



Université
de Toulouse

THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :

Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse)

Discipline ou spécialité :

Génie Électrique

Présentée et soutenue par :

M. HOUDHAYFA OUNIS

le mardi 8 novembre 2016

Titre :

CONCEPTION INTEGREE PAR OPTIMISATION MULTICRITERE MULTI-
NIVEAU D'UN SYSTEME D'ACTIONNEMENT HAUTE VITESSE POUR
L'AVION PLUS ELECTRIQUE

Ecole doctorale :

Génie Electrique, Electronique, Télécommunications (GEET)

Unité de recherche :

Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie (LAPLACE)

Directeur(s) de Thèse :

M. XAVIER ROBOAM

M. BRUNO SARENI

Rapporteurs :

M. JEAN-CLAUDE VANNIER, SUPELEC

M. STEPHANE BRISSET, ECOLE CENTRALE DE LILLE

Membre(s) du jury :

M. GUY FRIEDRICH, UNIVERSITE DE COMPIEGNE, Président

M. BRUNO SARENI, INP TOULOUSE, Membre

M. RAPHAEL VILAMOT, LIEBHERR AEROSPACE TOULOUSE SAS, Membre

M. XAVIER ROBOAM, INP TOULOUSE, Membre

Conception intégrée par optimisation multicritère multi-niveaux d'un système d'actionnement haute vitesse pour l'avion plus électrique

Résumé :

Les avantages que présentent les systèmes électriques par rapport aux autres systèmes (mécaniques, hydrauliques et pneumatiques) ont permis d'intensifier l'électrification des systèmes embarqués à bord des aéronefs : c'est le concept d'avion plus électrique. Dans ce contexte, l'approche de conception intégrée par optimisation (CIO) de ces systèmes s'avère aujourd'hui une nécessité pour pouvoir répondre aux exigences en termes d'efficacité énergétique, de fiabilité et de masse... Dans cette thèse, nous avons appliqué la CIO à une chaîne de conversion électromécanique utilisée dans le système de conditionnement d'air d'un avion. Deux objectifs sont ciblés : la minimisation de la masse du système et l'augmentation de son efficacité énergétique. Ces objectifs sont intégrés à diverses contraintes hétérogènes, allant de la qualité réseau au respect de la mission de vol dans le plan couple – vitesse, en passant par la thermique,...

Compte tenu de la complexité du système étudié et de son caractère multidisciplinaire, des approches de conception par optimisation dites « MDO » (pour Multidisciplinary Design Optimization) sont étudiées. En effet, au delà des compétences physiques et techniques, la conception intégrée par optimisation des systèmes complexes nécessite des efforts supplémentaires en termes de méthodologies de conception. Nous avons présenté dans cette thèse trois approches :

- Approches mono-niveau : séquentielle et globale ;
- Approche multi-niveaux, couplant niveaux système et niveau constituants (filtre, onduleur, machine) ; des formulations adaptées à notre problème de conception sont présentées afin de résoudre les problèmes liés aux optimisations mono-niveau.

Les performances des différentes approches de conception sont présentées analysées et comparées. Les résultats obtenus montrent clairement les avantages que présente la formulation multi-niveaux par rapport aux approches classiques de conception.

MOTS CLES :

- avion plus électrique
- mission de vol
- optimisation multi-niveaux
- méthodologie de conception
- MDO
- optimisation multicritère

Integrated design by multiobjective and multilevel optimization of a high speed actuation system for a more electric aircraft

ABSTRACT

The benefits of electrical systems compared to other systems (mechanical, hydraulic and pneumatic) are a serious motivation for the electrification of embedded systems in “more electric aircraft”. In this framework, the integrated optimal design of these systems appears necessary to meet requirements in terms of efficiency, reliability and weight reduction. In this thesis, we have applied the integrated optimal design to an electromechanical system used in the air conditioning system of a more electric aircraft. Two objectives are targeted: the minimization of the system weight and the increase of its efficiency. Both objectives are integrated with several heterogeneous constraints, from network quality till flight mission fulfilment in the torque vs speed plan.

Because of the complexity of the studied system and its multidisciplinary nature, "MDO" approaches (for Multidisciplinary Design Optimization) are studied. In fact, beyond physical and technical skills, integrated optimal design of complex systems requires additional efforts in terms of design methodologies. Three approaches are presented in this thesis:

- One-level Approaches: sequential and global;
- Multilevel approach, coupling “system” level with “device” level (filter, inverter, electric machine); a set of formulations adapted to our design problem are presented to solve the issues associated to the one-level approaches.

The performance of these design approaches are presented, analyzed and compared. The results clearly show the advantages that involves multilevel formulation compared to conventional design approaches.

KEYWORDS:

- more electric aircraft
- flight mission
- multilevel optimization
- design methodology
- MDO
- multiobjective optimization

Remerciements :

Cette thèse a été effectuée au niveau du laboratoire LAPLACE-Toulouse, site de l'ENSEEIH (Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, de l'Informatique, de l'Hydraulique et des Télécommunications) et en collaboration avec l'industriel Liebherr Aerospace -Toulouse.

En premier lieu, je tiens à remercier mes deux encadrants : **Xavier ROBOAM**, Directeur de recherche CNRS et **Bruno SARENI**, Professeur des universités pour m'avoir soutenu et encouragé durant l'ensemble de mes travaux de thèse. Je les remercie pour leur encadrement, leur disponibilité, leurs conseils avisés, leur suivi et leur patience.

Je tiens à remercier les membres du jury :

- Monsieur **Stéphane Brisset**, Maître de conférences HDR de l'Ecole Centrale de Lille, pour avoir accepté de rapporter cette thèse ;
- Monsieur **Jean Claude Vannier**, Professeur Centrale Supélec, pour l'intérêt qu'il a manifesté pour ces travaux de recherche en s'engageant à être rapporteur ;
- Monsieur **Guy Friedrich**, Professeur UTC-LEC Compiègne, pour avoir accepté la participation à mon jury en tant qu'examinateur ;
- Monsieur **Raphael Vilamot**, Chef de groupe Mécatronique au sein de la société Liebherr Aerospace-Toulouse, d'abord pour sa participation à la réalisation de ces travaux de recherche et pour sa disponibilité. Je le remercie aussi pour sa participation dans ce jury en qualité d'examinateur.

Par la suite je tiens à remercier tout ceux qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ces travaux de recherche. Je remercie les membres du groupe de recherche GENESYS pour leurs critiques constructives. Je remercie aussi les experts en « conception machine » de la société Liebherr Aerospace : **Raphael Vilamot, Couderc Mathieu et DEVANNEAUX Vincent**.

Je remercie tous les membres du groupe GENESYS. Je commence par mes collègues du bureau : **Mickael Faucher, Mame Andalleh Diop et Hadbi Djamel** pour les bons moments qu'on a passé ensemble et aussi pour toutes les discussions scientifiques qu'on a eu. Je tiens à remercier aussi : **Amine Djaafar, Nicolas Roux, Stéphane Astier, Hubert Piquet, Cristophe Turpin et Eric Bru**.

Je remercie bien-sûr les doctorants du Laplace-ENSEEIH et particulièrement : **Khaled Kahalerras, Abdelkader Bouarfa, Léopold Sepulchre, Sami El Aabid, Malek Zaibi, Hafedh Ben**

Abdelghani , Amel Damdoum, Phoc Chrin, Antoine Hanna Nohra, Ibtissem Helal, Olivier Goulard, Clément GARREAU, Alvaro Morentin-Etayo , GHANTY Yann , VARAIS Andy.

Enfin, je tiens à remercier toutes les personnes qui m'ont aidé, d'une manière ou une autre, à surpasser les moments difficiles de la thèse. Je remercie profondément mes parents, ma femme **Imène**, mes frères et sœurs, mes beaux-parents et tous les membres des familles : **OUNIS, Gasmi, Lakrache, Ouennouri, Djelloul.**

Table des matières :

Résumé.....	III
Abstract.....	IV
Remerciements.....	V
Table des matières.....	VII
Introduction générale.....	1

Chapitre 1 : Contexte général

1	Introduction :.....	Erreur ! Signet non défini.
2	L'avion plus électrique :.....	Erreur ! Signet non défini.
3	Projet de recherche :.....	Erreur ! Signet non défini.
4	Description du système étudié (VCS) :.....	Erreur ! Signet non défini.
4.1	Définition :.....	Erreur ! Signet non défini.
4.2	Compresseur à vis :.....	Erreur ! Signet non défini.
4.3	Intégration du moteur électrique.....	Erreur ! Signet non défini.
5	Intégration de la mission de vol dans la conception du VCS :.....	Erreur ! Signet non défini.
6	Contraintes de qualité réseau :.....	Erreur ! Signet non défini.
7	Optimisation multidisciplinaire (MDO) :.....	Erreur ! Signet non défini.
8	Conclusion.....	25

Chapitre 2 : Modèle analytique multi-physique du VCS

1	Introduction :.....	Erreur ! Signet non défini.
2	Machines à haute vitesse :.....	Erreur ! Signet non défini.
2.1	Définition de la haute vitesse :.....	Erreur ! Signet non défini.
2.2	Pourquoi la haute vitesse :.....	Erreur ! Signet non défini.
3	Choix de la topologie de la HSPMSM :.....	Erreur ! Signet non défini.
4	Modèle multi-physique de la machine synchrone à aimants permanents haute vitesse	
« HSPMSM » :	Erreur ! Signet non défini.
4.1	Géométrie de la machine :.....	Erreur ! Signet non défini.
4.2	Modèle magnétique :.....	Erreur ! Signet non défini.
4.3	Modèle circuit électrique.....	Erreur ! Signet non défini.
4.4	Modèle de contrôle :.....	Erreur ! Signet non défini.
4.5	Modèle de Pertes :.....	Erreur ! Signet non défini.
4.5.1	Pertes cuivre :.....	Erreur ! Signet non défini.
4.5.2	Pertes magnétiques :.....	Erreur ! Signet non défini.
4.6	Modèle thermique :.....	Erreur ! Signet non défini.
5	Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux :.....	Erreur ! Signet non défini.
5.1	Modèle du composant de puissance :.....	Erreur ! Signet non défini.

5.2	Modèle du boîtier du module de puissance :	Erreur ! Signet non défini.
5.3	Modèle de pertes :	Erreur ! Signet non défini.
5.4	Modèle thermique et refroidissement :	Erreur ! Signet non défini.
5.5	Stratégie de commande de l'onduleur de tension :	Erreur ! Signet non défini.
6	Modélisation du filtre d'entrée :	Erreur ! Signet non défini.
6.1	Topologie du filtre d'entrée :	Erreur ! Signet non défini.
6.2	Modèle circuit du filtre d'entrée :	Erreur ! Signet non défini.
6.3	Modèle des composants du filtre d'entrée :	Erreur ! Signet non défini.
6.3.1	Modèle analytique de l'inductance :	Erreur ! Signet non défini.
6.3.2	Modèle de la capacité :	Erreur ! Signet non défini.
6.3.3	Modèle de la résistance :	Erreur ! Signet non défini.
6.4	Modèle de pertes :	Erreur ! Signet non défini.
7	La « DSM », une approche matricielle pour la structuration d'un modèle analytique :	Erreur ! Signet non défini.
7.1	Création de la DSM :	Erreur ! Signet non défini.
7.2	Restructuration du modèle de dimensionnement de l'Actionneur HSPMSM :	Erreur ! Signet non défini.

Chapitre 3 : Approches de conception par optimisation mono-niveau appliquées au VCS

1	Introduction :	Erreur ! Signet non défini.
2	Formulation des problèmes d'optimisation :	Erreur ! Signet non défini.
2.1	Formulation du problème Actionneur :	Erreur ! Signet non défini.
2.1.1	Variables de décision :	Erreur ! Signet non défini.
2.1.2	Les contraintes du problème « Actionneur »:	Erreur ! Signet non défini.
2.1.3	Fonctions objectifs :	Erreur ! Signet non défini.
2.2	Formulation du problème d'optimisation « onduleur de tension + filtre d'entrée » :	Erreur ! Signet non défini.
2.2.1	Variables de décision:	Erreur ! Signet non défini.
2.2.2	Contraintes :	Erreur ! Signet non défini.
3	Approche d'optimisation séquentielle:	Erreur ! Signet non défini.
3.1	Boucle d'optimisation « Actionneur »	Erreur ! Signet non défini.
3.1.1	Configuration de l'algorithme d'optimisation NSGAI :	Erreur ! Signet non défini.
3.1.2	Analyse des résultats de l'optimisation	Erreur ! Signet non défini.
3.2	Boucle d'optimisation « Onduleur de tension + filtre d'entrée » ...	Erreur ! Signet non défini.
3.2.1	Réglage de l'algorithme d'optimisation NSGAI :	Erreur ! Signet non défini.
3.2.2	Analyse du front de Pareto :	Erreur ! Signet non défini.
3.2.3	Evolution des contraintes et points dimensionnant de la mission de vol :	Erreur ! Signet non défini.
3.2.4	Evolution des variables de décision :	Erreur ! Signet non défini.
4	Approche d'optimisation globale :	Erreur ! Signet non défini.
4.1	Analyse du front de Pareto :	Erreur ! Signet non défini.
4.2	Evolution des contraintes et points dimensionnants :	Erreur ! Signet non défini.
4.3	Evolution des variables de décision :	Erreur ! Signet non défini.
5	Conclusion : vision critique des approches d'optimisation mono-niveau	Erreur ! Signet non défini.

Chapitre 4 : Approches de conception par optimisation multi-niveaux appliquées au VCS

1. Introduction :.....	Erreur ! Signet non défini.
2. Décomposition d'un système complexe et identification des variables de couplage:	Erreur ! Signet non défini.
2.1 Décomposition d'un système complexe :	Erreur ! Signet non défini.
2.2 Classification des méthodes de décomposition :	Erreur ! Signet non défini.
3. Formulation ATC à deux niveaux :	Erreur ! Signet non défini.
3.1 Formulation du problème de conception du niveau « système » :	Erreur ! Signet non défini.
3.2 Formulation du problème de conception du niveau « sous-système » : ...	Erreur ! Signet non défini.
3.3 Exemple de stratégie de coordination :	Erreur ! Signet non défini.
4. Application de la formulation ATC sur le problème de conception du VCS :	Erreur ! Signet non défini.
4.1 Problème de conception au niveau « système » :	Erreur ! Signet non défini.
4.2 Problèmes de conception au niveau « sous-système » :	Erreur ! Signet non défini.
5. Formulation multi-niveaux adaptée au problème de conception du VCS :	Erreur ! Signet non défini.
5.1 Modification de la formulation ATC :	Erreur ! Signet non défini.
5.2 Problèmes liés à la formulation bi-objectif du problème :	Erreur ! Signet non défini.
5.4 Discussion des résultats :	Erreur ! Signet non défini.
6. Influence de la décomposition des sous systèmes sur la résolution du problème multi-niveaux :	Erreur ! Signet non défini.
6.1 Discussion des résultats et comparaison des deux formulations multi-niveaux :	Erreur ! Signet non défini.
7. Adaptation de l'algorithme génétique (NSGA-II) pour la résolution des problèmes de conception multi-niveaux multi-objectifs :	Erreur ! Signet non défini.
8. Conclusion : Comparaison de performances des différentes formulations multi-niveaux ..	Erreur ! Signet non défini.
Conclusion générale	149
Annexes	155
Références	204

To my other half, Imène

To my parents

A la mémoire de mon oncle : Rchid

A la mémoire de mon oncle : M^{ed} Larbi

A la mémoire de mes grands-parents

INTRODUCTION GENERALE

Depuis le premier vol motorisé des frères Wright (1903), qui possédait un moteur à démarrage électrique, la conception des aéronefs a connu de nombreuses avancées notamment autour du vecteur électricité : le premier vol motorisé. L'industrie aéronautique a toujours bénéficié du développement technologique de beaucoup de disciplines qui interviennent directement dans sa conception à savoir la mécanique, l'hydraulique, le pneumatique et l'électrique. La part de l'énergie électrique embarquée à bord de l'avion n'a pas cessé d'augmenter depuis son invention. En effet, les recherches scientifiques dans le domaine du génie électrique ont contribué à répondre aux exigences des constructeurs. Les systèmes électriques embarqués ont bénéficié des progrès remarquables qu'ont connus plusieurs domaines tels que : les matériaux dédiés aux applications du génie électrique, les nouvelles topologies des machines électriques, l'électronique de puissance et les méthodes de contrôle...

Avec le temps et grâce aux efforts de recherche, les systèmes électriques ont atteint une maturité proche des autres disciplines. En plus, un système électrique présente des avantages majeurs pour les constructeurs aéronautiques pour satisfaire les contraintes de plus en plus exigeantes et les normes appliquées dans ce domaine. En effet, un système électrique domine les autres vecteurs (mécanique, hydraulique, pneumatique) en termes d'efficacité énergétique, maintenabilité, disponibilité, simplicité et sécurité de fonctionnement.

Le soutien de la composante électrique à bord des aéronefs modernes s'inscrit dans un concept appelé MEA (More Electric Aircraft). Ce concept représente une étape intermédiaire vers l'électrification totale et la rationalisation des sources d'énergie embarquées. Les efforts scientifiques dans ce contexte ont été marqués par la mise sur le marché des avions plus électriques, à commencer par l'A380 de Airbus et le B787 de Boeing. Sur ces deux modèles, plusieurs systèmes ont connu l'électrification ; on peut citer à titre d'exemple le système de conditionnement d'air « ECS » et le dégivrage à puissance électrique sur le B787.

En plus des avantages que présentent les systèmes électriques, leur intérêt environnemental est déterminant. En effet, l'électrification des systèmes embarqués semble la seule solution réaliste pour répondre aux objectifs environnementaux souhaités : une efficacité énergétique intéressante permet la réduction du poids de l'avion et l'optimisation de la consommation du carburant qui signifie une limitation de la pollution.

Au XXI^{ème} siècle, la préservation de l'environnement devient une exigence primordiale dans tous les domaines. En aéronautique, au niveau national, de multiples plateformes ont été créées sous la tutelle du CORAC (CONseil pour la Recherche Aéronautique Civile) pour organiser les efforts de recherche afin de répondre à des contraintes environnementales de plus en plus exigeantes. Les travaux de recherche présentés dans ce manuscrit s'inscrivent dans la plateforme GENOME (GESTion OptiMisée de l'Energie). Ils ont été effectués au niveau du laboratoire LAPLACE à Toulouse au sein du groupe de recherche GENESYS (Groupe ENergie Electrique & SYStémique) en collaboration avec l'industriel Liebherr Aerospace Toulouse. Ces travaux se situent parfaitement dans ce contexte, avec pour objectif l'optimisation conjointe des masses embarquées et de l'efficacité énergétique.

Dans cette thèse, nous étudions et proposons ainsi des méthodes de conception par optimisation d'un système d'entraînement électromécanique, le VCS (Vapor Cycle System), utilisé au sein du système de conditionnement d'air d'un aéronef pour le refroidissement des équipements électroniques. Un tel système implique plusieurs domaines d'expertises couplés, à savoir : la conception des machines électriques, la conception des convertisseurs statiques et leur commande et le filtrage nécessaire au respect des normes. Des méthodes de conception par optimisation ont été élaborées au cours des années pour satisfaire le caractère multidisciplinaire d'un tel système. La MDO (Multidisciplinary Design Optimization) cherche à trouver des solutions globales aux problèmes de conception des systèmes multidisciplinaires, problèmes parmi lesquels on peut citer : les problèmes de convergence dus à la complexité des modèles mis en jeu, la qualité des solutions issues de l'optimisation et les problèmes liés à la gestion des projets industriels (confidentialité et secret industriel).

Ce travail est divisé en quatre chapitres :

Le premier chapitre introduit le contexte général, partant de l'avion plus électrique et des avantages des systèmes électriques par rapport aux autres systèmes. Ensuite, une description simplifiée du VCS est proposée avec une vue sur son environnement de fonctionnement. Finalement, nous introduisons les méthodes de conception dites MDO.

Le deuxième chapitre sera complètement dédié à la modélisation du VCS en vue de l'optimisation. Nous nous inspirons des travaux de thèse de [AND13] pour proposer des modèles analytiques appropriés pour les trois parties constitutives du système : le moteur synchrone haute vitesse à aimants permanents montés en surface, l'onduleur de tension deux niveaux et sa commande et le filtre d'entrée. Nous tenons à préciser qu'un travail de validation par éléments finis a été réalisé pour caractériser la précision des modèles analytiques sur la partie actionneur.

Dans le troisième chapitre, nous allons appliquer des approches de conception par optimisation mono-niveau au VCS. L'approche séquentielle consiste à séparer le processus d'optimisation des différentes parties du système. Dans cette approche, le modèle du VCS sera divisé en deux grandes parties : l'actionneur sera en premier lieu traité dans une première boucle d'optimisation, puis l'onduleur de tension et son filtre d'entrée sont optimisés dans une autre boucle pour plusieurs solutions particulières de la première boucle. La deuxième approche, dite « globale », consiste à concevoir tout le système en une seule boucle d'optimisation. Le chapitre sera conclu par une comparaison entre les deux approches.

Le quatrième chapitre sera consacré aux approches d'optimisation multi-niveaux multi-objectifs du VCS. Plusieurs formulations inspirées de l'ATC (Analytical Target Cascading) seront appliquées et une étude comparative sera menée pour souligner les avantages et les inconvénients des formulations multi-niveaux par rapport aux formulations mono-niveau traitées dans le troisième chapitre.

CHAPITRE 1

CONTEXTE GENERAL

1 Introduction :

Depuis l'invention du premier avion au début du XX^{ème} siècle, l'énergie électrique a pris place à bord des aéronefs. Avec le progrès technologique qu'a connu le génie électrique et surtout après la fiabilisation et la commercialisation des convertisseurs statiques et le développement des microprocesseurs, la part de l'énergie électrique par rapport aux autres sources d'énergie ne cesse d'augmenter. Les recherches dans ce domaine vont dans le sens de rationaliser les sources d'énergie (électrique mais aussi mécanique, pneumatique et hydraulique) embarquées dans un aéronef. Cette rationalisation a pour but de réduire la masse totale des avions ce qui entraînera une réduction des émissions CO2 donc une préservation de l'environnement. D'autres améliorations, notamment en gains sur la maintenance sont escomptées avec l'avion plus électrique.

Dans ce contexte, nous trouvons dans la littérature le concept de l'avion tout électrique (AEA : All Electric Aircraft). Ce concept revient à l'utilisation exclusive de l'énergie électrique pour assurer toutes les fonctions non propulsives à bord d'un aéronef. Mais en attendant ce concept en rupture, le MEA ou More Electric Aircraft a été vu ces dernières années comme une étape intermédiaire vers l'AEA ; il appelle à l'augmentation progressive de la part de l'énergie électrique embarquée. Cela se fait par l'intégration de nouveaux systèmes électriques à la place d'autres systèmes mécaniques, hydrauliques et pneumatiques. Sur le plan industriel, l'Airbus A380 et en particulier le Boeing B787 (bleedless, c'est-à-dire sans prélèvement d'air ni système pneumatique) représentent des applications réelles du concept de MEA. Des systèmes comme les commandes de vol, le conditionnement d'air, le dégivrage,... sont remplacés par des systèmes à puissance électrique.

Dans ce contexte, l'optimisation de la masse des systèmes à puissance électrique devient donc un enjeu crucial ; ces travaux de recherches s'inscrivent dans cette optique. Dans ce premier chapitre, nous allons aborder les points suivants :

- le contexte scientifique de la thèse ;
- le contexte industriel de la thèse ;
- la présentation du système étudié (VCS : Vapor Cycle System) ;
- les contraintes imposées par le systémier (Airbus) ;
- l'introduction des méthodes de conception par optimisation multi-niveaux utilisées dans ces travaux.

2 L'avion plus électrique :

L'intégration de l'énergie électrique à bord des aéronefs remonte à la fin du 19^{ème} siècle. En 1883, le français Gaston Tissandier était le premier à utiliser des moteurs électriques pour la propulsion d'un ballon dirigeable [REN, ART et HER 1884]. Il marque ainsi, le début de l'expérience humaine avec les avions électriques.

Comme pour l'industrie automobile, les avions commercialisés au cours du 20ème siècle intègrent principalement des systèmes mécaniques, hydrauliques et pneumatiques avec une utilisation limitée de l'énergie électrique [AND13].

- **l'énergie mécanique** est produite sur l'arbre des turboréacteurs. Cette puissance mécanique est distribuée à la boîte d'accessoires « Gearbox ». Son rôle est d'entraîner mécaniquement les pompes de lubrification, les pompes à carburant, les pompes hydrauliques et les générateurs électriques ;
- **l'énergie pneumatique** est issue du prélèvement d'air chaud fortement comprimé au niveau des turboréacteurs de l'avion. Classiquement appelé système « *bleed* » de traitement d'air, cette énergie est utilisée pour alimenter le système de contrôle de l'environnement « ECS – *Environment Control System* » et pour fournir de l'air chaud pour le système de protection antigivrage « WIPS *Wing Ice Protection System* » ;
- **l'énergie hydraulique** est générée grâce à l'entraînement mécanique de pompes hydrauliques par le turboréacteur. Ces pompes sont appelées « EDP *Engine Driven Pump* » et il existe classiquement trois circuits hydrauliques indépendants. L'énergie hydraulique est responsable de la fourniture de puissance nécessaire pour diriger l'avion. Elle pilote donc les actionneurs de commandes de vol (becs, volets, spoilers, ailerons, gouvernes, plan horizontal, etc.), les freins du train d'atterrissage et le système d'armes dans le cas d'avions militaires ;
- **l'énergie électrique** est obtenue par l'entraînement mécanique d'alternateurs connectés aux turboréacteurs (de même que pour les pompes hydrauliques citées précédemment). Pour les anciennes générations (avant l'A380) l'électricité à bord est à fréquence fixe, générée à partir de générateurs appelés « IDG *Integrated Drive Generator* » constituant le réseau alternatif triphasé principal de tension de 115 à 200 V_{AC}. A ce niveau, il existe un étage régulateur de fréquence appelé « CSD *Constant Speed Drive* » conférant au réseau une fréquence fixe de 400 ± 30 Hz. Pour les faibles charges électriques (avionique, contrôle) il y a aussi un réseau secondaire continu de tension 28 V, obtenu à partir du réseau principal à travers des transformateurs et des redresseurs.

Plusieurs raisons sont à l'origine de la limitation initiale de l'utilisation de l'énergie électrique à bord des aéronefs, nous pouvons citer :

- le développement de l'industrie pétrolière qui a imposé l'utilisation de l'énergie fossile pour la propulsion des avions.
- la maturité des systèmes mécaniques, hydrauliques et pneumatiques par rapport aux systèmes électriques (**Tab.1- 1**).

Tab.1- 1 : Comparaison des systèmes secondaires de distribution de puissance dans un avion

Système	Complexité	Maintenance	Maturité
Electrique	Complexe	Simple	Mature (Nouvelles technologies immature)
Mécanique	Très complexe	Fréquente et lente	Très mature
Hydraulique	Simple	Complexe et dangereuse	Mature
Pneumatique	Simple	Complexe	Très mature

A la fin des années 70, le concept de l'avion plus électrique (MEA) voit le jour [EMA et EHS 00] [JON 99] [QUI 93]. L'idée est de faire des pas vers l'avion tout électrique en augmentant progressivement la part de la puissance électrique embarquée (*Fig.1- 1*) avec l'utilisation des systèmes électriques à la place des autres systèmes (*Fig.1- 2*). La *Fig.1- 1* montre l'augmentation significative de la puissance électrique non propulsive embarquée dans les avions, qui va jusqu'à 1MW pour le B787 de Boeing et 0.6MW pour l'A380 d'Airbus.

Techniquement, les systèmes d'actionnement à puissance électrique constituent une alternative performante aux autres sources secondaires traditionnelles. Le remplacement total des sources secondaires par la source d'origine électrique présente par exemple comme bénéfices potentiels [AND13] :

- une **réduction du poids** : les systèmes pneumatiques et hydrauliques sont encombrants et lourds. Ils contribuent fortement au poids de l'avion. Le gain de masse n'est pas acquis aujourd'hui avec l'avion plus électrique, mais les perspectives de progrès sont substantielles ;
- une **réduction de la consommation de carburant**: l'énergie pneumatique s'appuie sur l'air comprimé à partir des turboréacteurs. Cette énergie est donc générée au détriment de la consommation de carburant. Elle n'a aucune contribution à la poussée des turboréacteurs ;
- une **augmentation de l'efficacité énergétique** : les systèmes pneumatiques et hydrauliques sont moins efficaces que les systèmes électriques. Les pertes dans les conduites pneumatiques/hydrauliques sont plus élevées que dans les câbles électriques. Cela signifie que la consommation d'énergie des systèmes hydrauliques et pneumatiques est à tout instant plus élevée que nécessaire. De plus, ces systèmes n'ont pas l'avantage du système électrique de pouvoir être allumés/éteints en fonction de l'énergie demandée ;
- une **amélioration de la maintenabilité** : le passage à un vecteur énergétique unique avec des systèmes tous électriques offre des gains en termes de rationalité : moins de pièces de rechange et moins d'outils d'entretien. Il offre une amélioration significative du point de vue diagnostic et détection de défauts par les techniques de test intégré « BIT *Built-in-Test* ». Cette amélioration réduit nettement l'indicateur de maintenabilité « MTTR *Mean Time To Repair* », soit une réduction du temps moyen de réparation par avion ;

- une **amélioration de la disponibilité du système et de la fiabilité** : la distribution électrique est plus pratique et offre une grande souplesse de reconfiguration du système en cas de panne (plus difficile à réaliser avec le système hydraulique). Même si les systèmes d'actionneurs traditionnels, servocommandes hydrauliques notamment, sont très fiables, les systèmes d'actionnement à puissance électrique, électromécaniques « EMA » et électro-hydrostatiques « EHA » améliorent de jour en jour leur fiabilité : ceci se mesure à travers l'indicateur de « MTBF *Mean Time Between Failure* », soit une augmentation du temps de fonctionnement moyen entre défaillances consécutives [SAG08] ;
- une **amélioration de la sécurité de fonctionnement de vol** : une configuration électrique interconnectant les différents sous-systèmes à bord d'un avion permet d'effectuer une surveillance plus efficace (le « health monitoring »). Cette surveillance permettra d'éviter les défaillances de mode commun ou défaillances simultanées, caractérisées par la mise en défaut de plusieurs sous-systèmes dépendant d'une seule cause de panne initiale ;
- une **simplification des systèmes d'actionnement** : le réseau de bord étant composé de plusieurs charges entrainées par des actionneurs électriques, l'insertion des paliers magnétiques supprimerait tous les systèmes d'huile [HOWS03, FAL05, ROS07]. Leur utilisation dans les circuits de démarrage des turboréacteurs et de l'APU « Auxiliary Power Unit » est envisagée.

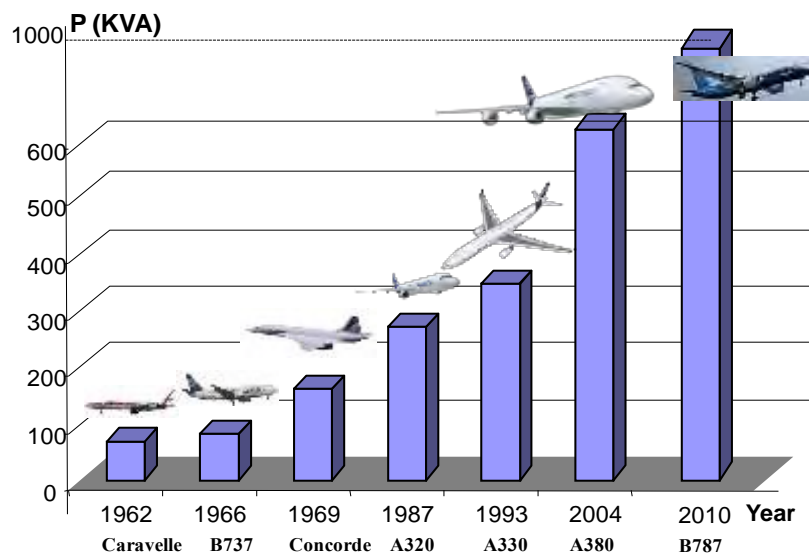


Fig.1- 1 : Evolution de la puissance électrique embarquée

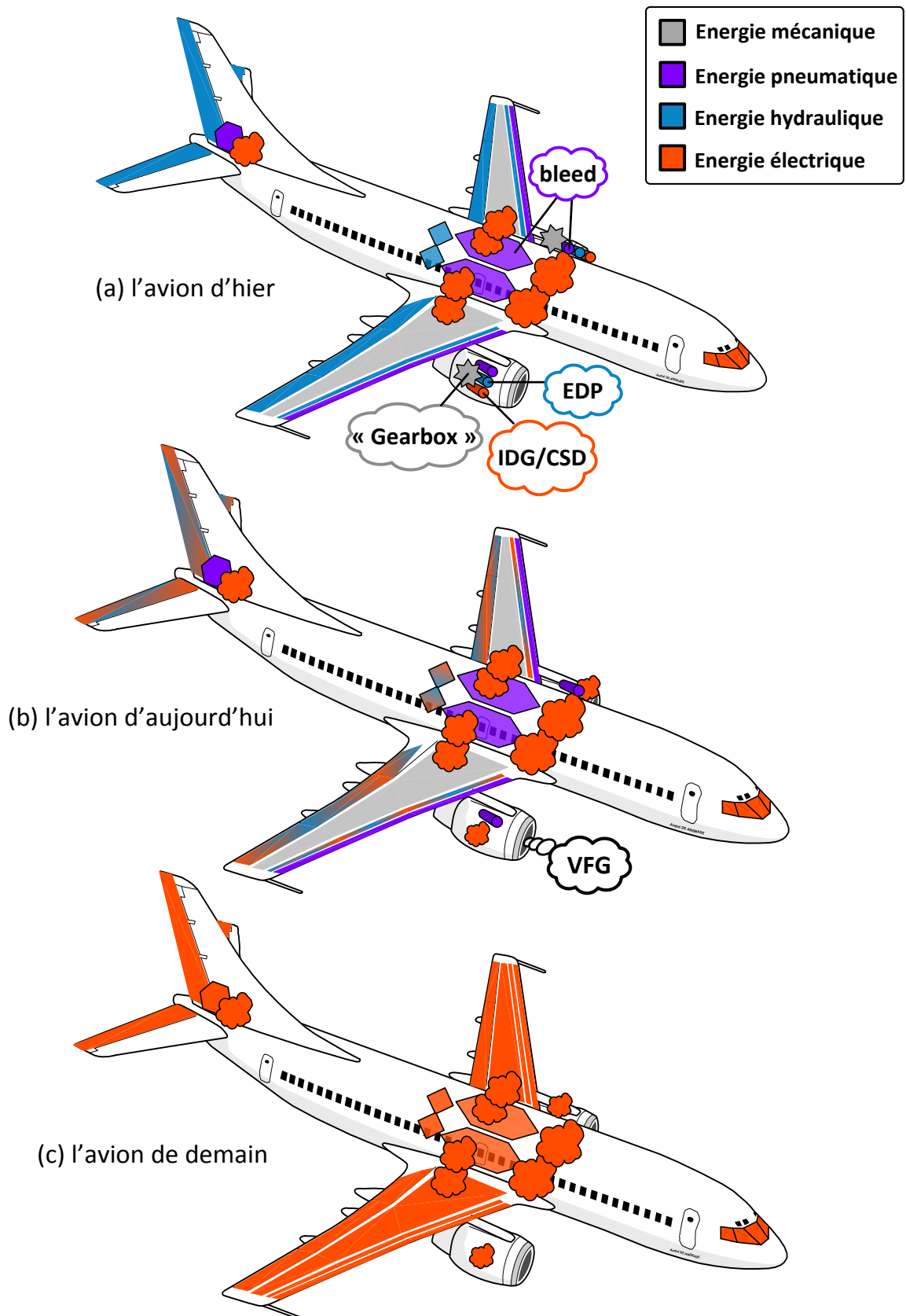


Fig.1- 2 : Electrification des fonctions non propulsives de l'avion : vers un avion tout électrique

3 Projet de recherche :

Ces travaux de thèse s'inscrivent dans le projet de recherche GENOME (GEstioN OptiMisée de l'Energie). Ce projet de recherche est piloté par le CORAC (CONseil pour la Recherche Aéronautique Civile) qui a été créé en juillet 2008 à partir d'engagements pris fin 2007 lors du «Grenelle de l'Environnement ». Le CORAC regroupe sous l'impulsion de la DGAC (Direction Générale de l'Aviation Civile) et du GIFAS (Groupement des Industries Françaises Aéronautiques et Spatiales), l'ensemble des acteurs français du secteur du transport aérien, c'est-à-dire l'industrie aéronautique, les compagnies aériennes, les aéroports, l'ONERA, les institutionnels et ministères concernés. La mise en place du CORAC s'inscrit dans une volonté de mise en cohérence des efforts de recherche et d'innovation dans le domaine aéronautique, notamment pour la préservation de l'environnement et le développement durable. Parmi ses premières réalisations, il a établi la feuille de route technologique pour la recherche aéronautique, base de la mise en œuvre d'une stratégie de recherche ambitieuse et coordonnée autour d'objectifs de maîtrise de l'empreinte environnementale du transport aérien, à l'horizon 2020.

Pour les nouveaux avions, les développements technologiques tendent vers les objectifs suivants pour les nouveaux appareils (vision 2020):

- Gaz à effet de serre : réduction de 50% des émissions de CO₂ ;
- Polluants locaux : réduction de 80% des émissions de NO_x (oxydes d'azote)
- Bruit : réduction de 50% du bruit perçu

Une autre stratégie à long terme a été établie en 2011 pour améliorer encore plus les conditions environnementales :

- Réduction CO₂ de 75% par passager/Km ;
- Réduction NO_x de 90% ;
- Réduction du bruit perçu de 65%, par rapport à une référence année 2000.

GENOME représente une des six plateformes de démonstration technologiques. Il propose des ruptures technologiques permettant un gain de performances supplémentaire nécessaire pour être attractif devant des technologies matures en butée d'évolution. Les retombées attendues sont :

Environnementales :

- Un gain supérieur à 1% sur la consommation de carburant ;
- Une disponibilité accrue des avions ;
- Une utilisation des avions plus écologique au sol par la suppression du système hydraulique, le remplacement de l'utilisation de l'APU par des infrastructures aéroportuaires électriques généralisées ou le « green-taxi » avec des moteurs roues.

Compétitivité :

- La rupture de l'avion tout électrique est une des opportunités de renforcer la compétitivité de toute la filière française en se démarquant des technologies actuelles à faibles potentiels d'amélioration ;
- L'électronique de puissance est une technologie clé. L'ouverture vers d'autres secteurs industriels comme l'automobile sera nécessaire pour gagner le challenge des coûts.

Les partenaires principaux qui collaborent activement dans ce projet de recherche sont les industriels : avionneurs (Airbus, Dassault, Eurocopter) et équipementiers (Liebherr, Safran, Thales et Zodiac). Le monde académique est notamment représenté par le laboratoire LAPLACE à Toulouse et d'autres laboratoires du groupement de recherche SEEDS (Systèmes d'Energie Electrique dans leur Dimension Sociétale), notamment AMPERE Lyon, G2ELab Grenoble ou SATIE Cachan.

Les travaux de recherche présentés dans ce manuscrit ont été menés au sein du groupe GENESYS du laboratoire LAPLACE, en collaboration avec Liebherr Aerospace-Toulouse. Des méthodes de conception intégrée par optimisation ont été appliquées à un moto-compresseur à vis (VCS : Vapor Cycle System).

4 Description du système étudié (VCS) :

4.1 Définition :

Le moto-compresseur fait partie d'un système de cycle à vapeur qui comprend une ligne d'injection de vapeur (refroidisseur / économiseur). Ce système assure le refroidissement des appareils électroniques dans un avion civil.

Le moto-compresseur est utilisé pour:

- assurer l'écoulement du réfrigérant à travers le système hermétique ;
- faire monter la pression entre l'évaporateur et le condenseur.

L'architecture du VCS est représentée par la **Fig.1- 3**.

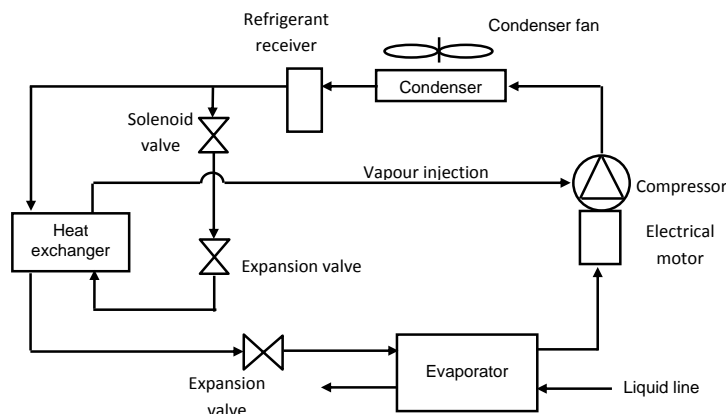


Fig.1- 3 : Architecture d'un VCS

4.2 Compresseur à vis :

Le compresseur à vis (également appelé compresseur volumétrique) est une machine rotative à déplacement positif. Il se compose d'une paire de rotors (mâle et femelle) avec vis hélicoïdale, le tout tournant dans un carter fixe qui les entoure totalement. La rotation à grande vitesse dans des sens opposés des deux rotors mâle et femelle permet l'aspiration, la compression, le refoulement du gaz. Le gaz est transporté le long de la vis, de l'orifice d'aspiration à l'orifice de refoulement de façon continue.

Comme les rotors tournent dans des sens opposés, l'espace augmente en se déplaçant vers l'avant et le gaz est aspiré. Puis, cet espace diminue au fur et à mesure de l'avancement de la vis et le gaz est comprimé puis refoulé par un orifice aménagé en fin de parcours de la vis. La **Fig.1- 4** représente un exemple d'un compresseur utilisé en aéronautique pour l'avion Airbus A380.

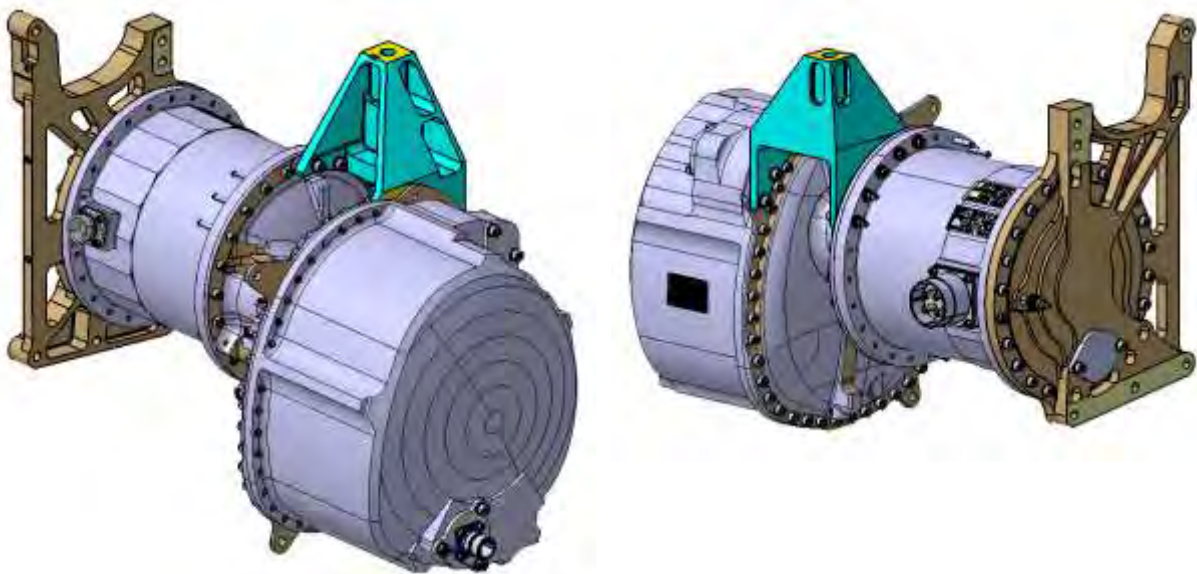
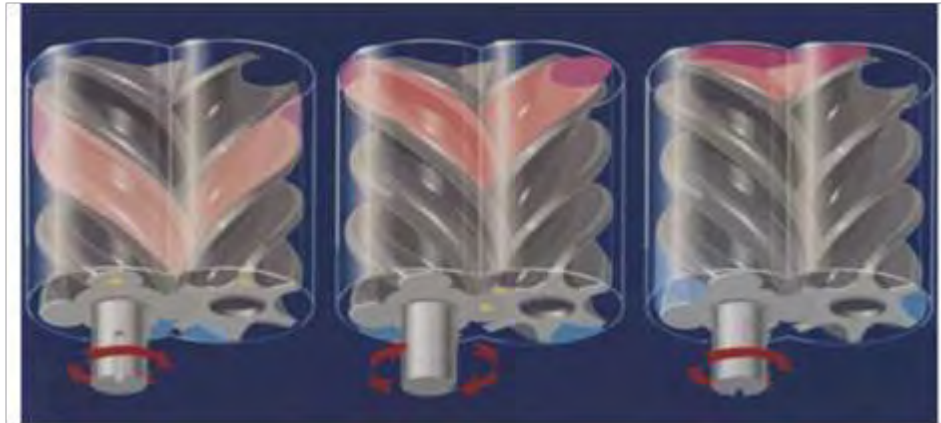


Fig.1- 4 : Exemple de compresseur à vis LTS (A380 SCS application)

Comme on le voit sur la **Fig.1- 5**, la vapeur pénètre à l'avant, à travers une ouverture dans le plan avant du boîtier, qui forme l'orifice d'entrée. La vapeur remplit les espaces entre les lobes ; le volume piégé dans chaque chambre augmente avec la rotation et la ligne de contact entre les rotors recule. Au point où le volume maximal est rempli, la rotation se fait sans aucune admission de fluide supplémentaire (a). Le volume maximal pris au piège correspond au déplacement du compresseur.

A partir de cette position, une rotation supplémentaire réduit le volume de la vapeur piégée entre les lobes et le boîtier. Cela provoque une augmentation de la pression (b).

A la position où le volume piégé est suffisamment réduit pour obtenir l'élévation de la pression requise, les extrémités des rotors sont exposées à une ouverture sur la face inférieure du boîtier, qui forme l'orifice d'évacuation. Une rotation supplémentaire réduit le volume piégé provoquant l'écoulement du fluide à travers l'orifice d'évacuation (c). Cela se poursuit jusqu'à ce que le volume piégé soit réduit pratiquement à zéro et que tout le gaz emprisonné entre les lobes, à la fin du processus d'aspiration, soit expulsé. Le processus est ensuite répété pour chaque chambre. Ainsi, il existe une succession des processus d'aspiration, de compression et de refoulement réalisés dans chaque rotation.



(a) Aspiration

(b) Compression

(c) Décharge

Fig.1- 5 : Fonctionnement d'un compresseur à vis

4.3 Intégration du moteur électrique

Toutes les parties du moteur : stator et rotor, seront entourés par la vapeur frigorigène. Le moteur est intégré à la basse pression, côté basse température du compresseur, avec un rotor intégré à la vis. Le refroidissement du stator sera assuré par le flux du réfrigérant provenant de l'entrée d'aspiration du compresseur. La plage de température du fluide frigorigène à l'entrée d'aspiration sera entre 0 et 30 ° C

Les principales voies de refroidissement sont conçues dans le carter du moteur et réparties tout autour du stator. Un chemin secondaire sera assuré par l'entrefer entre le rotor et le stator ; la **Fig.1- 6** décrit les chemins de refroidissement internes:

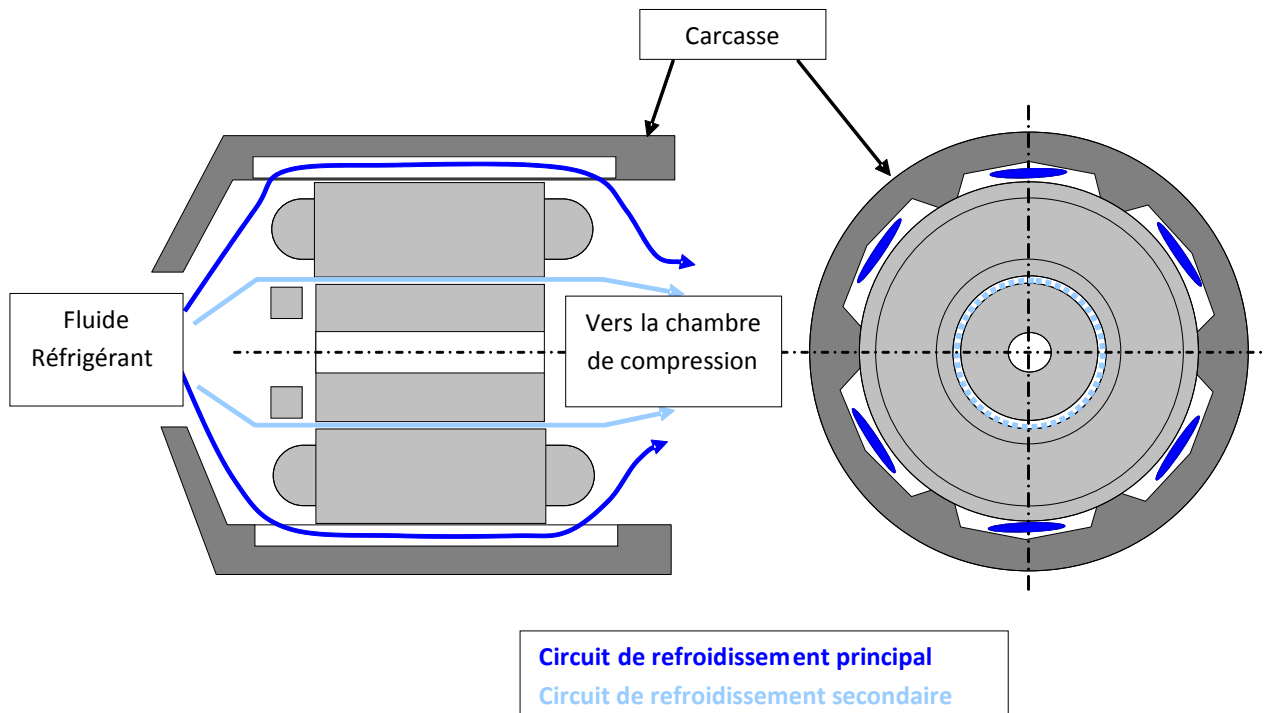


Fig.1- 6 : Circuits de refroidissement du moteur

5 Intégration de la mission de vol dans la conception du VCS :

La conception d'une machine électrique est souvent réalisée par rapport à un point de fonctionnement unique, appelé « Nominal » [MES98]. Cette règle est parfaitement adaptée aux systèmes industriels fonctionnant à régimes constants ou peu variables. Avec l'intégration croissante des machines électriques dans des applications qui nécessitent un fonctionnement en régime variable, tels que dans les transports, les éoliennes,... etc, le dimensionnement par rapport à un point nominal unique risque de dégrader les performances globales du système.

Pour optimiser l'efficacité énergétique d'un système, la notion de « mission » trouve une place très importante dans la conception systémique au travers de travaux de recherche plus ou moins récents. Nous pouvons citer, à titre d'exemple, les travaux de [JAA11] pour une application ferroviaire et les travaux de [AND13] sur le système de conditionnement d'air « ECS » : ces deux sujets de recherche ont été menés au sein du groupe GENESYS du laboratoire LAPLACE.

Une mission peut être définie comme étant un ensemble d'informations nécessaires pour décrire le fonctionnement d'un système dans son environnement. Contrairement au dimensionnement par rapport à un point nominal unique, l'intégration de la mission dans le processus de conception implique la prise en compte de l'ensemble des points de fonctionnement du système. L'importance de chaque point est notamment représentée par son occurrence, c'est-à-dire, la durée de fonctionnement du système sur ce point par rapport à la durée totale de la mission. L'occurrence est par exemple dimensionnante vis-à-vis de la consommation énergétique du système d'actionnement.

Pratiquement, la mission peut contenir un nombre très important de points, compliquant ainsi le processus de conception. Cependant, des méthodes de compactage et de simplification peuvent être utilisées pour réduire la taille de la mission [JAA11]. La mission équivalente doit traduire fidèlement toutes les caractéristiques et contenir toutes les informations de la mission totale. Les travaux de [AND13] sur un système de conditionnement d'air pour une application aéronautique montrent que les points dimensionnant d'un système peuvent être très difficiles à identifier. Par exemple, pour son système, les contraintes de qualité réseau sont très sensibles aux points de fonctionnement à très faibles puissances, alors que ce sont les points à fortes puissances qui sont traditionnellement considérés comme étant les plus contraignants pour le dimensionnement (en masse notamment) d'un système d'actionnement électromécanique.

Dans notre cas, la mission de vol a été directement fournie par la société Liebherr Aerospace-Toulouse. Elle résume l'ensemble des points de fonctionnement du VCS pendant toutes les phases de vol en prenant en considération les conditions climatiques de navigation. Les tableaux **Tab.1- 2**,

Tab.1- 3, **Tab.1- 4** résument les caractéristiques des points de la mission de vol pour le même système mais à trois vitesses nominales différentes (8000, 1200 et 16000 [tr/min]). Cet ensemble de points de mission englobe en réalité les quatre missions suivantes :

Cas Standard :

- Mission 1 : représentée par les points : 1, 6, 7, 8, 9 (pour 37.5% du temps)
- Mission 2 : représentée par les points : 1, 3, 4, 7, 8, 9 (pour 12.5% du temps)

Cas Emirates :

- Mission 3 : représentée par les points : 1, 5, 7, 8, 9 (pour 37.5% du temps)
- Mission 4 : représentée par les points : 1, 2, 3, 7, 8, 9 (pour 12.5% du temps)

Il est à noter que la mission de vol globale considérée est la succession de ces quatre missions. Les points caractéristiques de la mission globale sont :

- Point 1 : avec ce point, le système développe une puissance maximale de fonctionnement de 13.8 [kW]. Le système ne fonctionne pas sur ce point (l'occurrence de ce point est nulle) mais les spécifications imposent que le VCS doit être « capable de le passer »..
- Point 3 : le système développe son couple maximal pour ce point de fonctionnement, nous verrons dans le chapitre 3 l'importance de ce point vis-à-vis les contraintes thermiques du problème.
- Point 8 : malgré la faible puissance de ce point de fonctionnement, son occurrence est la plus importante. Pour optimiser le bilan énergétique, le système doit avoir un point nominal proche de ce point.

Tab.1- 2 : Points de la mission de vol du système tournant à 8000 [tr/min]

Points	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Phase de vol	-	Sol	Sol	Sol	Sol	Sol	Vol	Vol	Vol
Durée [h]	0	3	2	3	3	3	1	4	2
Vitesse [tr/min]	8000	8000	5000	8000	5000	5000	4810	4160	3580
Couple[N.m]	16.5	15	18.5	12	15	11.2	8.6	8.9	3.9
Occurrences [%]	0	3.57	4.76	3.57	10.71	10.71	9.25	38.1	19.05

Tab.1- 3: Points de la mission de vol du système tournant à 12000 [tr/min]

Points	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Phase de vol	-	Sol	Sol	Sol	Sol	Sol	Vol	Vol	Vol
Durée [h]	0	3	2	3	3	3	1	4	2
Vitesse [tr/min]	12000	12000	7500	12000	7500	7500	7215	6240	5370
Couple[N.m]	11	10	12.33	8	10	7.47	5.73	5.93	2.6
Occurrences [%]	0	3.57	4.76	3.57	10.71	10.71	9.25	38.1	19.05

Tab.1- 4: Points de la mission de vol du système tournant à 16000 [tr/min]

Points	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Phase de vol	-	Sol	Sol	Sol	Sol	Sol	Vol	Vol	Vol
Durée [h]	0	3	2	3	3	3	1	4	2
Vitesse [tr/min]	16000	16000	10000	16000	10000	10000	9620	8320	7160
Couple[N.m]	8.25	7.5	9.25	6	7.5	5.6	4.3	4.45	1.85
Occurrences [%]	0	3.57	4.76	3.57	10.71	10.71	9.25	38.1	19.05

La **Fig.1- 7** montre les points de la mission de vol dans le plan couple-vitesse, pour les trois régimes de rotation. La puissance électrique reste la même, quand la vitesse de l'actionneur augmente, le couple diminue du même rapport.

La **Fig.1- 8** montre les occurrences des différents points de la mission de vol du système tournant à 8000 [tr/min]. Nous pouvons constater que les points les plus occurrents sont ceux de plus faibles puissances (points 9 et 8). D'après les travaux de [AND13], Le dimensionnement du système par rapport à son point de puissance maximale (point 1) ou par rapport au point de couple maximal (point 3) conduira à un surdimensionnement. L'intégration de la mission de vol permet de concevoir un système dont le fonctionnement nominal se rapproche plus des points à fortes occurrences et qui permet d'atteindre les points de fonctionnement les plus contraignants.

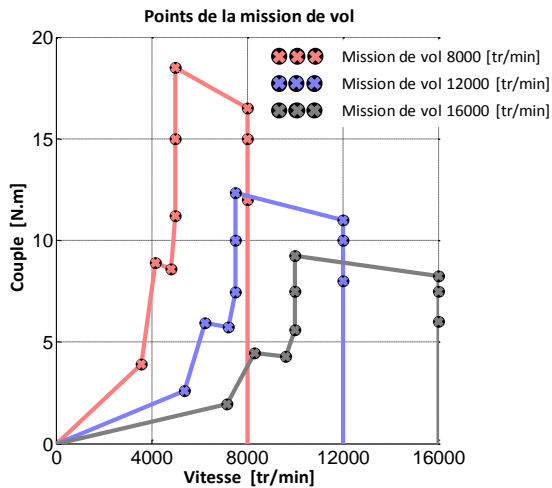


Fig.1- 7 : Les trois missions de vols dans le plan couple-vitesse

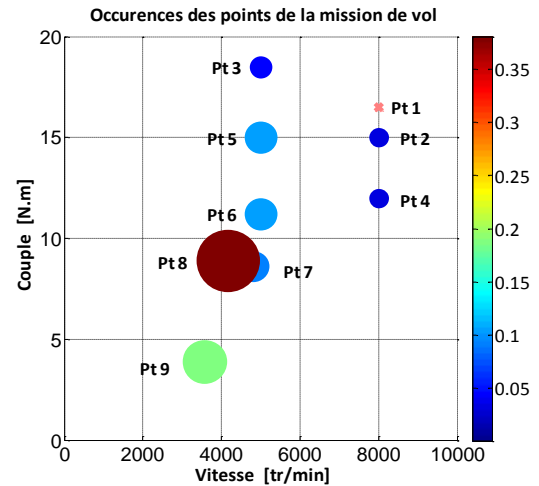


Fig.1- 8 : Occurrences des points de mission pour la vitesse 8000 [tr/min]

6 Contraintes de qualité réseau :

Dans le monde de la conception, l'utilisation des normes devient indispensable dans tous les domaines et dans toutes les disciplines. La conception des systèmes électriques embarqués à bord des avions n'échappe pas à cette règle. Ces normes en aéronautique imposées par le systémier concernent principalement les aspects de qualité du réseau électrique embarqué. Ainsi, plusieurs phénomènes électriques peuvent être traités dans ces normes, on peut citer à titre d'exemple :

- Les creux de tension ;
- Les surtensions ;
- Les papillotements ;
- Les fluctuations de la fréquence ;
- Les harmoniques ;
- La stabilité.

Les exigences sur la qualité du réseau électrique embarqué entraînent logiquement des contraintes de conception pour les différentes sources et charges connectées à ce réseau. Dans notre étude, nous nous intéressons à deux normes :

- DO 160 (Environmental Condition and Test Procedures for Airborne Equipment) : la première version de cette norme est sortie le 28 février 1975 et la dernière mise à jour est faite en décembre 2014. La norme a pour but de définir une série d'environnements de tests et de procédures de tests pour les équipements embarqués dans un aéronef. La DO160 impose des niveaux de perturbation à partir de la fréquence 150kHz et jusqu'à la fréquence 30MHz. Cette plage fréquentielle correspond à la bande de fréquences réglementée par la norme CEM formulée par le CISPR (Comité International spécial des Perturbations Radioélectriques). Dans notre étude, nous limitons l'étude à la bande fréquentielle [10Hz ; 150 kHz] (limite de la norme CEM). Par conséquent, seulement la première fréquence de la norme DO160 (150kHz) sera prise en compte dans ce travail.

- N24RP0831391 (Electrical characteristics of HVDC equipment) : cette norme est imposée par le constructeur avionique AIRBUS. Elle insiste sur les aspects de qualité du réseau électrique embarqué. Ainsi, cette norme définit les caractéristiques du réseau électrique, les contraintes harmoniques imposées aux équipements et leurs contraintes de stabilité ainsi que les procédures des tests réalisées sur un réseau HVDC.

Le système étudié dans notre cas représente une charge connectée au réseau électrique d'un aéronef. Les deux normes citées auparavant imposent des contraintes sur la qualité des signaux électriques à l'interface charge-réseau. La **Fig.1- 9** Représente les gabarits normatifs en tension et en courant imposés à une charge connectée à un réseau 540HVDC. Ces gabarits représentent des limites de la pollution harmonique en dBV et en dBA sur une plage fréquentielle allant de 10Hz à 150 kHz. D'une part, le systémier s'engage vis-à-vis de l'équipementier (côté charge) à respecter la norme en tension. D'autre part, pour cette « qualité réseau », l'équipementier doit en retour s'engager à « respecter » la qualité en courant sur le graphe de droite, ce qui est le cas si et seulement si le spectre harmonique du courant de charge est au-dessous du gabarit normatif.

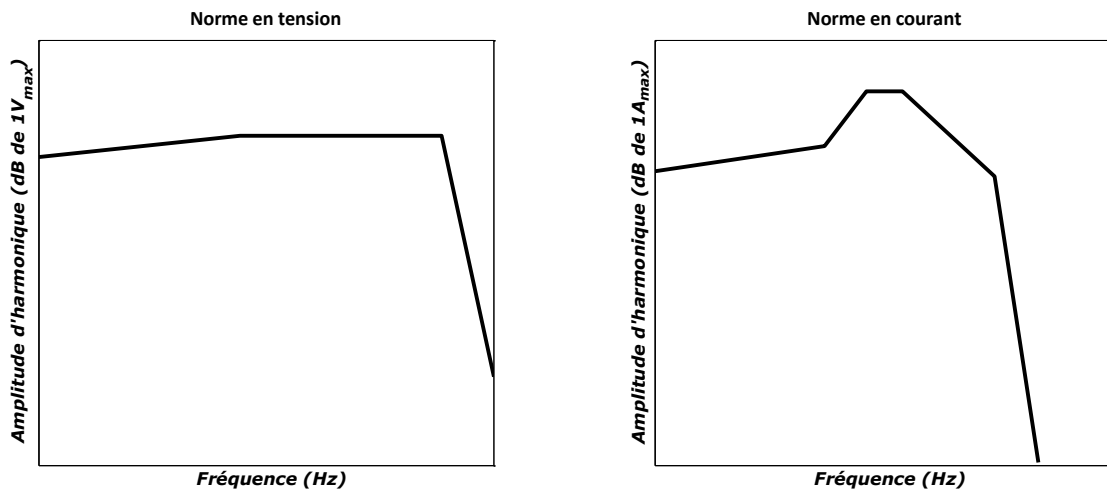


Fig.1- 9 : Gabarits normatifs en tension et en courant imposés pour les charges [Airbus N24RP0831391 - 2.0]

La problématique rencontrée à ce niveau vient du fait que le système étudié dans notre cas doit être, pour des raisons techniques liées aux exigences de LIEBHERR Aerospace Toulouse, alimenté par un réseau 270VDC au lieu du réseau HVDC 540V. Par conséquent, un travail d'adaptation sur les gabarits normatifs vus précédemment a été nécessaire. Dans cette partie, nous allons montrer les étapes que nous avons suivies pour recréer une norme de qualité réseau typique de la norme HVDC N24RP0831391, mais adaptée pour les charges connectées à un bus 270VDC.

Nous savons que pour des charges identiques (même puissance absorbée), le passage d'un niveau de tension à un autre revient à multiplier le courant par l'inverse du rapport entre les deux tensions. Entre la tension 540HVDC et la tension 270VDC, le facteur de passage vaut « 2 ». Dans une première étape, nous nous appuyons sur ce facteur de « 2 » pour reconstituer la norme de qualité réseau pour le bus 270 VDC. La **Fig.1- 10** montre une comparaison entre les gabarits normatifs en

tension pour les deux réseaux 540 HVDC et 270 VDC avec un décalage de 6dB pour un rapport de 2. De même, la **Fig.1- 11** montre une comparaison entre les gabarits normatifs en courant.

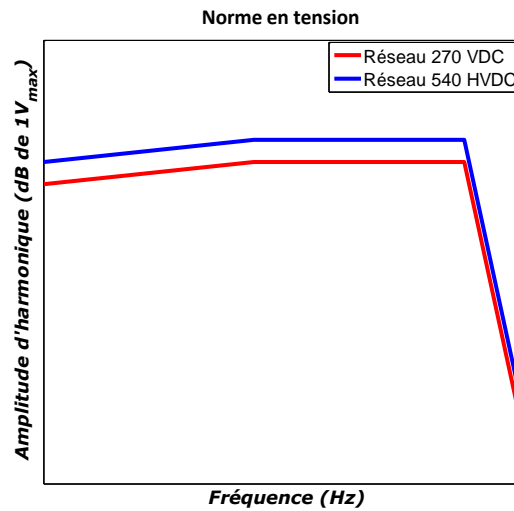


Fig.1- 10 : Comparaison entre les gabarits normatifs en tension des réseaux 540HVDC et 270VDC

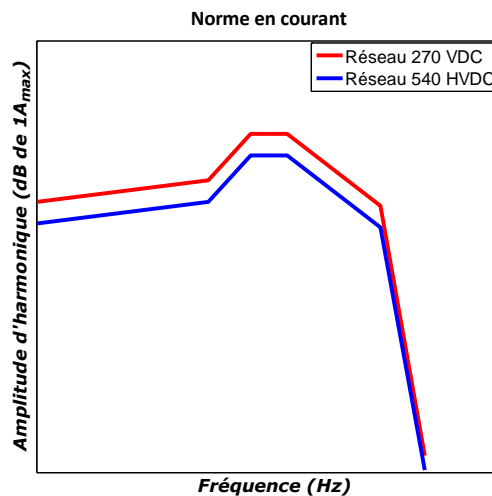


Fig.1- 11 : Comparaison entre les gabarits normatifs en courant des réseaux 540HVDC et 270VDC

Pour conforter notre approche d'adaptation, nous faisons référence à une autre norme qui concerne les contraintes de qualité réseau avec une tension de bus de 270VDC (MIL-STD-704F). La **Fig.1- 12** montre le gabarit normatif de tension imposé par cette norme comparé à une version antérieure de la norme Airbus 540HVDC (N24RP0831391-1.3). Cette norme en tension a été modifiée dans la version 2.0 (**Fig.1- 9**), le but de cette comparaison est purement pédagogique pour valider notre approche d'adaptation de la norme. Les différences qui existent entre l'ancienne et la nouvelle version de la norme Airbus sont dues à un changement de stratégie qui a pour but l'amélioration de la tension de bus en réduisant son continu harmonique.

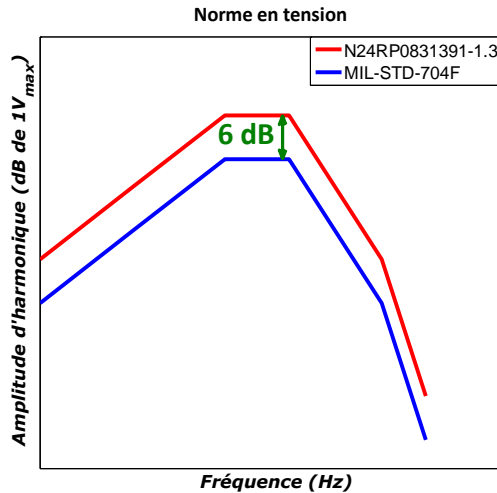


Fig.1- 12 : Comparaison entre les gabarits normatifs en tension des réseaux 540HVDC (Norme AIRBUS) et 270VDC (MIL-STD-704F)

La comparaison des deux gabarits montre que la différence entre les deux amplitudes est constante pour toutes les fréquences considérées. La différence entre les deux gabarits vaut « 6 dB » ou « $20\log_{10}(2)$ » :

$$V_{f_i 540}^{dB} = V_{f_i 270}^{dB} + 20 \cdot \log_{10}(2) \Leftrightarrow V_{f_i 270} = \frac{V_{f_i 540}}{2} \quad (1- 1)$$

Le résultat trouvé montre que le passage entre la norme du réseau 540HVDC à une norme pour un réseau 270VDC peut se faire tout simplement par une division de l'amplitude des harmoniques de tension par « 2 » et une multiplication des harmoniques de courant par « 2 ».

Remarque : la norme MIL-STD-704F ne contient qu'une norme en tension contrairement à la norme Airbus qui impose un gabarit normatif en courant pour les sources et les charges connectées au réseau.

7 Optimisation multidisciplinaire (MDO) :

L'optimisation multidisciplinaire (Multidisciplinary Design Optimization : MDO) est un domaine de l'ingénierie qui concerne l'utilisation de l'optimisation dans la conception des systèmes qui impliquent plusieurs domaines scientifiques ou plusieurs disciplines. L'intérêt que présente l'optimisation multidisciplinaire consiste dans la considération des différents couplages qui existent entre les parties du système optimisé. En effet, l'optimisation individuelle (optima locaux) ne suffit pas pour avoir des solutions « système » optimales. D'autre part, la prise en compte des interactions entre les différentes disciplines demande, en général, une formulation plus compliquée du problème d'optimisation globale.

Les origines de la MDO remontent d'après [JOA] aux travaux de Shmit [SCH60] et Haftka [HAF73] qui sont les premiers à introduire d'autres disciplines dans leurs problèmes d'optimisation.

Depuis, l'optimisation multidisciplinaire a été utilisée dans plusieurs travaux de recherches et projets industriels pour la conception de différents systèmes. L'application la plus connue dans la littérature est celle de l'aile de l'avion [MAN99] ou trois disciplines fortement couplées sont considérées : l'aérodynamique, la structure et le contrôle. On peut citer d'autres applications comme : les ponts [BAL00], les locomotives de trains [HE05], les voitures [MCA03], les navires [PER03], les machines électriques [FOU09].

Les difficultés rencontrées lors d'une formulation MDO se résument dans le choix de la façon la plus adaptée pour coupler les modèles des différentes disciplines et les algorithmes d'optimisation. Il faut formaliser comment le problème d'optimisation globale va être résolu. Dans ce contexte, nous appelons une architecture MDO cette combinaison qui comporte : modèles d'analyse des disciplines, organisation ou structure du problème et algorithme d'optimisation. Dans la littérature, le terme « architecture MDO » peut être remplacé par d'autres termes comme : méthode [KRO94], stratégie [CRA94], formulation du problème [WUJ96], etc.

Plusieurs architectures MDO peuvent être utilisées pour résoudre un problème d'optimisation multidisciplinaire. La structure du problème et l'algorithme d'optimisation influencent significativement la qualité des solutions obtenues en fin de processus d'optimisation ainsi que le temps de calcul de la méthode. La complexité des problèmes d'optimisation multidisciplinaires (tailles des modèles d'analyse, nombre de disciplines, nombre de variables de couplage,...) requiert l'utilisation d'algorithmes d'optimisation rapides, tels que les algorithmes de type « gradient ». En revanche, ces algorithmes sont connus par leur caractère local qui peut très probablement mener à des optimums locaux, surtout dans le cas où les fonctions objectives sont multimodales. L'utilisation des algorithmes dits « globaux » pour ce genre de démarche est très rare dans la littérature à cause de leurs coûts de calcul très élevés.

Plusieurs travaux de recherche ont été consacrés à l'étude de la MDO dans les derniers temps, nous citons ici quelques travaux publiés par ordre chronologique :

- [HAF92] a été le premier à donner un état de l'art des architectures MDO connues à l'époque ;
- [CRA94] donne une formulation des architectures MDO mono-niveau et détaille des méthodes de résolution de type « gradient » ;
- [BAL96] propose quelques architectures mono-niveau et estime leurs coûts de calcul ;
- [ALE97] fournit un état de l'art complet des architectures MDO mono-niveau et multi-niveaux dans une série d'articles intitulé « Multidisciplinary Design Optimization : State of Art » ;
- [ALE97] étudie la convergence de certaines stratégies de coordination pour des architectures multi-niveaux ;
- [BAL97] porte sur la séparation comme un moyen pour assurer l'autonomie des différentes disciplines dans un système ;
- [SOB97] publie une étude exhaustive de la littérature de la MDO jusqu'à ce moment là ;
- [AGT09] présente avec un groupe de chercheurs de différentes nationalités l'évolution des architectures MDO.

- [RAM et BRI 12] proposent des formulations MDO combinées à la technique (Space-Mapping) pour la réduction du temps de calcul avec la parallélisation.

Ces dernières années, la MDO devient un domaine de recherche très actif, de nouvelles architectures ont été développées et plusieurs applications réussies de la MDO ont vu le jour dans l'industrie et surtout en aéronautique [WIL03] et [PIP07]. Un article sorti en 2009 [TOS09] regroupe plusieurs architectures développées dans les années 2000 et qui ne sont pas citées dans les articles précédents. Toutefois, il n'y a pas actuellement (à notre connaissance) un état de l'art complet qui regroupe toutes les architectures MDO avec une comparaison de leurs caractéristiques, avantages et performances.

Dans cette section, le but est de présenter les principales architectures MDO citées dans la littérature avec une seule notation pour faciliter aux lecteurs la compréhension de ces architectures et de leur permettre de faire une comparaison rapide entre elles.

Comme nous l'avons cité auparavant, les architectures MDO se regroupent en deux grandes familles selon le nombre de niveaux considéré : les architectures avec un seul niveau d'optimisation dites « architecture mono-niveau » et les architectures avec deux niveaux d'optimisation ou plus dites « architectures multi-niveaux ».

Architectures MDO mono-niveau :

Si nous ignorons les limites des disciplines, un problème MDO n'est rien de plus qu'un simple problème de programmation non-linéaire à contraintes : il faut trouver le bon ensemble de variables de décision pour minimiser ou maximiser une ou plusieurs fonctions objectives tout en respectant les contraintes du problème. Le comportement de chaque composant du système est représenté par un modèle d'analyse qui peut prendre plusieurs formes : équations mathématiques, méta-modèle, tableau de valeurs, simulation,....

L'un des principaux défis de la MDO est de savoir comment gérer les couplages qui existent au sein du système. En effet, les modèles d'analyse des différentes disciplines sont mutuellement interdépendants : le modèle de la discipline « i » nécessite les sorties du modèle de la discipline « j ». bien que cette interdépendance soit ignorée en pratique grâce à l'utilisation des optimisations indépendantes qui se produisent en parallèle ou en séquentiel, la considération des couplages conduit généralement à une représentation plus précise du comportement du système. Les architectures MDO offrent un cadre formel cohérent pour gérer ces couplages dans le processus de conception.

Les architectures présentées dans cette section sont appelées « architectures mono-niveau ». Dans de telles architectures, le problème MDO est résolu comme étant un problème d'optimisation unique, c'est-à-dire, dans une seule boucle d'optimisation ou par des optimisations séquentielles.

Dans cette thèse, nous nous intéressons à deux types d'architectures mono-niveau : une architecture globale (appelée souvent MDF dans la littérature pour Multi-Discipline Feasible) et une architecture séquentielle.

La **Fig.1- 13** représente une architecture globale, le problème MDO est défini comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Minimiser } f(\mathbf{x}) \\ \text{Par rapport } \mathbf{x} \\ \text{Avec : } \quad \mathbf{G}(\mathbf{x}) \geq 0 \\ \quad \quad \mathbf{H}(\mathbf{x}) = 0 \end{array} \right.$$

« \mathbf{x} » est le vecteur des variables de décision du problème de conception global. Ce vecteur englobe les variables de décision de toutes les disciplines intervenant dans la modélisation du système. Une partie de ces variables de décision sont des variables de couplage entre deux ou plusieurs disciplines « \mathbf{y} ».

« \mathbf{G} » est le vecteur des contraintes d'inégalité du problème de conception.

« \mathbf{H} » est le vecteur des contraintes d'égalité du problème de conception.

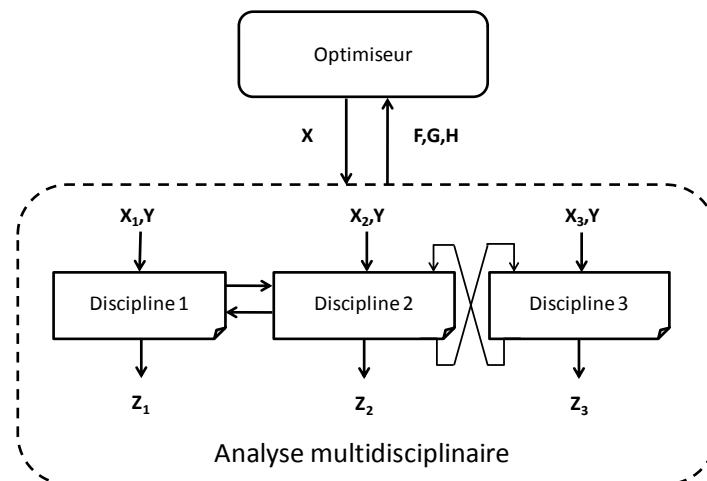


Fig.1- 13 : Approche d'optimisation globale

La **Fig.1- 14** représente une architecture séquentielle avec deux problèmes d'optimisation. Dans une telle formulation, nous commençons par optimiser la conception d'une partie du système indépendamment du reste. Une fois que ce problème de conception converge vers une solution optimale, nous passons à la deuxième partie du système. La conception du deuxième sous-système doit prendre en considération le vecteur des variables de couplage transmis par le premier sous-système pour assurer la cohérence entre les deux parties. Pour cela, les variables de couplages sont traitées par des contraintes d'égalité dans le deuxième sous-système ce qui représente une perte de degré de liberté pour son optimiseur.

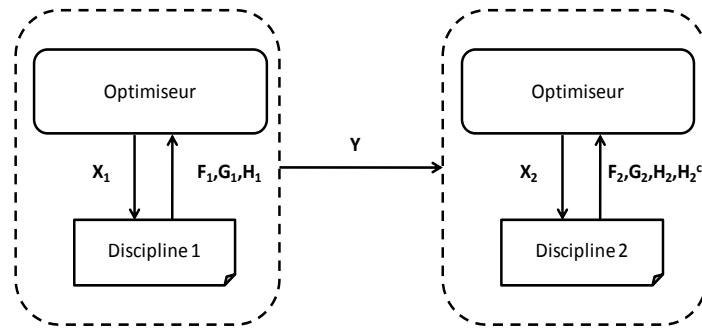


Fig.1- 14 : Approche d'optimisation séquentielle

Le premier problème est défini comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Minimiser } f_1(\mathbf{x}_1) \\ \text{Par rapport } \mathbf{x}_1 \\ \text{Avec : } \quad \mathbf{G}_1(\mathbf{x}_1) \geq 0 \\ \quad \quad \mathbf{H}_1(\mathbf{x}_1) = 0 \end{array} \right.$$

Le deuxième problème d'optimisation est défini comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Minimiser } f_2(\mathbf{x}_2) \\ \text{Par rapport } \mathbf{x}_2 \\ \text{Avec : } \quad \mathbf{G}_2(\mathbf{x}_2) \geq 0 \\ \quad \quad \mathbf{H}_2(\mathbf{x}_2) = 0 \\ \quad \quad \mathbf{H}_2^c(\mathbf{y}) = 0 \end{array} \right.$$

« \mathbf{x}_i » est le vecteur des variables de décision du problème de conception du rang « i ».

« f_i » est la fonction objectif du problème de conception du rang « i ».

« \mathbf{H}_2^c » est le vecteur des contraintes de coordination entre les deux problèmes d'optimisation.

Dans cette approche la fonction objectif globale est définie comme suit :

$$f = F(f_1, f_2) \quad (1- 2)$$

Architectures MDO multi-niveaux :

Plusieurs architectures multi-niveaux sont proposées dans la littérature. Les différences qui existent entre une architecture multi-niveaux et une architecture mono-niveau peuvent être résumées en deux points :

- La présence d'un « niveau système » ou « systémier » dans les architectures multi-niveaux pour gérer les problèmes de conception des niveaux inférieurs ;

- La possibilité d’avoir plusieurs boucles d’optimisation dans le même niveau de conception.

La **Fig.1- 15** représente une architecture générale d’une approche multi-niveaux.

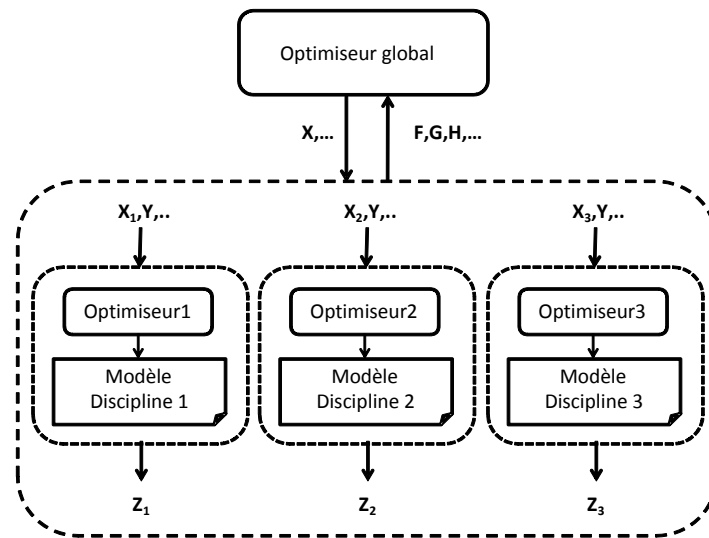


Fig.1- 15 : architecture générale d’une approche d’optimisation multi-niveaux

Comme exemples d’architectures multi-niveaux nous pouvons citer :

- Concurrent SubSpace Optimization (CSSO) [BLO92] ;
- Collaborative optimization (CO) [BRA96] ;
- Bilevel Integrated System Synthesis (BLISS) [SOB00] ;
- Analytical Target Cascading (ATC) [KIM01].

Dans ce travail, nous nous intéressons à l’ATC. Cette approche multi-niveaux sera présentée en détail dans le quatrième chapitre de cette thèse.

8 Conclusion

Ce chapitre introductif a d’une part permis de situer le contexte applicatif de notre étude, lié à l’avion plus électrique et les contraintes notamment normatives qui s’y réfèrent. D’autre part, nous avons introduit la démarche méthodologique qui vise à formaliser un processus de conception systémique par optimisation basé sur des approches issues de la MDO et plus spécifiquement multi-niveaux. Avant de parvenir à ces formulations, la première étape, objet du second chapitre consiste à bâtir le modèle de dimensionnement pour les diverses disciplines couplées au sein du système.

CHAPITRE 2
MODELE ANALYTIQUE MULTI-PHYSIQUE
DU VCS

1 Introduction :

Dans un objectif de conception par optimisation d'un système, nous devons disposer de modèles qui permettent d'évaluer convenablement, à partir de grandeurs dimensionnantes (variables de décisions), les indicateurs (objectifs et contraintes) jugés pertinents pour définir sa structure, son fonctionnement et sa faisabilité dans son environnement.

Dans notre travail, les systèmes étudiés peuvent coupler plusieurs disciplines à savoir la mécanique, la thermique, l'électricité et l'électromagnétisme. Pour décrire ces physiques, plusieurs méthodes de modélisation peuvent être envisagées : analytique, éléments finis, volumes finis, réseaux d'admittances, bond graph ... Le choix d'une méthode de modélisation est fait selon plusieurs critères. Parmi ces critères, nous pouvons citer : la nature du phénomène, la précision voulue, la complexité du système étudié ou encore le temps de calcul... Le but derrière la modélisation de notre système électromécanique est l'optimisation de sa conception selon des critères qu'on fixe à l'avance. Dans ce contexte, il paraît évident et logique de s'orienter vers une modélisation qui offre un très bon compromis entre précision et temps de calcul (l'optimisation du système nécessite un nombre important d'appels du modèle pour l'évaluation des contraintes et des objectifs). Par conséquent, afin de permettre d'appréhender la vision globale de systèmes complexes et hétérogènes, nous avons opté pour un modèle analytique pour les trois parties du dispositif (actionneur, onduleur et filtre d'entrée).

Un modèle analytique est constitué entièrement d'équations mathématiques représentant les caractéristiques physiques du système. Le reproche souvent opposé à ce type de modélisation est la qualité de ses résultats (précision) ; pour cela un travail de validation de modèle par des méthodes plus fines est fortement conseillé. Dans l'Annexe. I, un travail de validation par éléments finis est ainsi réalisé sur un ensemble de machines issues du processus d'optimisation.

Le système étudié est composé de trois parties de différentes disciplines : une machine synchrone à aimant permanent, un onduleur de tension à deux niveaux et un filtre d'entrée passif. Après avoir montré l'intérêt de la haute vitesse pour les systèmes embarqués ainsi que les différentes topologies de machines envisageables, nous détaillons les principaux aspects de la modélisation analytique de la machine synchrone à aimants permanents montés en surface. Ces modèles permettent d'estimer les deux objectifs les plus pertinents pour les applications embarquées (masse et pertes) et d'évaluer les différentes contraintes du problème (géométriques, électromagnétiques, thermiques et de contrôle).

Ensuite, les différents aspects de la modélisation de l'onduleur de tension sont évoqués. A travers une linéarisation des interrupteurs de puissance, du boîtier et du système de refroidissement, la plupart des caractéristiques de l'onduleur de tension sont déterminées y compris sa masse. Un modèle tempo-fréquentiel est utilisé pour la reconstitution des signaux électriques à l'entrée et à la sortie de l'onduleur de tension. Ce modèle permet de synthétiser les contraintes de qualité réseau et d'évaluer le rendement de l'onduleur en calculant ses différentes pertes.

Après, nous nous intéressons au filtre d'entrée qui remplit une fonction principale dans notre système en assurant le respect de la qualité réseau imposée par le systémier (AIRBUS). Le filtre est

modélisé par un circuit équivalent d'admittance afin de déterminer les grandeurs électriques à son entrée et à sa sortie. Pour évaluer la masse et les pertes du filtre, nous proposons des modèles simples pour les capacités et la résistance basés sur l'interpolation des données issues de données de différents constructeurs. Un modèle plus fin est adopté pour la caractérisation de l'inductance.

Finalement, nous proposons une méthode de traitement des modèles analytiques par une approche dite « DSM » (Design Structure Matrix). Cette méthode matricielle permet dans un premier temps de restructurer les modèles analytiques pour faciliter leur manipulation et pour mieux définir les couplages entre les différentes variables intervenant dans ces modèles. Elle constituera ensuite, dans le troisième chapitre, la base d'une méthode d'aide au choix des variables de décisions (paramètres d'entrée du modèle).

2 Machines à haute vitesse :

2.1 Définition de la haute vitesse :

Plusieurs tentatives de définition de la haute vitesse ont été proposées dans la littérature [MAE95, RAH04, BIN07]. Dans toutes ces références, la haute vitesse ne peut pas être caractérisée seulement par la vitesse de rotation « Ω », les dimensions de la machine (surtout le rayon extérieur du rotor) doivent être aussi un critère de définition. Cependant, la taille de la machine permet de prendre en compte les contraintes mécaniques qui caractérisent la haute vitesse. Ainsi, une machine à haute vitesse est rigoureusement caractérisée par sa vitesse tangentielle (ou périphérique) « V_{Tang} » et non par sa vitesse de rotation « Ω ». Un tel raisonnement pourrait avoir un sens, puisque le facteur limitant de la vitesse de rotation est bien le stress mécanique sur le rotor qui est principalement défini en fonction de la vitesse tangentielle de la machine. Les deux vitesses sont reliées par la relation suivante :

$$V_{Tang} = R_{rot}^{EXT} \cdot \Omega \quad (2-1)$$

Où « R_{rot}^{EXT} » est le rayon extérieur du rotor.

Selon cette définition, les très grands générateurs fonctionnant à 50/60 Hz sont aussi considérés parmi les machines à haute vitesse alors qu'ils n'ont, en aucun cas, les caractéristiques connues de ces machines. Pour cette raison, Binder et Schneider proposent de ne considérer comme machines à haute vitesse que celles à vitesse variable alimentées par un onduleur [BIN07].

Une définition plus générale de la haute vitesse a été proposée par [REZ11] dans son ouvrage « machines électriques non conventionnelles » : à chaque fois que la vitesse de rotation intervient comme contrainte majeure, de façon directe ou indirecte, dans la conception et le dimensionnement de la machine électrique, on parle de machine haute vitesse. En s'appuyant sur cette définition, nous pouvons considérer les actionneurs sujets de cette thèse comme des machines haute vitesse. L'impact de la vitesse de rotation (entre 8000 et 16000 Tr/min) est bien détaillé dans le chapitre III.

2.2 Pourquoi la haute vitesse :

Les machines à haute vitesse présentent des avantages multiples dans plusieurs domaines d'application et surtout pour les systèmes embarqués. Elles offrent un gain de compacité très apprécié par plusieurs secteurs comme en aéronautique et dans l'automobile, secteurs qui cherchent à gagner le maximum possible de masse et volume embarqués dans leurs systèmes. A volume donné, l'augmentation en vitesse permet d'augmenter la puissance électrique de la machine, cela signifie une amélioration importante de la puissance volumique et massique disponible.

La puissance électromagnétique développée par une machine électrique tournante peut s'exprimer à partir de la force magnétique tangentielle définie par le tenseur de Maxwell [BIN13].

$$P_{EM} = \sqrt{2} \cdot V_r \cdot H_t \cdot B_n^{\max} \cdot \Omega \quad (2-2)$$

Où « V_r » est le volume du rotor ; « B_n^{\max} » est la valeur maximale de la composante normale de l'induction dans l'entrefer et « H_t » la valeur efficace de la composante tangentielle du champ magnétique. Elle s'exprime généralement en fonction de la densité linéique de courant « A_L » par :

$$H_t = A_L = \frac{m \cdot N_s \cdot I_s}{\pi \cdot r_s} \quad (2-3)$$

Où « m » est le nombre de phase ; « $N_s \cdot I_s$ » est la valeur efficace de la force magnétomotrice par phase et « r_s » le rayon d'alésage du stator.

En définissant « R_{rdr} », le rapport du rayon d'alésage « r_s » sur le rayon extérieur du stator, la puissance volumique de la machine électrique peut s'écrire :

$$P_{Vol} = \sqrt{2} \cdot R_{rdr}^2 \cdot A_L \cdot B_n^{\max} \cdot \Omega \quad (2-4)$$

L'analyse de cette relation permet d'identifier les paramètres sur lesquels doit jouer le concepteur pour améliorer la densité de puissance de la machine.

- Augmenter la charge linéique de courant « A_L » : selon la qualité de l'isolant du bobinage (Tab.2- 1) et le mode de refroidissement adopté ; la densité de courant peut aller de 2.5 jusqu'à 20 A/mm² [REZ11]. Les limitations thermiques sont les contraintes principales pour cette solution, l'amélioration de la qualité des isolants et des systèmes de refroidissement peut repousser les limites actuelles.
- Augmenter le niveau de l'induction « B_n^{\max} » : au niveau de l'entrefer, cette augmentation permettra d'améliorer le couple de la machine, tandis qu'au niveau du stator (culasse et dents) la saturation des matériaux magnétiques contraint cette solution. Les recherches dans ce domaine apportent continuellement des améliorations à l'image de nouveaux matériaux à haute induction de saturation (supérieure à 2T pour des alliages Fer-Cobalt, Fer-Si ou Fer pur [TEC]).

- ☉ Augmenter la vitesse de rotation « Ω » : la vitesse de résonance et les efforts centrifuges vont limiter la vitesse de rotation de l'arbre [LAR90, ZWY06, ZHO07].

Parmi les trois solutions citées, l'augmentation de la vitesse de rotation de la machine est la plus efficace pour l'amélioration de la densité de puissance. Cependant, les deux premières solutions permettent d'atteindre les limites thermiques et magnétiques qui sont généralement plus sévères et plus difficiles à contourner que les problèmes mécaniques liés à la haute vitesse. Les progrès technologiques probables sur ces deux secteurs (refroidissement diphasique, nouveaux matériaux magnétiques) constituent cependant une voie de progrès.

Tab.2- 1 : Classes d'isolants selon les normes IEC 85 et UL 1446 [DUP]

Classe de température IEC 85	Température maximale au point le plus chaud	Classe de température UL 1446	Température maximale au point le plus chaud
Y	90	-	90
A	105	-	105
E	120	-	120
B	130	B	130
F	155	F	155
H	180	H	180
200	200	N	200
220	220	R	220
250	250	S	240
*	*	>240	>240

* Au-delà de 250°C, chaque classe de température est supérieure de 25°C à la précédente.

3 Choix de la topologie de la HSPMSM :

Différentes topologies du rotor à structure cylindrique illustrés dans la **Fig.2- 1** sont envisageables selon la disposition des aimants. Parmi les différentes morphologies de rotor, nous retenons la topologie à aimants montés en surface à base cylindrique (a), appelée à pôles lisses ou sans pièces polaires.

Cette topologie a été imposée dans le cahier de charges par LIEBHERR-Toulouse Aerospace. Associée à une frette de maintien, cette structure constitue en effet le meilleur choix pour le fonctionnement à haute vitesse. Elle offre une résistance mécanique en rotation supérieure à la structure à aimants enterrés (d) [BIN06], ce qui permet d'atteindre des vitesses supérieures. En plus d'avoir une robustesse mécanique supérieure, la structure adoptée est appropriée, car offrant un THD (Taux harmonique de distorsion) de la force contre-électromotrice plus faible [NAG05]. Enfin, une caractéristique propre de la topologie (a) est d'avoir une réluctance constante le long de l'entrefer, donc une inductance synchrone constante indépendante de la position mécanique du rotor. L'inductance synchrone a une faible valeur, due à la perméabilité de l'aimant ajoutée à celle de l'entrefer, toutes les deux proches de celle de l'air. D'autre part, l'épaisseur de la frette de maintien s'ajoutera à l'épaisseur de l'entrefer mécanique de manière à ce que la hauteur des aimants soit suffisante pour satisfaire le niveau d'induction désiré dans l'entrefer.

Par rapport à la structure à base plate **Fig.2- 1 (a)**, la topologie retenue est en revanche plus difficile à fabriquer. Par contre, une caractéristique propre de la topologie (a) est d'avoir une réluctance constante le long de l'entrefer donc une inductance synchrone constante indépendante de la position mécanique du rotor [**AND13**].

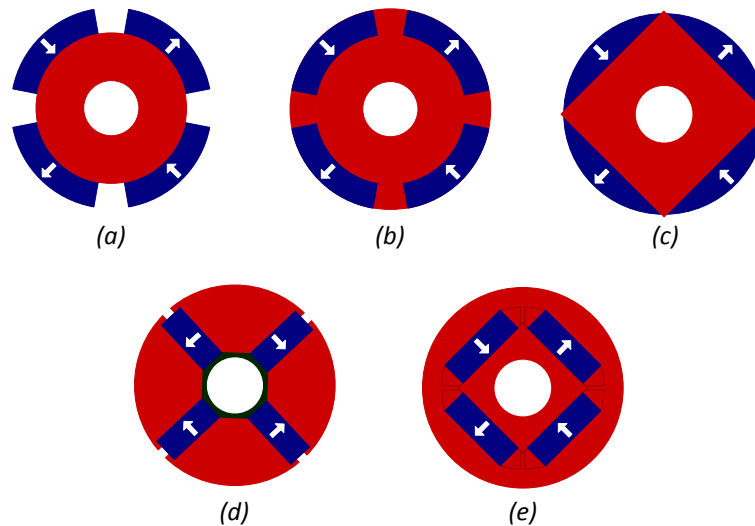


Fig.2- 1 : Différentes topologies de rotor : à aimants montés en surface (a et b) ; à aimants insérés (c) ; à aimants enterrés (e) ; à concentration de flux (d)

4 Modèle multi-physique de la machine synchrone à aimants permanents haute vitesse « HSPMSM » :

Dans ce sous-chapitre, nous nous intéressons à la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents montés en surface pour des applications de haute vitesse. Ce modèle est largement inspiré des travaux de thèse d'A. De Andrade [**AND13**], menés par le LAPLACE et Liebherr Aerospace. En vue d'une conception par optimisation de l'HSPMSM, et *a fortiori* de son insertion dans un système d'actionnement complet (incluant filtre et onduleur), la modélisation analytique semble la plus adaptée par rapport aux modèles en éléments finis ou en réseaux de perméances. La simplicité des modèles analytiques et leurs temps de calcul très courts sont des avantages qui facilitent les tâches de l'optimiseur. En plus, moins d'informations sont nécessaires pour la définition du système contrairement aux autres modèles qui nécessitent parfois un très grand nombre de données d'entrée. Cependant, ces modèles sont moins précis comparés aux éléments finis par exemple, puisqu'ils nécessitent des hypothèses de simplification généralement valables pour un domaine de fonctionnement bien précis. Par conséquent, afin d'optimiser le compromis rapidité-validité, un recalage du modèle analytique via une validation par élément finis est toujours indispensable. Ce recalage peut (doit) être fait *a priori* (avant optimisation) sur un « modèle de référence » puis *a posteriori* (post optimisation) sur quelques solutions particulières jugées optimales.

Le modèle doit décrire tous les phénomènes physiques intervenant dans le fonctionnement de la machine. Après la définition de la géométrie de la machine, un modèle magnétique permet de

calculer la plupart de ses dimensions. Ensuite, un modèle électrique permet de définir les différents paramètres électriques de la machine. A ce stade, la structure de la machine est totalement définie et ses masse et volume sont ainsi déterminés. Les pertes dans les différentes parties de la machine sont calculées pour chaque point de fonctionnement de la mission de vol. Finalement, la machine conçue doit répondre à des exigences particulières en termes de la tenue thermique de ses différentes parties et de l'état magnétique des aimants. Ainsi, un modèle thermique est proposé tenant compte des systèmes de refroidissement définis dans le cahier des charges imposé par la société LIEBHERR Aerospace-Toulouse.

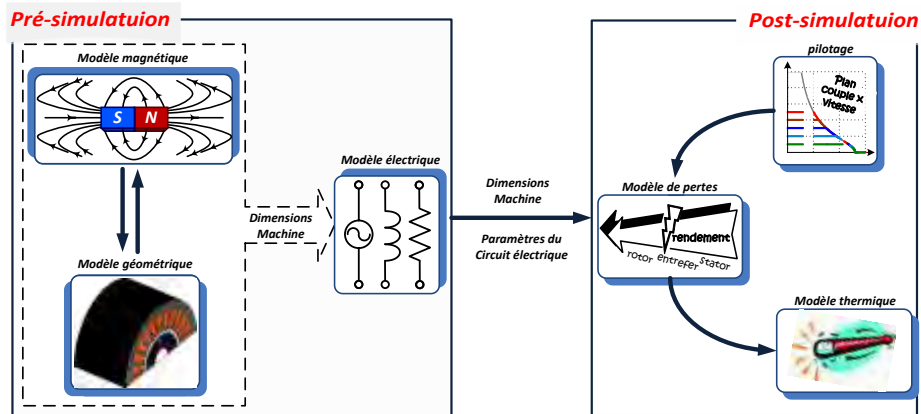


Fig.2- 2 : schéma descriptif des différentes facettes du modèle analytique de l'actionneur et leurs interactions

4.1 Géométrie de la machine :

La **Fig.2- 3** représente une coupe verticale de la machine. Le stator est caractérisé par la forme droite des dents et trapézoïdale des encoches. Cette configuration permet une meilleure pénétration du flux magnétique. Les aimants sont collés sur la culasse rotorique et séparés par des intercalaires en aluminium dont la fonction principale est d'assurer leur positionnement et de les protéger vis-à-vis des courants de Foucault.

La détermination des paramètres géométriques de la machine se fait en fonction du modèle magnétique prenant en compte les bobinages statoriques, les aimants et les matériaux des éléments constitutifs de la machine.

Dans le **Tab.2- 2**, nous définissons quelques paramètres géométriques utilisés par la suite dans les équations de dimensionnement de la machine.

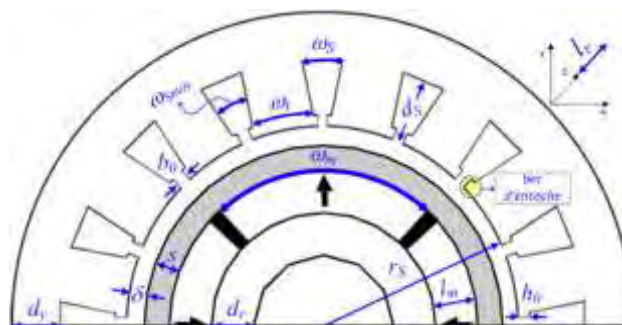


Fig.2- 3 : coupe verticale de l'actionneur HSPMSM

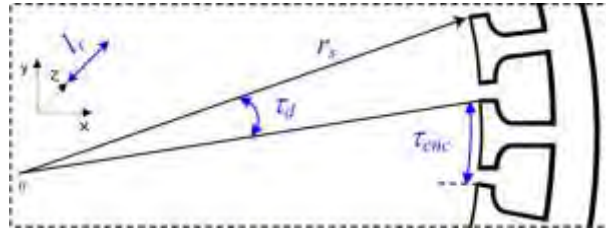


Fig.2- 4 : visualisation du pas d'encoche et du pas dentaire

Tab.2- 2 : relations utilisées pour le dimensionnement de l'actionneur HSPMSM

$g = s + \delta$	(entrefer total équivalent total)	(2- 5)
$\tau_p = \frac{2 \cdot \pi \cdot r_s}{p}$	(pas polaire)	(2- 6)
$\tau_{enc} = \frac{2 \cdot \pi \cdot r_s}{N_{enc}}$	(pas d'encoche –voir Fig.2- 4)	(2- 7)
$\tau_d = \frac{2 \cdot \pi}{N_{enc}} = \frac{\pi}{m \cdot p \cdot N_{ep}}$	(angle du pas dentaire (voir Fig.2- 4))	(2- 8)
$\gamma = p \cdot \tau_d$	(angle électrique du pas dentaire)	(2- 9)
$\theta_{magnet} = \frac{\omega_m}{r_s - g}$	(angle d'ouverture externe d'aimant)	(2- 10)
$K_p = p \cdot \frac{\theta_{magnet}}{\pi}$	(épanouissement d'aimant)	(2- 11)

Où « p » est le nombre de paires de pôles ; « N_{ep} » le nombre d'encoches par pôle et par phase et « m » le nombre de phases considéré.

4.2 Modèle magnétique :

Dans cette partie, nous nous intéressons aux différents aspects liés aux phénomènes magnétiques dans la machine dont les principaux acteurs sont les aimants au rotor et les bobines des phases statoriques. Les problématiques liées à l'entrefer, au flux de fuites des aimants, à la réaction d'induit et à la démagnétisation des aimants sont abordées.

Parmi les différents modèles possibles, nous avons développé un modèle basé sur la circulation du champ magnétique créé par un aimant. Les avantages de ce modèle concernent surtout le comportement magnétique dans l'entrefer (paramètre important pour la haute vitesse) et la possibilité d'avoir un modèle générique pour différentes configurations de l'actionneur, fonction du nombre d'encoches et du nombre de paires de pôles du rotor.

Le modèle à circulation de champ magnétique est basé sur les quatre équations de Maxwell complétées par les relations de constitution qui permettent de définir le problème électromagnétique. Le modèle suppose les hypothèses simplificatrices suivantes :

- ☉ L'étude de l'actionneur est portée sur le domaine de la quasi-statique dans lequel la dynamique de l'actionneur est analysée « pas à pas » dans le temps et en respectant la condition suivante :

$$f_{elec} \ll \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\sigma}{\varepsilon} \quad (2-12)$$

Où « f_{elec} » est la fréquence du champ tournant ; « ε » est la permittivité électrique et « σ » est la conductivité électrique des matériaux.

- ☉ La densité statique de charges électriques volumiques « ρ » uniformément nulle nous permet d'imposer [VIN10] :

$$\mathbf{D}=0 \quad (2-13)$$

$$\oint_{L(S)} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \int_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{s} = \sum_k I_k \quad (2-14)$$

Où « \mathbf{H} » est le champ magnétique [A/m] ; « \mathbf{J} » est la densité superficielle de courant [A/m²] ; « \mathbf{D} » est l'induction électrique [C/m²]. Les valeurs d'« I_k » pouvant être positives ou négatives selon le sens de parcours du contour fermé.

- ☉ Concernant le circuit magnétique du stator, les hypothèses suivantes sont considérées :
 - ✓ le circuit magnétique est parfaitement feuilleté ;
 - ✓ la répartition sinusoïdale du bobinage produit des forces magnétomotrices distribuées sinusoïdalement ;
 - ✓ l'entrefer est considéré constant d'un point de vue magnétique : variations de réluctances d'encoche négligeables (coefficient d'homogénéisation de Carter très proche de l'unité) ;
 - ✓ la répartition des forces contre-électromotrices est sinusoïdale ;
 - ✓ les inductances propres et mutuelles sont supposées constantes ;
 - ✓ l'induction en charge correspond à la somme des inductions dues à l'excitation et à la réaction d'induit : principe de la superposition assuré.

En vue du développement d'un modèle magnétique de l'actionneur, ce dernier peut être assimilé pour des raisons de symétrie à un simple circuit magnétique à aimant excité par une bobine **Fig.2- 5**. Ce modèle prend en compte des phénomènes souvent négligés dans le dimensionnement classique des actionneurs à basse vitesse et à petits entrefers.

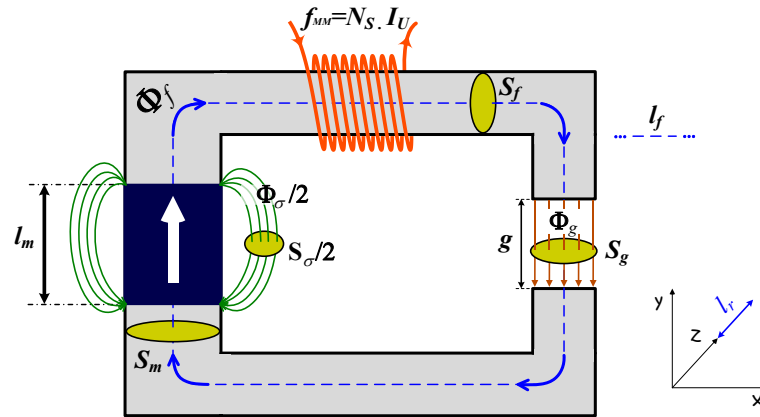


Fig.2- 5 : circuit magnétique alimenté par un aimant et un bobinage

De manière classique, le flux des fuites « Φ_σ » est souvent négligé et dans un circuit magnétique non-saturé ou pas trop saturé, le flux rotationnel dû au champ dans le matériau ferromagnétique est négligeable « $H_f \approx 0$ » parce que la perméabilité de ces matériaux est très supérieure à celle de l'air « $\mu_f \gg \mu_0$ ».

En réalité, ces hypothèses d'étude ne sont pas satisfaites et de plus elles jouent directement sur l'épaisseur de l'entrefer [BRI90]. Dans notre modélisation, nous les prenons en compte selon une approche linéaire via deux coefficients numériques supplémentaires :

$$k_{Hop} = \frac{\Phi_\sigma + \Phi_g}{\Phi_g} \quad (2- 15)$$

$$r_m = \frac{H_f \cdot l_f + H_g \cdot g}{H_g \cdot g} \quad (2- 16)$$

« k_{Hop} » est le coefficient de fuites de Hopkinson [LEC07] : il représente le rapport du flux total issu de l'aimant sur le flux utile dans l'entrefer. Un méta-modèle a été développé pour la détermination de ce coefficient en fonction de l'épaisseur de l'entrefer « g », du rayon d'alésage de la machine « r_s » et du nombre de paires de pôles « p » (voir Annexe. A).

« r_m » est le coefficient de pertes de force magnétomotrice : il représente le fait que le flux dans le matériau ferromagnétique n'est pas parfaitement canalisé. Il considère la force magnétomotrice des fuites (« H_f » étant non-négligeable) vis-à-vis de la force magnétomotrice dans l'entrefer.

L'aimant permanent est caractérisé par son cycle d'hystérésis $\mathbf{B}(\mathbf{H})$. Plus particulièrement, le second quadrant du cycle, appelé courbe de désaimantation Fig.2- 6, donne toutes les caractéristiques magnétiques, macroscopiques ou intrinsèques, de l'aimant :

- Le produit d'énergie ($\mathbf{B} \times \mathbf{H}$) maximal représente la valeur de la qualité d'un aimant. Plus le produit d'énergie est élevé, plus il y a d'énergie dans le matériau magnétique. Le produit

d'énergie ressort des plus grandes valeurs de « B » et de « H » indiquées sur la courbe de démagnétisation.

- La rémanence « J_r » est indiquée en Tesla (**T**) ou en milli-Tesla (**mT**) et en Gauss (**G**) dans le système CGS. La rémanence est la magnétisation résiduelle ou la densité de flux qui subsiste dans un aimant qui a été magnétisé en circuit fermé jusqu'à saturation.
- Le champ coercitif « H_{cj} » sur la courbe « $\mathbf{J(H)}$ » représente le champ magnétique avec lequel l'aimant perd toutes ses propriétés magnétiques. Les caractéristiques présentées montrent que l'aimant peut travailler au-delà de « H_{cb} » sans être désaimanté de façon irréversible. Dans le cas d'un circuit magnétique soumis à des champs variables externes, il est donc pertinent d'adopter la limite « H_k » comme contrainte de dimensionnement (contrainte de désaimantation).

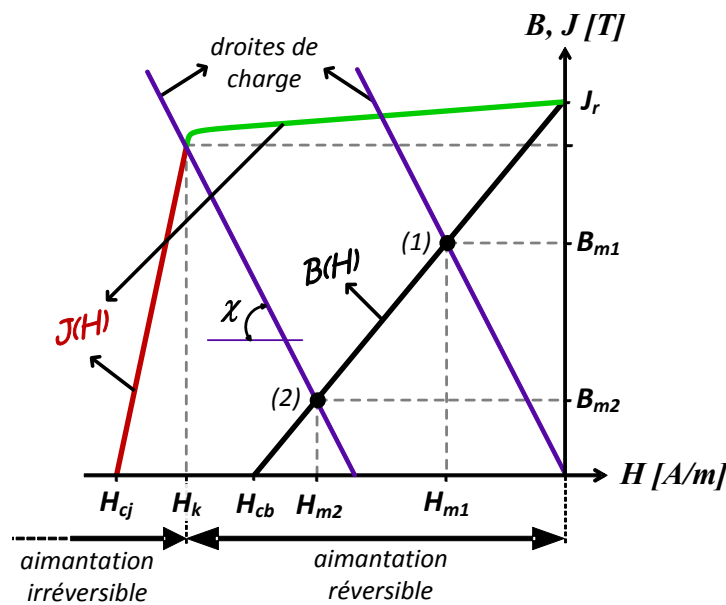


Fig.2- 6 : Courbe de désaimantation

La droite de charge (droite de fonctionnement, droite de perméance ou droite de travail) permet d'obtenir le point de fonctionnement magnétique par son intersection avec la courbe de démagnétisation « $\mathbf{B(H)}$ » de l'aimant. Cette intersection dépend directement des dimensions de l'aimant et de l'entrefer [HSU07]. A partir des équations précédentes, l'expression de la droite de charge de l'aimant est définie par :

$$B_m = -\frac{k_{Hop}}{r_m} \cdot \frac{\mu_0}{g} \cdot \frac{S_g}{S_m} \cdot (H_m \cdot l_m - N_S \cdot I_U) \quad (2- 17)$$

L'induction magnétique « B_m » et le champ d'excitation « H_m » propres à l'aimant sont donnés en fonction de l'induction rémanente de l'aimant :

$$H_m = \left(\frac{k_{Hop} \cdot l_m \cdot S_g}{r_m \cdot \mu_r \cdot g \cdot S_m + k_{Hop} \cdot l_m \cdot S_g} - 1 \right) \cdot \frac{J_r}{\mu_r \cdot \mu_0} + \frac{k_{Hop} \cdot S_g}{r_m \cdot \mu_r \cdot g \cdot S_m + k_{Hop} \cdot l_m \cdot S_g} \cdot N_S \cdot I_U \quad (2- 18)$$

$$B_m = \frac{k_{Hop} \cdot l_m \cdot S_g}{r_m \cdot \mu_r \cdot g \cdot S_m + k_{Hop} \cdot l_m \cdot S_g} \cdot \left(J_r + \frac{\mu_r \cdot \mu_0}{l_m} \cdot N_S \cdot I_U \right) \quad (2- 19)$$

L'expression de l'induction magnétique dans l'entrefer à vide est calculée avec « $I_u = 0$ ». Elle définit l'induction de l'aimant à courant d'induit nul. A partir des équations présentées précédemment, nous obtenons :

$$B_{0g} = \frac{J_r}{r_m \cdot \mu_r \cdot \frac{g}{l_m} + k_{Hop} \cdot \frac{S_g}{S_m}} \quad (2- 20)$$

Pour des actionneurs à petits entrefers, les surfaces « S_m » et « S_g » sont supposées identiques. Pour notre modélisation, avec l'insertion de la frette de maintien des aimants, nous pouvons avoir des entrefers équivalents « g » de l'ordre de 10 % du rayon d'alésage « r_s ». Il est pertinent dans ce cas de prendre en compte les différences entre les surfaces « S_m » et « S_g ».

$$S_m = 2 \cdot \pi \cdot (r_s - g) \cdot K_p \cdot l_r \quad (2- 21)$$

$$S_g = 2 \cdot \pi \cdot r_s \cdot l_r \quad (2- 22)$$

L'expression de l'induction magnétique dans l'entrefer à vide devient :

$$B_{0g} = \frac{J_r}{r_m \cdot \mu_r \cdot \frac{g}{l_m} + \frac{k_{Hop}}{K_p} \cdot \frac{1}{(1 - g/r_s)}} \quad (2- 23)$$

Il est à noter que, dans cette expression, on néglige les aspects liés aux becs d'encoches. Par conséquent, le coefficient d'homogénéisation de Carter est supposé unitaire. La valeur efficace du fondamental de l'induction dans l'entrefer à vide « B_{1g} » s'exprime par :

$$B_{1g} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot B_{0g} \cdot \sin(\alpha) \quad (2- 24)$$

« α » correspondant à la moitié de l'angle électrique d'un pôle [SLE87].

Le modèle magnétique permet de déterminer le reste des paramètres géométriques de l'actionneur par l'application du théorème de conservation de flux (voir Annexe. B).

Expression du couple électromagnétique :

Nous cherchons à exprimer l'équation du couple électromagnétique en fonction de la géométrie de l'actionneur. La géométrie étant cylindrique et si nous ne considérons que les composantes fondamentales, le couple électromagnétique maximal peut être représenté par :

$$C_{em} = r \cdot F_i^R(r) \quad (2- 25)$$

$$F_i^R(r) = B_{1g} \cdot K_{1S} \cdot S_{Cem} \quad (2- 26)$$

où « r » représente le « bras de levier » et « F_i^R » représente la force tangentielle résultante de l'interaction entre le champ efficace à vide des aimants « B_{1g} » et des courants statoriques, représentées par la densité de courant linéique efficace « K_{1S} » le long du rayon « r » ; « S_{Cem} » représente la surface externe du cylindre sur laquelle le couple électromagnétique se produit.

De façon classique, le bras de levier est considéré au niveau de l'alésage, soit « $r = r_s$ ». L'expression du couple électromagnétique en fonction de la géométrie de l'actionneur est donnée par [SLE92] :

$$S_{Cem} = 2 \cdot \pi \cdot r_s \cdot l_r \quad (2- 27)$$

$$C_{em} = 2 \cdot \pi \cdot r_s^2 \cdot l_r \cdot B_{1g} \cdot K_{1S} \quad (2- 28)$$

Où « l_r » représente la longueur active du paquet de tôles.

Dans le but de considérer une densité de courant dans les encoches non idéalisée le long de l'alésage, nous effectuons le passage suivant :

$$2 \cdot \pi \cdot r_s \cdot K_{1S} = J_s \cdot S_{Cu} \cdot N_{enc} \cdot K_{b(1)} \quad (2- 29)$$

Où « J_s » représente la densité surfacique efficace de courant dans les conducteurs à l'intérieur de l'encoche ; « S_{Cu} » est la surface utile de cuivre ; « $K_{b(1)}$ » est le facteur de distribution de premier harmonique.

L'équation du couple électromagnétique considérée dans notre étude est donnée par :

$$C_{em} = 2 \cdot \pi \cdot r_s^2 \cdot l_r \cdot B_{1g} \cdot J_s \cdot \frac{S_{Cu}}{\tau_{enc}} \cdot K_{b(1)} \quad (2- 30)$$

Cette équation est intéressante du point de vue de la géométrie de l'actionneur (dépendance avec « r_s », « l_r », « S_{Cu} », « τ_{enc} », « $K_{b(1)}$ »). Elle met aussi en évidence les performances

magnétiques via l'induction magnétique à vide dans l'entrefer « B_{1g} », directement liée à la géométrie du rotor et aux propriétés magnétiques de l'aimant.

4.3 Modèle circuit électrique

Le modèle électrique adopté est celui de de Behn-Eschenburg [MAR05]. Ce modèle permet de caractériser l'actionneur dans un repère triphasé avec une charge linéaire symétrique et avec l'hypothèse d'un circuit magnétique non-saturé (modèle linéaire).

$$\begin{bmatrix} v_U(t) \\ v_V(t) \\ v_W(t) \end{bmatrix} = R_S \cdot \begin{bmatrix} i_U(t) \\ i_V(t) \\ i_W(t) \end{bmatrix} + L_{SYNC} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_U(t) \\ i_V(t) \\ i_W(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_U(t) \\ e_V(t) \\ e_W(t) \end{bmatrix} \quad (2-31)$$

Où « $e_{U,V,W}$ » sont les forces contre-électromotrices à vide (« $i_{U,V,W} = 0$ ») de l'actionneur.

Trois paramètres « circuits » permettent de caractériser l'actionneur : la résistance statorique « R_S », l'inductance synchrone « L_{SYNC} » et la constante des forces contre-électromotrices « K_{FEM} ». Plusieurs travaux ont été menés en vue de la modélisation de ces paramètres [ALG28, LIW67, KOS69, MID95, MIL96]. Ces modèles sont principalement liés à la géométrie de la machine et au mode de bobinage, ce qui rend très difficile l'estimation exacte de ces paramètres, surtout dans le contexte d'un modèle générique. Les deux premiers paramètres (R_S , L_{SYNC}) sont constitués de deux parties additionnelles : la première concerne la partie du bobinage incluse dans le paquet de tôle, la deuxième est liée aux têtes de bobines. Dans notre cas, les têtes de bobines sont très loin d'être négligeables, contrairement au cas des machines ordinaires. En effet, leur masse constitue parfois plus de 50% de la masse totale du cuivre [AND13] pour des machines à fort rapport rayon/longueur. Nous adoptons dans ces travaux une démarche géométrique afin d'estimer la longueur des têtes de bobines, l'expression retenue est la suivante :

$$l_{tetes_bob} = \frac{\pi}{p} \left[r_S + \frac{2}{3} \cdot (d_S + d_y) \right] + 2 \cdot M_{enc} \quad (2-32)$$

$$M_{enc} = \frac{d_S - h_0 + \omega_S}{2} \quad (2-33)$$

Où « M_{enc} » représente une "moyenne d'encombrement" qui prend en compte le contour fait par le cuivre en sortant d'une encoche pour différents types d'encoches (Fig.2- 7, Fig.2- 8).

La résistance statorique « R_S » est alors donnée par l'expression suivante :

$$R_S = 2 \cdot N_{ph} \cdot N_{ce} \cdot \frac{\rho_{Cu}}{S_{Cu}} \cdot (l_r + l_{tetes_bob}) \quad (2-34)$$



Fig.2- 7 : têtes de bobine d'une MSAP

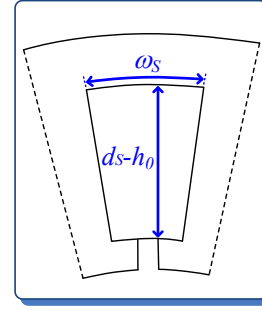


Fig.2- 8 : dimensions d'une encoche

Où « N_{ph} » est le nombre de spires en série par phase ; « N_{ce} » est le nombre de conducteur par encoche ; « S_{Cu} » est la section du cuivre dans une encoche ; « ρ_{Cu} » est la résistivité du cuivre.

L'inductance synchrone de l'actionneur est plus difficile à estimer. En se reposant sur plusieurs références [SLE66, KOS69, CHA83, SLE89, SLE92, MIL96, GIL97, FOG99, REG03, LAC07], les différentes inductances de l'actionneur sont définies comme suit :

Tab.2- 3 : Formules adoptées pour le calcul des inductances

$L_m = \frac{4 \cdot \mu_0}{\pi} \cdot \frac{r_s \cdot l_r}{\left(K_C \cdot g + \frac{l_m}{\mu_r} \right)} \cdot (K_{b(1)} \cdot N_{app} \cdot N_{ce})^2$	(Inductance magnétisante)	(2- 35)
$M_S = -\frac{L_m}{2}$	(Inductance mutuelle)	(2- 36)
$L_{CYC} = L_m - M_S = \frac{3}{2} \cdot L_m$	(Inductance cyclique)	(2- 37)
$L_f = 2 \cdot \mu_0 \cdot p \cdot l_r \cdot N_{app} \cdot \lambda_f^{enc} \cdot N_{ce}^2$	(Inductance de fuite d'encoches)	(2- 38)
$\lambda_f^{enc} = \frac{2}{3} \cdot \frac{(d_s - h_0)}{\left[\omega_s + \tau_{enc} \cdot \left(1 + \frac{h_0}{r_s} \right) - \omega_t \right]} + 2 \cdot \frac{h_0}{b_0}$	(Coefficient de fuite d'encoches)	(2- 39)
$L_{tetes_bob} = 2 \cdot l_{tetes_bob} \cdot P_{tetes_bob} \cdot (p \cdot K_{rac(1)} \cdot N_{app} \cdot N_{ce})^2$	(Inductance de têtes de bobines)	(2- 40)
$L_{SYNC} = L_{CYC} + L_f + L_{tetes_bob}$	(Inductance synchrone)	(2- 41)

Où « K_C » est le coefficient de Carter ; « P_{tetes_bob} » est la perméance de têtes de bobines ; « $K_{rac(1)}$ » est le coefficient de raccourcissement de bobinage.

La constante des forces contre-électromotrices « K_{FEM} » est donnée en fonction du flux à vide des aimants par la relation suivante :

$$K_{FEM} = p \cdot \phi_{VIDE} \quad (2-42)$$

$$\phi_{VIDE} = 2 \cdot K_{b(1)} \cdot N_{ep} \cdot N_{ce} \cdot (\sqrt{2} \cdot B_{1g}) \cdot r_s \cdot l_r \quad (\text{flux crête à vide des aimants}) \quad (2-43)$$

4.4 Modèle de contrôle :

Les actionneurs dimensionnés doivent assurer un bon fonctionnement pour tous les points de la mission de vol. Selon la position du point de fonctionnement dans le plan couple-vitesse par rapport au point de base pour lequel l'actionneur a été dimensionné, on distingue quatre zones de fonctionnement (**Fig.2-9**) :

- Zone à couple par ampère maximum (I_d nul) non défluxé et sans sur-couple (par rapport au couple de base) (zone 1)
- Zone en survitesse (I_d non nul) et sans sur-couple (zone 2)
- zone à couple par ampère maximum (I_d nul) en sur-couple (zone 3)
- Zone en survitesse et en sur-couple (zone 4)

Le lecteur peut revenir à l'Annexe. C pour plus d'information sur le modèle de contrôle de l'actionneur.

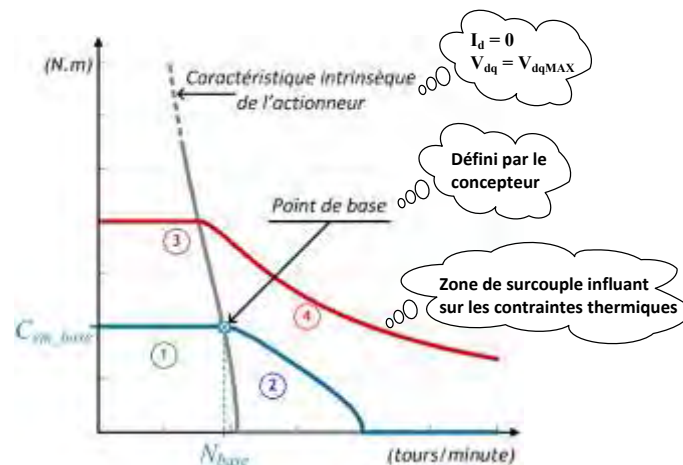


Fig.2-9 : Plan couple-vitesse de l'actionneur HSPMSM

4.5 Modèle de Pertes :

L'augmentation de l'efficacité énergétique des systèmes embarqués à bord de l'avion constitue, à côté de la réduction de la masse totale du système, un objectif principal dans notre démarche de conception. En effet, au-delà de l'aspect énergétique pur, les pertes constituent les sources de chaleur du système thermique de refroidissement machine, celui-ci étant aussi responsable d'une masse additionnelle : il y a donc un transfert kW de pertes – kg de refroidissement que nous n'avons pas pu appréhender dans cette thèse mais dont l'estimation pourrait constituer une perspective en terme d'optimisation. Pour évaluer cette efficacité, nous devons estimer avec une certaine précision les différentes pertes de l'actionneur. Ces pertes sont liées principalement aux courants électriques, au mouvement du rotor et aux matériaux utilisés. Elles peuvent être classées selon leurs origines en deux classes :

- Pertes électromagnétiques :
 - les pertes cuivre : localisées sur toutes les parties conductrices parcourues par des courants ;
 - les pertes magnétiques : localisées dans les matériaux doux (paquet de tôles) et durs (comme les aimants) soumis à des variations d'induction.
- Mécanique :
 - les pertes par frottement aux paliers (frottement visqueux) : proportionnelles à la vitesse ;
 - les pertes dues à la ventilation : proportionnelles à la vitesse au cube ;
 - les pertes aérodynamiques ou liées à la résistance à l'avancement : dues au cisaillement de l'air entre stator et rotor, proportionnelles à la vitesse au cube.

La **Fig.2- 10** montre les différentes pertes considérées dans notre démarche de modélisation. En effet, les pertes par frottement aux paliers et les pertes dues à la ventilation seront négligées et il n'y a que les pertes aérodynamiques qui seront prises en compte parmi les pertes mécaniques. Généralement, les pertes fer et les pertes mécaniques sont considérées uniquement dépendantes de la vitesse de rotation de la machine tandis que les pertes au rotor dépendent du couple aussi.

Il est à noter que notre démarche de modélisation ne tient pas compte de la variation des paramètres circuit de l'actionneur en fonction de la température : le modèle thermique ne sert qu'à synthétiser le niveau de contrainte mais n'est pas « rebouclé » dans le modèle électromagnétique.



Fig.2- 10 : Différentes Pertes considérées dans le modèle

4.5.1 Pertes cuivre :

Les pertes cuivre sont la partie des pertes due à l'effet joule dans le bobinage statorique. Ce sont les plus faciles à estimer et elles sont données habituellement par la relation suivante :

$$P_{JOULE} = 3 \cdot R_s \cdot I_{XRMS}^2 \quad (2-44)$$

Où « I_{XRMS} » est le courant efficace d'une phase statorique.

La relation précédente montre que ce type de pertes ne dépend que du courant efficace circulant dans le bobinage statorique et de la valeur de sa résistance électrique. Si cette dernière est bien estimée, alors nous devons avoir une très bonne cohérence entre la valeur des pertes donnée par ce modèle analytique et les valeurs issues d'autres modélisations plus fines (les éléments finis par exemple).

4.5.2 Pertes magnétiques :

Les pertes magnétiques dans l'actionneur sont principalement liées au comportement non linéaire du champ magnétique dans le fer. Les origines de ces pertes sont généralement des courants induits dans le matériau à des échelles différentes : microscopique ou macroscopique. Selon [BER92], les pertes fer totales peuvent être séparées en trois contributions différentes :

$$P_{FER}^{TOTAL} = P_{HYST} + P_{CLAS} + P_{EXC} \quad (2-45)$$

Où « P_{HYST} » représente les pertes par hystérésis ; « P_{CLAS} » représente les Pertes classique ou par courants de Foucault et « P_{EXC} » désigne les pertes excédentaires ou anormales.

4.5.2.1 Pertes par Hystérésis :

Lorsqu'un matériau ferromagnétique est exposé à un champ magnétique (aimantation), une perte d'énergie est provoquée par des phénomènes de frottement entre les différents domaines magnétiques à l'intérieur du matériau. Ces pertes sont appelées « Pertes par hystérésis », elles sont proportionnelles :

- à l'aire du cycle d'hystérésis : plus cette aire est grande, plus les pertes sont importantes ; nous avons donc intérêt à minimiser cette surface ;
- au nombre de cycles décrits ;
- au volume de la matière magnétique.

Notre modélisation considère le cas sinusoïdal de l'induction magnétique « \mathbf{B} », classique et suffisamment caractéristique. La relation « $\mathbf{B}(\mathbf{H})$ » est souvent définie pour des signaux sinusoïdaux et de façon empirique. La Loi d'Hystérésis de Steinmetz est utilisée pour calculer la surface du cycle :

$$\oint_{\text{cycle}} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{B} = k_h \cdot B^\alpha \quad (2-46)$$

Les pertes par hystérésis sont alors données par la formule suivante :

$$P_{HYST} = k_h \cdot B^\alpha \cdot f_{elec} \cdot V \quad (2-47)$$

Où « B » représente la valeur crête de l'induction magnétique ; « V » le volume considéré ; « k_h » le coefficient des pertes par hystérésis ; « α » le coefficient traduisant la dépendance des pertes vis-à-vis de l'induction « B » et « f_{elec} » la fréquence d'excitation (la fréquence électrique de rotation de l'actionneur).

Les paramètres du modèle « k_h, α » sont spécifiques à chaque matériau ; ils sont déterminés dans notre cas par une identification paramétrique qui vient minimiser les écarts entre les pertes calculées par le modèle et les pertes fournies dans le datasheets du matériau.

4.5.2.2 Pertes par courants de Foucault :

D'après [BER88], les pertes dynamiques peuvent être décomposées en pertes classiques (ou par courants de Foucault) et pertes excédentaires ou anormales.

$$P_{DYN} = P_{CLAS} + P_{EXC} \quad (2-48)$$

Les pertes classiques sont calculées à partir des équations de Maxwell. Sous un champ magnétique variable, il y a une apparition d'un phénomène de circulation de courants macroscopiques induits liés directement à la conductivité du matériau considéré : ces courants sont appelés des « courants de Foucault ». La circulation de ces courants induits génère des pertes par effet Joule dues à l'échauffement de la masse conductrice. Pour limiter ces pertes, le stator doit être constitué d'un matériau avec une faible conductivité électrique comme les ferrites ou avec un empilement de tôles minces pour les matériaux magnétiques à base de fer. En effet, la circulation des courants de Foucault se fait selon les sections droites, le feuilletage des tôles augmente la résistance apparente dans l'épaisseur de la tôle. Une autre solution consiste à réduire la conductivité de ces matériaux en y adjoignant des impuretés comme le Silicium et le Nickel.

En régime dynamique, en plus des pertes par effet joule, les courants de Foucault provoquent un gonflement du cycle d'hystérésis plus ou moins important selon le matériau utilisé et la fréquence de fonctionnement.

Le dimensionnement de l'actionneur est fait par rapport à un ensemble de points dans le plan couple-vitesse (mission de vol). La fréquence de fonctionnement étant variable, il s'avère donc nécessaire de prendre en compte la profondeur de pénétration « δ_p », donc l'effet de peau (*Skin Effect*) en haute fréquence qui engendre des atténuations des grandeurs électromagnétiques (champ « \mathbf{H} », induction « \mathbf{B} », champ électrique « \mathbf{E} » et densité de courant « \mathbf{J} »). Les pertes classiques sur une période de l'induction magnétique (cas sinusoïdal) sont exprimées comme suit :

$$P_{CLAS} = k_c \cdot B^2 \cdot f_{elec}^2 \cdot V \quad (2- 49)$$

$$k_c = \frac{1}{6} \cdot \sigma \cdot \pi^2 \cdot d^2 \cdot f(\delta_p) \quad (2- 50)$$

$$f(\delta_p) = \frac{3 \cdot \delta_p}{d} \cdot \frac{\sinh(d/\delta_p) - \sin(d/\delta_p)}{\cosh(d/\delta_p) - \cos(d/\delta_p)} \quad (2- 51)$$

$$\delta_p = (\pi \cdot \mu_r \cdot \mu_0 \cdot \sigma \cdot f_{elec})^{-0,5} \quad (2- 52)$$

Où « d » est l'épaisseur des tôles et « σ » la conductivité électrique du matériau.

4.5.2.3 Pertes excédentaires :

Pour la détermination des pertes dynamiques classiques, nous supposons que le matériau est homogénéisé par une loi B(H) moyenne valable en tout point. Cependant, les matériaux magnétiques sont réellement constitués de domaines et la prise en compte de leur répartition peut induire des pertes supplémentaires connues sous le nom de pertes excédentaires ou anormales. Les origines de ces pertes ont été introduites par [BER88] et étudiées ensuite par [DA09] qui a estimé ces pertes par la formule suivante :

$$P_{EXC} = 8.764 \cdot k_e \cdot B^{1.5} \cdot f_{elec}^{1.5} \cdot V \quad (2- 53)$$

Où « k_e » est le coefficient des pertes excédentaires.

Détermination pratique des coefficients des pertes :

Les différents coefficients de pertes sont déterminés par une simple boucle d'identification paramétrique (Fig.2- 11) en se basant sur les pertes totales fournies par les datasheets des matériaux considérés. Dans notre cas, une étude comparative entre deux tôles différentes est envisagée. Il s'agit de tôles fer-silicium à grains non-orientés NO20 [COG, COU98], avec une épaisseur de « 0.2mm » et des tôles MEA250-35 d'épaisseur « 0.35mm ». Les coefficients de pertes sont données dans la Tab.2- 4.

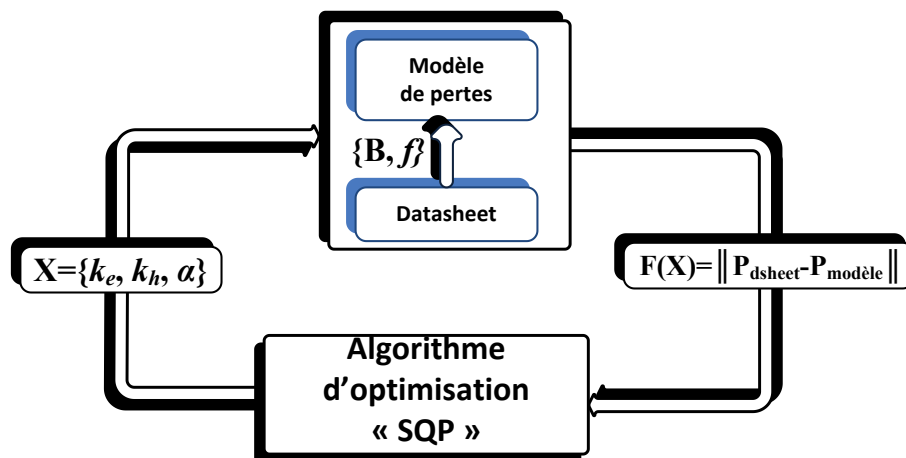


Fig.2- 11 : Identification des différents coefficients de pertes

Tab.2- 4 : coefficients de pertes des tôles utilisées

	NO-20	MEA250-35
α	2.36	2.85
k_h	200	250
k_e	0.4	0.2

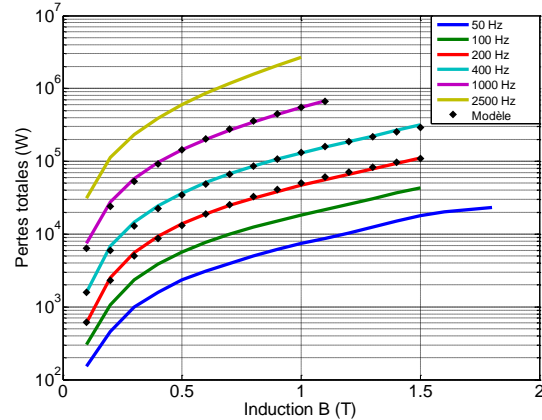


Fig.2- 12 : Pertes totales des tôles MEA250-35

Remarque : le lecteur peut revenir à l'Annexe. D pour plus d'informations sur la partie pertes dans l'actionneur HSPMSM et surtout pour les pertes aérodynamiques et les pertes dans les aimants.

4.6 Modèle thermique :

Les modèles thermiques des machines électriques qui existent dans la littérature peuvent être globalement classés en deux grandes familles : les modèles basés sur la méthode nodale et les modèles basés sur la méthode des éléments finis. Dans un contexte de conception par optimisation, le choix d'une méthode de modélisation repose sur le compromis qui doit être fait entre la précision des résultats obtenus et le temps de calcul du modèle. Dans notre cas, nous avons opté pour un modèle analogue quasi-statique (réseau constitué seulement de résistances thermiques "R"). Avec cette hypothèse, nous considérons que les constantes de temps thermiques de l'actionneur sont plus petites que la durée d'application de chaque point de mission dans le plan couple, vitesse. Toutefois, le modèle quasi statique représente un pire cas vis-à-vis des contraintes thermiques considérées comme les plus dimensionnantes dans la conception de l'actionneur. Le résultat de nos optimisations sera donc légèrement conservatif, ce qui apporte une certaine marge « jugée nécessaire » au vu des incertitudes de modèles.

L'optimisation de l'actionneur conduit à des structures de plus en plus réduites ; autrement dit, des puissances volumiques plus importantes. La fonction "refroidissement" dans l'architecture du système permet éventuellement de surpasser les limites thermiques des différents matériaux constitutifs de l'actionneur à savoir les tôles, les aimants et l'isolant du bobinage. Dans notre modélisation, nous considérons deux boucles de refroidissement : une boucle à air au niveau de l'entrefer, et une autre boucle liquide au niveau du stator (**Fig.2- 13**). Ceci nous amène à supposer que le transfert de chaleur entre le rotor et le stator est nul. Cette hypothèse nous permet de simplifier encore le problème en séparant la modélisation thermique de chaque partie de l'actionneur (**Fig.2- 14, Fig.2- 15**).

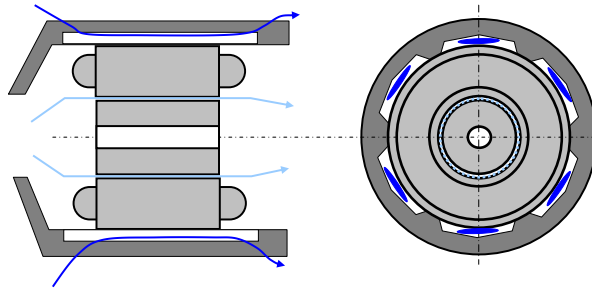


Fig.2- 13 : Boucles de refroidissement de l'actionneur HSPMSM

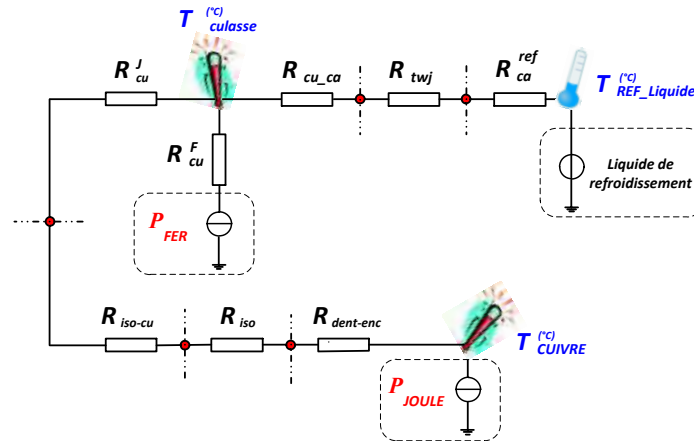


Fig.2- 14 : Réseau analogue équivalent « stator »

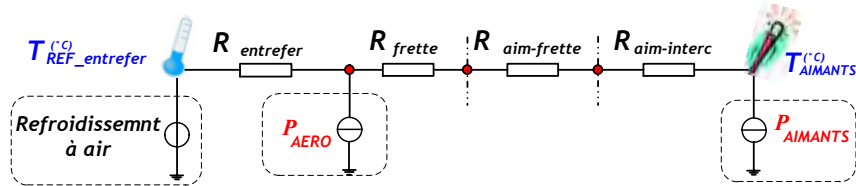


Fig.2- 15 : Réseau analogue équivalent « rotor »

En supposant que les boucles de refroidissement sont des surfaces isothermes (T_{REF}), les équations du modèle thermique de l'actionneur peuvent être exprimées comme suit [BER99] :

$$T_{CULASSE} = (R_{ca}^{ref} + R_{twj} + R_{cu_ca}) \cdot (P_{JOULE} + P_{FER}) + T_{REF_liquide} \quad (2- 54)$$

$$T_{CUIVRE} = [R_{dent_enc} + R_{iso} + R_{iso_cu} + R_{cu}^J + (P_{FER} / P_{JOULE}) \cdot R_{cu}^F] \cdot P_{JOULE} + T_{CULASSE} \quad (2- 55)$$

$$T_{AIMANTS} = R_{entrefer} \cdot (P_{AERO} + P_{AIMANTS}) + (R_{frette} + R_{aim_frette} + R_{aim_interc}) \cdot P_{AIMANTS} + T_{REF_entrefer} \quad (2- 56)$$

Tab.2- 5 : résistances thermiques du réseau analogue

Elément	Résistance thermique	Elément	Résistance thermique
R_{ca}^{ref}	convection carcasse/fluide extérieur	R_{cu}^J	conduction culasse dû aux pertes Joule
R_{twj}	conduction épaisseur de la boîte à eau	R_{cu}^F	conduction culasse dû aux pertes fer
R_{cu_ca}	conduction à l'interface culasse/carcasse	R_{frette}	conduction de la frette
R_{dent_enc}	conduction couche dent-encoche	R_{aim_frette}	conduction à l'interface aimant/frette
R_{iso}	conduction isolant fond d'encoche	R_{aim_interc}	conduction couche aimant-intercalaire
R_{iso_cu}	Conduction à l'interface isolant culasse	$R_{entrefer}$	convection stator / rotor

5 Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux :

Dans cette section, nous nous intéressons à la modélisation de l'onduleur de tension qui assure l'alimentation adéquate de l'actionneur HSPMSM détaillé dans la section précédente. La fonction onduleur représente le cœur de la conversion d'énergie électrique dans le système d'actionnement étudié. Elle permet d'assurer le niveau de tension et la fréquence de fonctionnement nécessaire à l'actionneur pour accomplir avec succès tous les points de la mission de vol. La conversion de la forme d'énergie DC/AC permet d'assurer la compatibilité entre l'actionneur considéré comme une source de courant et la source de tension représenté par le bus HVDC.

La topologie de l'onduleur de tension choisi est montrée dans la **Fig.2- 16**, il s'agit d'un onduleur classique à deux niveaux. En effet, cette topologie est la plus simple et la plus répandue dans le monde industriel. La simplicité de la topologie entraîne logiquement des simplifications plus ou moins importantes au niveau des modèles, une philosophie qui entre dans la logique de notre travail dans lequel on s'intéresse plutôt aux méthodologies de conception systèmes.

Le modèle de dimensionnement de l'onduleur de tension comporte différents aspects présentés dans la **Fig.2- 17**. Ce modèle doit traduire tous les phénomènes physiques majeurs qui interviennent dans le fonctionnement de l'onduleur à savoir les phénomènes électriques et la thermique. L'objectif est de calculer la masse et les pertes de l'onduleur afin de les optimiser.

Un modèle analytique complet des composants de puissance, du boîtier ainsi que de leur système de refroidissement s'avère très compliqué à réaliser à intégrer dans un problème d'optimisation. Pour cela, nous proposons un modèle basé sur la linéarisation autour d'un objet de référence (l'objet peut être le composant de puissance, le boîtier ou la plaque froide) pour simplifier la tâche de modélisation et pour gagner en temps de simulation. La pertinence de cette approche a été prouvée dans les travaux de thèse d'André DEANDRADE [AND13].

Cette modélisation autorise une grande variation des paramètres de dimensionnement, ce qui permet d'enrichir l'étude en explorant une très grande variété d'onduleur de tension. Elle permet aussi d'analyser les tendances de conception en poussant les limites des paramètres d'entrée du modèle.

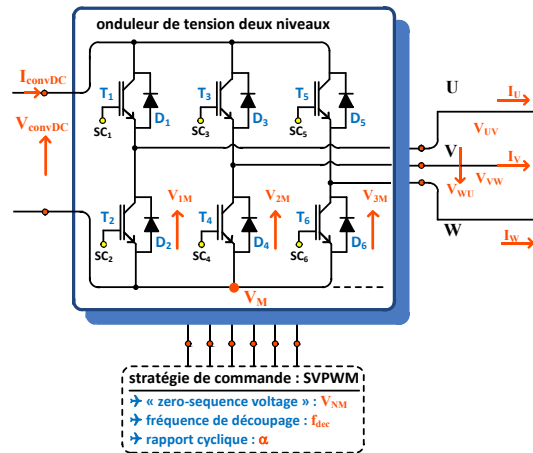


Fig.2- 16 : Topologie retenue de l'onduleur de tension

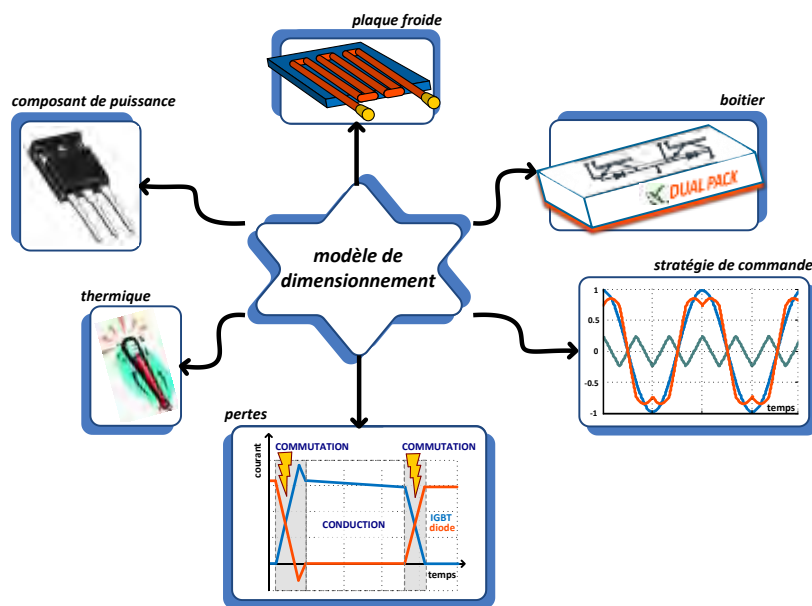


Fig.2- 17 : Différentes facettes du modèle de l'onduleur de tension

5.1 Modèle du composant de puissance :

Le composant utilisé est un IGBT (transistor bipolaire à grille isolée) à base de Silicium. Ce composant réunit les avantages des MOSFET (transistor à effet de champs), c'est-à-dire la simplicité de commande par la tension de grille (entre grille et émetteur) et les faibles pertes en conduction des transistors bipolaires. Ces deux caractéristiques permettent un gain significatif dans le rendement de l'onduleur.

La démarche de modélisation consiste à fragmenter un interrupteur de référence en un nombre « N_C » d'interrupteurs en parallèle (Fig.2- 18) pour ensuite déduire leurs caractéristiques

inconnues en fonction de celle de l'interrupteur de référence. Le courant parcouru par l'un de ces interrupteurs est équivalent au courant qui parcourt l'interrupteur de référence multiplié par « N_C ». Nous pouvons alors considérer le calibre en courant de ces interrupteurs comme un paramètre d'entrée :

$$N_C = \frac{I_{OP}}{I_{OP}^{REF}} \quad (2-57)$$

« I_{OP} » représente le calibre en courant du composant équivalent modulé et « I_{OP}^{REF} » celui du composant de référence choisi.

Le choix des composants de référence (spécifiques pour chaque cahier des charges) est lié directement aux niveaux de tensions et de courants qui émanent des points de la mission de vol. Les détails qui concernent les IGBTs de référence sont cités dans l'Annexe. E.

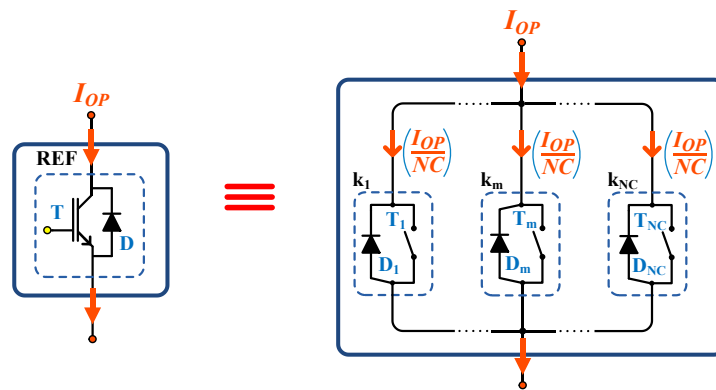


Fig.2- 18 : Démarche adoptée de linéarisation d'un composant de puissance

Le comportement de l'IGBT est caractérisé souvent par ses paramètres électriques et thermiques donnés par le constructeur. Dans notre démarche de modélisation, nous nous intéressons aux paramètres suivants :

- E_{ON} : Energie dissipée par l'IGBT à l'amorçage ;
- E_{OFF} : Energie dissipée par l'IGBT au blocage ;
- E_{RR} : Energie dissipée par la diode au blocage (énergie à l'amorçage négligée) ;
- V_{CC} : La tension sous laquelle le constructeur a effectué ses essais ;
- V_{XX0} : Chute de tension à l'état passant ;
- R_{ON_XX} : Résistance de conduction à l'état passant ;
- R_{THJC_XX} : Résistance thermique entre la jonction et le boîtier dans lequel les composants sont insérés ;

L'indice « XX » désigne l'IGBT ou la diode considérée.

La modélisation du composant de puissance de référence passe par l'estimation des énergies « E_{ON}, E_{OFF}, E_{RR} » fournies par le constructeur en fonction du courant de collecteur « I_C » interpolées par des courbes de second degré :

$$E_{YY}^{REF} = (a_{YY}^{REF} + b_{YY}^{REF} \cdot I_C + c_{YY}^{REF} \cdot I_C^2) \cdot \frac{V_{réel}}{V_{CC}} \quad (2- 58)$$

L'indice « YY » peut être remplacé par : ON, OFF ou RR ; « a, b, c » représentent les coefficients caractéristiques des courbes d'énergie ; « $V_{réel}/V_{CC}$ » représente le facteur d'échelle entre la tension des essais et la tension réelle.

L'impact de la fragmentation parallèle sur les énergies de commutation, sur les paramètres du circuit électrique équivalent à l'état passant et sur la thermique sont résumés dans le tableau ci-dessous.

Tab.2- 6 : Impact de la fragmentation parallèle sur les paramètres de l'interrupteur

$a_{YY} = a_{YY}^{REF} \cdot N_C$	(2- 59)
$b_{YY} = b_{YY}^{REF}$	(2- 60)
$c_{YY} = \frac{c_{YY}^{REF}}{N_C}$	(2- 61)
$V_{XX0} = V_{XX0}^{REF}$	(2- 62)
$R_{ON_XX} = \frac{R_{ON_XX}^{REF}}{N_C}$	(2- 63)
$R_{THJC_XX} = \frac{R_{THJC_XX}^{REF}}{N_C}$	(2- 64)

Les équations précédentes expriment les différentes caractéristiques d'un composant de puissance modulé en fonction de celles de l'interrupteur de référence.

5.2 Modèle du boîtier du module de puissance :

L'intérêt apporté au boîtier revient à son rôle principal dans le transfert de la chaleur dégagée par le composant car c'est lui qui définit la surface d'échange avec la plaque froide. Ainsi, nous nous intéressons aux dimensions géométriques et thermiques du boîtier. La démarche est la même que celle utilisée pour le composant de puissance, c'est-à-dire qu'à partir d'un boîtier de référence, nous essayons de définir les caractéristiques du boîtier d'un composant modulé. Le **Tab.2- 7** résume les équations définissant le modèle du boîtier.

Tab.2- 7 : impact de la fragmentation parallèle sur les paramètres du boîtier

$$S_{PACK}^{REF} = l_{PACK}^{REF} \cdot \omega_{PACK}^{REF} \quad (2- 65)$$

$$S_{PACK} = \frac{N_C}{NI_{PACK}^{REF}} \cdot S_{PACK}^{REF} \quad (2- 66)$$

$$M_{PACK} = \frac{N_C}{NI_{PACK}^{REF}} \cdot M_{PACK}^{REF} \quad (2- 67)$$

$$R_{TH_BD} = \frac{R_{TH_BD}^{REF}}{NI_{PACK}^{REF}} \cdot \frac{S_{PACK}^{REF}}{S_{PACK}^{MOD}} = \frac{R_{TH_BD}^{REF}}{N_C} \quad (2- 68)$$

Avec « S_{PACK} » la surface du boîtier ; « l_{PACK} » la longueur du boîtier ; « ω_{PACK} » la largeur du boîtier ; « M_{PACK} » la masse du boîtier ; « NI » le nombre d'interrupteurs par boîtier ; « R_{TH_BD} » la résistance thermique entre le boîtier et le dissipateur (plaque froide).

5.3 Modèle de pertes :

Les convertisseurs statiques sont généralement le siège de deux types de pertes : des pertes par commutation « P_{COM} » et des pertes par conduction « P_{COND} ». Ces pertes sont principalement fonction du courant de la charge et de la fréquence de commutation des interrupteurs.

La première étape dans la détermination de ces pertes consiste à reproduire les courants des phases à l'entrée de l'actionneur. A ce stade, nous considérons connus les paramètres circuit de l'actionneur ($R_S, L_{SYNCR}, K_{FEM}, p$) avec lesquels, pour chaque point de la mission de vol, nous pouvons générer toutes les tensions en temporel : les tensions simples, composées et étoilées peuvent être établies sur une période électrique après la détermination des signaux de commande de chaque bras (S_U, S_V, S_W), cette dernière dépendant de la stratégie de modulation (MLI) retenue. Une fois les tensions ($V_{XN}(t)$) connues sur chaque point de mission, nous pouvons déterminer les spectres fréquentiels des tensions ($V_{XN}(\omega)$), puis des courants de phases ($I_{XN}(\omega)$) en raisonnant sur l'équation suivante :

$$I_{XN}(\omega) = \frac{V_{XN}(\omega) - EMF_X(\omega)}{R_{SX} + jL_{SYNCR} \cdot \omega} \quad (2- 69)$$

Avec « ω » représente le vecteur des fréquences ; « $X = U, V, W$ » représente une des phases de l'actionneur ; « EMF » la force contre-électromotrice (considérée sinusoïdale).

Le courant à l'entrée du convertisseur est ensuite reconstitué en fonction des séquences de commande et des courants de phase après leurs transformations en temporel par la transformée de Fourier inverse.

$$I_{convDC} = S_U \cdot I_{UN} + S_V \cdot I_{VN} + S_W \cdot I_{WN} \quad (2-70)$$

Cette méthode repose donc sur une modélisation tempo-fréquentielle utilisée initialement dans les travaux de [LES12] et dans les travaux de [AND13]. Il est à noter que nous nous limitons dans l'étude à une seule période de modulation (période électrique : $2\pi/p.\Omega$) jugée suffisante pour la caractérisation du régime établi. La démarche du calcul est illustrée dans la Fig.2- 19.

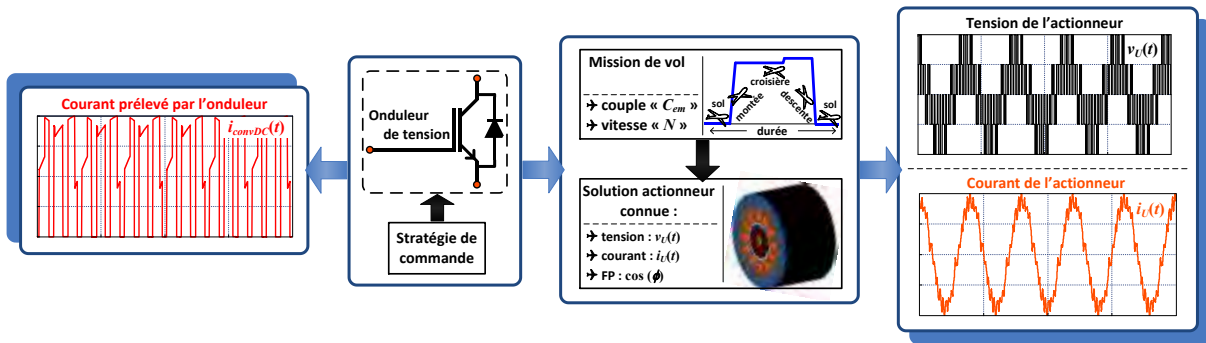


Fig.2- 19 : Démarche tempo-fréquentielle pour la détermination des courants à l'entrée et à la sortie de l'onduleur de tension

Une fois les courants connus, les deux types de pertes sont classiquement calculés pour chaque composant comme suit :

$$P_{COND}^{XX} = V_{XX0} \cdot i_U(t) + R_{ON_XX} \cdot i_U^2(t) \quad (2-71)$$

$$P_{COND}^{TOTAL} = \sum_{T_{COND}^{IGBT}} P_{COND}^{IGBT} + \sum_{T_{COND}^{DIODE}} P_{COND}^{DIODE} \quad (2-72)$$

$$E_{COM}^{TOTAL} = \sum_{T_{AMORCAGE}^{IGBT}} E_{COM}^{IGBT} + \sum_{T_{BLOPAGE}^{IGBT}} E_{COM}^{IGBT} + \sum_{T_{BLOPAGE}^{DIODE}} E_{COM}^{DIODE} \quad (2-73)$$

$$P_{COMD}^{TOTAL} = \frac{E_{COMD}^{TOTAL}}{T_{mod}} \quad (2-74)$$

où « T_{COND} » représente la durée de conduction du composant ; « $T_{AMORCAGE}$ » et « $T_{BLOPAGE}$ » représentent les durées de commutation (amorçage et blocage) des composants et « T_{mod} » représente la période de la modulante (1 période électrique).

Étant donné qu'un bras de l'onduleur de tension est constitué de deux interrupteurs complémentaires et supposés identiques, les pertes totales par bras sont données par la relation suivante :

$$P_{BRAS}^{TOTAL} = 2 \cdot (P_{COND}^{TOTAL} + P_{COM}^{TOTAL}) \quad (2-75)$$

Les durées de conduction et de commutation pour chaque composant sont déterminées à l'aide d'une méthode développée dans les travaux de thèse d'André DE ANDRADE [AND13]. Le lecteur peut trouver les détails de cette méthode dans l'Annexe. F.

5.4 Modèle thermique et refroidissement :

La thermique est un point essentiel dans la modélisation et le dimensionnement des convertisseurs statiques. Dans une démarche de conception par optimisation où on cherche à miniaturiser les systèmes embarqués, les contraintes thermiques sont rapidement atteintes. Donc, un système de refroidissement adéquat doit être dimensionné pour permettre à l'optimiseur de pousser les limites de la recherche. D'un autre côté, le niveau de puissance des systèmes étudiés requiert des résistances thermiques de dissipation du système de refroidissement suffisamment faibles (inférieures à $0.2^{\circ}\text{C}/\text{W}$), ce qui écarte la possibilité d'utiliser des refroidissements à air laissant la place aux refroidissements liquides.

Le système de refroidissement est représenté dans la **Fig.2- 20**. Il est composé de plusieurs parties à savoir la pompe, l'échangeur et la plaque froide directement montée sur le boîtier où se logent les composants de puissance. Dans notre cas, nous nous limitons dans la modélisation à l'étude à la plaque froide, le reste du système de refroidissement étant considéré invariant pour toutes les solutions obtenues.

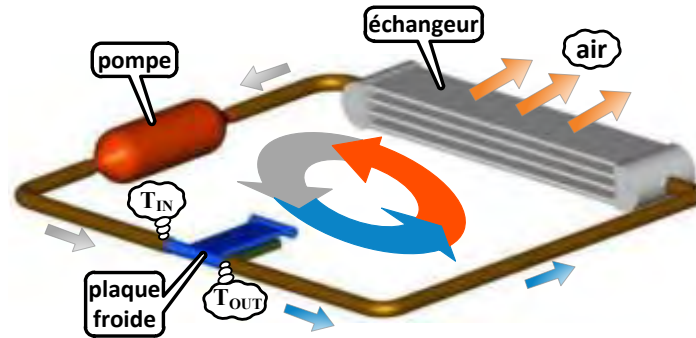


Fig.2- 20 : Boucle de refroidissement liquide complète

Pour le dimensionnement de la plaque froide, nous utilisons la même méthode que celle adoptée pour le dimensionnement des composants de puissance et du boîtier. Par conséquent, nous avons choisi une plaque froide de référence de type « FTCP » du fabricant LYTRON. Nous considérons que ce type de plaque froide est le plus adéquat pour nos applications pour plusieurs raisons détaillées dans la référence [KAN09]. Les équations donnant les différents paramètres de la plaque froide sont résumées dans le **Tab.2- 8**.

Tab.2- 8 : Impact de la fragmentation parallèle sur les paramètres de la plaque froide

$$S_{PF}^{REF} = l_{PF}^{REF} \cdot \omega_{PF}^{REF} \quad (2- 76)$$

$$S_{PF} = 1.2 \cdot S_{PACK} \cdot NP \quad (2- 77)$$

$$M_{PF} = \frac{S_{PF}}{S_{PF}^{REF}} \cdot M_{PF}^{REF} \quad (2- 78)$$

$$R_{TH_PF} = \frac{S_{PF}^{REF}}{S_{PF}} \cdot R_{TH_PF}^{REF} \Big|_{Q=Q_0} \quad (2- 79)$$

« S_{PF} » représente la surface de la plaque froide ; « NP » représente le nombre de boitiers utilisés ; « M_{PF} » représente la masse de la plaque froide ; « R_{TH_PF} » représente la résistance de conduction thermique de la plaque froide.

Remarque :

- Le coefficient « 1.2 » qui apparait dans l'équation (2- 77) permet de prendre en considération les parties inactives de la plaque froide, c'est à dire hors de la surface des boitiers utilisés (**Fig.2- 21**).
- La résistance thermique de la plaque froide est généralement donnée en fonction du débit du liquide circulant à l'intérieur. Dans notre démarche de modélisation, nous avons considéré un débit constant du liquide qui permet d'atteindre des résistances suffisamment faibles pour bien véhiculer la chaleur dégagée par les composants de puissance.

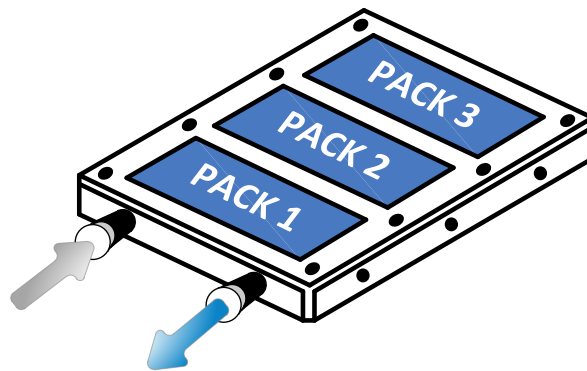


Fig.2- 21 : Exemple d'une plaque froide avec trois boitiers

Après avoir modélisé la plaque froide, tous les éléments nécessaires pour établir le modèle thermique du convertisseur sont disponibles. Le type de modèle choisi est similaire à celui de l'actionneur, c'est-à-dire un modèle nodal quasi statique (seules les résistances thermiques sont prises en compte). Ce modèle permet de considérer le pire cas dans l'évaluation des températures dans les différentes parties du convertisseur. La **Fig.2- 22** montre le modèle thermique d'un interrupteur (IGBT + diode). Le circuit analogue représente le comportement thermique de l'interrupteur en régime établi.

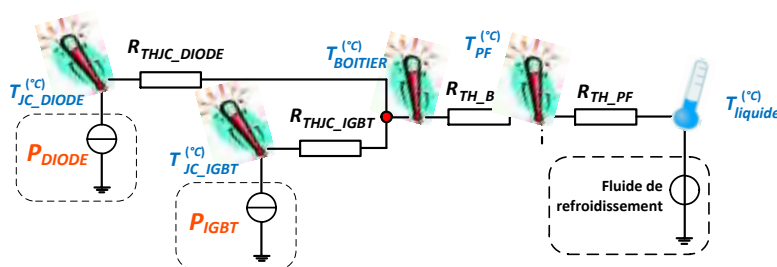


Fig.2- 22 : Circuit analogue équivalent d'un interrupteur (IGBT+diode)

Le modèle thermique du convertisseur est défini par les équations suivantes :

$$T_{BOITIER} = R_{TH_BD} \cdot P_{OND}^{TOTAL} + T_{PF} \quad (2- 80)$$

$$T_{IGBT} = R_{THJC_IGBT} \cdot P_{IGBT}^{TOTAL} + T_{BOITIER} \quad (2- 81)$$

$$T_{DIODE} = R_{THJC_DIODE} \cdot P_{DIODE}^{TOTAL} + T_{BOITIER} \quad (2- 82)$$

Le **Tab.2- 9** résume les résistances thermiques du circuit analogue équivalent.

Tab.2- 9 : Résistances thermiques du circuit analogue équivalent d'un interrupteur

Elément	Résistance thermique
R_{TH_BD}	Contact entre le boitier et la plaque froide
R_{TH_PF}	Conduction de la plaque froide
R_{THJC_IGBT}	conduction à l'interface jonction-boitier
R_{THJC_DIODE}	conduction à l'interface jonction-boitier

Le liquide caloporteur à l'intérieur de la plaque froide subit une élévation de température due au flux de chaleur venant du boitier. En considérant la température à l'entrée de la plaque froide « T_{IN} » constante, la température « T_{PF} » est calculée comme suit :

$$\Delta T_{liquide} = T_{OUT} - T_{IN} = \frac{P_{OND}^{TOTAL}}{\rho \cdot Q \cdot C_p} \quad (2- 83)$$

$$T_{liquide} = T_{IN} + \frac{\Delta T_{liquide}}{2} \quad (2- 84)$$

$$T_{PF} = R_{TH_PF} \cdot P_{OND}^{TOTAL} + T_{liquide} \quad (2- 85)$$

Avec « T_{OUT} » la température à la sortie de la plaque froide ; « ρ, Q, C_p » représentent respectivement, la densité volumique, le débit et la capacité thermique du liquide caloporteur.

5.5 Stratégie de commande de l'onduleur de tension :

Dans le système étudié, l'actionneur alimenté par l'onduleur de tension doit fonctionner correctement pendant toute la mission de vol c'est-à-dire à vitesse et à couple variables. Le pilotage de l'actionneur est réalisé en imposant le bon niveau de tension de phases avec la bonne fréquence de fonctionnement. C'est la commande de l'onduleur de tension qui permet d'assurer ces

performances dans la chaîne de conversion en contrôlant les séquences de fonctionnement des interrupteurs avec une stratégie adéquate.

Dans ces travaux de thèse, nous avons opté pour la stratégie de commande en modulation par largeur d'impulsion (MLI) et plus précisément la SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation). Cette technique de commande permet d'atténuer les harmoniques de courant et les ondulations du couple électromagnétique [JEN93, BER97, CAP02, HOL03]. En plus, elle permet d'atteindre des indices de modulation élevés, donc des tensions simples plus importantes par rapport à d'autres stratégies sans sur-modulation (environ 15% de plus par rapport à une MLI sinusoïdale). Ces niveaux de tension élevés sont très importants pour le fonctionnement en défluxé. Le lecteur peut revenir à l'Annexe. G pour plus de détails sur la SVPWM.

A noter que le modèle de dimensionnement orienté optimisation de l'onduleur de tension par la méthode tempo fréquentielle peut évidemment s'adapter à d'autres techniques de modulation.

L'indice de modulation maximum (rapport entre tension crête et demi tension de bus) est donné par l'expression suivante :

$$m_{\alpha MAX} = (2\alpha_{MAX} - 1) \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \quad (2-86)$$

Avec « α_{MAX} » représente le rapport cyclique maximal, calculé en fonction du temps mort des interrupteurs de puissance « t_d » :

$$\alpha_{MAX} = 1 - \frac{t_d}{T_{dec}} \quad (2-87)$$

Les séquences de commande des interrupteurs dépendent de la fréquence de découpage « f_{dec} » et d'une modulante (image du signal désiré à la sortie de l'onduleur) de fréquence « f_{mod} ».

Un rapport élevé entre ces deux fréquences (f_{dec}/f_{mod}) peut réduire considérablement le contenu harmonique des courants de phases de l'actionneur. Sachant que la fréquence de découpage maximale est fixée à 10kHz, les niveaux de vitesse de rotation de l'actionneur et le nombre de paires de pôles élevé ('p' peut aller jusqu'à 5) limitent la valeur du rapport des fréquences (f_{dec}/f_{mod}). Pour avoir un bon compromis vis-à-vis de la qualité des courants de phases, nous imposons une limite inférieure à un rapport « 7 » :

$$f_{dec}/f_{mod} \geq 7$$

En ce qui concerne le synchronisme de la MLI, nous avons choisi une MLI synchrone, c'est-à-dire que le rapport des fréquences (f_{dec}/f_{mod}) est un nombre entier. Cette configuration permet d'améliorer la qualité des tensions de sortie de l'onduleur, surtout à faible rapport de fréquences.

6 Modélisation du filtre d'entrée :

Dans un avion plus électrique, comme l'A380 d' Airbus, les charges non linéaires à l'image de l'onduleur de tension inclus dans le système électromécanique étudié dans cette thèse sont de plus en plus présentes. L'utilisation croissante de ces systèmes n'est pas sans effets sur le réseau électrique embarqué. En effet, si on prend l'exemple des convertisseurs statiques, ceux-ci posent la question de la stabilité due aux nouveaux modes présents. L'effet du découpage traduit par l'injection des harmoniques à basses et à hautes fréquences pose aussi la question de la qualité du réseau électrique. Ces harmoniques peuvent avoir un effet négatif sur certains composants des systèmes électriques embarqués en engendrant des contraintes supplémentaires diélectriques, thermiques et mécaniques. Ainsi, la présence des harmoniques dans le réseau de bord peut provoquer des problèmes techniques allant jusqu'à la mise hors service des équipements s'ils ne sont pas bien protégés contre ce type de problème.

Pour faire face aux problèmes liés à la pollution harmonique, le systémier (Airbus) propose des gabarits normatifs traçant les limites autorisées pour la pollution des sources et des charges (**Fig.2- 23**). Pour tenir compte de ces exigences, l'utilisation d'un filtre à l'entrée de l'onduleur de tension semble primordiale pour le respect de la qualité du réseau.

La **Fig.2- 24** montre la bande de fréquences concernées par la norme [**Airbus N24RP0831391-2.0**]. La plage fréquentielle considérée peut être divisée en trois parties :

- ➊ domaine de la basse fréquence « BF » qui correspond à la fréquence de fonctionnement électrique de l'actionneur
- ➋ domaine de la haute fréquence « HF » qui inclut les fréquences des harmoniques de découpage et qui peut aller jusqu'à 150 kHz.
- ➌ Au-delà des 150 kHz, c'est le domaine de la compatibilité électromagnétique « CEM ». Dans le cadre de cette thèse, les effets liés à la CEM ne sont pas pris en compte, nous nous limitons ainsi aux deux domaines fréquentiels mentionnés avant (<150kHz).

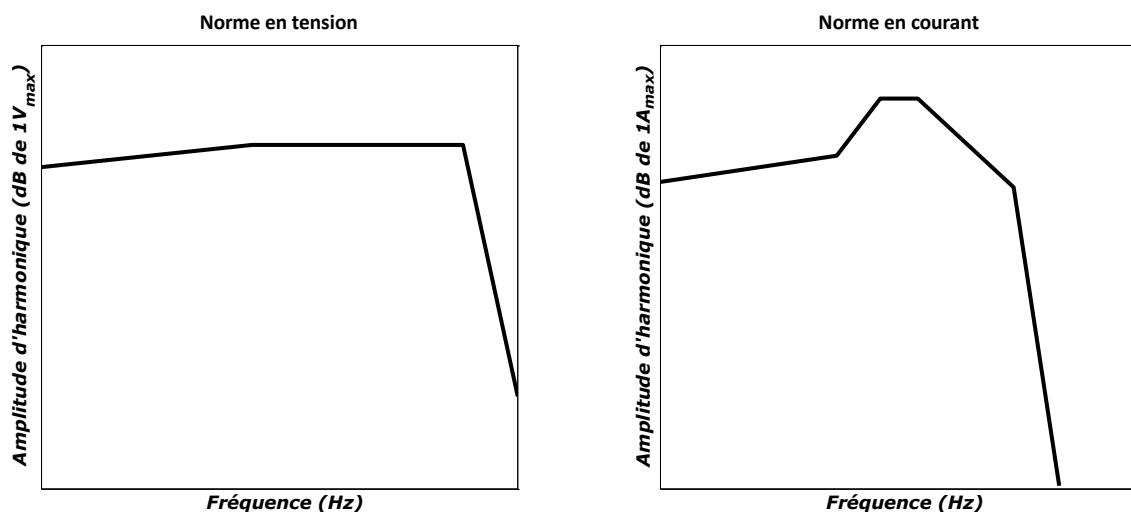


Fig.2- 23 : Norme **Airbus N24RP0831391-2.0** ramenée à la tension 270VDC

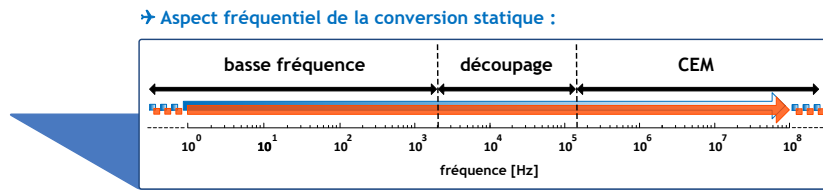


Fig.2- 24 : Plage de fréquences prise en compte dans la norme *Airbus N24RP0831391-2.0*

Dans le but de déterminer la masse et les pertes de notre filtre d'entrée et de vérifier toutes les contraintes physiques et environnementales, notre approche de modélisation comporte les différentes facettes représentées dans la **Fig.2- 25**. Une partie du modèle permet la description fonctionnelle du filtre et ses interactions en amont et en aval. Sous ce titre, nous pouvons citer comme exemple le modèle circuit qui facilite considérablement le calcul des différentes variables électriques intervenant dans le modèle. La deuxième partie du modèle concerne la modélisation des éléments passifs du filtre : inductance, condensateurs et résistances. Plusieurs techniques sont utilisées afin de développer un modèle générique adapté à notre approche d'optimisation.

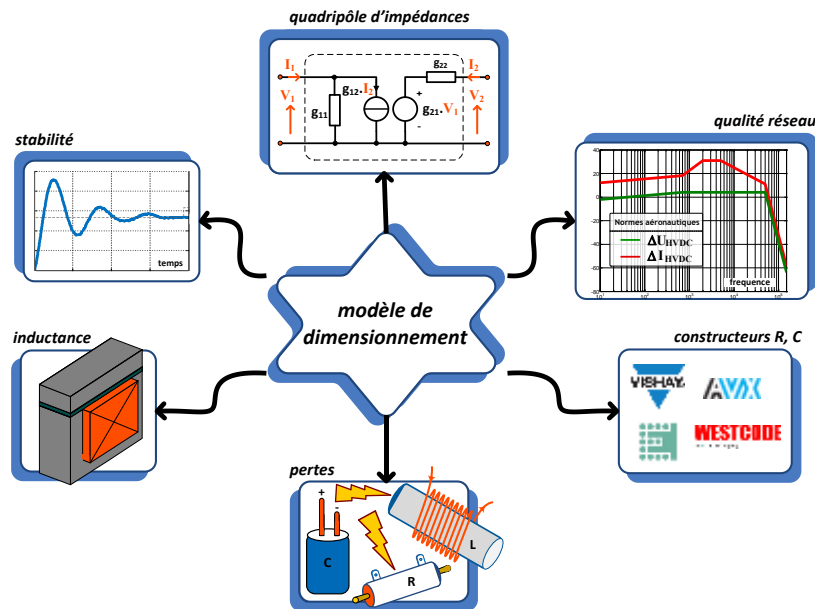


Fig.2- 25 : Différentes facettes du modèle du filtre d'entrée

Remarque : le lecteur peut revenir à l'Annexe. H pour ce qui concerne les problèmes de stabilité.

6.1 Topologie du filtre d'entrée :

Des travaux de recherche ont été réalisés dans le cadre du projet PREMEP (Projet de Recherche Moteur/Electronique de Pilotage) pour analyser l'impact de l'ancienne norme Airbus [AIRBUS N24RP0831391-1.3] sur un ensemble convertisseur machine de 15 kW. Les résultats montrent que la pente du gabarit de courant entre les fréquences de 50 à 150 kHz représente une contrainte sévère pour le filtrage. Ainsi, une topologie à deux cellules de filtrage mises en série (**Fig.2-26**) a été proposée : une cellule pour la partie BF et une autre pour la partie HF. L'intérêt d'utiliser une cellule de filtrage avec une branche parallèle d'amortissement (RC) est détaillé dans les travaux

de [BAR97]. Il démontre dans ses travaux que cette topologie permet un gain en masse et en pertes ce qui correspond parfaitement à nos objectifs d'optimisation.

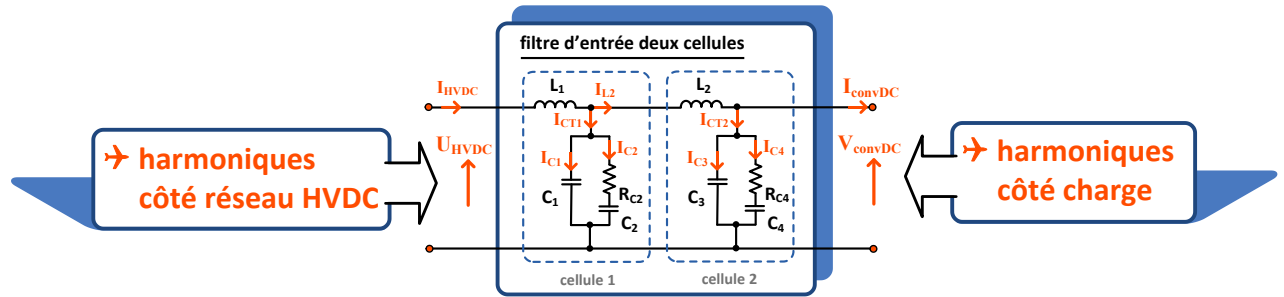


Fig.2- 26 : Topologie du filtre d'entrée à deux cellules

D'autre part, les résultats des travaux de thèse [AND13] montrent que pour une optimisation de l'ensemble « onduleur-filtre », l'optimiseur tend à éliminer la deuxième cellule du filtre pour améliorer les deux critères de l'optimisation. Ces résultats ont été vérifiés dans le cadre de cette thèse, ce qui nous a amené à considérer une topologie du filtre avec une seule cellule de filtrage (Fig.2- 27). Cette simplification a permis de réduire la complexité du modèle et du problème d'optimisation par l'élimination de la contrainte de stabilité du point milieu entre les deux cellules de la première topologie.

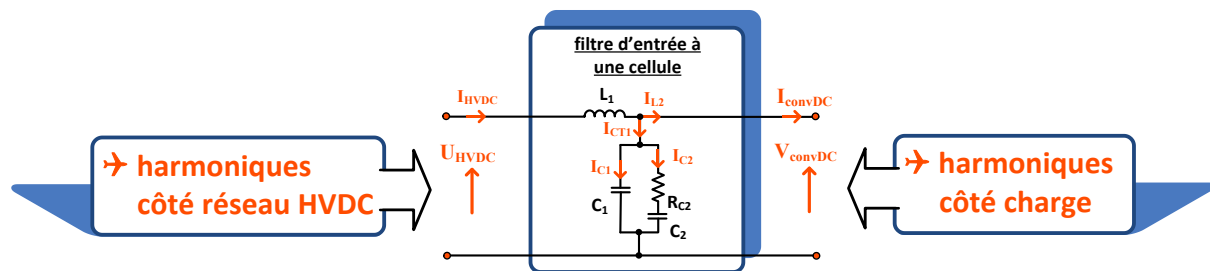


Fig.2- 27 : Topologie du filtre d'entrée à une seule cellule

6.2 Modèle circuit du filtre d'entrée :

Le filtre d'entrée est modélisé par un quadripôle hybride "type G" (Fig.2- 29). Cette structure est la plus adaptée pour notre cas, car les deux variables d'entrées indépendantes sont de nature différentes : la tension du bus continu « U_{HVDC} » et le courant du convertisseur « I_{convDC} ». Pour simplifier le modèle, les impédances du filtre sont regroupées comme suit :

$$Z_1 = R_{L1} + j\omega \cdot L_1 \quad (2- 88)$$

$$Z_2 = \frac{\frac{1}{j\omega \cdot C_1} \cdot \left(R_{C2} + \frac{1}{j\omega \cdot C_2} \right)}{R_{C2} + \frac{1}{j\omega} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right)} \quad (2- 89)$$

« R_{L1} » représente la résistance de câblage avant le filtre en série avec l'enroulement de l'inductance « L_1 ».

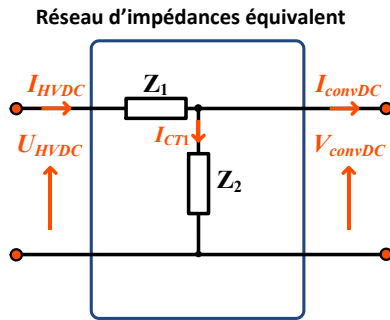


Fig.2- 28 : Réseau d'impédances équivalent

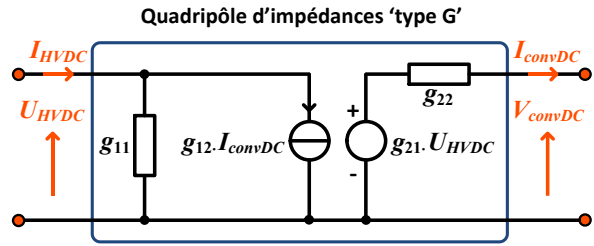


Fig.2- 29 : Quadripôle d'impédance « type G »

Le quadripôle type « G » est caractérisé par les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} I_{HVDC} \\ V_{convDC} \end{bmatrix} = [G] \cdot \begin{bmatrix} U_{HVDC} \\ I_{convDC} \end{bmatrix} \quad (2- 90)$$

$$G = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \quad (2- 91)$$

Alors :

$$\begin{cases} I_{HVDC} = g_{11} \cdot U_{HVDC} + g_{12} \cdot I_{convDC} \\ V_{convDC} = g_{21} \cdot U_{HVDC} + g_{22} \cdot I_{convDC} \end{cases} \quad (2- 92)$$

Les éléments de la matrice « G » sont donnés en fonction des éléments du réseau équivalent d'impédances :

$$g_{11} = \left. \frac{I_{HVDC}}{U_{HVDC}} \right|_{I_{convDC}=0} = \frac{1}{Z_1 + Z_2} = \frac{1}{Z_{IN}} \quad (2- 93)$$

$$g_{12} = \left. \frac{I_{HVDC}}{I_{convDC}} \right|_{U_{HVDC}=0} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (2- 94)$$

$$g_{21} = \left. \frac{V_{convDC}}{U_{HVDC}} \right|_{I_{convDC}=0} = g_{12} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (2- 95)$$

$$g_{22} = \left. \frac{V_{convDC}}{I_{convDC}} \right|_{U_{HVDC}=0} = -\frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} = Z_{OUT} \quad (2- 96)$$

« Z_{IN} » et « Z_{OUT} » représentent respectivement l'impédance d'entrée et l'impédance de sortie .

Comme mentionné au début de ce paragraphe, les deux grandeurs « libres » dans notre cas sont le courant d'entrée du convertisseur « I_{convDC} » et la tension du bus continu « U_{HVDC} ». Nous appelons « grandeurs libres » les grandeurs connues (variables d'entrées) lors du dimensionnement du filtre d'entrée. La méthode de détermination du courant d'entrée du convertisseur est détaillée dans la section 5.3 de ce chapitre et la tension du bus continu est constitué de deux parties : la

première est fixe (vaut 270V dans notre cas) et la deuxième prend en compte les harmoniques de tension imposés par la norme Airbus. Pour cette deuxième composante, on se placera « au pire cas de la norme », c'est-à-dire qu'on considère que l'actionneur peut être pollué en tension à toutes les fréquences et au maximum fixé par le gabarit normatif.

En pratique, on synchronise les fréquences harmoniques générées par le convertisseur statique avec la pollution en tension d'entrée. Une hypothèse supplémentaire de notre travail consiste à considérer un déphasage nul entre le spectre de la tension d'entrée du filtre « U_{HVDC} » et le courant d'entrée du convertisseur « I_{convDC} ». Cela nous permet de se mettre au pire cas vis-à-vis de la pollution harmonique du courant filtré « I_{HVDC} » :

$$|I_{HVDC}| = |g_{11}| \cdot |U_{HVDC}| + |g_{12}| \cdot |I_{convDC}| \quad (2-97)$$

La contrainte de qualité réseau telle que nous l'appréhendons ici est donc conservative, ce qui permet de conserver une marge de conception, jugée nécessaire compte tenu notamment des écarts potentiels de modèle. Cette marge fait l'objet d'autres études au niveau réseau, notamment des travaux de thèse en cours de D. Hadbi [HAD15] menés par le LAPLACE et le G2ELab en collaboration avec Airbus.

6.3 Modèle des composants du filtre d'entrée :

6.3.1 Modèle analytique de l'inductance :

Les inductances considérées dans notre travail sont à circuit magnétique en ferrite. Leur géométrie est présentée dans la **Fig.2- 30**.

Le modèle de dimensionnement de l'inductance est inspiré des travaux de [LEP07] avec des noyaux de type « EI ». Les équations du **Tab.2- 10** décrivent la géométrie de l'inductance :

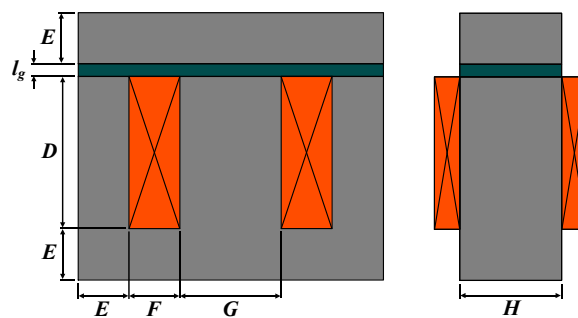


Fig.2- 30 : Géométrie du modèle d'inductance type « EI » utilisé [LEP07]

Tab.2- 10 : Dimensions géométriques de l'inductance

$$F = \left[\frac{1}{12} \cdot \frac{L \cdot (I_L^{MAX})^2}{J_L^{MAX} \cdot B_{BOB}^{MAX} \cdot k_f \cdot k_u \cdot k_i} \right]^{\frac{1}{4}} \quad (2- 98)$$

$$E = F \quad (2- 99)$$

$$G = 2 \cdot F \quad (2- 100)$$

$$D = 3 \cdot F \quad (2- 101)$$

$$H = G \quad (2- 102)$$

$$l_g = \frac{1}{2} \cdot \frac{\mu_0 \cdot N_{SL} \cdot I_L^{MAX}}{B_{BOB}^{MAX}} \quad (2- 103)$$

« I_L^{MAX} » représente la valeur maximale du courant dans l'inductance « L » ; « J_L^{MAX} » la densité maximale de courant dans les spires ; « B_{BOB}^{MAX} » l'induction magnétique maximale dans l'enroulement ; « N_{SL} » le nombre de spires.

« k_u » représente le coefficient de remplissage d'enroulement ; « k_j » le coefficient de foisonnement (unitaire pour la ferrite) ; « k_i » le rapport entre les courants maximal et efficace.

$$N_{SL} = \sqrt[4]{\frac{3}{4} \cdot \frac{L \cdot J_L^{MAX} \cdot k_u \cdot k_i}{B_{BOB}^{MAX} \cdot k_f}} \quad (2- 104)$$

$$k_i = \frac{I_L^{MAX}}{I_L^{RMS}} \quad (2- 105)$$

Une fois la géométrie de l'inductance choisie, nous pouvons déterminer sa masse totale :

$$M_L = M_{FERRITE} + M_{CUIVRE} \quad (2- 106)$$

$$M_{FERRITE} = \rho_{FERRITE} \cdot \{ [2 \cdot E + D] \cdot [2 \cdot (F + E) + G] \cdot H - 2 \cdot F \cdot D \cdot H \} \quad (2- 107)$$

$$M_{CUIVRE} = l_{CU} \cdot S_{CU} \cdot \rho_{CU} \quad (2- 108)$$

$$l_{CU} = 2 \cdot (G + H + 2 \cdot F) \quad (2- 109)$$

$$S_{CU} = N_{SL} \cdot \frac{I_L^{RMS}}{J_L^{MAX}} \quad (2- 110)$$

6.3.2 Modèle de la capacité :

Plusieurs technologies sont utilisées dans la fabrication des condensateurs. On trouve sur le marché des condensateurs plastiques (en polyester, polystyrène ou autres matières similaires) et d'autres chimiques (en aluminium, tantale ...etc.). Dans ces travaux, nous avons opté pour les condensateurs en plastique à film métallisé. Ce type de condensateur répond bien aux spécifications fonctionnelles et environnementales de notre système, par exemple la couche métallisée en

aluminium permettra aux condensateurs de supporter des niveaux de puissance plus importants ce qui est nécessaire vu le niveau de la pollution harmonique.

Contrairement à l'inductance, le modèle adopté pour la capacité est plus simple dans le sens où on ne s'intéresse pas vraiment à la physique du condensateur. Des relations directes sont établies pour avoir la masse et les pertes dissipées dans cet élément en fonction de ses caractéristiques. Ces relations sont obtenues de la même façon que pour la détermination des coefficients de pertes dans les tôles du circuit magnétique statorique (section 4.5.2), c'est-à-dire par minimisation de l'écart entre une courbe donnée par le fabricant et une autre donnée par notre modèle.

Après avoir analysé les caractéristiques offertes par plusieurs fabricants de condensateurs sur le marché, nous avons opté pour la marque « WESTCODE » (Fig.2- 31). Ce choix est fait tout simplement pour avoir un minimum de masse pour les mêmes caractéristiques.

Le modèle proposé suppose que la masse du condensateur évolue linéairement avec son énergie emmagasinée :

$$M_C = \alpha_C \cdot C \cdot U_{HVDC}^2 \quad (2- 111)$$

Le coefficient « α_C » est déterminé en minimisant l'écart entre les masses données par notre modèle et celles du constructeur pour les différentes valeurs de « C ». La valeur obtenue dans notre cas est ($\alpha_C \approx 5$).

Remarque : les condensateurs considérés ont un calibre en tension de « 700 VDC » c'est-à-dire une tension plus de deux fois supérieure à la tension du bus continu. En effet, la norme airbus exige que les condensateurs utilisés dans les équipements montés à bord doivent supporter deux fois la tension nominale du bus en régime transitoire.

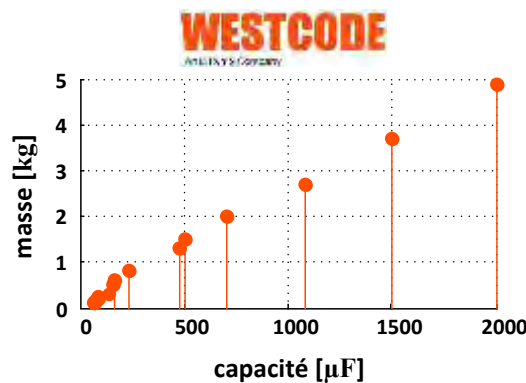


Fig.2- 31 : Variation de la masse en fonction de la valeur de la capacité pour des condensateurs à diélectriques en film polypropylène métallisé « MKP »

6.3.3 Modèle de la résistance :

La masse de la résistance de la branche stabilisatrice (RC) du filtre est exprimée linéairement en fonction des pertes dissipées dans la résistance [AND13]. Donc, dans un premier temps, nous devons calculer les pertes par effet joule puis transformer ces pertes en équivalent « masse ». Avec

une approche similaire à celle utilisée dans la modélisation de la capacité, Le coefficient « α_R » est déterminé à partir des datasheets d'un fabricant (dans notre cas VISHAY) en minimisant l'écart entre la courbe réelle et la courbe de tendance. La **Fig.2- 32** montre l'évolution de la masse en fonction des pertes dissipées dans la résistance.

$$M_R = \alpha_R \cdot P_R \quad (2- 112)$$

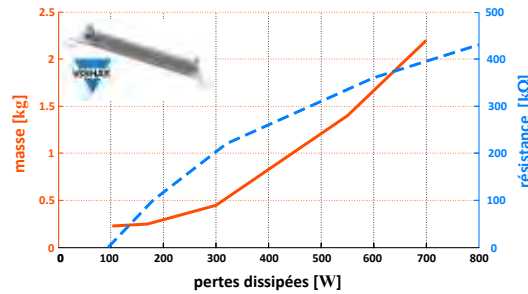


Fig.2- 32 : Caractéristiques de la résistance utilisée dans le dimensionnement du filtre d'entrée

6.4 Modèle de pertes :

Dans cette section, nous allons estimer les pertes totales dissipées par les différents éléments passifs du filtre d'entrée (inductance, capacité et résistance). Le **Tab.2- 11** résume les équations permettant le calcul de ces pertes :

Tab.2- 11 : Formules pour le calcul des pertes dans les éléments passifs du filtre d'entrée

Inductance :
$P_L = P_L^{JOULE} + P_L^{FER}$
$P_L^{JOULE} = R_L \cdot I_{LRMS}^2$
$R_L = \frac{l_{CU} \cdot N_{SL}^2}{\sigma_{CU} \cdot S_{CU}}$
$P_L^{FER} = \frac{k \cdot \alpha_1 \cdot f^{\alpha_2} \cdot B_{MAX}^{\beta_1} \cdot (\chi_1 - \chi_2 \cdot t_C + \chi_3 \cdot t_C^2) \cdot M_{FERRITE}}{\rho_{FERRITE}}$
Capacités
$P_C = R_{SC} \cdot I_{CRMS}^2$
Résistance
$P_{RC} = R_C \cdot I_{RCRMS}^2$

« R_L » représente la résistance électrique d'enroulement ; « k », « χ_1 », « χ_2 », « χ_3 » sont des coefficients de correction associés aux variations de température ; « t_C » est la température considérée (100 °C) ; « α_1 », « α_2 », « β_1 » représentent les coefficients de pertes de Steinmetz ; « $\rho_{FERRITE}$ » la densité volumique de la ferrite ; « B_{MAX} » l'induction maximale de saturation de la ferrite ; « $M_{FERRITE}$ » la masse de ferrite définie ; « σ_{CU} » la conductivité électrique du cuivre ;

« R_{SC} » la résistance du circuit électrique équivalent modélisant les pertes Joule dans les connexions et les électrodes du condensateur et « R_C » la résistance en série avec le condensateur, elle représente la résistance « R_{C2} » dans le schéma du filtre.

Remarque :

- Les pertes fer dans l'inductance sont calculées seulement pour la fréquence « $f = 2 \cdot f_{dec}$ ». En effet, l'amplitude de l'harmonique est maximale à cette fréquence pour un onduleur deux niveaux.
- La résistance « R_{SC} » est estimée par la relation (2- 113) qui traduit la courbe de tendance de cette résistance en fonction de la valeur de la capacité (on utilise les données fournies dans les datasheets du fabricant WESTCODE Fig.2- 33).

$$R_{SC} = 23.8 \cdot C^{-0.55} \quad (2- 113)$$

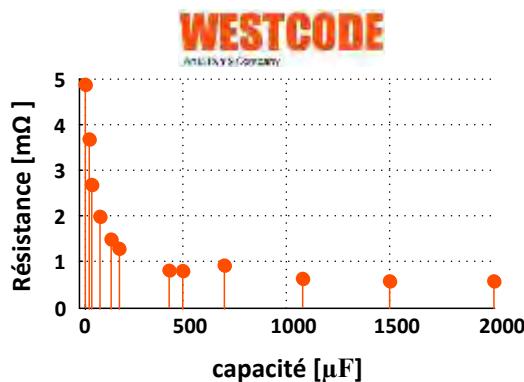


Fig.2- 33 : Variation de la résistance « R_{SC} » en fonction de la valeur de la capacité.

7 La « DSM », une approche matricielle pour la structuration d'un modèle analytique :

Les modèles analytiques utilisés dans notre travail impliquent un nombre très important de variables et de paramètres (variable = inconnu ; paramètre = connu) ; parmi les variables, il faut distinguer les « variables de décision » qui seront générées par l'algorithme d'optimisation et qui constituent donc les entrées du modèle de dimensionnement. A partir de ses variables d'entrées seront calculées diverses variables intermédiaires, jusqu'à être capable d'évaluer, en sortie, les objectifs et contraintes du problème d'optimisation.

La compréhension et la manipulation des modèles pour l'optimisation sont des tâches très difficiles et demandent un effort de structuration et un temps de traitement considérable. Dans cette section, nous allons essayer de simplifier ces problèmes en s'appuyant sur une méthode de traitement des équations analytiques, appelée « DSM » (Design Structure Matrix).

La « DSM » est une méthode matricielle qui aide à la structuration d'un problème de conception et montre clairement les interactions et les dépendances entre les différentes variables d'un modèle. Une des orientations de cette approche est d'optimiser le codage des équations du modèle dans ce contexte de complexité.

De plus, parmi l'ensemble des variables intervenant dans un problème de conception, couplées entre elles par une série d'équations (modèle analytique), plusieurs choix de vecteurs de variables de décision (paramètres issus de l'algorithme d'optimisation, entrées du modèle de conception) sont possibles. L'approche « DSM » peut être utilisée pour guider et orienter ce choix en se basant sur des critères de sélection comme la fréquence d'apparition et l'analyse de sensibilité etc... (Cet aspect sera traité dans le prochain chapitre).

7.1 Création de la DSM :

DSM est l'acronyme de « *Design Structure Matrix* », ce qui est traduit par matrice structurelle de conception. Une DSM est un outil de structuration de la modélisation, utilisé dans les projets de conception et dérivé des matrices binaires [GHA07] avec l'introduction de nouvelles capacités et possibilités. Donc, elle sert à la représentation des interactions entre les différents paramètres et variables d'un système.

La différence entre une DSM et une matrice binaire est la possibilité de quantifier les interactions entre les paramètres : à la place des 1 et des 0 dans les matrices binaires, on peut représenter le numéro d'équation(s) qui lie(nt) deux paramètres, ou la causalité des équations d'un modèle ou encore quantifier le niveau de dépendance entre les paramètres.

L'objectif général, lorsqu'on analyse des DSM, est de réorganiser les éléments en ligne et en colonne de manière à identifier une hiérarchie entre les éléments pour optimiser les échanges d'informations et pour réduire le temps de traitement global du processus de conception par la parallélisation de tâches découplées. Cette réorganisation est assurée par des algorithmes de séquençement et de partitionnement qui cherchent à triangulariser la DSM.

La construction de la DSM passe en général par une étape préliminaire et trois étapes principales. Pour mieux expliquer ces étapes, la DSM sera appliquée sur le modèle mathématique simple suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} x_4 = 2 \cdot x_3 \cdot x_6 \quad \dots\dots\dots (1) \\ x_5 = 2 \cdot x_2 \quad \dots\dots\dots (2) \\ x_6 = x_1 + 2 \cdot x_4 \quad \dots\dots\dots (3) \\ x_7 = x_3 \cdot x_6 \quad \dots\dots\dots (4) \end{array} \right. \quad (2- 114)$$

Etape préliminaire : dans cette étape, toutes les équations du modèle sont répertoriées et numérotées (de 1 à 4). Si les équations du modèle sont bien écrites, la différence entre le nombre de paramètres et le nombre d'équations représente la taille du vecteur des variables de décision nécessaire pour définir puis résoudre le problème.

$$N_{vd} = N_{vt} - (N_{eq} + N_{pc}) \tag{2- 115}$$

« N_{vd} » représente le nombre de variables de décision ; « N_{vt} » le nombre total de variables ;
 « N_{eq} » le nombre d'équations dans le modèle et « N_{pc} » le nombre de paramètres connus.

D'après cette définition, il nous faut « 3 » variables de décision pour définir le problème exemple donné par les 4 équations du cas d'école à 7 variables : $3 = 7 - (4+0)$.

Etape 1 : DSM non orientée et non ordonnancée (Fig.2- 35)

Chaque paramètre du modèle de conception est représenté par une ligne et une colonne identiquement étiquetées. Cette DSM est donc une matrice carrée symétrique, similaire à la matrice binaire non orientée, sauf que dans la DSM les dépendances d'une variable vis-à-vis des autres sont modélisées par le numéro de l'équation ou des équations qui les lient. La Fig.2- 34 montre toutes les possibilités de dépendance entre deux variables : le « 1 » et le « 0 » modélisent la présence ou l'absence d'une dépendance entre les deux variables (A,B):

- Configuration parallèle : signifie l'absence d'une relation entre les deux variables ;
- Configuration Série ou séquentielle : signifie que la dépendance est définie dans un seul sens, c'est-à-dire pour un sens de causalité donné ; il y a une seule variable qui dépend de l'autre ;
- Configuration de couplage : la dépendance est définie dans les deux sens.

	A	B
A		0
B	0	

	A	B
A		1
B	0	

	A	B
A		1
B	1	

Fig.2- 34 : Différentes formes de dépendances entre deux variables (A,B)

	x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_6	x_7
x_1				3		3	
x_2					2		
x_3				1		1,4	4
x_4	3		1			1,3	
x_5		2					
x_6	3		1,4	1,3			4
x_7			4			4	

Fig.2- 35 : DSM non-orientée et non-ordonnancée

Etape 2 : DSM orientée et non ordonnancée (Fig.2- 36)

Dans cette étape, on choisit les variables et paramètres d'entrée du modèle et on définit les sens de la causalité pour toutes les équations (orientation du calcul). L'orientation de la DSM réduit la taille de la matrice en ne gardant que les informations utiles, ce qui rend la matrice asymétrique. Dans l'exemple mathématique, nous avons choisi les paramètres « $[x_1, x_2, x_3]$ » comme paramètres d'entrée du problème, cela nous amène à un système d'équations couplées : les variables « x_4 » et « x_6 » sont couplées par les deux équations 1 et 3 comme le montre graphiquement la matrice orientée (Fig.2- 36-a). Un tel choix de paramètres d'entrée ne permettra pas de résoudre le problème tel qu'il est écrit. Il faut donc soit opérer une reformulation du problème (réécriture du modèle : cette solution est très coûteuse pour des modèles complexes), soit un autre choix de paramètres d'entrée est nécessaire pour résoudre le problème. Le choix « optimal » des variables d'entrées de modèle, des variables de décision en particulier sera repris avec l'approche DSM au chapitre suivant. Dans cette section, on conserve les mêmes variables d'entrée, mais nous proposons de réécrire les équations du modèle (on réécrit ici l'équation (1) à partir de (3)) pour éliminer le couplage entre les paramètres « x_4 » et « x_6 » ; le modèle devient :

$$\begin{cases} x_4 = 2 \cdot x_3 \cdot x_6 & \dots\dots\dots (1) \\ x_5 = 2 \cdot x_2 & \dots\dots\dots (2) \\ x_6 = \frac{x_1}{1 - 4 \cdot x_3} & \dots\dots\dots (3) \\ x_7 = x_3 \cdot x_6 & \dots\dots\dots (4) \end{cases} \quad (2- 116)$$

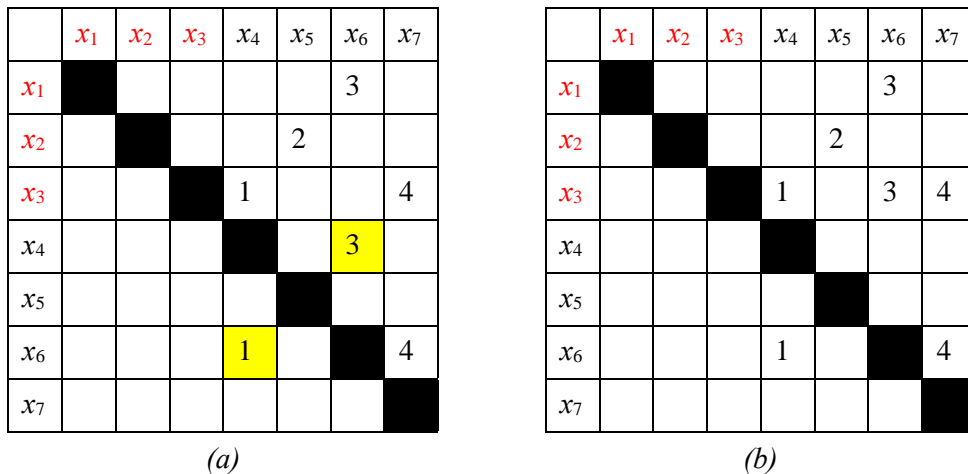


Fig.2- 36 : DSM orientée et non-ordonnancée (a) ancienne écriture, (b) nouvelle écriture

La Fig.2- 36 –b montre qu'avec la nouvelle formulation des équations, nous avons pu éliminer le couplage entre les deux paramètres « x_4 » et « x_6 ».

La réécriture du modèle n'est pas toujours la meilleure solution ; en effet les problèmes d'inversion de causalité (l'inversion des équations est parfois impossible, par exemple en non linéaire) peuvent freiner cette solution. Pour éviter ces problèmes, une attention particulière doit

être prêtée lors du choix des paramètres d'entrée du modèle comme nous l'évoquons au chapitre suivant.

Etape 3 : DSM orientée et ordonnancée (Fig.2- 37)

Dans cette étape, on cherche à triangulariser la DSM orientée et non ordonnancée en utilisant des algorithmes de partitionnement et de séquençement, avec pour objectif de rationaliser le codage, de favoriser sa parallélisation (mise en évidence des parties non couplées) et de minimiser ainsi le coût de calcul.

Le processus de partitionnement consiste à intervertir les lignes et les colonnes de la DSM précédente de façon à trouver la séquence la plus rapide (optimale en terme de temps de calcul).

Dans le cas où on n'arrive pas à triangulariser la DSM, cela signale la présence de couplages entre certaines variables du modèle, du fait, soit du mauvais choix de variables d'entrées de conception, soit du mauvais choix du sens de causalité définis dans la deuxième étape. Ainsi, on doit revenir à l'étape précédente et revoir la possibilité de définir de nouvelles causalités ; si cela n'est pas possible, il faut choisir un nouveau vecteur de paramètres de conception.

La DSM orientée et ordonnancée classe les variables du modèle en plusieurs « niveaux » selon leurs « ordres de calcul » : par exemple : « x_5 » et « x_6 » sont des variables de « premier niveau » (ordre de calcul 1, en bleu dans la DSM) car elles se calculent directement à partir des variables d'entrée (ici , $x_{1,2,3}$) tandis que « x_4 » et « x_7 » sont des variables du « deuxième niveau » (ordre de calcul 2, en rose dans la DSM) car elles se calculent à partir des variables d'entrée et des variables du premier niveau. En plus, la DSM orientée et ordonnancée permet de paralléliser le calcul en exploitant les indépendances qui existent entre les variables du même niveau (par exemple : « x_5 » et « x_6 » peuvent être calculées en parallèle puisque l'une ne dépend pas de l'autre).

	x_1	x_2	x_3	x_5	x_6	x_4	x_7
x_1				3			
x_2				2			
x_3				3	1	4	
x_5							
x_6						1	4
x_4							
x_7							

Fig.2- 37 : DSM orientée et ordonnancée

7.2 Restructuration du modèle de dimensionnement de l'Actionneur HSPMSM :

La méthode matricielle « DSM » a été appliquée sur le modèle de dimensionnement de l'actionneur HSPMSM qui englobe 70 équations de 81 variables. Pour définir ce problème de conception, nous avons adopté dans un premier temps, les variables d'entrée choisies par expertise dans les travaux de thèse d'André DEANDRADE [AND13]. D'après la formule (2- 115), 11 variables d'entrée (81-70) sont nécessaires pour définir le problème de conception.

La DSM orientée et ordonnancée de ce modèle (voir Annexe. J) montre clairement que le choix des paramètres d'entrée adopté dans les travaux [AND13] nous amène à des blocs implicites (variables couplées), ce qui a nécessité des hypothèses simplificatrices supplémentaires pour définir le problème de conception. Une méthode d'aide au choix des variables d'entrée d'un modèle analytique sera traitée dans le troisième chapitre.

CHAPITRE 3
APPROCHES DE CONCEPTION PAR
OPTIMISATION MONO-NIVEAU
APPLIQUEES AU VCS

1 Introduction :

Dans notre démarche de conception intégrée par optimisation, nous avons adopté comme objectifs la minimisation de la masse totale du VCS et la maximisation de son efficacité énergétique. Ce deuxième objectif participe indirectement à la réduction de la masse totale de l'avion puisqu'une forte efficacité énergétique réduit les contraintes du système de refroidissement donc la masse de ce dernier. La **Fig.3- 1** représente un rappel de l'architecture du système étudié avec les principales contraintes du problème d'optimisation.

Les problèmes d'optimisation traités ici sont des problèmes multicritères. Pour les résoudre, nous faisons appel à l'algorithme d'optimisation génétique « NSGAI1 ». La version utilisée est implémentée avec la méthode de recombinaison auto-adaptative décrite dans [SAR03]. Ceci rend l'algorithme plus performant et plus robuste [REG03].

Dans le premier chapitre, nous avons présenté l'état de l'art des méthodes de conception par optimisation qui peuvent être classés en deux familles : les méthodes mono et multi-niveaux. Dans ce chapitre, nous allons appliquer deux approches d'optimisation mono-niveau pour la conception du VCS : l'approche séquentielle et l'approche globale. Ces deux premières approches nous offriront une référence qui permettra d'évaluer comparativement la performance des méthodes multi-niveaux, objet du quatrième et dernier chapitre.

Nous commençons ce chapitre par la formulation des problèmes d'optimisation des différentes parties du système : actionneur « HSPMSM », onduleur de tension et filtre d'entrée. Puis, nous appliquons les deux approches d'optimisation sur le système VCS. Les résultats de l'optimisation seront présentés et analysés pour chaque approche. Nous concluons ce chapitre par une critique de ces deux approches selon plusieurs critères tels que : la convergence, la complexité, le temps de calcul et la qualité des solutions obtenues...etc.

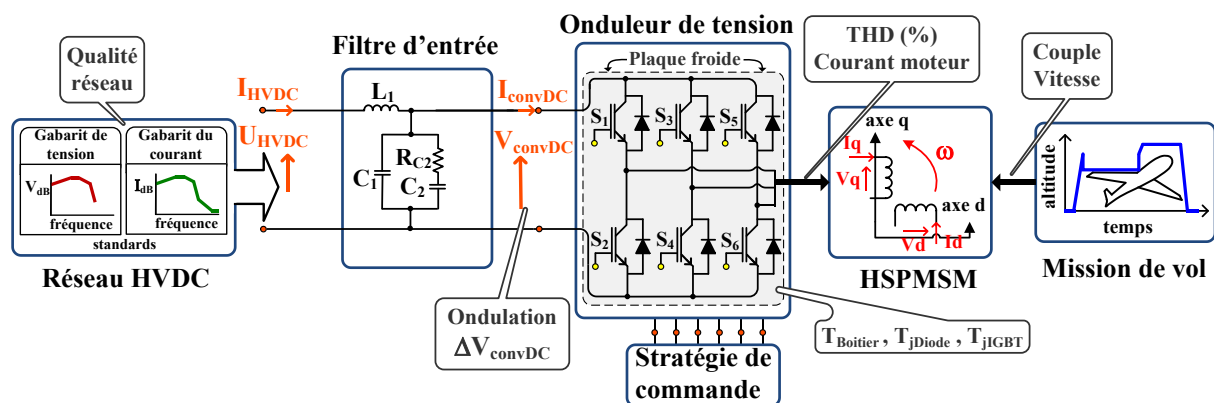


Fig.3- 1 : Principales contraintes du problème de conception du VCS

2 Formulation des problèmes d'optimisation :

Un problème d'optimisation est défini par quatre éléments : des variables de décision, des contraintes, des objectifs et un algorithme d'optimisation.

- ✓ Les variables de décision sont les variables d'entrée du modèle (design model). Ces degrés de liberté sont générés par l'algorithme d'optimisation selon des méthodes propres à chaque algorithme ;
- ✓ Les contraintes sont des limites de domaines que subissent quelques variables du modèle. Elles peuvent traduire des limites physiques, environnementales ou techniques (liées à des considérations pratiques). Les contraintes sont considérées comme des sorties du modèle ;
- ✓ Les objectifs sont aussi des sorties du modèle de design. Tout le processus d'optimisation se passe autour des objectifs. Le but de trouver leurs minimums ou maximums selon la formulation du problème ;
- ✓ L'algorithme d'optimisation est l'outil que nous utilisons pour la résolution d'un problème d'optimisation. Son rôle principal consiste à générer les variables de décision et à traiter les sorties du modèle de design (contraintes et objectifs).

2.1 Formulation du problème Actionneur :

2.1.1 Variables de décision :

Le choix des variables de décision dans un problème d'optimisation est généralement fait par l'expert selon ses propres critères de sélection. Toutefois, un choix non adéquat des variables de décision peut générer, comme nous l'avons vu dans le chapitre II (section 7), des blocs implicites dans le modèle (des couplages paramétriques et des problèmes de causalité). Afin d'éviter ces problèmes, nous avons développé une méthode itérative basée sur la DSM¹ non-orientée et non ordonnancée (chapitre II section 7) pour guider et automatiser le choix des variables de décision dans un problème d'optimisation.

L'organigramme de la **Fig.3- 2** montre le principe général de la méthode de sélection des variables de décision. Pour mieux comprendre les étapes de la méthode, nous allons l'appliquer sur le simple exemple mathématique du chapitre II. Cet exemple simple comporte 7 inconnues et 4 équations : 3 (7-4) variables de décisions doivent donc être choisies.

$$\left\{ \begin{array}{l} x_4 = 2 \cdot x_3 \cdot x_6 \quad \dots\dots\dots (1) \\ x_5 = 2 \cdot x_2 \quad \dots\dots\dots (2) \\ x_6 = x_1 + 2 \cdot x_4 \quad \dots\dots\dots (3) \\ x_7 = x_3 \cdot x_6 \quad \dots\dots\dots (4) \end{array} \right. \quad (3- 1)$$

¹ DSM : Design Structure Matrix

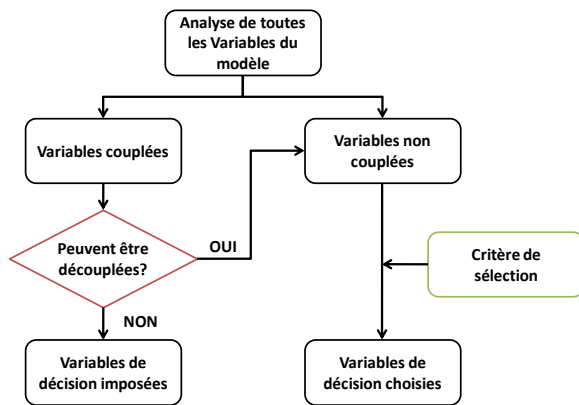


Fig.3- 2 : Principe général de la méthode de sélection des variables de décision

	x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_6	x_7
x_1				3		3	
x_2					2		
x_3				1		1,4	4
x_4	3		1			1,3	
x_5		2					
x_6	3		1,4	1,3			4
x_7			4			4	

Fig.3- 3 : DSM non-orientée et non ordonnancée

Etape 1 :

Les variables du modèle sont classées en variables couplées et non couplées. Deux ou plusieurs variables sont dites couplées si et seulement si elles sont impliquées dans les mêmes équations du modèle. Un exemple des variables couplées est le cas des variables « x_2, x_5 », elles interviennent dans une seule et même équation du modèle (équation 2). Pour traiter les variables couplées, nous devons impérativement sélectionner, le nombre nécessaire de variables de décision pour éliminer ces couplages. Dans cet exemple, une des deux variables « x_2, x_5 » doit être sélectionnée. Les fréquences d'apparition des deux variables sont égales, le choix se fait arbitrairement par l'expert.

Etape 2 :

En dehors des variables couplées du modèle, les variables de décision sont choisies selon un critère de sélection qui peut être la fréquence ou l'importance des variables ; ce choix peut aussi émaner de l'expert pour satisfaire aux conditions techniques ou environnementales. Par exemple, si on souhaite imposer un intervalle de variation bien déterminé pour une variable, une solution est de la spécifier comme variable de décision et de lui associer des contraintes de domaine dans le problème d'optimisation.

Comme nous l'avons mentionné précédemment, la méthode qui guide le choix des variables de décision est basée sur la « DSM » non-orientée et non ordonnancée qui représente toutes les interactions qui existent entre les variables du modèle. Les variables avec une fréquence d'apparition élevée semblent très intéressantes à fixer en tant que variables de décision car elles permettent de lever un maximum d'indéterminations dans le modèle. Pour mieux structurer la méthode de sélection, nous définissons donc deux indices :

- $Indice_1$ (fréquence d'apparition d'une variable): le nombre d'équations qui contiennent cette variable. Par exemple, « x_1 » apparaît uniquement dans l'équation (3), donc « $Indice_1(x_1)=1$ ».
- $Indice_2$ (taille des équations): représente le nombre de variables dans chaque équation du modèle: il reflète la complexité de chaque équation. Dans la « DSM », il est donné par le nombre de lignes ou de colonnes qui contiennent le numéro de l'équation concerné. Après chaque itération, cet indice est décrémenté à chaque fois qu'une des variables de l'équation devient connue.

Tab.3- 1 : fréquence d'apparition des variables du modèle mathématique

Variable	x_1	x_3	x_4	x_6	x_7
Indice 1	1	2	2	3	1

Tab.3- 2 : tailles des équations du modèle mathématique

Equation	1	3	4
Indice 2	3	3	3

Sur la **Tab.3- 1**, les deux variables « x_2, x_5 » sont supprimées car l'une des deux a été choisie comme variable de décision (supposant que c'est « x_2 ») et l'autre variable sera facilement calculée car l'équation « 2 » devient une équation de premier ordre.

Etape 3 :

La sélection des variables de décision est d'abord basée sur l'indice₁ qui correspond au critère de sélection adopté pour cet exemple. Cependant, l'indice₂ est nécessaire pour suivre le degré des équations du modèle à chaque itération. Si l'indice₂ est égal à "1", cela signifie que l'on peut en déduire directement la valeur d'une variable (équation à une seule variable « $f(x) = 0$ »).

Dans la première itération, nous sélectionnons la variable « x_6 » car elle a l'indice₁ le plus élevé (c'est la variable la plus « fréquente » dans le système d'équations : $Indice_1(x_6)=3$). Après avoir sélectionné la deuxième variable de décision, nous devons mettre à jour la «DSM» et les tables d'indices (**Fig.3- 4**). L'indice "2" des équations qui contiennent la variable « x_6 » est décrémenté de « 1 » et les informations de la colonne et la ligne qui représentent la variable de décision sélectionnée sont supprimées (seules les informations entre les variables inconnues doivent être représentées).

Nous répétons la troisième étape jusqu'à définir toutes les variables du modèle, autrement dit, jusqu'à ce que les deux indices soient nuls pour toutes les variables et toutes les équations.

La méthode de sélection des variables de décision a été appliquée sur le modèle de l'actionneur « HSPMSM » avec la considération de deux critères de sélection :

- la fréquence d'apparition des variables dans le modèle ($Indice_1$) ;
- la minimisation du nombre des contraintes dans le problème d'optimisation : dans le cas où il existe des variables dans le modèle subissant des contraintes de domaine (borne supérieure, inférieure ou les deux en même temps), il devient plus intelligent de les considérer comme variables de décision pour minimiser le nombre total de contraintes dans le modèle.

	x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_6	x_7
x_1				3			
x_2							
x_3				1			4
x_4	3		1				
x_5							
x_6							
x_7			4				

Variable	x_1	x_3	x_4	x_7
Indice 1	1	2	2	1

Equation	1	3	4
Indice 2	2	2	2

Fig.3- 4 : première itération

Douze variables de décision sont nécessaires pour la définition du problème d'optimisation de l'actionneur. Les variables choisies sont répertoriées dans le **Tab.3- 3**.

Le modèle de l'actionneur présente un couplage fort au niveau du calcul du rayon d'alésage « r_s ». Cette variable est choisie comme une première variable de décision du problème.

Tab.3- 3 : Variables de décision du problème « Actionneur »

notation	Description des variables	Notation	Contraintes de domaine
J_s	Densité efficace de courant	$[A_{RMS}/mm^2]$	[6,15]
p	Nombre de paires de pôles	[na]	{1,2,3,4,5}
N_{ep}	Nombre d'encoques par pôle et par phase	[na]	{1,2,3}
B_y	Induction dans la culasse statorique	[T]	[0.6,1.5]
B_t	Induction dans les dents statorique	[T]	[0.6,1.5]
g	Entrefer équivalent	[mm]	[0.5,10]
r_s	Rayon d'alésage	[mm]	[10,100]
R_{dr}	Rapport profondeur d'encoche/rayon d'alésage	[na]	[0.1,10]
R_{lr}	Rapport rayon d'alésage /longueur de la machine	[na]	[0.1,10]
K_p	Coefficient d'épanouissement des aimants	[na]	[0.7,0.9]
N_{bp}	Vitesse du point de base	$[10^3 \text{ Tr/min}]$	[1,40]
T_{bp}	Couple du point de base	[N.m]	[4,40]

Le vecteur des variables de décision est défini comme suit :

$$\mathbf{X} = [J_s, p, N_{\text{pp}}, B_y, B_t, g, r_s, R_{dr}, R_{lr}, K_p, N_{bp}, T_{bp}] \quad (3- 2)$$

Les variables de décision « p, N_{pp} » sont des variables entières dans le modèle de l'actionneur. Les bornes de ces deux variables limitent le nombre total d'encoches statoriques de l'actionneur ($N_{\text{enc}}^{\text{MIN}} = 6$, et $N_{\text{enc}}^{\text{MAX}} = 90$). La limitation du nombre de paires de pôles à « 5 » est liée aux problèmes de commande de l'onduleur de tension. Cependant, pour une fréquence de découpage maximale de 10 kHz, et pour un rapport ($f_{\text{dec}} / f_{\text{mod}} \geq 7$) (voir chapitre II section 5.5), la relation (3- 3) donnant la fréquence électrique en fonction de la vitesse de rotation de la machine permet de calculer la limite du nombre de paires de pôle.

$$f_{\text{mod}} = \frac{\Omega \cdot p}{60} \quad (3- 3)$$

Pour une vitesse maximale de « 16000 [Tr/min] », le nombre de paires de pôle maximal est fixé à « 5 ».

La vitesse et le couple de base permettent de caractériser l'actionneur dans le plan couple-vitesse. La position des points de la mission de vol par rapport à la caractéristique de l'actionneur permet de déterminer le mode de fonctionnement de l'actionneur (chapitre II section 4.4).

2.1.2 Les contraintes du problème « Actionneur »:

Les contraintes du problème « actionneur » (voir **Tab.3- 4**) sont divisées en deux parties : contraintes de pré-simulation et contraintes de post-simulation, l'établissement de ces dernières nécessitant le parcours de l'ensemble des points de mission. Pour gagner en temps de calcul, la partie post-simulation ne sera donc exécutée que lorsque toutes les contraintes de pré-simulation sont vérifiées. En effet, le temps de calcul de la partie post-simulation dépasse de loin celui de la partie de dimensionnement de l'actionneur (pré-simulation), le rapport entre les deux est estimé à « 20 ».

Toutes les contraintes de ce problème d'optimisation sont des contraintes d'inégalité écrites sous la forme suivante:

$$g_i(\mathbf{X}) \leq 0 \quad (3- 4)$$

Une contrainte est vérifiée si et seulement si elle est inférieure ou égale à zéro. Dans le cas où les contraintes de pré-simulation ne sont pas vérifiées, le modèle attribue une valeur infinie à toutes les contraintes de post-simulation.

Le vecteur des contraintes du problème « actionneur » est donné comme suit :

$$\mathbf{G}_{\text{ACTIONNEUR}}(\mathbf{X}) = [g_1(\mathbf{X}), g_2(\mathbf{X}), g_3(\mathbf{X}), g_4(\mathbf{X}), g_5(\mathbf{X}), g_6(\mathbf{X}), g_7(\mathbf{X}), g_8(\mathbf{X}), g_9(\mathbf{X}), g_{10}(\mathbf{X}), g_{11}(\mathbf{X}), g_{12}(\mathbf{X}), g_{13}(\mathbf{X}), g_{14}(\mathbf{X}), g_{15}(\mathbf{X}), g_{16}(\mathbf{X}), g_{17}(\mathbf{X}), g_{18}(\mathbf{X})] \quad (3-5)$$

Tab.3- 4 : Contraintes du problème « Actionneur »

Contraintes pré-simulation	
$g_1(\mathbf{X})$	Coefficient minimal de remplissage des encoches
$g_2(\mathbf{X})$	Coefficient maximal de remplissage des encoches
$g_3(\mathbf{X})$	Entrefer mécanique minimal
$g_4(\mathbf{X})$	Nombre minimal de conducteur dans une encoche
$g_5(\mathbf{X})$	Nombre maximal de conducteur dans une encoche
$g_6(\mathbf{X})$	Longueur maximale de la machine
$g_7(\mathbf{X})$	Rayon externe maximal de la machine
$g_8(\mathbf{X})$	Rayon interne minimal du rotor
$g_9(\mathbf{X})$	Valeur minimale du bec d'encoche
$g_{10}(\mathbf{X})$	Chute maximale d'induction dans l'entrefer
Contraintes post-simulation	
$g_{11}(\mathbf{X})$	THD du courant à l'entrée de l'actionneur
$g_{12}(\mathbf{X})$	Faisabilité du point de la mission de vol
$g_{13}(\mathbf{X})$	Courant de phase maximal
$g_{14}(\mathbf{X})$	Puissance apparente maximale à l'entrée de l'actionneur
$g_{15}(\mathbf{X})$	température du bobinage
$g_{16}(\mathbf{X})$	température de la culasse statorique
$g_{17}(\mathbf{X})$	température des aimants
$g_{18}(\mathbf{X})$	démagnétisation des aimants

2.1.2.1 Contraintes pré-simulation :

Les Contraintes « $g_1(\mathbf{X})$ et $g_2(\mathbf{X})$ » limitent la variation du coefficient de remplissage des encoches statoriques. Pour notre cas, le coefficient de remplissage varie entre « 0.3 » et « 0.4 » (valeurs imposées par Liebherr Aerospace Toulouse).

$$g_1(\mathbf{X}) = 0.3 - K_r \leq 0 \quad (3-6)$$

$$g_2(\mathbf{X}) = K_r - 0.4 \leq 0 \quad (3-7)$$

La contrainte « $g_3(\mathbf{X})$ » permet d'imposer une valeur minimale de l'entrefer mécanique « δ » pour éviter d'avoir une épaisseur de la frette « s » très importante.

$$g_3(\mathbf{X}) = s + \delta_{\min} - g \leq 0 \quad (3-8)$$

Les contraintes « $g_4(\mathbf{X})$ et $g_5(\mathbf{X})$ » permettent de vérifier si le dimensionnement de l'actionneur a abouti à une configuration faisable par rapport au nombre de conducteurs par encoche « N_{ce} ». La contrainte « $g_4(\mathbf{X})$ » vérifie qu'il y a au moins un conducteur par encoche et la contrainte « $g_5(\mathbf{X})$ » permet de vérifier si le nombre de conducteurs par encoche est réalisable en tenant compte de la surface de cuivre par encoche (S_{cu}) et d'une section minimale de conducteur imposée auparavant.

$$g_4(\mathbf{X}) = 1 - N_{ce} \leq 0 \quad (3-9)$$

$$g_5(\mathbf{X}) = N_{ce} - \frac{S_{CU}}{S_{fil}^{MIN}} \leq 0 \quad (3-10)$$

Les contraintes « $g_6(\mathbf{X})$ et $g_7(\mathbf{X})$ » sont imposées dans le cahier des charges par Liebherr Aerospace Toulouse pour respecter le volume maximal d'intégration du système en imposant des limites supérieures pour la longueur du paquet de tôle et le diamètre de l'actionneur (**Fig.3- 5**). La contrainte « $g_8(\mathbf{X})$ » quant à elle, prend en considération le diamètre de l'arbre sur lequel l'actionneur va être monté.

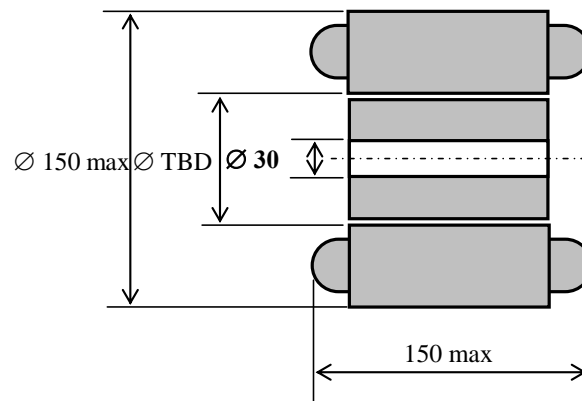


Fig.3- 5 : contraintes de volume de l'actionneur (unité [mm])

$$g_6(\mathbf{X}) = l_r - 0.15 \leq 0 \quad (3-11)$$

$$g_7(\mathbf{X}) = 2 \cdot R_s^{EXT} - 0.15 \leq 0 \quad (3-12)$$

$$g_8(\mathbf{X}) = 2 \cdot R_r^{INT} - 0.03 \leq 0 \quad (3-13)$$

La contrainte « $g_9(\mathbf{X})$ » impose une valeur positive du bec d'encoche pour que ce dernier ne soit pas à l'intérieur de l'encoche.

$$g_9(\mathbf{X}) = -\omega_{bec} \leq 0 \quad (3-14)$$

Avec

$$\omega_{bec} = \frac{1}{2} \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot (r_s + h_0)}{N_{enc}} - \omega_t - b_0 \right) \quad (3-15)$$

La contrainte « $g_{10}(\mathbf{X})$ » impose une valeur maximale relative de la chute de l'induction magnétique dans l'entrefer. En réalité, la présence de la frette de maintien augmente la valeur de l'entrefer physique ce qui engendre un affaiblissement considérable de la densité du flux magnétique au niveau de l'alésage. [MIL96] propose une relation donnant l'affaiblissement de l'induction dans l'entrefer « B_{1g} » en fonction du rayon d'alésage « r_s » et du rayon extérieur de l'aimant « R_m^{EXT} » (l'effet des encoches est négligé pour cette formule).

$$b_{B_{1g}} = \frac{2 \cdot \left(\frac{R_m^{EXT}}{r_s} \right)^{p+1}}{1 + \left(\frac{R_m^{EXT}}{r_s} \right)^{2p}} \quad (3-16)$$

Dans notre démarche, nous autorisons un affaiblissement maximal de l'induction magnétique de « 25% ».

$$g_{10}(\mathbf{X}) = 0.75 - b_{B_{1g}} \leq 0 \quad (3-17)$$

2.1.2.2 Contraintes post simulation :

Toutes les contraintes de post-simulation sont, en réalité, la somme de « $k_{mission}$ » contraintes, où « $k_{mission}$ » est le nombre de points de la mission de vol. On écrit :

$$g_i(\mathbf{X}) = \sum_{j=1}^{k_{mission}} g_i^j \leq 0 \quad (3-18)$$

Ainsi, la taille réelle du vecteur des contraintes dépasse de loin les « 18 » éléments donnés par l'équation (3-5). Pour « $k_{mission} = 9$ » et 8 contraintes de post simulation sur 18, le nombre total des contraintes du problème est « $10 + 9*8 = 82$ ».

La contrainte « $g_{11}(\mathbf{X})$ » impose une valeur maximale du « THD » du courant à l'entrée du moteur. Pour tenir compte de tous les points de la mission de vol, nous avons opté pour une limitation variable du « THD » selon la puissance de chaque point. Les spécifications données par la société Liebherr Aerospace Toulouse nous imposent une valeur maximale « $THD_I^{MAX} = 10\%$ » pour une puissance maximale de fonctionnement « $P_{MAX} = 15\text{kW}$ ». L'équation (3-19) permet de

calculer « $THD_I^{MAX}(i)$ », le taux de distorsion harmonique équivalent du courant à l'entrée de l'actionneur pour chaque point de la mission de vol :

$$THD_I^{MAX}(i) = \frac{P_{MAX}}{P(i)} \cdot THD_I^{MAX} \quad (3-19)$$

La contrainte « $g_{11}(i, \mathbf{X})$ » est définie comme suit :

$$g_{11}(i, \mathbf{X}) = THD_I(i) - THD_I^{MAX}(i) \leq 0 \quad (3-20)$$

$$g_{11}(i, \mathbf{X}) = \begin{cases} 0 & \text{si la contrainte est vérifiée} \\ THD_I(i) - THD_I^{MAX}(i) & \text{si non} \end{cases} \quad (3-21)$$

La somme de ces contraintes représente la valeur de la contrainte « $g_{11}(\mathbf{X})$ » :

$$g_{11}(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_{mission}} g_{11}(i, \mathbf{X}) \quad (3-22)$$

Remarque :

→ Le taux de distorsion harmonique est donné par la formule suivante :

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{N_h} I_n^2}}{I_1} \quad (3-23)$$

Où « n » est le rang de l'harmonique ; « N_h » le nombre d'harmoniques considérés, « I_1 » le fondamental du signal « I ».

→ L'optimisation de la masse d'un actionneur de faible puissance nous amène à des solutions de très faibles impédances, à pouvoir de filtrage très faible. En plus, la fréquence de découpage maximale imposée dans le cahier des charges « $f_{dec}^{MAX} = 10\text{kHz}$ » ne permet pas d'améliorer le spectre des courants à l'entrée du moteur. Pour éviter d'avoir des problèmes de faisabilité dans le problème « onduleur-filtre d'entrée », nous avons rajouté la contrainte du taux de distorsion harmonique des courants moteur ; ceci revient à anticiper l'effet de cette contrainte dans la mesure où le THDi est à la base une contrainte du problème « onduleur ». Pour évaluer cette contrainte, nous faisons appel au modèle tempo-fréquentiel (chapitre II) pour la détermination des courants de phases du moteur. La fréquence de découpage est fixée à sa valeur maximale.

Ce couplage fort entre les deux parties du système « actionneur et onduleur » sera plus détaillé dans les sections 3 et 4 de ce chapitre.

La contrainte « $g_{12}(\mathbf{X})$ » permet de vérifier la faisabilité des points de la mission de vol. Les conditions nécessaires pour que le point de fonctionnement soit atteignable sont détaillées dans l'annexe. C. La contrainte est définie comme suit :

$$g_{12}(i, \mathbf{X}) = \begin{cases} 0 & \text{si le point est atteignable} \\ 1 & \text{si non} \end{cases} \quad (3- 24)$$

$$g_{12}(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_mission} g_{12}(i, \mathbf{X}) \quad (3- 25)$$

La contrainte « $g_{13}(\mathbf{X})$ » limite le courant de phase du moteur à une valeur de « $80 A_{RMS}$ » pour l'actionneur fonctionnant à une vitesse de rotation de « $16000 [Tr/min]$ ». Cette contrainte a été imposée dans le cahier des charges, elle est liée au dispositif de protection du banc d'essai Liebherr.

$$g_{13}(i, \mathbf{X}) = \begin{cases} 0 & \text{si } I_S^{RMS} \leq 80 \\ 1 & \text{si non} \end{cases} \quad (3- 26)$$

$$g_{13}(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_mission} g_{13}(i, \mathbf{X}) \quad (3- 27)$$

La contrainte « $g_{14}(\mathbf{X})$ » impose une limite de la puissance apparente à l'entrée du moteur à « 18.5 kVA ». Cette contrainte revient à imposer une valeur minimale du facteur de puissance à ce niveau :

$$\cos(\varphi)_{\min} = \frac{P_{MAX}}{\eta_{moteur} \cdot S_{MAX}} \quad (3- 28)$$

La contrainte « $g_{14}(\mathbf{X})$ » est exprimée comme suit :

$$g_{14}(i, \mathbf{X}) = \begin{cases} 0 & \text{si } S_{moteur} \leq 18.5 \text{ kVA} \\ 1 & \text{si non} \end{cases} \quad (3- 29)$$

$$g_{14}(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_mission} g_{14}(i, \mathbf{X}) \quad (3- 30)$$

La contrainte « $g_{15}(\mathbf{X})$ » concerne les limites thermiques au niveau du bobinage statorique. La température maximale du bobinage dépend de la tenue thermique de l'isolant utilisé. Pour un isolant de classe H, la température maximale supportée est « $T_{isolant}^{MAX} = 180 \text{ }^\circ\text{C}$ ».

$$g_{15}(i, \mathbf{X}) = \begin{cases} 0 & \text{si } T_{CUIVRE}(i) \leq T_{isolant}^{MAX} \\ 1 & \text{si non} \end{cases} \quad (3- 31)$$

$$g_{15}(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_mission} g_{15}(i, \mathbf{X}) \quad (3- 32)$$

La contrainte « $g_{16}(\mathbf{X})$ » concerne les limites thermiques de la culasse statorique. La valeur maximale acceptée dépend du matériau considéré comme le montre le tableau ci-dessous:

Matériau	T_{MAX}
NO-20	180°C
MEA250-35	160°C

La contrainte « $g_{16}(\mathbf{X})$ » est définie par :

$$g_{16}(i, \mathbf{X}) = \begin{cases} 0 & \text{si } T_{CULASSE}(i) \leq T_{CULASSE}^{MAX} \\ 1 & \text{si non} \end{cases} \quad (3- 33)$$

$$g_{16}(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_mission} g_{16}(i, \mathbf{X}) \quad (3- 34)$$

La contrainte « $g_{17}(\mathbf{X})$ » concerne les limites thermiques de l'aimant. La valeur maximale acceptée dépend de la nature de l'aimant comme le montre le tableau ci-dessous :

Aimant	T_{MAX}
SmCo	220°C
NdFeB	100°C

La contrainte « $g_{17}(\mathbf{X})$ » est définie par :

$$g_{17}(i, \mathbf{X}) = \begin{cases} 0 & \text{si } T_{AIMANT}(i) \leq T_{AIMANT}^{MAX} \\ 1 & \text{si non} \end{cases} \quad (3- 35)$$

$$g_{17}(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_mission} g_{17}(i, \mathbf{X}) \quad (3- 36)$$

La contrainte « $g_{18}(\mathbf{X})$ » concerne le problème de démagnétisation irréversible de l'aimant causé généralement par son échauffement et/ou par le fonctionnement en survitesse (défluxage). La contrainte « $g_{18}(\mathbf{X})$ » est définie comme suit :

$$g_{18}(i, \mathbf{X}) = \begin{cases} 0 & \text{Seuil de démagnétisation respecté} \\ B_{DEMAG}(T_{AIMANT}) - B_{CHARGE}(i) & \text{Seuil de démagnétisation non respecté} \end{cases} \quad (3- 37)$$

$$g_{18}(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_mission} g_{18}(i, \mathbf{X}) \quad (3- 38)$$

Avec :

$$B_{CHARGE}(i) = B_{AIMANT} - B_{IND}(i) \quad (3- 39)$$

$$B_{IND}(i) = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{\mu_0}{(l_m/\mu_r + g)} \cdot \frac{I_q(i)}{\cos[\Psi(i)]} \cdot \frac{N_s}{(2.p)} \quad (3- 40)$$

$$B_{AIMANT} = \sqrt{2} \cdot B_{1g} \quad (3- 41)$$

Où « B_{DEMAG} » est le seuil de démagnétisation de l'aimant (variable en fonction de la température de l'aimant); « B_{IND} » induction magnétique de la réaction d'induit et « B_{CHARGE} » niveau d'induction du point de fonctionnement.

2.1.3 Fonctions objectifs :

Les objectifs de l'optimisation sont la minimisation de la masse de l'actionneur et la maximisation de son rendement (autrement dit : la minimisation des pertes totales moyennes sur la mission de vol).

La masse de l'actionneur est la somme des masses de ses différentes parties :

$$F_1(\mathbf{X}) = \min(M_{ACTIONNEUR}) = \min(M_{STATOR} + M_{ROTOR} + M_{CUIVRE}) \quad (3- 42)$$

Le calcul des pertes de l'actionneur est détaillé dans le chapitre-II. Les pertes totales moyennes sur une mission de vol sont données comme suit :

$$P_{ACTIONNEUR}^{MOYENNE}(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_mission} \alpha_i \cdot P_{ACTIONNEUR}^{TOTALE}(i, \mathbf{X}) \quad (3- 43)$$

Où « α_i » représente l'occurrence du point de mission de rang « i » (voir Chapitre-I section 5)

La deuxième fonction objectif est définie comme suit :

$$F_2(\mathbf{X}) = \min(P_{ACTIONNEUR}^{MOYENNE}) \quad (3- 44)$$

2.2 Formulation du problème d'optimisation « onduleur de tension + filtre d'entrée » :

2.2.1 Variables de décision:

Les variables de décision du problème « onduleur + filtre d'entrée » sont présentées dans le **Tab.3- 5**. Quatre variables de décision sont spécifiques au filtre d'entrée et deux seulement à l'onduleur de tension. Les contraintes de domaine des éléments passifs du filtre ont été initialement définies en 2009 dans le cadre du projet PREMEP par le laboratoire LAPLACE en partenariat avec la société CIRTEM, puis utilisées dans le cadre des travaux de thèse d'André DE ANDRADE au laboratoire LAPLACE. D'autre part, la fréquence de découpage a été limitée par Liebherr Aerospace Toulouse à « 10 kHz » compte tenu de la limite en fréquence du banc d'essai.

Tab.3- 5 : Variables de décision de l'onduleur de tension et du filtre d'entrée

notation	Description des variables	Notation	Contraintes de domaine
Filtre d'entrée			
L_1	Inductance du filtre	[H]	$[10^{-12}, 5.10^{-3}]$
C_1	Capacité côté bus HVDC	[F]	$[10^{-12}, 10^{-3}]$
C_2	Capacité de la branche stabilisatrice	[F]	$[10^{-12}, 10^{-2}]$
R_{C2}	Résistance de la branche stabilisatrice	[Ω]	$[10^{-3}, 10^3]$
Onduleur de tension			
f_{dec}	Fréquence de découpage	[Hz]	$[10^3, 10^4]$
I_{OP}	Calibre en courant de l'interrupteur de puissance	[A]	$[10, 10^3]$

Le vecteur des six variables de décision de la partie « onduleur + filtre d'entrée » est donc défini comme suit :

$$\mathbf{X} = [L_1, C_1, C_2, R_{C2}, f_{dec}, I_{OP}] \quad (3- 45)$$

Contrairement au problème « Actionneur », toutes les variables de décision du problème « onduleur + filtre d'entrée » sont continues.

2.2.2 Contraintes :

Le problème « onduleur + filtre d'entrée » comporte « 12 » contraintes liées aux aspects thermiques, à la qualité réseau et au problème de stabilité. Elles sont classées comme pour le problème « actionneur » en contraintes de pré-simulation et contraintes post-simulation. Elles sont résumées dans le **Tab.3- 6**.

Tab.3- 6 : Contraintes du problème « onduleur de tension + filtre d'entrée »

Contraintes pré-simulation	
$g_1(\mathbf{X})$	Ratio minimal « f_{dec}/f_{mod} »
Contraintes post-simulation	
$g_2(\mathbf{X})$	Amplitude maximale de résonance de la fonction de transfert filtre totale : « V_{ConvDC}/U_{HVDC} »
$g_3(\mathbf{X})$	Ondulation maximale de la tension de l'onduleur « V_{ConvDC} »
$g_4(\mathbf{X})$	Contrainte de qualité réseau « HF » : courant « I_{HVDC} » vis-à-vis de la norme Airbus
$g_5(\mathbf{X})$	Contrainte de qualité réseau « BF » : harmoniques de tension propagées via l'impédance d'entrée « Z_{IN} » du filtre d'entrée vis-à-vis de la norme Airbus
$g_6(\mathbf{X})$	Taux de distorsion harmonique « THD » du courant à la sortie de l'onduleur de tension
$g_7(\mathbf{X})$	Taux de distorsion harmonique « THD » du courant à l'entrée du filtre d'entrée
$g_8(\mathbf{X})$	Courant maximal dans les capacités
$g_9(\mathbf{X})$	Température du boîtier
$g_{10}(\mathbf{X})$	Température de jonction de la diode antiparallèle
$g_{11}(\mathbf{X})$	Température de jonction de l'IGBT

Le vecteur des contraintes du problème « actionneur » est donné comme suit :

$$\mathbf{G}_{OND+FIL}(\mathbf{X}) = [g_1(\mathbf{X}), g_2(\mathbf{X}), g_3(\mathbf{X}), g_4(\mathbf{X}), g_5(\mathbf{X}), g_6(\mathbf{X}), g_7(\mathbf{X}), g_8(\mathbf{X}), g_9(\mathbf{X}), g_{10}(\mathbf{X}), g_{11}(\mathbf{X})] \quad (3- 46)$$

2.2.2.1 Contraintes pré-simulation :

La contrainte « $g_1(\mathbf{X})$ » permet de respecter un rapport minimal entre la fréquence de découpage « f_{dec} » et la fréquence de la modulante « f_{mod} ». Pour avoir un bon compromis vis-à-vis de la qualité des courants de phases de l'actionneur, nous avons choisi un rapport minimal « $k_{freq} = 7$ » entre les deux fréquences.

$$g_1(\mathbf{X}) = k_{freq} - \frac{f_{dec}}{f_{mod}^{MAX}} \leq 0 \quad (3- 47)$$

La fréquence « f_{mod}^{MAX} » correspond au point de vitesse maximale de la mission de vol et dépend du nombre de paires de pôles p .

2.2.2.2 Contraintes post-simulation :

Les contraintes post-simulation, comme dans le problème « Actionneur », sont évaluées pour chaque point de la mission de vol (donc 9 fois dans notre cas) ce qui implique un nombre de contraintes largement supérieur à « 11 ». En plus, les contraintes de qualité réseau ($g_{4,5}(\mathbf{X})$) sont en réalité des contraintes composées car la vérification de la norme en courant d'AIRBUS concerne toutes les harmoniques du courant à l'entrée du filtre d'entrée « I_{HVDC} » (le nombre de fréquences varie en fonction de la période de la tension de phase pour chaque point de la mission de vol). Si nous tenons compte de tous ces aspects, le nombre total des contraintes du problème « Onduleur + Filtre d'entrée » sera compris entre 1250 et 1500 contraintes (ces valeurs sont des estimations, elles peuvent légèrement varier selon le nombre de fréquences considéré dans le spectre harmonique du courant « I_{HVDC} »).

La contrainte « $g_2(\mathbf{X})$ » permet d'assurer la stabilité du filtre d'entrée par limitation de la résonance de sa fonction de transfert totale « V_{ConvDC}/U_{HVDC} » (voir équation 2-95). La résonance maximale autorisée est « $G_{TF}^{MAX} = +3 \text{ dB}$ » ce qui correspond à un coefficient d'amortissement « $\xi \approx 0.33$ » pour un système de deuxième ordre. La contrainte « $g_2(\mathbf{X})$ » est exprimée pour chaque point de la mission de vol comme suit :

$$g_2(i, \mathbf{X}) \Big|_{\omega=\omega_{RES}} = \begin{cases} 0 & , \text{ contrainte respectée} \\ |TF_{VIDE}(i)_{dB} - G_{TF}^{MAX} & , \text{ contrainte non respectée} \end{cases} \quad (3-48)$$

$$g_2(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_mission} g_2(i, \mathbf{X}) \quad (3-49)$$

La contrainte « $g_3(\mathbf{X})$ » concerne l'ondulation maximale de la tension à l'entrée de l'onduleur de tension « V_{ConvDC} ». Le calcul de l'ondulation est fait après la reconstitution de la tension « V_{ConvDC} » dans le domaine temporel. Dans notre cas, nous autorisons une ondulation maximale relative de « 5% » par rapport à la tension moyenne du bus continu. Ainsi, pour un bus continu « 270 VDC » l'ondulation maximale est « $\Delta V_{ConvDC}^{MAX} = 13.5 \text{ V}$ ». La contrainte « $g_3(\mathbf{X})$ » est exprimée comme suit :

$$g_3(i, \mathbf{X}) = \begin{cases} 0 & , \text{ contrainte respectée} \\ \Delta V_{ConvDC}(i) - \Delta V_{ConvDC}^{MAX} & , \text{ contrainte non respectée} \end{cases} \quad (3-50)$$

$$g_3(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_mission} g_3(i, \mathbf{X}) \quad (3-51)$$

Les contraintes « $g_4(\mathbf{X}), g_5(\mathbf{X})$ » permettent de respecter la norme en courant imposée par Airbus en basse et haute fréquence. La contrainte « $g_4(\mathbf{X})$ » concerne les harmoniques de découpage du courant « I_{HVDC} » dont la fréquence minimale est, en général, supérieure à « 1 kHz ».

Pour tenir compte de la partie basse fréquence de la norme Airbus, les harmoniques de basse fréquence de la norme en tension sont transformées en harmoniques de courant par le biais de l'impédance d'entrée du filtre (équation **(3- 56)**). La bande de fréquences considérée va de 10 Hz à la fréquence de la modulante « f_{mod} » de chaque point de la mission de vol. Les deux contraintes sont exprimées comme suit :

$$g_4(i, \omega, \mathbf{X}) = \begin{cases} 0 & , \text{Norme respectée} \\ |I_{HVDC}(i, \omega)|_{dB} - I_{HVDC}^{NORME}(\omega) & , \text{Norme non respectée} \end{cases} \quad (3- 52)$$

$$g_4(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_mission} \sum_{\omega=\omega_1}^{\omega_n=150kHz} g_4(i, \omega, \mathbf{X}) \quad (3- 53)$$

$$g_5(i, \omega, \mathbf{X}) = \begin{cases} 0 & , \text{Norme respectée} \\ |I_{Z_{IN}}^{PROPAGÉ}(i, \omega_{BF})|_{dB} - I_{HVDC}^{NORME}(\omega_{BF}) & , \text{Norme non respectée} \end{cases} \quad (3- 54)$$

$$g_5(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_mission} \sum_{\omega_{BF}=10}^{\omega_{mod}} g_5(i, \omega_{BF}, \mathbf{X}) \quad (3- 55)$$

Avec

$$I_{Z_{IN}}^{PROPAGÉ}(\omega_{BF}) = |U_{HVDC}^{NORME}(\omega_{BF})|_{dB} - |Z_{IN}(\omega_{BF})|_{dB} \quad (3- 56)$$

Comme il a été expliqué au début de ce paragraphe, ces deux contraintes sont, en réalité, la composition de « $k_{mission} * n_{\omega}$ » contraintes qui correspondent au nombre de fréquences considérées pour la représentation fréquentielle des deux courants « I_{HVDC} , $I_{Z_{IN}}^{PROPAGÉ}$ » ainsi qu'au nombre de points de missions.

La contrainte « $g_6(\mathbf{X})$ » impose une limite du contenu harmonique du courant à la sortie de l'onduleur de tension en limitant son « THD ». Cette contrainte est similaire à la contrainte « $g_{11}(\mathbf{X})$ » du problème « Actionneur » qui était juste une contrainte de vérification de la faisabilité du problème « Onduleur + Filtre d'entrée » évaluée à la fréquence de découpage maximale. Ici, le « THD » du courant de sortie de l'onduleur de tension est calculé avec la bonne fréquence de découpage. La contrainte « $g_6(\mathbf{X})$ » est donnée par l'expression suivante :

$$g_6(i, \mathbf{X}) = \begin{cases} 0 & \text{si la contrainte est vérifiée} \\ THD_I(i) - THD_I^{MAX}(i) & \text{si non} \end{cases} \quad (3- 57)$$

$$g_6(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_mission} g_6(i, \mathbf{X}) \quad (3- 58)$$

La formule utilisée pour la détermination du « THD_I^{MAX} » est donnée par l'équation **(3- 23)**.

La contrainte « $g_7(\mathbf{X})$ » permet de respecter les limites du « THD » du courant à l'entrée du filtre d'entrée « I_{HVDC} » imposées par la norme Airbus.

$$g_7(i, \mathbf{X}) = \begin{cases} 0 & \text{si la contrainte est vérifiée} \\ THD_{I_{HVDC}}(i) - THD_{I_{HVDC}}^{NORME}(i) & \text{si non} \end{cases} \quad (3- 59)$$

$$g_7(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_mission} g_7(i, \mathbf{X}) \quad (3- 60)$$

La contrainte « $g_8(\mathbf{X})$ » concerne la limite admissible du courant efficace supporté par les condensateurs du filtre d'entrée. Cette limite est imposée par le constructeur (WESTCODE), et atteint dans notre cas la valeur « $I_C^{MAX} = 100A$ ». La contrainte « $g_8(\mathbf{X})$ » est exprimée comme suit :

$$g_8(i, \mathbf{X}) = \begin{cases} 0 & \text{si la contrainte est vérifiée} \\ \max(I_{C1}(i), I_{C2}(i)) - I_C^{MAX}(i) & \text{si non} \end{cases} \quad (3- 61)$$

$$g_8(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_mission} g_8(i, \mathbf{X}) \quad (3- 62)$$

Les contraintes « $g_{9,10,11}(\mathbf{X})$ » permettent de respecter les limites thermiques du boîtier, de la jonction de la diode antiparallèle et de la jonction de l'IGBT. Ces valeurs limites sont extraites des datasheets du fabricant choisi (tableau ci-dessous).

	T_{MAX}
Boîtier	125°C
Jonction de la diode	150°C
Jonction de l'IGBT	150°C

Les contraintes « $g_{9,10,11}(\mathbf{X})$ » sont données par les expressions suivantes :

$$g_9(i, \mathbf{X}) = \begin{cases} 0 & \text{si la contrainte est vérifiée} \\ T_{Boîtier}(i) - T_{Boîtier}^{MAX}(i) & \text{si non} \end{cases} \quad (3- 63)$$

$$g_9(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_mission} g_9(i, \mathbf{X}) \quad (3- 64)$$

$$g_{10}(i, \mathbf{X}) = \begin{cases} 0 & \text{si la contrainte est vérifiée} \\ T_{DIODE}(i) - T_{DIODE}^{MAX}(i) & \text{si non} \end{cases} \quad (3- 65)$$

$$g_{10}(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_mission} g_{10}(i, \mathbf{X}) \quad (3- 66)$$

$$g_{11}(i, \mathbf{X}) = \begin{cases} 0 & \text{si la contrainte est vérifiée} \\ T_{IGBT}(i) - T_{IGBT}^{MAX}(i) & \text{si non} \end{cases} \quad (3-67)$$

$$g_{11}(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_mission} g_{11}(i, \mathbf{X}) \quad (3-68)$$

3 Approche d'optimisation séquentielle:

Dans cette partie du chapitre, une approche séquentielle d'optimisation est appliquée à notre système d'actionnement haute vitesse. Dans une telle approche, le système est décomposé en plusieurs sous-systèmes suivant des critères de décomposition tels que : la décomposition par objet ou par discipline (les critères de décomposition d'un système complexe seront détaillés dans le chapitre IV). Ensuite, chaque sous-système est optimisé dans une boucle locale indépendamment des autres parties du système.

Dans notre cas, le système d'actionnement haute vitesse est décomposé en deux grandes parties, donc deux boucles d'optimisation locales qui correspondent à deux objets : une boucle « Actionneur » et une boucle « Onduleur de tension + filtre d'entrée » (Fig.3- 6).

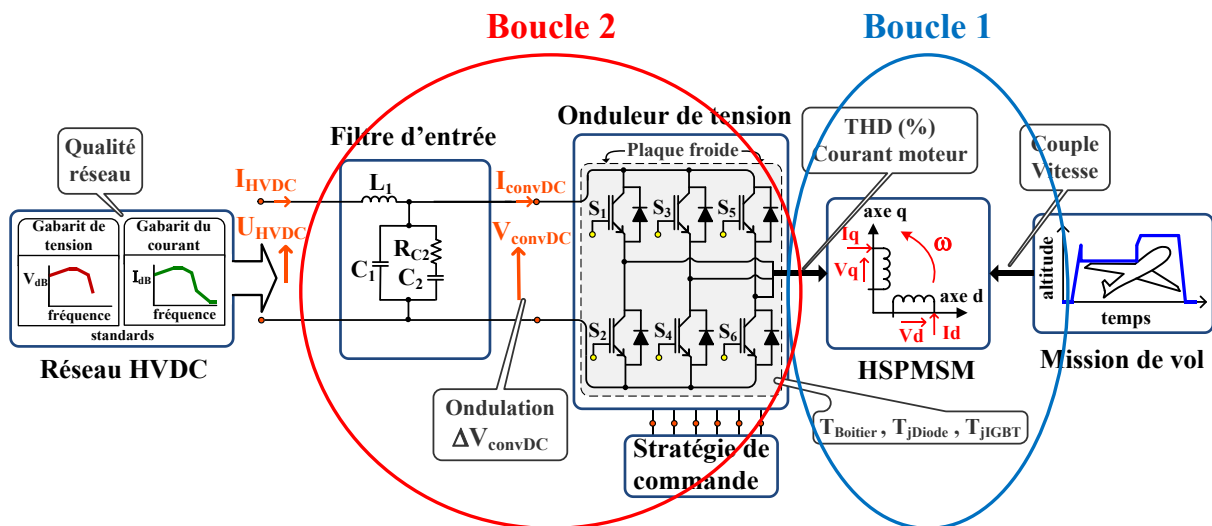


Fig.3- 6 : les deux boucles d'optimisation de l'approche séquentielle

Les deux sous-systèmes possèdent quatre variables de couplage et plusieurs constantes et données partagées qui interviennent dans leurs modèles. Les variables de couplage sont les paramètres du circuit électrique équivalent de l'actionneur « HSPMSM »:

- le nombre de paires de pôle « p » ;
- la résistance de phase statorique « R_s » ;
- l'inductance synchrone « L_{SYNC} » ;
- la constante de force contre-électromotrice « K_{FEM} ».

Les caractéristiques des points de la mission de vol (le couple, la vitesse et l'occurrence) constituent un exemple de données communes entre les deux sous-systèmes. En ce qui concerne les constantes partagées, on peut citer la perméabilité magnétique de l'air « μ_0 » et la résistivité du cuivre « ρ_{CU} ».

Dans une approche d'optimisation séquentielle, pour assurer la cohérence entre les différentes boucles locales, une variable de couplage ne peut subir des variations que dans un seul sous-système ; elle doit être considérée comme une donnée dans les autres sous-systèmes. Le processus d'optimisation commence toujours par le sous-système dans lequel les variables de couplage sont considérées comme des degrés de liberté (ici l'actionneur).

Dans un modèle, une variable peut prendre trois formes différentes :

- Une variable d'entrée ;
- Une variable de sortie ;
- Une constante.

La nature d'une variable de couplage dans un modèle permet de déterminer l'ordre d'exécution des boucles d'optimisation locales. Prenant l'exemple de deux sous-systèmes, si on choisit de commencer le processus d'optimisation par le sous-système « 1 » (donc les variables de couplage sont considérées comme des degrés de liberté dans ce sous-système), il faut éviter d'avoir ces variables de couplage comme sorties du sous-système « 2 ». Si c'est le cas, le problème d'optimisation du deuxième sous-système devient plus compliqué car, pour assurer la cohérence des solutions entre les différents sous-systèmes, il faut rajouter des contraintes d'égalité dans le deuxième problème d'optimisation. Ces contraintes d'égalité sont inévitables dans le cas où les variables de couplage sont des sorties dans les deux sous-systèmes (dernier cas du **Tab.3- 7**)

La **Tab.3- 7** représente les cas possibles que peut prendre une variable de couplage entre deux sous-systèmes. Pour chaque configuration, nous donnons le sous-système à exécuter en premier pour éviter le problème des contraintes d'égalité supplémentaires.

La nature des variables de couplage entre le sous-système « Actionneur » et le sous-système « Onduleur de tension + filtre d'entrée » est représentée dans le **Tab.3- 8**. Les informations contenues dans ce tableau justifient, sur la base des recommandations du **Tab.3- 7**, l'ordre des étapes du processus d'optimisation. En effet, trois parmi les quatre variables de couplage sont des sorties dans le problème « Actionneur » et des entrées dans le problème « Onduleur de tension + filtre d'entrée ».

Nous commençons par une optimisation de la partie « Actionneur » suivie d'une optimisation de la partie « Onduleur de tension + filtre d'entrée » pour chaque solution du front de Pareto « Actionneur ». Ensuite, les solutions optimales du système complet sont obtenues en additionnant les masses et les pertes de chaque actionneur associé à son « Onduleur de tension + filtre d'entrée » optimal.

Tab.3- 7 : Cas possibles de la nature d'une variable de couplage entre deux sous-systèmes

	Constante	Variable d'entrée	Variable de sortie	priorité
Sous-système 1	✓			identique
Sous-système 2	✓			
Sous-système 1	✓	✓		Sous-système 2
Sous-système 2				
Sous-système 1	✓		✓	Sous-système 2
Sous-système 2				
Sous-système 1		✓		identique
Sous-système 2		✓		
Sous-système 1		✓	✓	Sous-système 2
Sous-système 2				
Sous-système 1			✓	identique
Sous-système 2			✓	

Tab.3- 8 : Nature des variables de couplage dans les deux sous-systèmes

	Actionneur			Onduleur de tension + filtre d'entrée		
	Constante	V. entrée	V. sortie	Constante	V. entrée	V. sortie
p		✓			✓	
R_s			✓		✓	
L_{SYNC}			✓		✓	
K_{FEM}			✓		✓	

3.1 Boucle d'optimisation « Actionneur »

3.1.1 Configuration de l'algorithme d'optimisation NSGAI1 :

Le problème d'optimisation de l'actionneur a été défini dans la section 2.1. Ce problème comporte « 12 » variables de décision, « 18 » contraintes et « 2 » objectifs : la minimisation de la masse et des pertes moyennes totales sur une mission de vol. L'algorithme d'optimisation utilisé dans notre étude est le NSGAI1, le **Tab.3- 9** donne la configuration de cet algorithme en vue de l'optimisation de l'Actionneur HSPMSM. Le choix des paramètres de l'algorithme génétique repose sur la taille et la complexité du problème à résoudre. Le paramétrage donné par le tableau ci-dessous permet de donner des résultats acceptables en terme de la qualité des solutions obtenues et de la densité du front de Pareto (nombre de solution à la fin de l'optimisation).

Tab.3- 9 : Réglage de l'algorithme d'optimisation pour le problème « Actionneur »

Notation	Description	Valeur
N_{IND}	Taille de la population	100
N_{GEN}	Nombre de générations	500
p_m	Taux de mutation du vecteur des variables de décision	1/12

3.1.2 Analyse des résultats de l'optimisation

3.1.2.1 Front de Pareto :

La Fig.3- 7 représente l'ensemble des solutions « Actionneur » optimales pour les trois cahiers des charges (voir chapitre 1, section 5). Les solutions trouvées sont comparées à une solution de référence donnée par la société Liebherr Aerospace Toulouse et qui tourne à une vitesse de 8000 [Tr/min]. Nous rappelons que l'un des objectifs de notre étude est de remplacer cette solution de référence par un système qui tourne à des vitesses plus grandes soit à 12000 [Tr/min] et 16000 [Tr/min] afin de minimiser la masse totale du système.

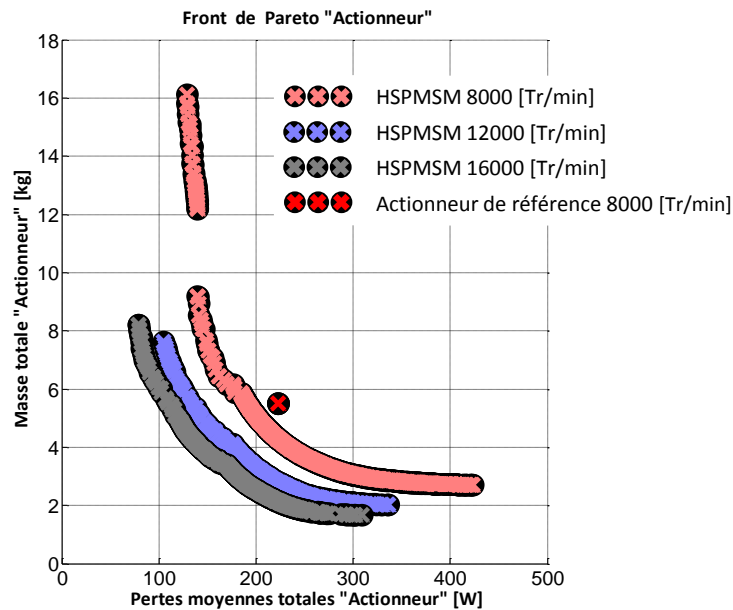


Fig.3- 7 : Fronts de Pareto « Actionneur »

Les solutions optimales du front de Pareto représentent une amélioration claire de la solution de référence. Ces améliorations sont dues au processus d'optimisation de l'actionneur mais aussi à l'augmentation de la vitesse de rotation du système. Le gain apporté par l'optimisation toute seule ne peut être aperçu que sur le système tournant à la même vitesse de rotation de la solution de référence. Le Tab.3- 10 représente une comparaison entre la solution de référence (masse=5.5 kg, pertes=222.5 W) et les résultats de l'optimisation pour les trois cahiers des charges étudiés.

Tab.3- 10 : Gains de l'optimisation par rapport à la solution de référence (comparaison avec les solutions optimales à iso-masse et à iso-pertes)

	8000 [Tr/min]	12000 [Tr/min]	16000 [Tr/min]
Masse [kg]	4.25	2.81	2.14
Gain/référence [%]	22.7	48.9	61.1
Pertes [W]	188.2	133	113
Gain/référence [%]	15.4	40.2	49.2

Les résultats présentés dans ce tableau montrent que le gain en masse et en efficacité augmente avec l'augmentation de la vitesse de rotation de l'actionneur. D'autre part, le gain dû au passage du système 8000 [Tr/min] au système 12000 [Tr/min] est nettement supérieur au gain de passage du système 12000 [Tr/min] au système 16000 [Tr/min]. En effet, avec l'augmentation de la vitesse de rotation de l'actionneur, quelques contraintes du problème deviennent de plus en plus difficiles à respecter. Parmi ces contraintes, on peut citer la contrainte de démagnétisation de l'aimant et la contrainte du taux de distorsion harmonique du courant moteur.

Dans ce chapitre, nous allons détailler les résultats d'optimisation du cahier des charges « 8000 [Tr/min] ». Les résultats des autres cahiers des charges seront présentés dans l'Annexe K et L.

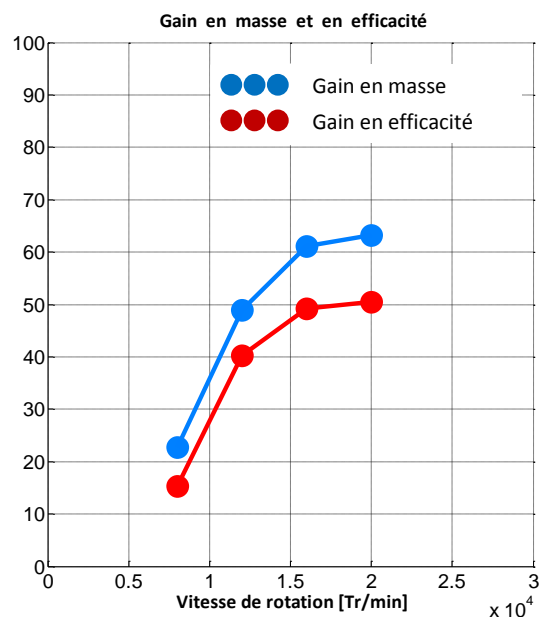


Fig.3- 8 : Evolution du gain en masse et en efficacité en fonction de la vitesse de rotation de l'actionneur (comparaison avec les solutions optimales à iso-masse et à iso-pertes)

3.1.2.2 Evolution des contraintes et points dimensionnants de la mission de vol :

Nous avons vu dans le deuxième chapitre que le modèle de l'actionneur est composé de deux grandes parties : une partie de pré-dimensionnement dans laquelle nous définissons la géométrie de la machine ainsi que tous ses paramètres électromagnétiques. Ensuite, dans la partie « post-dimensionnement », l'actionneur est mis à l'épreuve de son fonctionnement pour tous les points de la mission de vol à travers des contraintes liées à la thermique, au contrôle et au risque de démagnétisation des aimants

La **Fig.3- 9** représente l'évolution des contraintes de post dimensionnement de l'actionneur en fonction de ses pertes moyennes totales sur la mission de vol. Pour chaque contrainte, c'est le ou les points les plus dimensionnants qui sont représentés pour chaque solution « Actionneur ». En résumé, deux points de la mission de vol (points 1 et 3) semblent être les plus critiques par rapport aux contraintes de post-dimensionnement.

Contraintes thermiques :

Les solutions optimales obtenues pour les trois cahiers des charges sont caractérisées par de faibles niveaux de température dans les aimants à cause du circuit de refroidissement à air dans l'entrefer. D'autre part, les aimants considérés (SmCo) permettent de supporter des températures qui peuvent aller jusqu'à 200°C. Par conséquent, la contrainte thermique liée à l'échauffement de l'aimant ne représente pas une contrainte dimensionnante pour l'optimisation.

La même remarque peut être faite pour la contrainte de température maximale dans la culasse statorique. Dans notre cas d'étude, les fréquences électriques mises en jeu font que la part essentielle des pertes dans l'actionneur est due aux pertes joule et non pas aux pertes fer. En plus, l'augmentation des pertes totales de l'actionneur avec la minimisation de sa masse entraînent une réduction de l'épaisseur de la culasse statorique et donc l'affaiblissement de la résistance thermique équivalente entre le paquet de fer de la culasse statorique et la boucle de refroidissement liquide, ce qui permet de stabiliser sa température.

Contrairement aux deux contraintes précédentes, la température du bobinage est beaucoup plus critique surtout pour les actionneurs à faible masse. Ces actionneurs sont caractérisés par un courant de phase très important dû essentiellement à leurs faibles impédances. D'autre part, l'optimiseur réduit continuellement la quantité du cuivre en minimisant sa section dans les encoches ce qui entraîne l'augmentation de la résistance de phase statorique. Par conséquent, les pertes joule dissipées deviennent très importantes et la température du bobinage atteint sa limite.

La température du bobinage est maximale pour les points « 1,3 » de la mission de vol. L'actionneur développe une puissance maximale pour le point 1 avec une vitesse maximale de « 8000 » [Tr/min] et un couple de « 16.5 [N.m] », tandis que le point 3 développe un couple maximal de « 18.5 [N.m] » à une vitesse de rotation de « 7500 [Tr/min] ». Pour chaque solution du front de Pareto, la température du bobinage est maximale pour le point de la mission de vol qui développe un courant de phase le plus important. Cependant, le courant de phase « I_s » se décompose en deux parties: une composante en quadrature « I_q » proportionnelle au couple développé par l'actionneur, et une composante directe « I_d » proportionnelle à l'angle de défluxage « Ψ ».

Le premier point de la mission de vol est plus critique (vis-à-vis de la température du bobinage) pour les actionneurs avec des pertes moyennes totales situées entre « $P = [140 ; 178]$ ». Cette famille d'actionneurs est caractérisée par une vitesse du point de base très faible (environ 2500 [Tr/min]) et un fonctionnement en régime défluxé avec des angles de défluxage très importants « $\Psi \approx -60^\circ$ » (voir **Fig.3- 11**). Par conséquent, le courant de phase « I_s » développé par le point « 1 » devient supérieur à celui du point « 3 » (voir **Fig.3- 10**)

Le reste des solutions du front de Pareto fonctionne en régime non défluxé ou avec un faible angle de défluxage. Ces actionneurs sont plus contraints par le point « 3 » de la mission de vol pour lequel le courant en quadrature « I_q » est le plus important.

Démagnétisation de l'aimant :

Cette contrainte est principalement liée à la température de l'aimant et à l'induction magnétique de la réaction d'induit donnée par l'équation (3- 40). Comme nous l'avons dit précédemment, la température de l'aimant est très loin de sa butée, donc elle ne participe pas vraiment dans le processus de démagnétisation. D'autre part, l'analyse de cette équation donnant l'induction magnétique de la réaction de l'induit montre une forte dépendance par rapport au courant « I_q » et à l'angle de défluxage « Ψ ». La Fig.3- 9 montre que la limite de démagnétisation est atteinte pour le premier point de la mission de vol avec les actionneurs à fort angles de défluxage « P= [140 ; 178] ». Pour le reste des actionneurs du front de Pareto, c'est le point « 3 » qui provoque la plus grande démagnétisation.

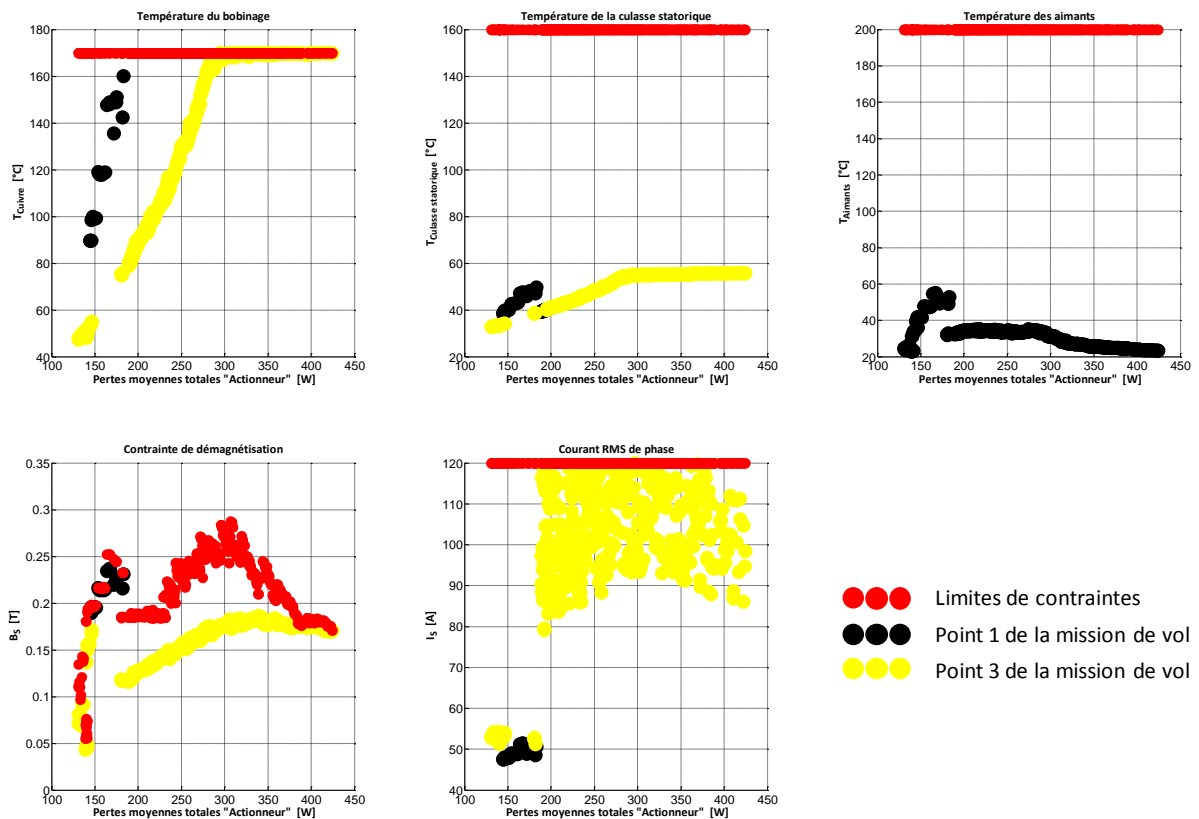


Fig.3- 9 : Evolution des contraintes principales du problème « Actionneur » en fonction des pertes moyennes totales

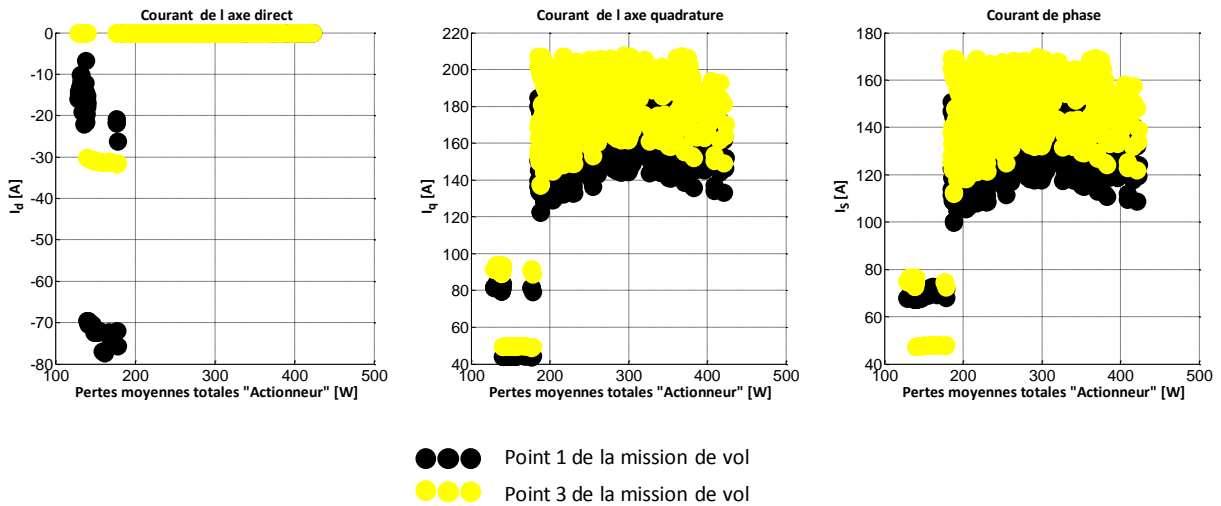


Fig.3- 10 : Evolution des courants direct et quadrature en fonction des pertes moyennes totales

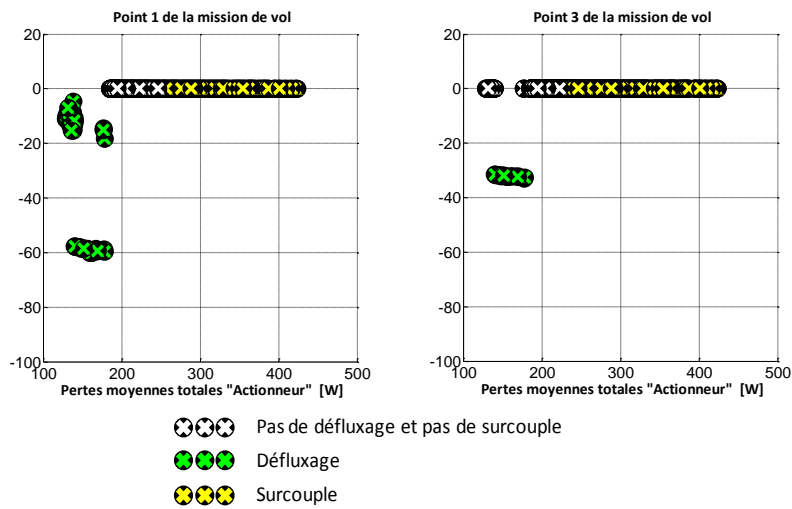


Fig.3- 11 : angle de défluxage des solutions « actionneur » pour les points « 1 » et « 3 » de la mission de vol

3.1.2.3 Familles de machines selon leurs stratégies de commande :

Pour mieux analyser l'ensemble des solutions optimales du front de Pareto, les actionneurs sont classés selon leurs stratégies de commande. Dans le deuxième chapitre, nous avons défini quatre stratégies de commande de l'actionneur qui correspondent à quatre zones définies sur la caractéristique couple-vitesse. Chaque point de fonctionnement de la mission de vol appartient à une de ces quatre zones.

La Fig.3- 12 représente les trois secteurs du front de Pareto « Actionneur » qui correspondent à des stratégies de commande différentes. Le Tab.3- 11 montre les intervalles de pertes et de masse de chaque secteur.

Tab.3- 11 : Familles d'actionneurs selon leur mode de fonctionnement

	Secteur 1	Secteur 2	Secteur 3
Pertes [W]	[128.7 ; 178]	[184 ; 235.7]	[236 ; 421.2]
Masse [kg]	[5.87 ; 16.11]	[3.97 ; 5.88]	[2.71 ; 3.96]
Stratégie	Défluxage	Normal	Surcouple

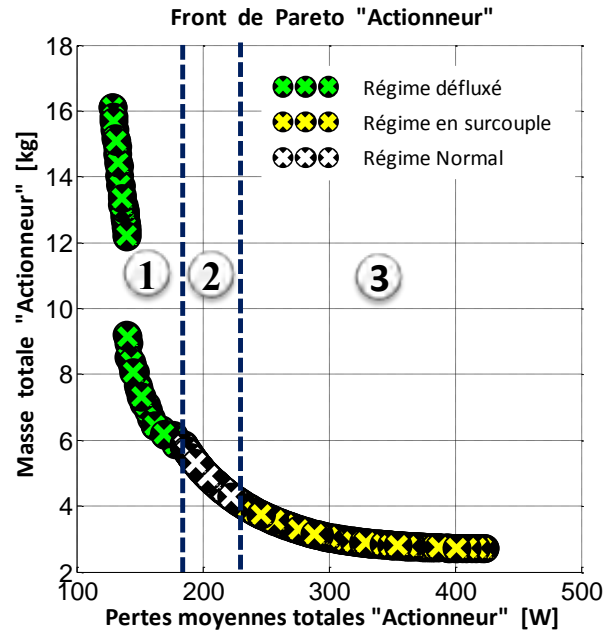


Fig.3- 12 : modes de fonctionnement des actionneurs du front de Pareto

Secteur 1 (zone « 2 » dans plan couple-vitesse): régime défluxé

Les actionneurs de ce secteur fonctionnent en régime défluxé pour un ou plusieurs points de la mission de vol. Ces actionneurs sont caractérisés par une vitesse de point de base inférieure à la vitesse maximale de la mission de vol et un couple de point de base supérieur au couple maximal. L'angle de défluxage maximal que subissent les actionneurs de ce secteur dépend principalement de la vitesse du point de base : plus cette vitesse est basse plus on défluxe. L'angle de défluxage peut atteindre « $\Psi \approx -60^\circ$ » pour le point « 1 » de la mission de vol. Les contraintes les plus dimensionnantes de ce secteur sont la contrainte de démagnétisation des aimants et l'atteignabilité du point de la mission de vol dans le plan couple-vitesse.

Secteur 2 (zone « 1 » dans le plan couple-vitesse): régime normal

Les actionneurs de ce secteur fonctionnent en régime normal c'est-à-dire sans défluxage et sans surcouple. Ils sont caractérisés par :

- une vitesse de point de base supérieure à la vitesse maximale de la mission de vol ;
- un couple de point de base supérieur au couple maximal de la mission de vol ;
- des impédances électriques beaucoup moins importantes que celles des actionneurs du premier secteur (voir Fig.3- 13). Le courant de phase « Is » est donc beaucoup plus important.

Secteur 3 (zone « 3 » dans le plan couple-vitesse) : régime de surcouple

Le couple de point de base continue sa décroissance. Une fois au-dessous du couple maximal de la mission de vol ($T=18.5N.m$), les actionneurs commencent à fonctionner en surcouple. La vitesse du point de base reste toujours supérieure à la vitesse maximale de la mission de vol.

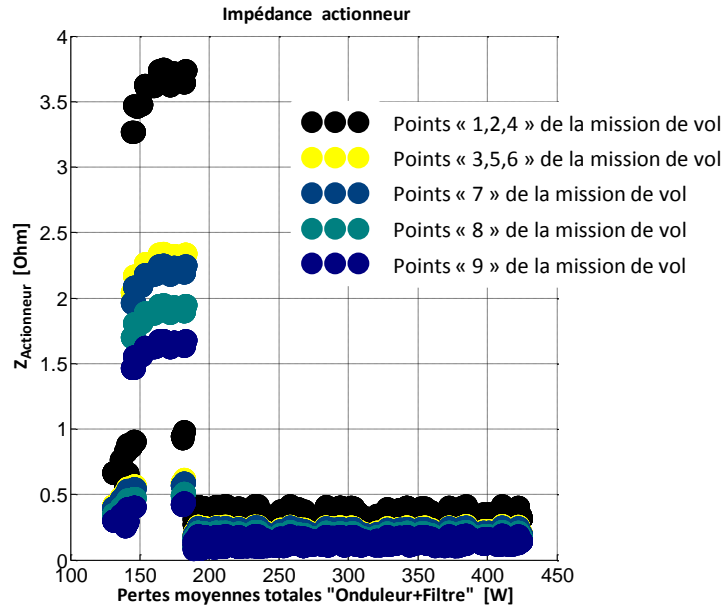


Fig.3- 13 : impédances des solutions « actionneurs » pour chaque point de la mission de vol

3.1.2.4 Evolution des variables de décision :

De gauche à droite du front de Pareto, l'optimiseur cherche à réduire la masse totale de l'actionneur tout en minimisant les pertes moyennes totales. Pour ce faire, il agit continuellement sur les variables de décision pour trouver les bonnes combinaisons.

Le nombre de paires de pôles « p » est proportionnel aux pertes et inversement proportionnel à la masse. Les actionneurs à « 3 et 4 » paires de pôles sont les plus intéressants en termes de rendement, ils dissipent moins de pertes et donc ils rencontrent moins de problèmes thermiques. Par contre, ces actionneurs sont les moins intéressants en terme de masse, le stator représente plus de 80% de la masse totale de l'actionneur, cela peut être expliqué par les deux points suivants:

- Pour réduire les pertes fer dans la culasse statorique, l'optimiseur a tendance à diminuer l'induction magnétique dans la culasse et dans les dents. Ces inductions magnétiques sont inversement proportionnelles à l'épaisseur de la culasse et des dents statoriques ce qui augmente la masse de ces parties.
- La vitesse de base de ces actionneurs est très inférieure à la vitesse maximale de la mission de vol impliquant ainsi des angles de défluxage très élevés. Pour assurer l'atteignabilité de tous les points de la mission de vol, l'optimiseur a recours à des couples de base très importants. Or, le couple de base est directement proportionnel à la surface de cuivre dans les encoches.

L'augmentation du nombre de paires de pôles de « $p=5$ » entraîne automatiquement une augmentation des fréquences électriques et donc des pertes fer. Pour compenser cette augmentation, l'induction magnétique dans la culasse statorique est réduite. D'autre part, la surface des encoches est réduite avec l'augmentation du nombre d'encoches en ayant presque le même volume du stator. Le coefficient de remplissage des encoches étant constant et maximal pour toutes les solutions du front de Pareto, cela implique une surface de cuivre moins importante dans les encoches et donc un couple de base plus faible. Pour gagner en masse, l'induction magnétique dans la culasse statorique et dans les dents augmente progressivement pour diminuer la masse de la partie fer du stator.

Le gain en masse continue en jouant principalement sur la partie « stator » de l'actionneur jusqu'à l'augmentation de la vitesse du point de base (secteur 2) à « $P=178W$ ». Le passage du secteur « 1 » au secteur « 2 » est accompagné par une augmentation du courant de phase « I_s », ce qui entraîne des pertes joules très importantes. Pour minimiser ces pertes, l'optimiseur joue sur deux paramètres :

- le nombre de conducteurs par encoche : il passe de 4 à 2 en diminuant ainsi tous les paramètres circuit de l'actionneur ($p, R_S, L_{SYNC}, K_{FEM}$). Une résistance plus faible diminue les pertes joules dans les enroulements statoriques.
- La vitesse du point de base : la diminution du nombre de conducteurs fait chuter le flux et augmente la valeur du courant « I_q » (voir **Fig.3- 10**). Pour garder le même niveau de courant de phase « I_s », l'optimiseur augmente la valeur de la vitesse du point de base pour éviter le défluxage et donc éliminer la composante directe « I_d ». Cela permet de compenser l'augmentation du courant « I_q ».

La température du cuivre chute brusquement de 160°C à 75°C, l'optimiseur pourra donc continuer à gagner de la masse en jouant principalement sur la masse du stator (cuivre et fer) jusqu'à arriver à la butée thermique du cuivre dans les encoches.

3.1.2.5 Evolution des objectifs partiels:

La **Fig.3- 15** montre l'évolution des objectifs partiels, à savoir les différents types de pertes mises en jeu dans le modèle et la masse des parties les plus conséquentes de l'actionneur. Des remarques peuvent être formulées :

Pertes :

- Les pertes joules sont les plus importantes, avec un apport moyen de 68% des pertes totales de l'actionneur (pour les actionneurs à masses minimales, cet apport peut atteindre 85% des pertes totales). Ces pertes sont inversement proportionnelles au couple et à la vitesse du point de base de l'actionneur. En effet, une vitesse du point de base faible implique un angle de défluxage plus important et donc un fort courant « I_d ». D'autre part, les actionneurs à faible couple de point de base ont des paramètres circuit moins importants et donc un

courant « I_q » plus grand. La résistance de phase de l'actionneur a aussi une très grande influence sur les pertes joules dissipées.

- Les pertes Fer viennent en deuxième position, elles représentent en moyenne 30% et peuvent atteindre 50% des pertes totales. Ces pertes sont contrôlées par l'optimiseur via trois paramètres : les niveaux de l'induction dans la culasse et dans les dents statoriques et la vitesse de point de base de l'actionneur. En effet, dans un régime défluxé (faible vitesse de point de base), l'induction magnétique au stator est réduite par le rapport des vitesses « N_{bp}/Ω », ce qui permet de diminuer les pertes fer.
- Les pertes dans les aimants et les pertes aérodynamiques sont pratiquement négligeables par rapport aux pertes totales pour toutes les solutions du front de Pareto. La boucle de refroidissement à air au niveau de l'entrefer et les niveaux de vitesses périphériques mises en jeu permettent de réduire ces pertes.

Masse :

- La partie « stator » de l'actionneur (culasse + cuivre) occupe en moyenne 70% et peut atteindre 85% de la masse totale. La masse du stator passe de « 13.5 kg » à gauche du front de Pareto à seulement « 1.8 kg » pour l'actionneur à masse minimale, soit un taux de variation de « 760 % ». En effet, comme les pertes statoriques sont les plus importantes, l'optimiseur joue essentiellement sur cette partie pour diminuer les pertes moyennes totales en augmentant la masse de la culasse (réduire les pertes fer) et la masse du cuivre (réduire les pertes Joules).
- La masse du rotor est beaucoup moins importante que celle du stator, elle représente entre 15 % et 30 % de la masse totale de l'actionneur. Le taux de réduction de la masse du rotor entre les deux extrémités du front de Pareto est aussi très faible par rapport à celui du stator, il est de l'ordre de 400 %.

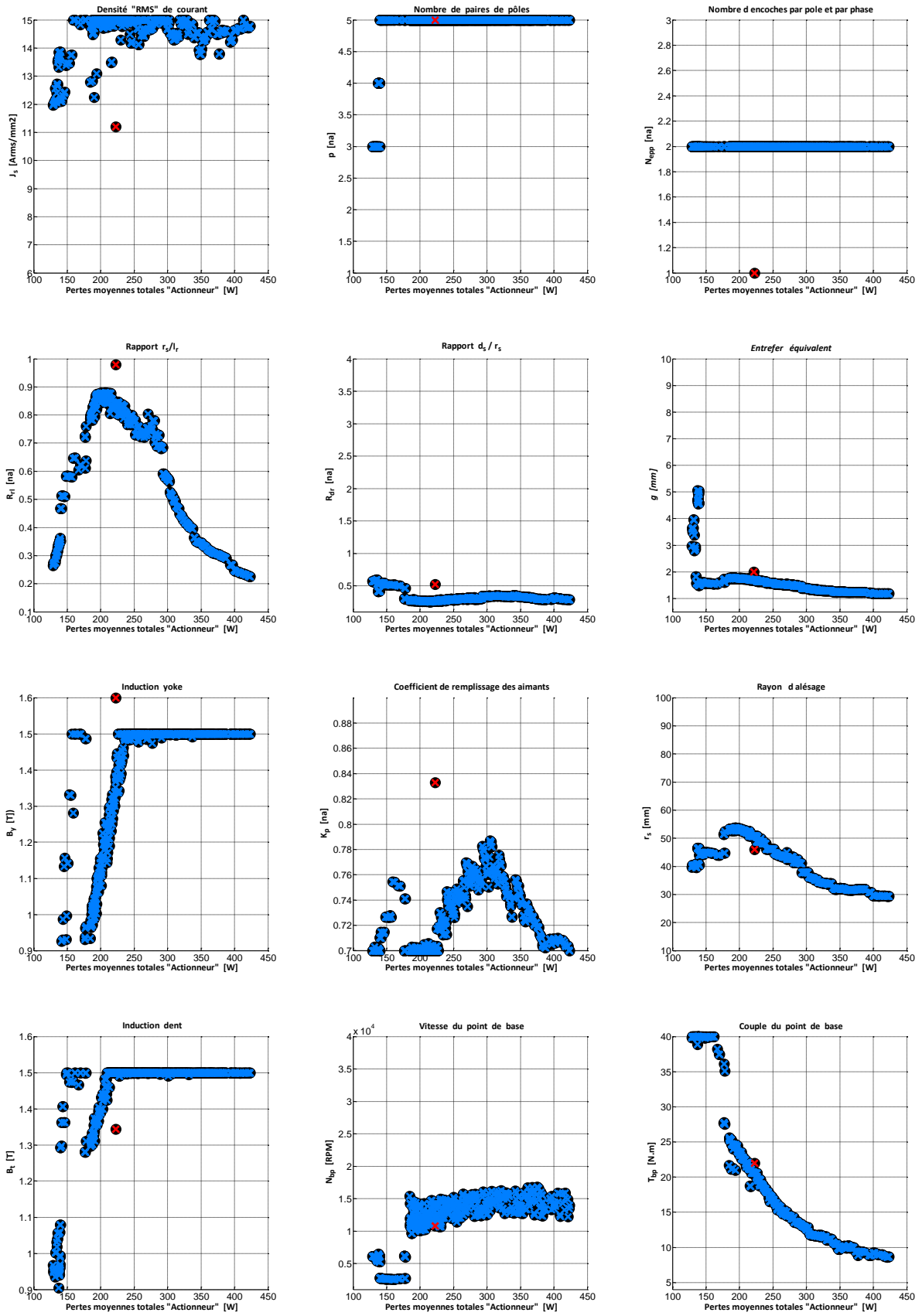


Fig.3- 14 : Evolution des variables de décision du problème « Actionneur »

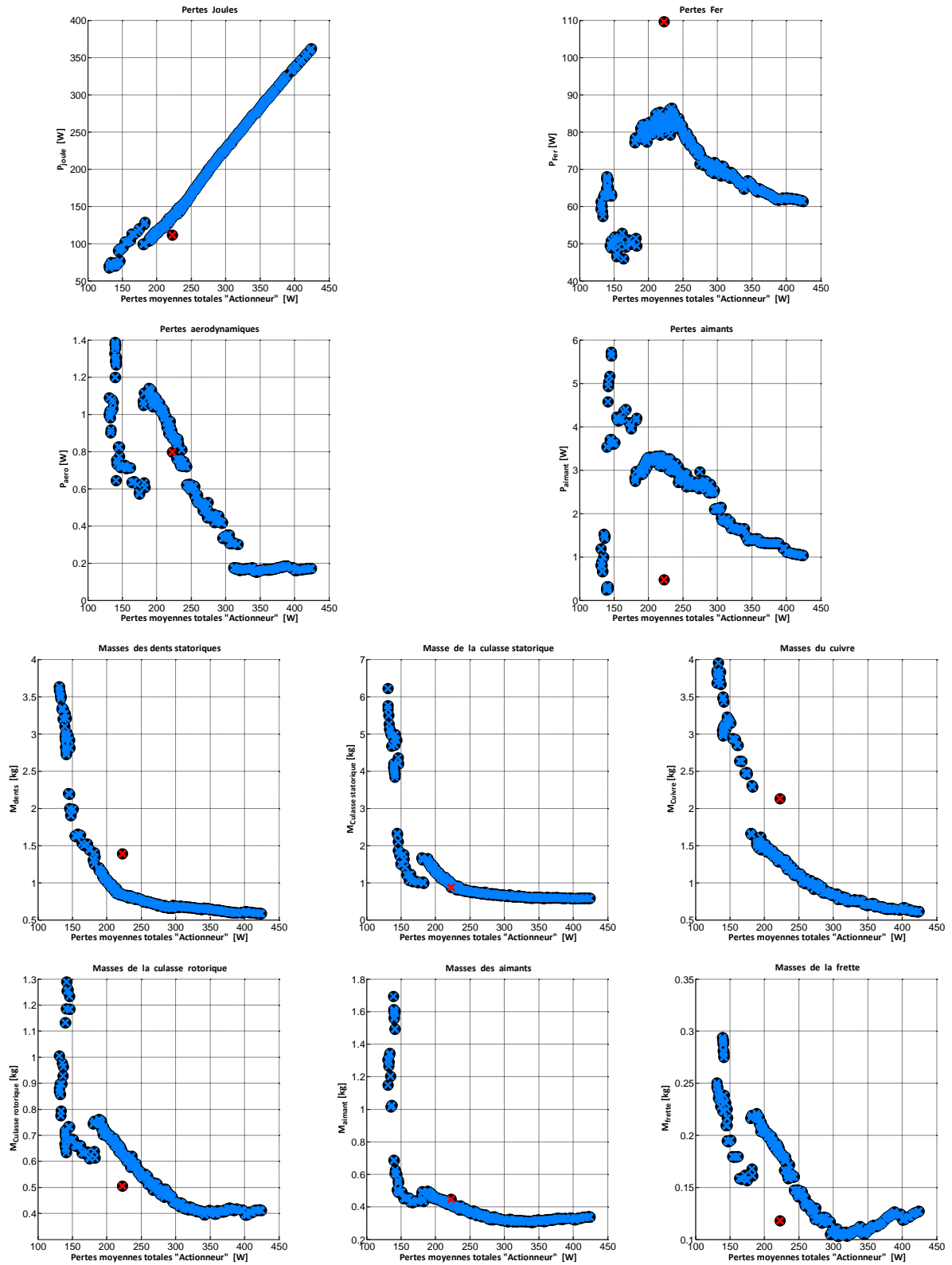


Fig.3- 15 : Evolution des critères partiels

3.2 Boucle d'optimisation « Onduleur de tension + filtre d'entrée »

Après l'optimisation de l'« Actionneur », nous passons à la deuxième partie du système. Comme nous l'avons expliqué dans la section « 3 » de ce chapitre, l'optimisation de la partie « onduleur de tension + filtre d'entrée » est réalisée pour certaines solutions du front de Pareto « Actionneur ». Ces dernières seront représentées dans le modèle de l'onduleur de tension et du filtre d'entrée par leurs paramètres circuit ($p, R_S, L_{SYNC}, K_{FEM}$) qui constituent les variables de couplages permettant de déterminer les courants et les tensions de phases à l'entrée de l'actionneur pour chaque point de la mission de vol.

Pour faciliter l'étude, nous avons sélectionné seulement cinq solutions du front de Pareto « Actionneur » pour lesquelles nous optimisons la partie « onduleur de tension + filtre d'entrée ». La Fig.3- 16 représente les cinq Actionneurs choisis :

- Les deux extrémités du front de Pareto « Actionneur », à savoir la solution à masse minimale et la solution à masse maximale ;
- Les trois autres solutions sont choisies par rapport à la solution de référence. Nous avons choisi une solution qui a la même masse que celle de l'actionneur de référence, une deuxième avec le même niveau de pertes moyennes et une troisième qui représente un compromis masse-pertes.

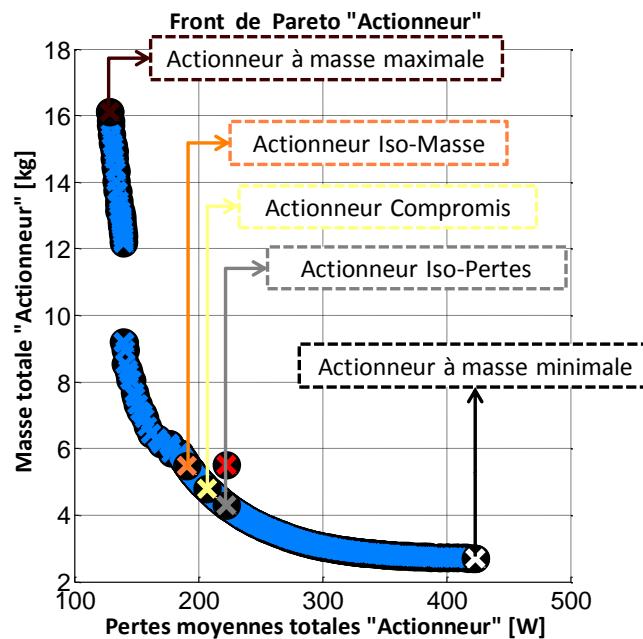


Fig.3- 16 : Solutions particulières du front de Pareto « Actionneur »

3.2.1 Réglage de l'algorithme d'optimisation NSGAI :

Le problème « onduleur de tension + filtre d'entrée » comporte 6 variables de décision et 11 contraintes dont 10 sont des contraintes composées. Pour résoudre ce problème d'optimisation, l'algorithme d'optimisation « NSGAI » sera configuré comme suit :

Tab.3- 12 : configuration de l'algorithme d'optimisation NSGAII

Notation	Description	Valeur
N_{IND}	Taille de la population	100
N_{GEN}	Nombre de générations	500
p_m	Taux de mutation du vecteur des variables de décision	1/12

La boucle d'optimisation est lancée « 5 » fois d'une manière indépendante. Cela permet d'améliorer la qualité des solutions du front de Pareto global.

3.2.2 Analyse du front de Pareto :

La figure **Fig.3- 17** représente les fronts de Pareto des cinq problèmes d'optimisation de la partie « onduleur de tension + filtre d'entrée » pour les actionneurs sélectionnés auparavant. Les fronts de Pareto présentent une faible variation en pertes moyennes totales contrairement à la variation de la masse : on dit qu'ils sont des « fronts raides ». Par conséquent, le problème d'optimisation « onduleur de tension + filtre d'entrée » peut être considéré comme un problème d'optimisation monocritère avec comme objectif la minimisation de la masse totale. Cette caractéristique est typique de la formulation du problème « onduleur de tension + filtre d'entrée » [AND13] et permettra de simplifier la formulation multi-niveaux du problème d'optimisation (chapitre 4) car une seule solution (solution dans le « coude » du front) sera considérée par « actionneur ».

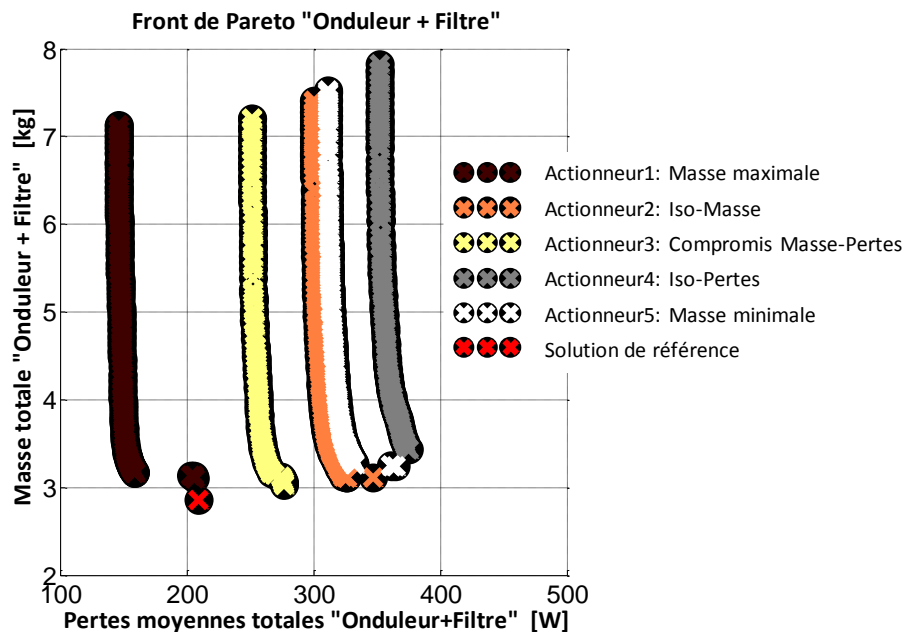


Fig.3- 17 : Solutions Pareto-optimales du problème « onduleur+filtre »

Le **Tab.3- 13** résume la masse et les pertes moyennes totales de la partie « Onduleur + Filtre » choisie pour chaque actionneur. Plusieurs remarques peuvent être soulignées :

- La masse et les pertes de l'ensemble « onduleur+filtre » dépendent fortement de l'impédance de l'actionneur : à nombre de paires de pôles identique, la masse est plus faible quand l'impédance de l'actionneur est plus importante : « l'inductance synchrone participe au filtrage ». De même, le rendement de l'ensemble « onduleur+filtre » est meilleur pour les actionneurs à forte impédance. Cela peut être expliqué qualitativement par leurs faibles courant de phase (voir **Fig.3- 18**) comparé aux actionneurs à faibles impédances.
- Le nombre de paires de pôle a un impact direct sur la fréquence de découpage de l'onduleur de tension. Si on augmente « p », la fréquence de découpage minimale pour respecter la contrainte « g1 » sur le rapport de fréquences augmente aussi. D'autre part, une faible fréquence de découpage décale le spectre harmonique vers la gauche de l'axe fréquentiel. Cependant, pour respecter les contraintes de qualité réseau imposées par le systémier AIRBUS, le filtre d'entrée doit avoir une fréquence de coupure plus faible et donc une inductance de masse plus importante. C'est le cas du système ayant comme charge l'actionneur à masse maximale.
- Contrairement à la boucle « Actionneur », la solution de référence de la partie « onduleur de tension + filtre d'entrée » domine les autres solutions sauf celle de l'actionneur à masse maximale. Cela est dû à la forte impédance électrique de l'actionneur de référence.

Tab.3- 13 : Solutions « onduleur de tension + filtre d'entrée » retenues pour les actionneurs sélectionnés

	Actionneur		Onduleur + Filtre		Système	
	Masse [kg]	Pertes [W]	Masse [kg]	Pertes [W]	Masse [kg]	Pertes [W]
Actionneur à masse maximale	12.87	161.1	3.16	159.2	16.03	320.3
Actionneur Iso-masse	5.50	190.9	3.11	326.1	8.61	517
Actionneur Compromis M-P	4.80	206.7	3.03	277	7.83	483.7
Actionneur Iso-pertes	4.30	222.5	3.43	375.1	7.73	597.6
Actionneur à masse minimale	2.71	423.2	3.26	332.4	5.97	755.6
Actionneur de référence	5.5	222.5	2.85	209.2	8.35	431.7

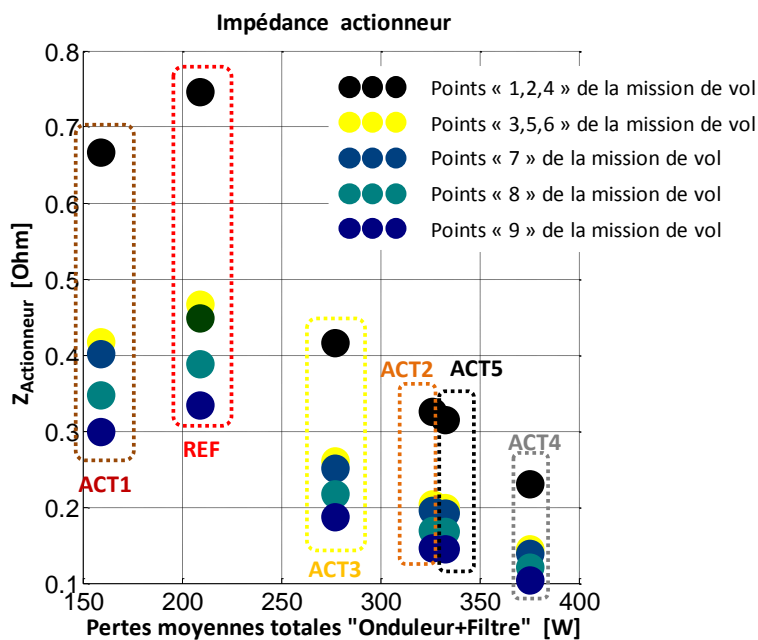


Fig.3- 18 : évolution de l'impédance des actionneurs pour tous les points de la mission de vol

3.2.3 Evolution des contraintes et points dimensionnant de la mission de vol :

Le problème d'optimisation de la partie « onduleur de tension + filtre d'entrée » comporte 12 contraintes liées aux limites thermiques, à la qualité réseau et à la stabilité du système. Les figures **Fig.3- 19** et **Fig.3- 20** représentent l'évolution des principales contraintes impactant le dimensionnement de l'onduleur de tension et du filtre d'entrée, ainsi que les points de la mission de vol les plus dimensionnants.

Contraintes thermiques de l'onduleur de tension :

Trois contraintes thermiques sont vérifiées lors du dimensionnement de l'onduleur de tension. La plus critique des trois est la limite maximale de la température du boîtier de puissance. En réalité, le niveau de température est maximal au niveau des jonctions de l'IGBT et de la diode antiparallèle. En revanche, la limite de température pour ces deux derniers est supérieure à celle du boîtier de puissance.

L'IGBT est le siège de deux types de pertes : pertes par conduction et pertes par commutation ce qui explique la température supérieure de la jonction IGBT par rapport à celle de la diode qui ne subit que des pertes par conduction.

Le point le plus dimensionnant pour ces trois contraintes dépend de la fréquence de découpage (image des pertes par commutation) et le niveau de courant commuté (pertes par conduction). Les résultats présentés sur la figure montrent que le point « 1 » de la mission de vol est le plus critique pour les solutions ayant comme charge les actionneurs « 1,2,3 ». Les autres solutions sont plus contraintes par le point « 3 » de la mission de vol.

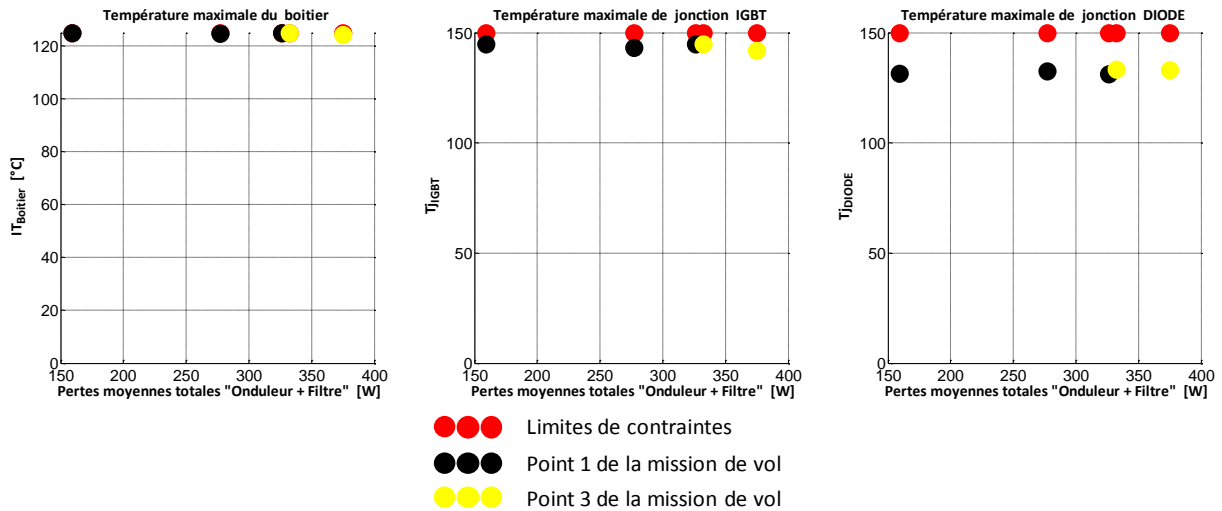


Fig.3- 19 : Evolution des contraintes thermiques de l'onduleur de tension

Contrainte de stabilité du filtre d'entrée :

Toutes les solutions choisies à partir des fronts de Pareto obtenus sont très sensibles à la contrainte de stabilité du filtre d'entrée. Cette contrainte limite l'amplitude de la résonance de la fonction de transfert à vide du filtre. Elle est donnée par l'équation suivante:

$$TF_{VIDE} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (3- 69)$$

$$Z_1 = R_{L1} + j\omega \cdot L_1 \quad (3- 70)$$

$$Z_2 = \frac{\frac{1}{j\omega \cdot C_1} \cdot \left(R_{C2} + \frac{1}{j\omega \cdot C_2} \right)}{R_{C2} + \frac{1}{j\omega} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right)} \quad (3- 71)$$

Cette contrainte est couplée principalement aux contraintes de la qualité réseau en hautes et basses fréquences à travers la valeur de l'inductance du filtre d'entrée. Les résultats de l'optimisation montrent que les solutions obtenues sont sous-optimales par rapport aux contraintes de la qualité réseau car elles n'arrivent jamais à leurs butées. Cela est dû à la sensibilité de la contrainte de stabilité du filtre à la valeur de son inductance.

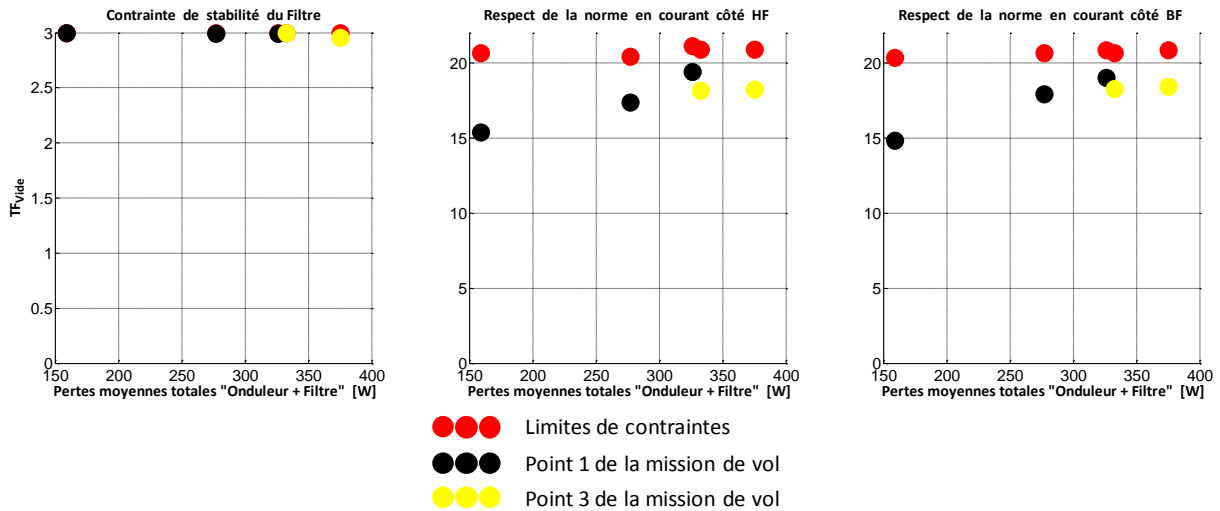


Fig.3- 20 : évolution des contraintes principales du problème « filtre d'entrée »

3.2.4 Evolution des variables de décision :

Le problème d'optimisation de l'onduleur de tension comporte deux variables de décision : le calibre en courant des composants de puissance et la fréquence de découpage. La **Fig.3- 21** représente l'évolution de ces variables en fonction de la masse de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée ». Les résultats de l'optimisation montrent que la fréquence de découpage est presque constante tout au long du front de Pareto tandis que le calibre en courant suit la tendance de ces fronts. Ces résultats peuvent être expliqués par le fait que la fréquence de découpage n'agit que sur un seul objectif « les pertes moyennes totales » à travers les pertes par commutation. Cependant, la masse de l'onduleur est contrôlée exclusivement par le calibre en courant des composants de puissance. En plus, les pertes par conduction, proportionnelles à cette variable de décision, représentent une grande part des pertes moyennes totales.

Une autre raison pour que la fréquence de découpage reste invariable est l'insensibilité du dimensionnement du filtre d'entrée aux contraintes de la qualité réseau. Cette caractéristique de notre système, permet de découpler le dimensionnement de la partie onduleur de tension et de la partie filtre d'entrée. Comparé à des travaux de thèse précédents au sein du laboratoire Laplace sur un système similaire à plus haute vitesse [AND13], le dimensionnement de l'onduleur de tension était fortement couplé au dimensionnement du filtre d'entrée à cause des contraintes de qualité réseau très dominantes dans ce cas.

Le calibre en courant et la fréquence de découpage sont inversement proportionnels à l'impédance de l'actionneur. En effet, les courants de phases sont inversement proportionnels aux impédances des actionneurs ce qui nécessite moins de composants de puissance en parallèle et donc un calibre en courant plus faible. D'autre part, un calibre en courant plus faible augmente les pertes par conduction de l'onduleur. Pour compenser cette augmentation, l'optimiseur agit à la baisse sur la fréquence de découpage pour diminuer les pertes par commutation.

Pour le filtre d'entrée, le dimensionnement se fait autour de la contrainte de stabilité. Tout au long du front de Pareto, l'optimiseur cherche des compromis entre les deux impédances « $Z1, Z2$ » pour respecter cette contrainte. Comme nous l'avons dit dans la section précédente, une

augmentation de l'inductance de filtrage est accompagnée par une augmentation de l'impédance « Z2 » ce qui explique l'évolution des variables « C1, C2, RC2 ».

L'apport des pertes du filtre d'entrée dans les pertes moyennes totales est très faible par rapport à l'onduleur de tension. D'autre part, l'augmentation de la masse sur le front de Pareto est due essentiellement au filtre d'entrée, plus particulièrement aux capacités. Ce sont ces deux caractéristiques du filtre d'entrée (une variation très importante de la masse et de faibles pertes) qui donnent aux fronts de Pareto cette allure spéciale de « fronts raides ».

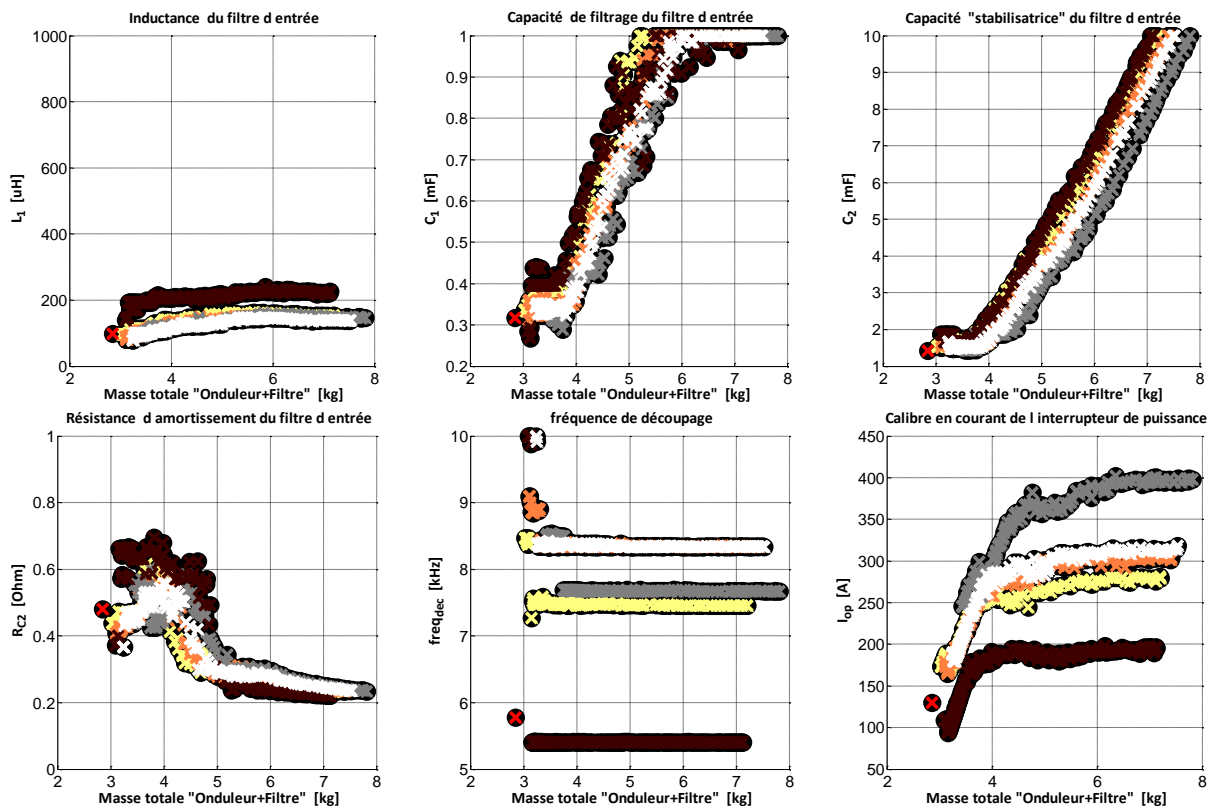


Fig.3- 21 : évolution des variables de décision du problème « onduleur + filtre »

4 Approche d'optimisation globale :

L'approche d'optimisation globale consiste à optimiser la totalité d'un système en une seule boucle. Cette approche permet de prendre en considération tous les couplages existants entre les différentes parties du système. Théoriquement, cette approche permet de trouver les solutions globalement optimales mais elle met en œuvre un nombre élevé de variables de décision et de contraintes qui complexifie notablement la convergence algorithmique et peuvent même mener à des situations de non convergence. Le temps de calcul est plus important que pour le cas de l'approche séquentielle mais cette dernière, comme nous le verrons ci-après, ne conduit pas aux optima globaux.

Les modèles de l'actionneur, de l'onduleur de tension et du filtre d'entrée sont regroupés dans un seul modèle. Le nouveau problème de conception comporte ainsi « 18 » variables de décision, « 29 » contraintes et deux objectifs. La complexité du problème augmente ainsi et sa résolution demande plus d'effort de l'algorithme d'optimisation avec un nombre de générations et d'individus plus important. Le réglage de l'algorithme d'optimisation « NSGAI » est représenté dans le tableau ci-dessous. Malgré l'augmentation du nombre de générations et d'individus, l'algorithme génétique trouve beaucoup de difficulté pour résoudre le problème d'optimisation. Pour cela, nous avons été obligés d'initialiser le problème d'optimisation par les solutions issues de l'approche séquentielle.

Tab.3- 14 : configuration de l'algorithme d'optimisation NSGAI

Notation	Description	Valeur
N_{IND}	Taille de la population	200
N_{GEN}	Nombre de génération	1000,2000
p_m	Taux de mutation du vecteur des variables de décision	1/18

Le problème d'optimisation a été lancé « 9 » fois avec les configurations suivantes :

- Deux optimisations sans initialisation avec 2000 générations et 200 individus ;
- Deux optimisations avec initialisation par les cinq solutions de l'approche séquentielle (1000 générations);
- Une optimisation avec initialisation par une seule solution de l'approche séquentielle (1000 générations).

4.1 Analyse du front de Pareto :

Le front de Pareto issu de l'optimisation globale (après fusion des solutions issues des 9 optimisations évoquées auparavant) est donné par la **Fig.3- 22**. Les résultats obtenus montrent clairement la dominance de l'approche globale par rapport à l'approche séquentielle. Pour le même niveau de pertes, l'approche globale offre un gain en masse allant de 27% pour la solution « 3 » (Actionneur compromis Masse-Pertes) jusqu'à 53% pour la solution « 1 » (Actionneur à masse maximale). Le gain en efficacité à masse identique est aussi intéressant, on passe de 31% pour la solution de référence à 42% pour la solution « 5 » (Actionneur à masse minimale).

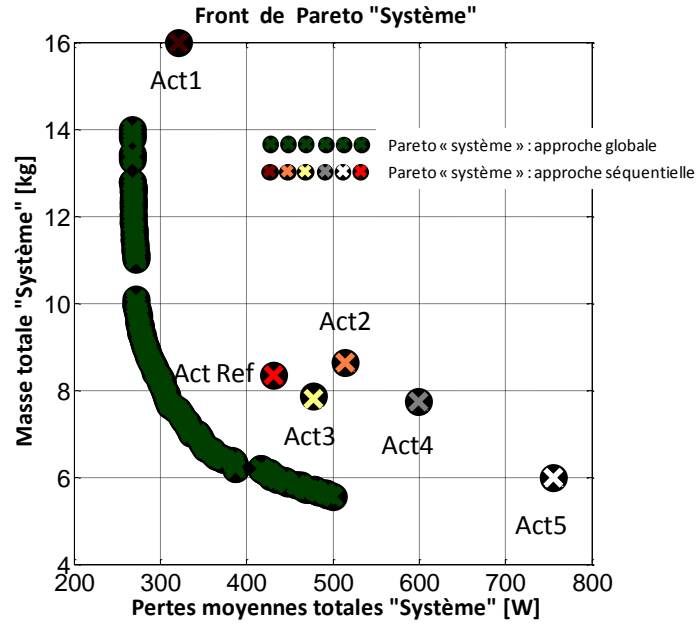


Fig.3- 22 : solutions Pareto-optimales du système

Casser les couplages qui existent entre les deux parties du système dans l'approche séquentielle conduit à des actionneurs bien optimisés mais à des onduleurs de tension et des filtres d'entrée sous optimaux. La Fig.3- 23 montre l'évolution des paramètres circuit entre l'approche séquentielle et l'approche globale, on distingue deux zones :

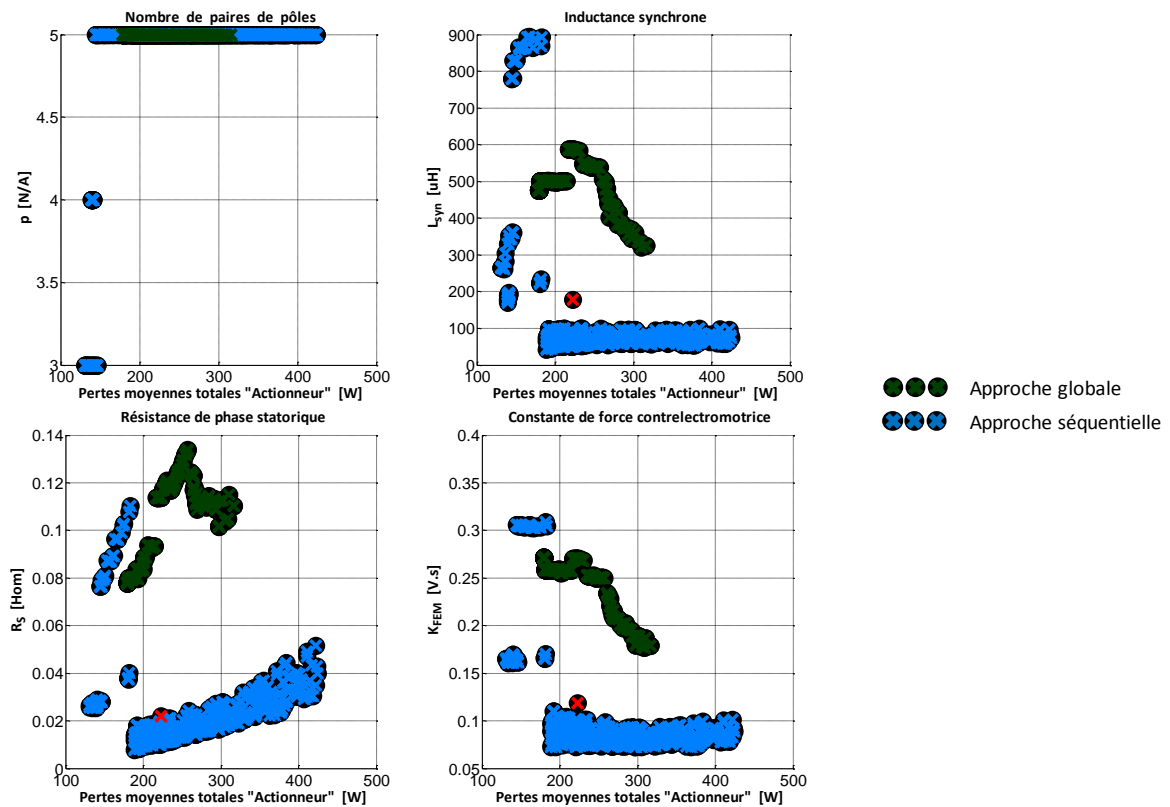


Fig.3- 23 : évolution des paramètres circuits de l'actionneur

- zone 1 (Pertes<170 [W]) : la polarité des actionneurs est fixée à « p=5 » pour l'approche globale contrairement à l'approche séquentielle où on trouve des actionneurs à « 3,4 » paires de pôles à l'extrême gauche du front de Pareto. Ces solutions ne représentent pas de bons compromis du point de vue « système » car leurs gains en efficacité sont très faibles par rapport à ce qu'on perd en masse (**Fig.3- 24**).
- zone 2 (Pertes>170[W]) : dans l'approche séquentielle, l'inductance synchrone des actionneurs localement optimisés tend vers un niveau très bas pour améliorer les masses locales : les inductances synchrones proposées par l'optimisation globale sont 3 à 6 fois plus élevées que pour l'approche séquentielle. Cela pénalise fortement la qualité des solutions du sous-système onduleur de tension et filtre d'entrée issues de l'approche séquentielle. Dans l'approche globale, l'optimiseur essaye de trouver de meilleurs compromis entre les deux parties du système en dégradant légèrement les solutions « actionneur » avec des inductances plus importantes ce qui permet d'améliorer les solutions du deuxième sous système (**Fig.3- 24** et **Fig.3- 25**).

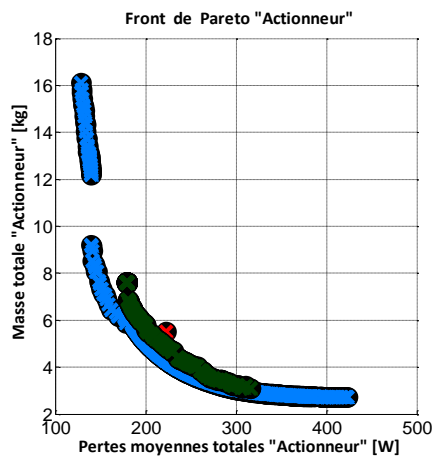


Fig.3- 24 : Comparaison des fronts de Pareto « actionneur »

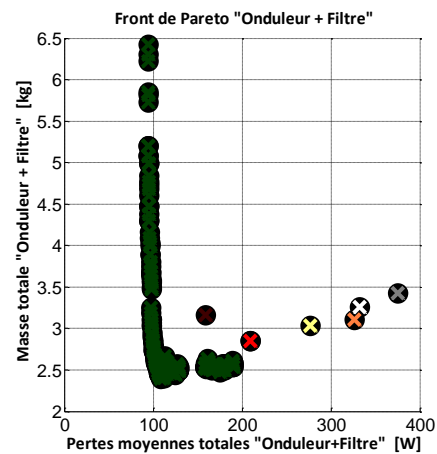


Fig.3- 25 : Comparaison des fronts de Pareto « onduleur de tension + filtre d'entrée »

4.2 Evolution des contraintes et points dimensionnants :

Actionneur :

Comme pour l'approche séquentielle, les contraintes les plus importantes sont toujours la température maximale du cuivre et la contrainte de démagnétisation de l'aimant. La **Fig.3- 26** montre l'évolution de ces contraintes en fonction des pertes moyennes totales de l'actionneur.

Contrairement à l'approche séquentielle, ces contraintes sont toutes maximales pour le premier point de la mission de vol. Cela peut être expliqué par le fait que tous les actionneurs du front de Pareto sont caractérisés par une vitesse de point de base inférieure à la vitesse maximale de la mission de vol, ce qui impose un régime de fonctionnement avec défluxage pour la totalité des actionneurs. D'autre part, l'impédance des actionneurs est beaucoup plus importante pour l'approche globale ce qui implique une composante en quadrature « I_q » plus faible que la composante directe « I_d » du courant de phase.

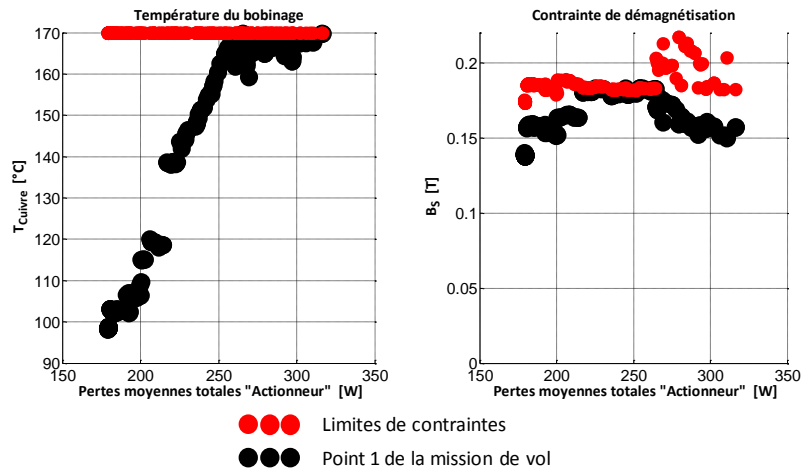


Fig.3- 26 : évolution des contraintes principales de la partie « actionneur »

Onduleur de tension :

La conception de l'onduleur de tension est toujours critique par rapport aux contraintes thermiques. Les températures maximales du boîtier et de la jonction IGBT sont atteintes pour toutes les solutions à faibles masses (Pertes > 150 [W]) à cause de l'augmentation des pertes par commutation due à l'augmentation de la fréquence de découpage ($f_{dec}=10kHz$). Le niveau de pertes est moins important pour les solutions à grandes masses à cause de la valeur importante du calibre en courant des composants de puissance, ainsi que la faible fréquence de découpage ($f_{dec}=5.4kHz$). La conception de l'onduleur est donc moins contrainte par les contraintes thermiques pour ces solutions.

Le premier point de la mission de vol est le plus dimensionnant pour l'onduleur de tension. Comme nous l'avons déjà dit, les contraintes thermiques dépendent essentiellement des pertes par conduction proportionnelles au courant de phase de l'actionneur « Is » qui est maximal pour le premier point de la mission de vol.

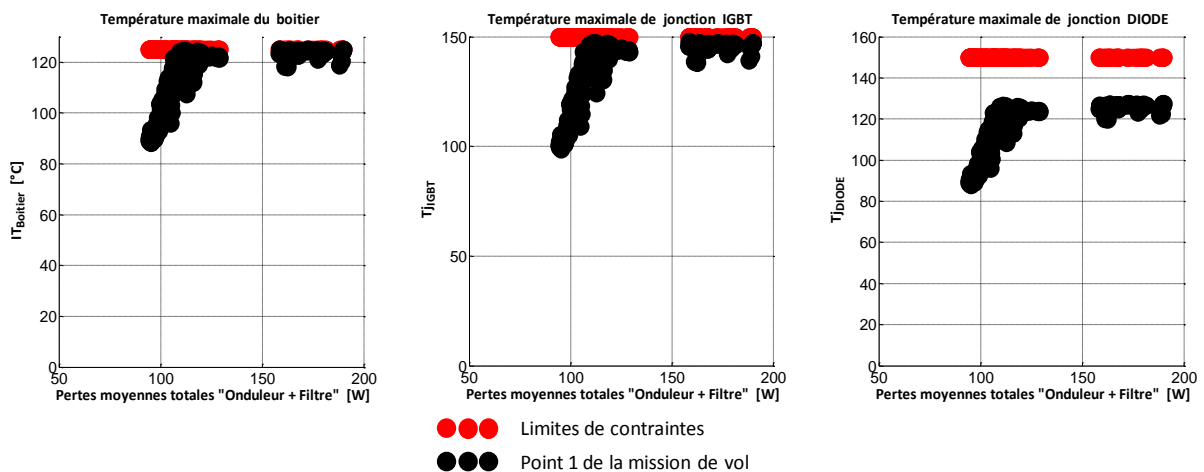


Fig.3- 27 : évolution des contraintes thermiques de l'onduleur de tension

Filtre d'entrée :

L'évolution des contraintes principales du filtre d'entrée est représentée par la **Fig.3- 28**. La contrainte de stabilité est toujours la plus dimensionnante de cette partie. Toutefois, les solutions à masses maximales sont moins sensibles à cette contrainte à cause de la valeur importante de l'inductance de filtrage « L ».

Les solutions de l'approche globale sont plus sensibles aux contraintes de la qualité réseau que celles de l'approche séquentielle. La diminution de la valeur de l'inductance de filtrage (autorisée par des inductances synchrones plus fortes) augmente les risques de dépasser les limites du gabarit normatif en courant. Pour régler ce problème, l'optimiseur déplace le spectre du courant I_{HVDC} vers les hautes fréquences en mettant la fréquence de découpage à sa valeur maximale.

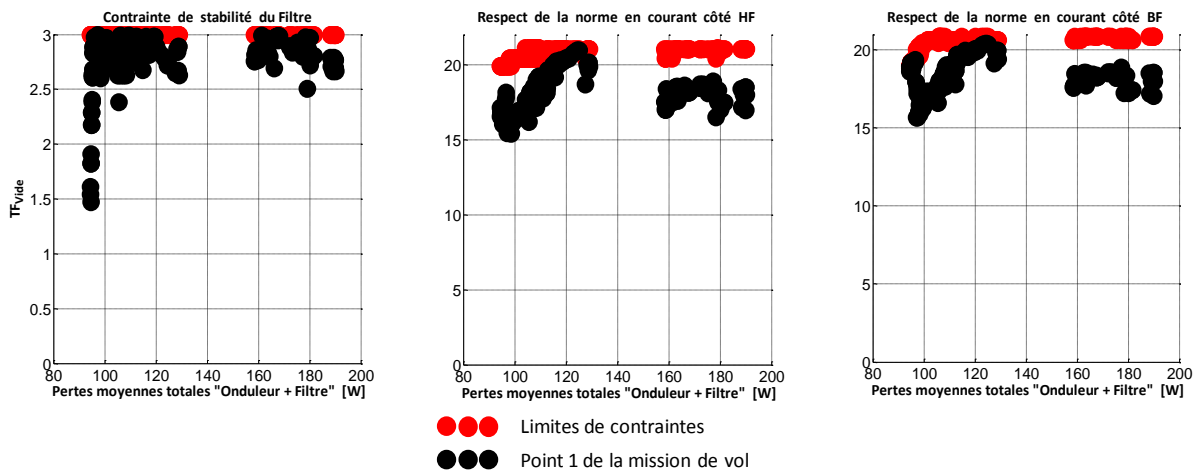


Fig.3- 28 : évolution des contraintes principales du filtre d'entrée

4.3 Evolution des variables de décision :

La **Fig.3- 29** représente l'évolution des variables de décision de la partie « actionneur » issues de l'approche globale (en vert) comparées aux résultats de l'approche séquentielle (en bleu).

En approche globale, l'optimiseur rejette les solutions extrêmes issues de l'approche séquentielle. En effet, ces solutions sont intéressantes localement mais ne représentent pas de bons compromis dans la boucle système.

Les tendances des variables de décision de la partie « actionneur » restent approximativement les mêmes pour les deux approches, à l'exception de la vitesse de point de base. Tous les actionneurs de l'approche globale fonctionnent en régime défluxé. En effet, l'augmentation de l'impédance de l'actionneur permet de diminuer le courant de phase et favorise ainsi le régime défluxé.

Pour les variables de décision de la partie « onduleur de tension + filtre d'entrée » (**Fig.3- 30**). On distingue deux classes de solutions :

- Pour $\langle P_{TOTALES}^{SYSTEME} \rangle < 400[\text{W}]$: l'optimiseur diminue le calibre en courant pour gagner de la masse. Cela augmente les pertes par conduction qui dépendent des résistances des composants de puissance. Dans cette zone, l'optimiseur diminue la fréquence de découpage pour réduire les pertes par commutation. La grande partie de la masse du système des solutions de l'extrémité gauche du front de Pareto est due à la masse du filtre d'entrée et plus précisément à la masse des condensateurs. Cette distribution de masse s'équilibre de gauche à droite du front de Pareto avec la diminution de la valeur des capacités.
- Pour $\langle P_{TOTALES}^{SYSTEME} \rangle > 400[\text{W}]$: un effet de compensation se fait entre l'onduleur de tension et le filtre d'entrée. L'optimiseur augmente la fréquence de découpage pour améliorer la masse du filtre d'entrée. Cela conduit à une augmentation des pertes par commutation dans l'onduleur de tension. Pour les compenser, l'optimiseur augmente le calibre en courant des composants de puissance ; les pertes par conduction diminuent mais la masse de l'onduleur augmente.

Dans cette zone, les variables de décision de l'onduleur de tension et du filtre d'entrée restent pratiquement constantes. Les variations de la masse et des pertes moyennes totales du système sont dues essentiellement à la partie actionneur.

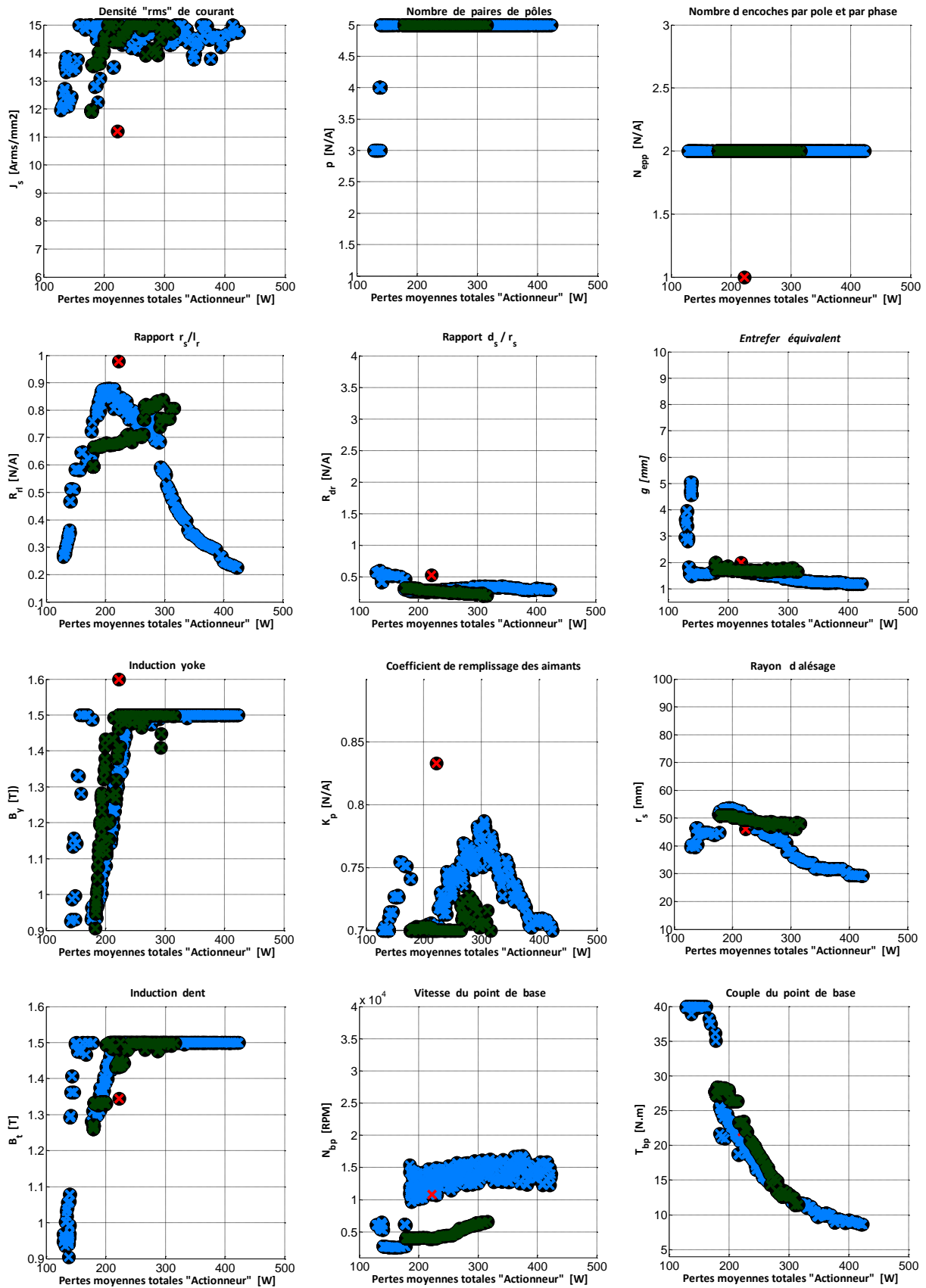


Fig.3- 29 : évolution des variables de décision de la partie « Actionneur » (vert : approche globale ; bleu approche séquentielle)

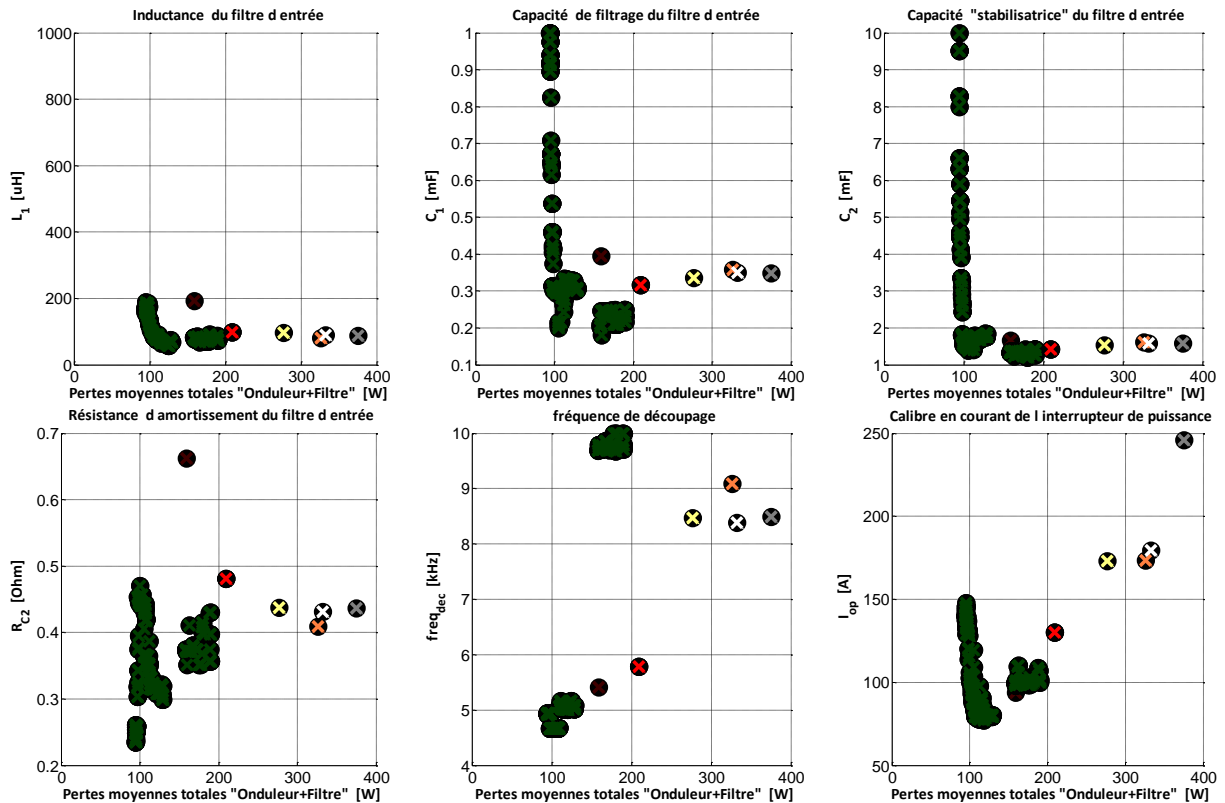


Fig.3- 30 : évolution des variables de décision de la partie « onduleur de tension + filtre d'entrée » (vert : approche globale ; autres couleurs : approche séquentielle)

5 Conclusion : vision critique des approches d'optimisation mono-niveau

Dans ce paragraphe, les performances des deux approches d'optimisation appliquées dans ce chapitre sont comparées. Par opposition au chapitre suivant, consacré à l'optimisation « multi niveaux », nous qualifions ces deux premières approches de « mono niveau » puisque chaque sous système est considéré « au même niveau » que l'approche soit séquentielle ou globale.

Les critères de comparaison sont : la qualité des solutions obtenues, la convergence, le temps de calcul et l'adaptabilité de l'approche pour des applications réelles.

Qualité des solutions obtenues :

Les résultats présentés dans les sections « 3 » et « 4 » de ce chapitre montrent clairement la dominance des solutions de l'approche globale comparées à celles de l'approche séquentielle. L'approche globale permet de trouver les meilleurs compromis entre les deux parties du système : la solution de l'approche séquentielle dite « de compromis masses-pertes » est améliorée de 27% à iso pertes. La solution de référence est quant à elle améliorée de près de 25% à iso pertes. Les figures (Fig.3- 24 et Fig.3- 25) montrent que pour trouver les bons compromis, l'optimiseur dégrade les solutions de la partie « actionneur » en augmentant l'inductance synchrone au bénéfice de l'onduleur de tension et du filtre d'entrée.

Convergence de l'approche :

La convergence de l'algorithme d'optimisation dépend de la complexité du problème qu'on espère résoudre. Malgré la qualité des solutions de l'approche globale, sa convergence n'était pas possible sans l'initialisation par les solutions issues de l'approche séquentielle. En effet, former un seul problème d'optimisation en assemblant les deux problèmes « actionneur » et « onduleur de tension + filtre d'entrée » représente un sérieux défi pour l'algorithme d'optimisation. L'augmentation du nombre des variables de décision du problème élargit significativement et d'une manière exponentielle l'espace de recherche ce qui nécessite une reconfiguration de l'algorithme d'optimisation à savoir l'augmentation du nombre de génération et d'individu. Une prise en compte plus approfondie des technologies des composants qui constituent le système de conversion de puissance tendrait à accroître cette complexité et à empêcher totalement la convergence de l'approche globale. Par exemple, le modèle de conception de l'inductance de filtrage du filtre d'entrée pourrait comporter un nombre plus élevé de variables de décisions. De même, on peut imaginer d'autres structures de conversion statique multi cellulaires intégrant des inductances d'entrelacement ou des coupleurs magnétiques : là encore, la complexité du problème ne cesserait de croître et imposerait de trouver des approches structurées pour l'optimisation.

Temps de calcul :

Le temps de calcul dépend de la taille du modèle et de la complexité du problème d'optimisation. Cette complexité peut être mesurée selon plusieurs critères : la taille de l'espace de recherche, la nature des variables (continues ou discontinues) et le nombre de contraintes. Le problème d'optimisation de l'actionneur comporte plus de variables de décision que le problème « onduleur + filtre » mais c'est le plus facile à résoudre. En effet, le problème « onduleur + filtre » comporte plusieurs contraintes composées qui ont été détaillées dans la section (2.2.2) de ce chapitre. Ce nombre important de contraintes et l'utilisation d'une approche tempo-fréquentielle très gourmande en temps de calcul augmente la complexité de ce problème d'optimisation qui se manifeste par un taux plus bas de solutions réalisables. Le tableau résume le temps de calcul CPU des trois problèmes d'optimisation étudiés dans ce chapitre.

	Temps CPU [min]	Taille du modèle	Taux réalisable [%]	Convergence
Boucle « Actionneur »	15	✓	30	✓✓✓
Boucle « onduleur + filtre »	30	✓✓	21	✓✓
Boucle Globale	120-180	✓✓✓	10	✓

Adaptabilité aux projets industriels :

En industrie, la conception d'un système complexe peut faire appel à plusieurs équipes spécialisées, chacun dans son domaine d'expertise. Ces équipes peuvent parfois se situer dans un contexte de concurrence : on peut par exemple imaginer que les parties actionneur et alimentation soient développées par deux sociétés distinctes. Le savoir-faire de chaque équipe intervenant dans le projet peut être protégé par des clauses de confidentialité limitant ainsi les échanges d'informations entre les différents acteurs.

En plus des problèmes de convergence, la protection du savoir-faire individuel et les problèmes de confidentialité permettent difficilement l'application de l'approche globale dans le monde réel. L'approche séquentielle, quant à elle, répond bien aux exigences liées à la gestion de projet. Dans ce cas, les échanges entre les différents acteurs se limitent aux informations nécessaires pour assurer la cohérence entre les différentes parties du système ; mais elle conduit malheureusement à des solutions sous optimales.

Ces différents constats nous ont conduit à envisager de nouvelles approches dites multi-niveaux qui font l'objet du prochain chapitre.

CHAPITRE 4
APPROCHES DE CONCEPTION PAR
OPTIMISATION MULTI-NIVEAUX
APPLIQUEES AU VCS

1. Introduction :

La conception par optimisation des systèmes complexes qui fait appel à plusieurs disciplines (approche dite « MDO » pour Multidisciplinary Design Optimization), est souvent confrontée à des problèmes de dimensionnalité de l'espace de conception. Plus le nombre de variables de décision est élevé, plus la recherche de la solution optimale est coûteuse en temps de calcul et la convergence de l'optimisation devient pratiquement impossible pour des degrés de complexité très élevés. La problématique de résolution n'est pas due uniquement à la taille du problème, mais aussi à sa raideur ; c'est-à-dire au faible taux de convergence.

Les résultats du chapitre précédent montrent les limites des deux approches étudiées : l'approche séquentielle est avantageuse pour son faible coût de calcul et la simplicité de ses problèmes d'optimisation (convergence facilitée) mais elle n'assure pas l'optimalité des solutions globales ce qui est exactement le contraire pour l'approche globale qui, quant à elle, assure l'optimalité des solutions mais avec des problèmes de convergence (la convergence n'a été rendue possible que par l'initialisation avec les solutions issues de l'approche séquentielle) et un coût de calcul plus élevé. Par ailleurs, l'application d'une approche de conception globale dans un milieu industriel est généralement freinée par les problèmes de confidentialité et de secret industriel rendant difficile le partage et la mise en commun de modèles.

Dans ce chapitre, nous proposons d'appliquer une approche d'optimisation multi-niveaux dans le but de contourner les deux problèmes majeurs rencontrés dans l'approche globale et l'approche séquentielle, c'est-à-dire la non-optimalité des solutions de l'approche séquentielle et les problèmes de convergence de l'approche globale.

2. Décomposition d'un système complexe et identification des variables de couplage:

2.1 Décomposition d'un système complexe :

Un système complexe peut être défini comme un ensemble d'éléments de nature différente en interaction. En ingénierie, la méthodologie de conception des systèmes complexes est un domaine de recherche très actif avec comme but principal la réduction de cette complexité de conception (voir chapitre I).

Comme nous l'avons vu dans le premier chapitre, les méthodes de formulation des problèmes de conception dites « MDO » offrent des solutions aux problèmes de conception des systèmes complexes. La plupart des formulations MDO adoptent la décomposition et la hiérarchisation du problème de conception globale comme la solution la plus efficace contre la complexité.

La décomposition et le partitionnement d'un système complexe peut se faire de manières différentes :

- Par Objet : le système est décomposé en plusieurs sous-systèmes qui eux mêmes peuvent être considérés comme un élément complexe. Par exemple, une voiture peut être décomposée en plusieurs objets : moteur, carcasse, roues,....
- Par discipline : le système est décomposé suivant les disciplines qui interviennent dans sa conception. Par exemple : dans un moteur électrique, nous trouvons de la thermique, de la mécanique, de l'électrique,...etc.
- Par modèle: Cette méthode est purement mathématique. Elle consiste à trouver une décomposition pour laquelle les différents problèmes de conception sont informatiquement équilibrés.

La première et la deuxième décomposition se trouvent naturellement en industrie et peuvent être utilisées au même temps dans des formulations multi-niveaux telles que le Analytical Target Cascading « ATC ». La **Fig.4- 1** (b) montre la similitude entre une hiérarchie d'entreprise et une formulation multi-niveaux. Une équipe de recherche est équivalente au premier étage de la structure multi-niveaux, c'est-à-dire aux problèmes de conception disciplinaires. Le deuxième étage de la décomposition représente les problèmes de conception des objets, alors il est équivalent au niveau « département » dans la hiérarchie de l'entreprise. Reste le niveau supérieur, « système », qui ressemble à un étage de coordination entre les différents départements.

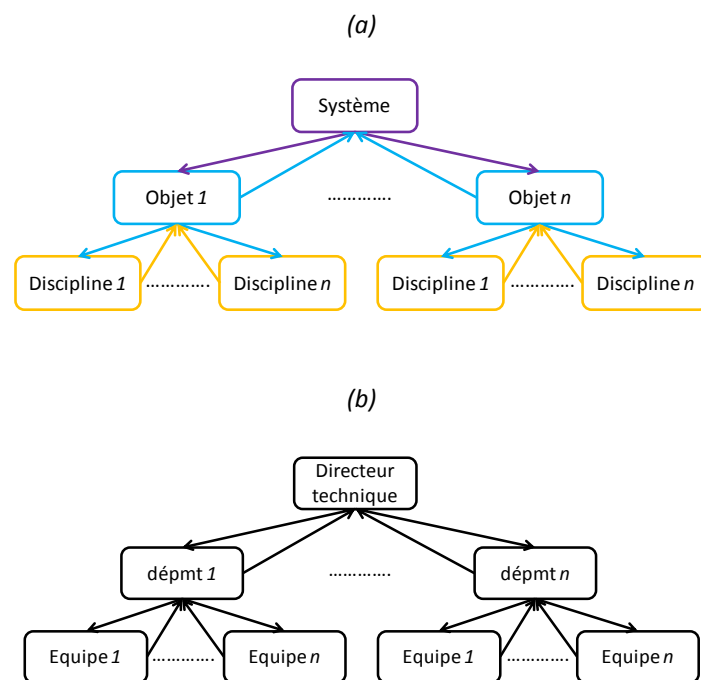


Fig.4- 1 : Similitude entre une décomposition en objet et l'aspect hiérarchique d'une entreprise

(a) : Décomposition en objet et discipline

(b) : Hiérarchie d'une entreprise

2.2 Classification des méthodes de décomposition :

Les méthodes de décomposition sont classifiées en deux grandes familles : les méthodes hiérarchique et non hiérarchique (voir **Fig.4- 2**). Les méthodes hiérarchiques sont généralement appliquées à un problème avec un faible nombre de variables de couplage entre les différents sous-problèmes. Dans ces méthodes hiérarchiques, l'information passe d'un niveau supérieur à un niveau inférieur et vice versa c'est-à-dire que l'information passe verticalement. Les échanges d'informations horizontaux sont interdits dans une telle architecture et les couplages entre les problèmes de conception du même niveau sont exclusivement gérés par le niveau supérieur. Les méthodes non-hiérarchiques autorisent quant à elles les échanges d'informations entre les différentes parties de l'architecture, que ce soit entre les problèmes du même niveau ou de niveaux différents. Ces méthodes sont principalement utilisées pour la décomposition des systèmes avec un grand nombre de variables de couplage entre les différentes parties.

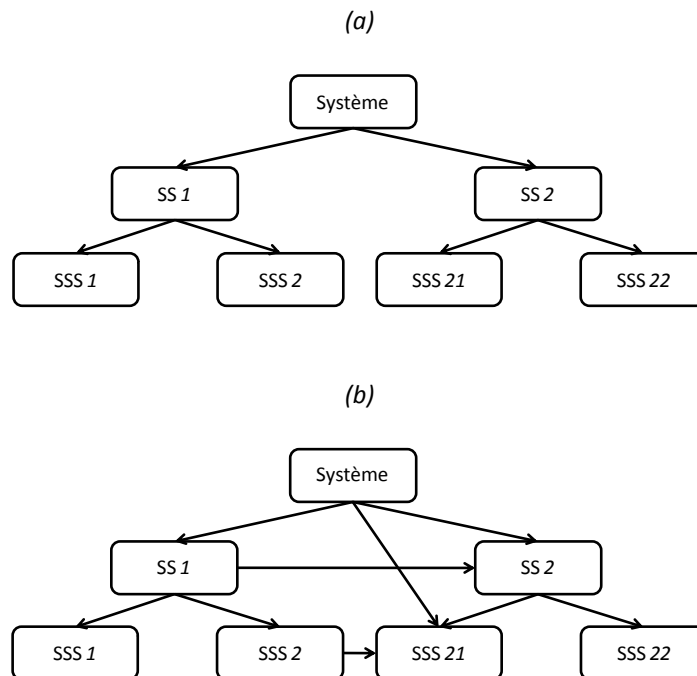


Fig.4- 2 : (a) Décomposition hiérarchique, (b) décomposition non-hiérarchique

3. Formulation ATC à deux niveaux :

Après la décomposition du système, le problème de conception aura une structure hiérarchique à plusieurs niveaux. Une représentation d'une architecture ATC à deux niveaux est donnée par la **Fig.4- 3**. Pour mieux comprendre la formulation, nous imposons les définitions suivantes :

- **Modèle de conception :** il englobe l'algorithme d'optimisation utilisé et traite les objectifs et les contraintes du problème ;
- **Modèle d'analyse :** il représente l'ensemble des équations qui définissent la conception d'une partie du système.

- Réponse : désigne toutes les sorties d'un modèle d'analyse.
- Variable de couplage : désigne toute variable commune entre deux ou plusieurs sous-systèmes du même niveau.
- Cible ou « Target » : est définie comme étant un objectif de conception à atteindre et qui est soit en cascade du problème de conception du niveau supérieur vers un niveau plus bas ou l'inverse.

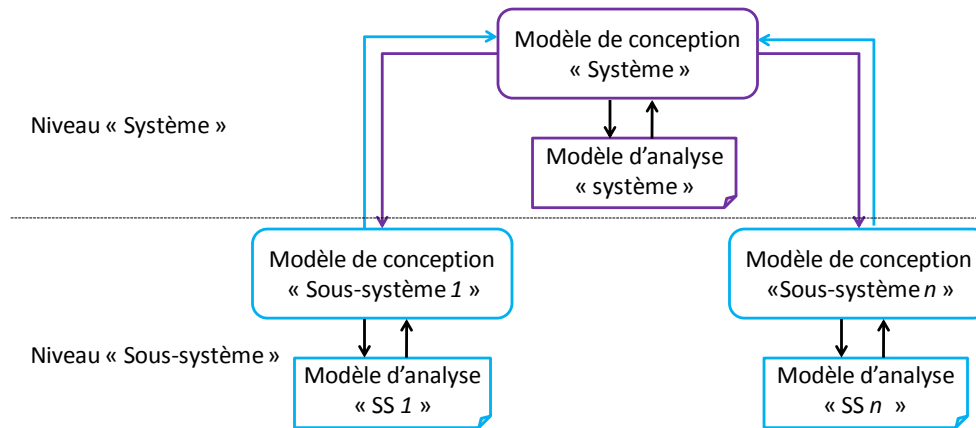


Fig.4- 3 : Architecture ATC à deux niveaux

La notation utilisée dans la formulation « ATC » est résumée dans le **Tab.4- 1**

Tab.4- 1 : Notation utilisée dans la formulation ATC

Notation	Désignation
\mathbf{X}_{sys}	vecteur des variables de décision propre au niveau « système »
\mathbf{F}_{sys}	fonctions objectives du niveau « système »
\mathbf{Y}_{sys}	vecteur des variables de couplage entre les problèmes du niveau inférieur envoyées par le niveau « système »
\mathbf{T}_{sys}	vecteur des targets envoyé du niveau système aux sous-systèmes
\mathbf{g}_{sys}	vecteur des contraintes d'inégalité propre au niveau « système »
\mathbf{h}_{sys}	vecteur des contraintes d'égalité propre au niveau « système »
\mathbf{X}_{ss}	vecteur des variables de décision propre à un sous-système
\mathbf{Y}_{ss}	vecteur des variables de couplage entre sous-systèmes, envoyées du niveau « sous-système » au niveau « système »
\mathbf{T}_{ss}	vecteur des targets envoyées d'un « sous-système » au niveau « système »
\mathbf{g}_{ss}	vecteur des contraintes d'inégalité propre à un « sous-système »
\mathbf{h}_{ss}	vecteur des contraintes d'égalité propre à un « sous-système »
i	indice relatif à un sous-système
H	indice désigne que l'information est cascadiée (issue) d'un niveau « Haut »
B	indice désigne que l'information est cascadiée (issue) d'un niveau « Bas »

Deux types de modèles existent dans une formulation ATC : le modèle de conception et le modèle d'analyse. La **Fig.4- 4-a** montre les interactions entre le modèle d'analyse et le modèle de conception au niveau « système ». Le modèle de conception fait appel aux modèles d'analyse pour évaluer la réponse du système. Ainsi, les modèles d'analyse reçoivent les variables de décision « X » de la part du modèle de conception et lui renvoient leurs réponses. Les réponses du modèle d'analyse peuvent être :

- Une fonction objectif ;
- Une variable de couplage ;
- Une cible « Target ».

Ces modèles peuvent être des surfaces de réponse, des modèles approximatifs basés sur l'analyse de sensibilité, des tableaux de valeurs, des relations mathématiques simples ou un modèle numérique de type boîte noire.

Une cible en cascade depuis le niveau supérieur est prise en compte dans les objectifs du problème de conception des sous-systèmes. D'autre part, une cible en cascade d'un problème de conception de niveau inférieur est incluse comme une contrainte d'égalité dans le problème de conception du niveau supérieur.

La **Fig.4- 4-b** montre les échanges d'informations entre le niveau « système » et un sous-système. L'interaction avec le niveau inférieur se fait à travers les cibles envoyées par les sous-systèmes « T_{ss} » et les variables de couplage communes à deux ou plusieurs sous-systèmes « Y_{ss} ».

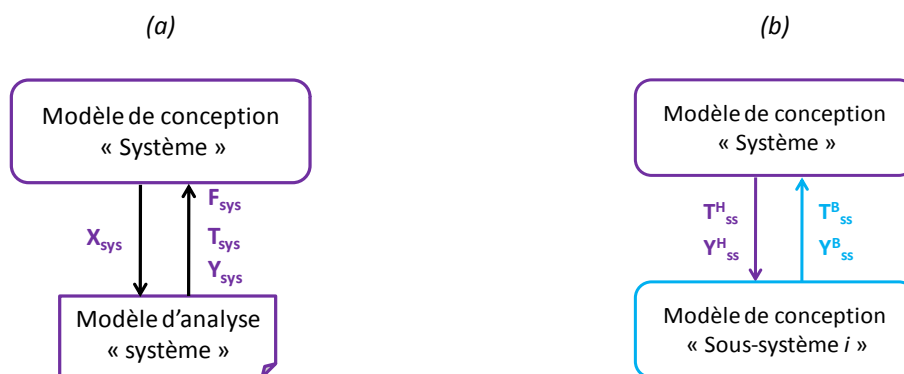


Fig.4- 4 : (a) Interaction entre le modèle de conception et le modèle d'analyse

(b) Interaction entre deux problèmes de conception

3.1 Formulation du problème de conception du niveau « système » :

C'est le plus haut niveau dans la hiérarchie ; il a une vue globale sur les différentes parties du système à travers son modèle « système » et les échanges d'informations avec les niveaux bas. C'est à ce stade de la hiérarchie que des décisions pour la conception optimale du système dans sa globalité sont prises (orientation des problèmes d'optimisation des niveaux inférieurs).

Le problème de conception du niveau système recueille les informations des niveaux inférieurs et appelle son propre modèle d'analyse pour générer les objectifs globaux, les cibles pour les différents sous-systèmes « \mathbf{T}_{sys} » et les variables de couplages « \mathbf{Y}_{sys} ». Puis, sur la base de ces informations, le problème d'optimisation du niveau système essaiera de trouver la solution optimale du problème global en minimisant les écarts entre les informations reçues des sous-systèmes et les sorties de son propre modèle d'analyse.

Au niveau système, un problème de minimisation est défini comme suit :

- Minimiser la fonction objectif globale « \mathbf{F}_{sys} ».
- Minimiser les écarts entre les réponses du niveau « système » et les cibles envoyées par les sous-systèmes « $\|\mathbf{T}_{\text{sys}} - \mathbf{T}_{\text{ss}}\|$ ».
- Assurer la cohérence des solutions des différents sous-systèmes, en minimisant les écarts des variables de couplages « $\|\mathbf{Y}_{\text{sys}} - \mathbf{Y}_{\text{ss}}\|$ ».

Formellement, le problème d'optimisation à ce niveau s'écrit comme suit:

$P_{\text{système}} : \underset{\mathbf{X}_{\text{sys}}}{\text{Minimiser}} \mathbf{F}_{\text{sys}} + \varepsilon_{\mathbf{T}} + \varepsilon_{\mathbf{Y}}$

Avec

Modèle système: $\mathbf{F}_{\text{sys}} = f_{\text{sys}}(\mathbf{X}_{\text{sys}})$

Contraintes du problème:

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_{\text{sys}}(\mathbf{X}_{\text{sys}}) &\leq \mathbf{0} \\ \mathbf{h}_{\text{sys}}(\mathbf{X}_{\text{sys}}) &= \mathbf{0} \\ \mathbf{X}_{\text{sys}}^{\min} &\leq \mathbf{X}_{\text{sys}} \leq \mathbf{X}_{\text{sys}}^{\max} \\ \|\mathbf{T}_{\text{ss}} - \mathbf{T}_{\text{ss}}^{\mathbf{B}}\|^2 &\leq \varepsilon_{\mathbf{T}} \\ \|\mathbf{Y}_{\text{ss}} - \mathbf{Y}_{\text{ss}}^{\mathbf{B}}\|^2 &\leq \varepsilon_{\mathbf{Y}} \end{aligned} \tag{4- 1}$$

Les contraintes d'égalité sur les Targets « \mathbf{T} » et les variables de couplage « \mathbf{Y} » sont calculées comme suit:

$$\|\mathbf{T}_{\text{ss}} - \mathbf{T}_{\text{ss}}^{\mathbf{B}}\|^2 = \frac{1}{n} \left(\|\mathbf{T}_{\text{ss1}} - \mathbf{T}_{\text{ss1}}^{\mathbf{B}}\|^2 + \|\mathbf{T}_{\text{ss2}} - \mathbf{T}_{\text{ss2}}^{\mathbf{B}}\|^2 + \dots + \|\mathbf{T}_{\text{ssn}} - \mathbf{T}_{\text{ssn}}^{\mathbf{B}}\|^2 \right) \tag{4- 2}$$

$$\|\mathbf{Y}_{\text{ss}} - \mathbf{Y}_{\text{ss}}^{\mathbf{B}}\|^2 = \frac{1}{n} \left(\|\mathbf{Y}_{\text{ss}} - \mathbf{Y}_{\text{ss1}}^{\mathbf{B}}\|^2 + \|\mathbf{Y}_{\text{ss}} - \mathbf{Y}_{\text{ss2}}^{\mathbf{B}}\|^2 + \dots + \|\mathbf{Y}_{\text{ss}} - \mathbf{Y}_{\text{ssn}}^{\mathbf{B}}\|^2 \right) \tag{4- 3}$$

« n » est le nombre de sous-systèmes.

En réalité, ces contraintes d'égalité supplémentaires que subit le problème de conception « système » n'ont pas d'influence sur sa convergence. En effet, ces contraintes sont pratiquement relâchées et l'optimiseur se limite à minimiser les écarts « ε ». Le processus de conception est arrêté si on atteint des valeurs acceptables d'écarts pour les targets et les variables de couplage.

3.2 Formulation du problème de conception du niveau « sous-système » :

Contrairement au niveau système, où on ne peut trouver qu'un seul problème de conception, le niveau sous-systèmes peut contenir plusieurs problèmes de conception. En général, le système global est décomposé en plusieurs objets qui constituent chacun un problème de conception indépendant par rapport aux autres « sous-système » de l'architecture multi-niveaux. Les choix de conception pris par un des sous-systèmes peuvent influencer indirectement les décisions des autres sous-systèmes par l'intermédiaire des variables de couplages, mais ceci ne peut s'effectuer qu'en passant par le niveau système. Cela veut dire qu'aucune interaction directe n'est possible entre les sous-systèmes du même niveau.

L'objectif d'un problème d'optimisation niveau sous-système est défini comme suit:

- minimiser les écarts entre les réponses du modèle d'analyse « \mathbf{T}_{ss} » et les cibles envoyées par le niveau système « \mathbf{T}_{ss}^H »
- Assurer la coordination des solutions en respectant les contraintes d'égalité sur variables de couplages.

De façon similaire au niveau « système », les problèmes de conception des sous-systèmes sont formulés comme suit :

$$P_{ss} : \underset{\mathbf{X}_{ss}}{\text{Minimiser}} \left\| \mathbf{T}_{ss} - \mathbf{T}_{ss}^H \right\|^2$$

Avec

Modèle sous système: $\mathbf{T}_{ss} = f_{ss}(\mathbf{X}_{ss})$

Contraintes du problème:

$$\mathbf{g}_{ss}(\mathbf{X}_{ss}) \leq \mathbf{0}$$

$$\mathbf{h}_{ss}(\mathbf{X}_{ss}) = \mathbf{0}$$

$$\mathbf{X}_{ss}^{\min} \leq \mathbf{X}_{ss} \leq \mathbf{X}_{ss}^{\max}$$

$$\left\| \mathbf{Y}_{ss} - \mathbf{Y}_{ss}^H \right\|^2 \leq \varepsilon_Y$$

(4- 4)

Les contraintes d'égalité sur les variables de couplages sont relâchées comme dans le problème de conception « système », l'optimiseur se chargera de minimiser l'erreur « ε_Y » en l'ajoutant à la fonction objectif.

3.3 Exemple de stratégie de coordination :

La stratégie de coordination est définie comme étant l'algorithme de résolution du problème de conception globale. Elle définit l'ordre des étapes nécessaires du début à la fin du processus de conception. Par exemple, elle définit la manière avec laquelle les contraintes d'égalité seront traitées. La **Fig.4- 5** montre un exemple d'une simple stratégie de coordination pour une formulation ATC à deux niveaux.

0 : résoudre le problème système sans considération des contraintes sur « **T** » et « **Y** »

Sortie : variables de décision optimales, fonctions objectifs, targets, variables de couplage

Faire :

Pour chaque sous-système *i* :

Faire

1 : lancer le modèle d'analyse

2 : calculer : fonction objectif, contraintes

3 : mettre à jour les variables de décision

Jusqu'à : 3→1 : convergence de l'optimisation sous-système

Fin pour

Faire

4 : Lancer le modèle d'analyse « système »

5 : calculer : fonction objectif, contraintes, cibles, variables de couplage

6 : mettre à jour les variables de décision

Jusqu'à : 6→4 : convergence de l'optimisation « système »

7 : vérifier les conditions de convergence globales (les écarts admis)

Jusqu'à : 7→1 : convergence du processus de conception

Fig.4- 5 : Algorithme de résolution d'un problème ATC à deux niveaux

4. Application de la formulation ATC sur le problème de conception du VCS :

Comme mentionné dans la section 2.1, la décomposition d'un système se fait de différentes manières selon les spécificités du problème. Pour un système complexe, il est préférable de commencer par une première décomposition par objets avec la possibilité de décomposer chaque objet selon les différents aspects (disciplines) qui interviennent dans son modèle. D'après [KIM01], La décomposition en objets du système favorise l'utilisation de l'ATC en tant que formulation MDO car elle permet de réaliser une hiérarchie à plusieurs niveaux, chose qui n'est pas possible dans d'autres formulations comme la CO (Collaborative Optimisation) qui ne permet d'avoir que 2 niveaux [LIN04], un pour le systémier et un pour les différentes disciplines.

Le VCS est un système électromécanique constitué d'un actionneur, d'une alimentation « Onduleur » et d'un filtre d'entrée. Par exemple, il peut être décomposé en deux objets (c'est le minimum de décomposition en sous-systèmes): Actionneur et Onduleur-Filtre, ou en trois objets : Actionneur, onduleur et filtre d'entrée. Dans une première étape, nous considérons la première décomposition, c'est-à-dire en deux sous-systèmes. L'impact du nombre de sous-systèmes considéré sera traité dans la section 6 de ce chapitre.

Les variables de couplage entre les deux sous-systèmes comme nous l'avons constaté dans le troisième chapitre sont les paramètres circuits de l'actionneur (p, R_s, L_s, K_{fem}) (respectivement la polarité, la résistance stator, l'inductance synchrone et la constante des forces contre électromotrices). La Fig.4- 6 montre une formulation ATC du problème de conception du VCS selon la définition donnée dans la section précédente.

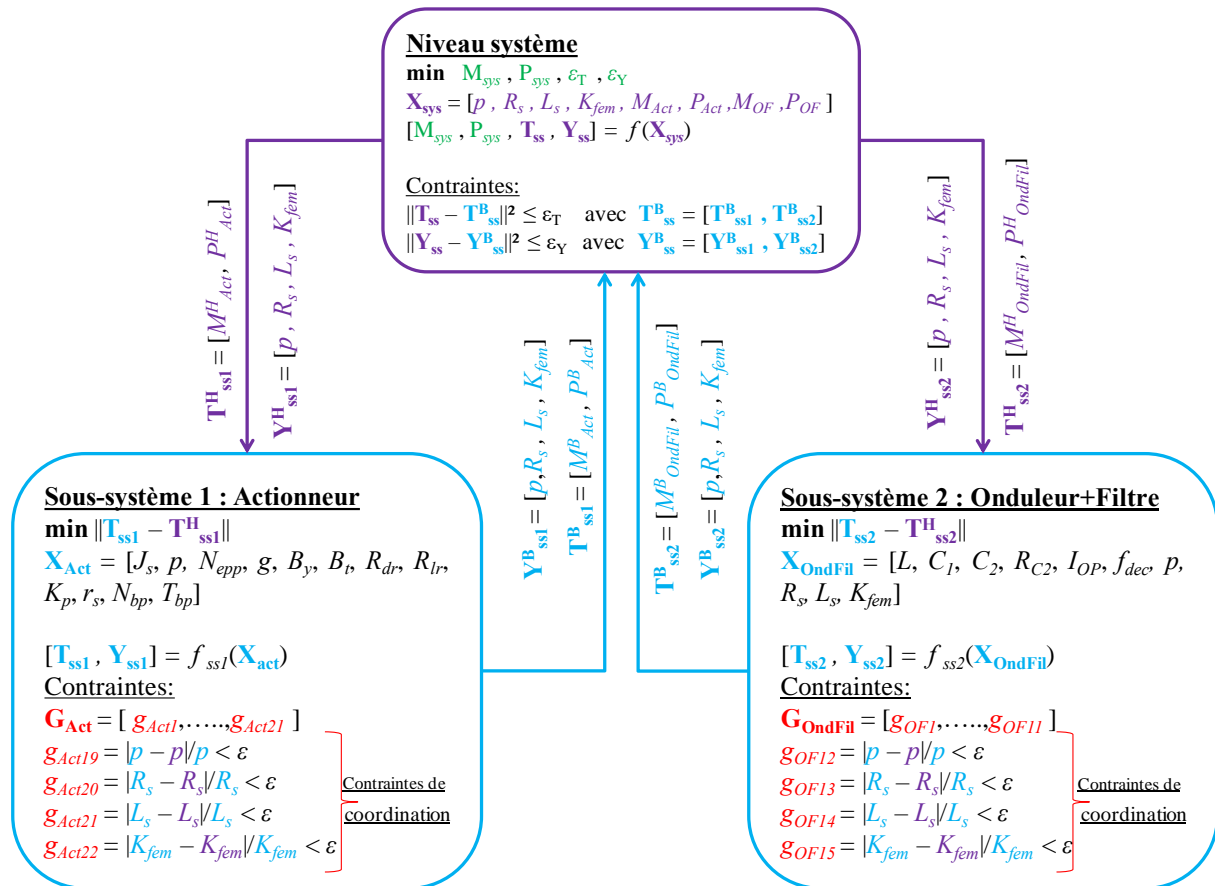


Fig.4- 6 : Formulation ATC du problème de conception du VCS

4.1 Problème de conception au niveau « système » :

Les objectifs de l'optimisation consistent à minimiser la masse et les pertes moyennes totales du système. Le modèle d'analyse du niveau système « f_{sys} » doit générer en sortie les grandeurs suivantes :

- les objectifs globaux (Masse et pertes moyennes totales du VCS) ;
- les targets à envoyer aux sous-systèmes, à savoir : les masses et les pertes moyennes totales de l'actionneur et de l'ensemble filtre+onduleur.

Le modèle d'analyse du niveau « système » est très simple. Il est constitué de seulement deux équations :

$$M_{sys} = M_{Act} + M_{OF} \quad (4- 5)$$

$$P_{sys} = P_{Act} + P_{OF} \quad (4- 6)$$

Nous remarquons deux spécificités de la formulation ATC du VCS au niveau système :

- les targets cascades au niveau bas ne représentent pas des sorties du modèle d'analyse du niveau « système ». Par conséquent, toutes les targets sont considérées comme variables de décision du niveau « système » ;
- la même remarque peut être faite pour les variables de couplage qui sont aussi intégrées dans le vecteur des variables de décision du système.

Le problème d'optimisation au niveau système est défini comme suit :

$$P_{système} : \underset{\mathbf{X}_{sys}}{\text{Minimiser}} M_{sys}, P_{sys}, \varepsilon_T, \varepsilon_Y$$

Avec

$$\mathbf{X}_{sys} = [p, R_s, L_s, K_{fem}, M_{Act}, P_{Act}, M_{OF}, P_{OF}]$$

$$[M_{sys}, P_{sys}, M_{Act}, P_{Act}, M_{OF}, P_{OF}] = f_{sys}(\mathbf{X}_{sys})$$

Contraintes du problème:

$$\mathbf{X}_{sys}^{\min} \leq \mathbf{X}_{sys} \leq \mathbf{X}_{sys}^{\max} \quad (4- 7)$$

$$\|M_{Act} - M_{Act}^B\|^2 \leq \varepsilon_{T1}, \|P_{Act} - P_{Act}^B\|^2 \leq \varepsilon_{T2}$$

$$\|M_{OF} - M_{OF}^B\|^2 \leq \varepsilon_{T3}, \|P_{OF} - P_{OF}^B\|^2 \leq \varepsilon_{T4}$$

$$\|p - p^{Act}\|^2 \leq \varepsilon_{Y1}, \|R_s - R_s^{Act}\|^2 \leq \varepsilon_{Y2}, \|L_s - L_s^{Act}\|^2 \leq \varepsilon_{Y3}, \|K_{fem} - K_{fem}^{Act}\|^2 \leq \varepsilon_{Y4}$$

$$\|p - p^{OF}\|^2 \leq \varepsilon_{Y5}, \|R_s - R_s^{OF}\|^2 \leq \varepsilon_{Y6}, \|L_s - L_s^{OF}\|^2 \leq \varepsilon_{Y7}, \|K_{fem} - K_{fem}^{OF}\|^2 \leq \varepsilon_{Y8}$$

Remarque : Pour la première itération, les contraintes d'égalité liées aux targets et aux variables de couplage ne sont pas considérées. Dans ce cas particulier, où ces paramètres sont tous des variables de décision dans le problème de conception « système », les sous-systèmes reçoivent des valeurs nulles pour leur première itération.

4.2 Problèmes de conception au niveau « sous-système » :

Au niveau bas, les problèmes de conception des sous-systèmes essaient de minimiser les écarts entre les objectifs cascades du niveau « système » et ceux donnés par leurs modèles d'analyses. Les deux problèmes de conception des sous-systèmes sont donnés comme suit :

Problème Actionneur :

$$P_{\text{Actionneur}} : \underset{\mathbf{X}_{\text{Act}}}{\text{Minimiser}} \left\| M_{\text{Act}} - M_{\text{Act}}^H \right\|^2, \left\| P_{\text{Act}} - P_{\text{Act}}^H \right\|^2$$

Avec

$$\mathbf{X}_{\text{Act}} = [J_s, p, N_{\text{ep}}, R_{lr}, R_{dr}, r_s, g, B_y, B_t, K_p, N_{bp}, T_{bp}]$$

$$[M_{\text{Act}}, P_{\text{Act}}] = f_{\text{Act}}(\mathbf{X}_{\text{Act}}) \quad (4- 8)$$

Contraintes du problème:

$$\mathbf{X}_{\text{Act}}^{\min} \leq \mathbf{X}_{\text{Act}} \leq \mathbf{X}_{\text{Act}}^{\max}$$

$$\mathbf{g}_{\text{Act}}(\mathbf{X}_{\text{Act}}) = [g_1, \dots, g_{18}]$$

$$\left\| p - p^H \right\|^2 \leq \varepsilon_{Y1}, \left\| R_s - R_s^H \right\|^2 \leq \varepsilon_{Y2}, \left\| L_s - L_s^H \right\|^2 \leq \varepsilon_{Y3}, \left\| K_{fem} - K_{fem}^H \right\|^2 \leq \varepsilon_{Y4}$$

Problème Onduleur+Filtre :

$$P_{\text{OndFil}} : \underset{\mathbf{X}_{\text{OF}}}{\text{Minimiser}} \left\| M_{\text{OF}} - M_{\text{OF}}^H \right\|^2, \left\| P_{\text{OF}} - P_{\text{OF}}^H \right\|^2$$

Avec

$$\mathbf{X}_{\text{OF}} = [L_1, C_1, C_2, R_{C2}, I_{OP}, f_{dec}, p, R_s, L_s, K_{fem}]$$

$$[M_{\text{OF}}, P_{\text{OF}}] = f_{\text{OF}}(\mathbf{X}_{\text{OF}}) \quad (4- 9)$$

Contraintes du problème:

$$\mathbf{X}_{\text{OF}}^{\min} \leq \mathbf{X}_{\text{OF}} \leq \mathbf{X}_{\text{OF}}^{\max}$$

$$\mathbf{g}_{\text{OF}}(\mathbf{X}_{\text{OF}}) = [g_1, \dots, g_{11}]$$

$$\left\| p - p^H \right\|^2 < \varepsilon_{Y1}, \left\| R_s - R_s^H \right\|^2 < \varepsilon_{Y2}, \left\| L - L_s^H \right\|^2 < \varepsilon_{Y3}, \left\| K_{fem} - K_{fem}^H \right\|^2 < \varepsilon_{Y4},$$

Les contraintes d'égalité sur les variables de couplages sont indispensables dans les sous-systèmes pour assurer la cohérence des solutions à la fin du processus de conception. Dans le problème de conception de l'onduleur+filtre, les quatre variables de couplage sont des constantes dans le modèle d'analyse. Pour assurer l'indépendance du problème onduleur+filtre, ces constantes qui étaient fournies par le problème actionneur dans l'approche séquentielle, sont considérées comme des variables de décision. Par conséquent, le problème de conception de l'onduleur+filtre sera plus complexe à résoudre avec 4 variables de décision ajoutées et 4 contraintes d'égalité.

Une fois que les problèmes de l'Actionneur et du Filtre-Onduleur résolus, les résultats obtenus sont envoyés au niveau système pour la deuxième itération. Cette fois-ci, on prend en considération les cibles envoyées par les sous-systèmes en rajoutant des contraintes d'égalité sur les targets (masses et pertes partielles) et sur les variables de couplage ; ces contraintes sont relâchées pour donner une certaine flexibilité au problème d'optimisation « système ». Le processus est répété « n » fois jusqu'à atteindre une valeur acceptable de la tolérance des contraintes d'égalité du niveau système.

Limites d'application de la formulation ATC sur le problème de conception du VCS :

La précédente formulation ATC du problème de conception du VCS présente un certain nombre de problèmes qui ne permettent pas de l'appliquer telle qu'elle a été décrite. Parmi ces problèmes, on peut citer :

- l'absence d'un vrai modèle d'analyse « système », qui permet d'évaluer correctement, dès la première itération, les fonctions objectifs globales, les targets et les variables de couplages, complexifie considérablement la résolution du problème de conception.
- le nombre important de contraintes d'égalité au niveau système et la présence de couplage indirect entre les cibles « T » et les variables de couplage du problème « Y » augmente la difficulté du problème d'optimisation système.

5. Formulation multi-niveaux adaptée au problème de conception du VCS :

5.1 Modification de la formulation ATC :

La *Fig.4- 7* représente une structuration multi-niveaux qui ressemble globalement à une formulation de type « ATC », mais qui est bien plus adaptée au problème de conception du VCS. La nouvelle formulation est trouvée après certaines simplifications apportées à la formulation précédente. La structuration du problème reste la même, le système étant décomposé en deux niveaux : un niveau « système » et un niveau « sous-système ». Par contre, les échanges d'informations entre les deux niveaux et la formulation des problèmes d'optimisation dans les différentes parties sont complètement différents. Le but derrière cette nouvelle formulation est d'être capable de résoudre un problème d'optimisation multi-niveaux multi-objectifs en assurant la bonne convergence du processus de conception.

La première modification apportée à l'ancienne formulation pour faciliter la résolution du problème de conception est la réduction du nombre des contraintes d'égalité imposées dans la formulation ATC pour assurer la cohérence entre les solutions générées par les sous-systèmes. Pour réduire le nombre de contraintes d'égalité, nous avons « sacrifié » l'indépendance du problème de conception du système en le liant directement aux sous-systèmes à travers un modèle d'analyse « système » entièrement dépendant des problèmes d'optimisation du niveau bas. Autrement dit, pour calculer les objectifs globaux au niveau système, on fait appel aux sous-systèmes ; par analogie avec l'« ATC », les deux sous-systèmes sont considérés comme un modèle d'analyse pour le problème « système ». Cette technique permet de manipuler les contraintes d'égalité plus librement selon les deux principes suivants :

- Si une variable de couplage est une entrée du modèle d'analyse du sous-système (i.e. le nombre de paires de pôle « p » dans le problème de l'actionneur, ainsi que toutes les variables de couplage pour le problème Filtre-onduleur), alors cette variable sera considérée comme une donnée.
- Dans le cas contraire, c'est-à-dire si la variable de couplage est une sortie ou une variable interne du modèle d'analyse (i.e. toutes les variables de couplages sauf le nombre de paires de pôle dans le problème de l'Actionneur), une contrainte d'égalité sera ajoutée dans le

problème d'optimisation du sous-système pour garantir la cohérence des solutions générées par les différents sous-systèmes.

Contrairement à la formulation ATC, les échanges d'informations entre les deux niveaux dans la nouvelle formulation sont unidirectionnels. Dans une formulation ATC, les mêmes informations sont cascadiées dans les deux directions (de haut en bas et de bas en haut). En revanche, dans la nouvelle formulation, les cibles sur les variables de couplage sont imposées par le niveau « système » tandis que les sous-systèmes envoient au niveau « système » leurs résultats d'optimisation, à savoir les objectifs locaux (masses et pertes moyennes totales) et les contraintes locales. Dans ce genre de formulation, il faut fournir au problème « système » le maximum d'informations telles que les contraintes des sous-systèmes de façon à lui offrir la vision globale nécessaire pour permettre d'accélérer sa convergence au plus près de l'optimum global.

Une autre différence entre les deux formulations est le traitement des contraintes d'égalité dans les problèmes de conception des sous-systèmes. Contrairement à la formulation ATC, ces contraintes ne seront pas relâchées dans la nouvelle formulation car elles sont exclues du problème de conception « système ». Pour assurer un certain niveau de cohérence l'erreur « ε_Y » doit être inférieure ou égale à un seuil, typiquement fixé à 5%.

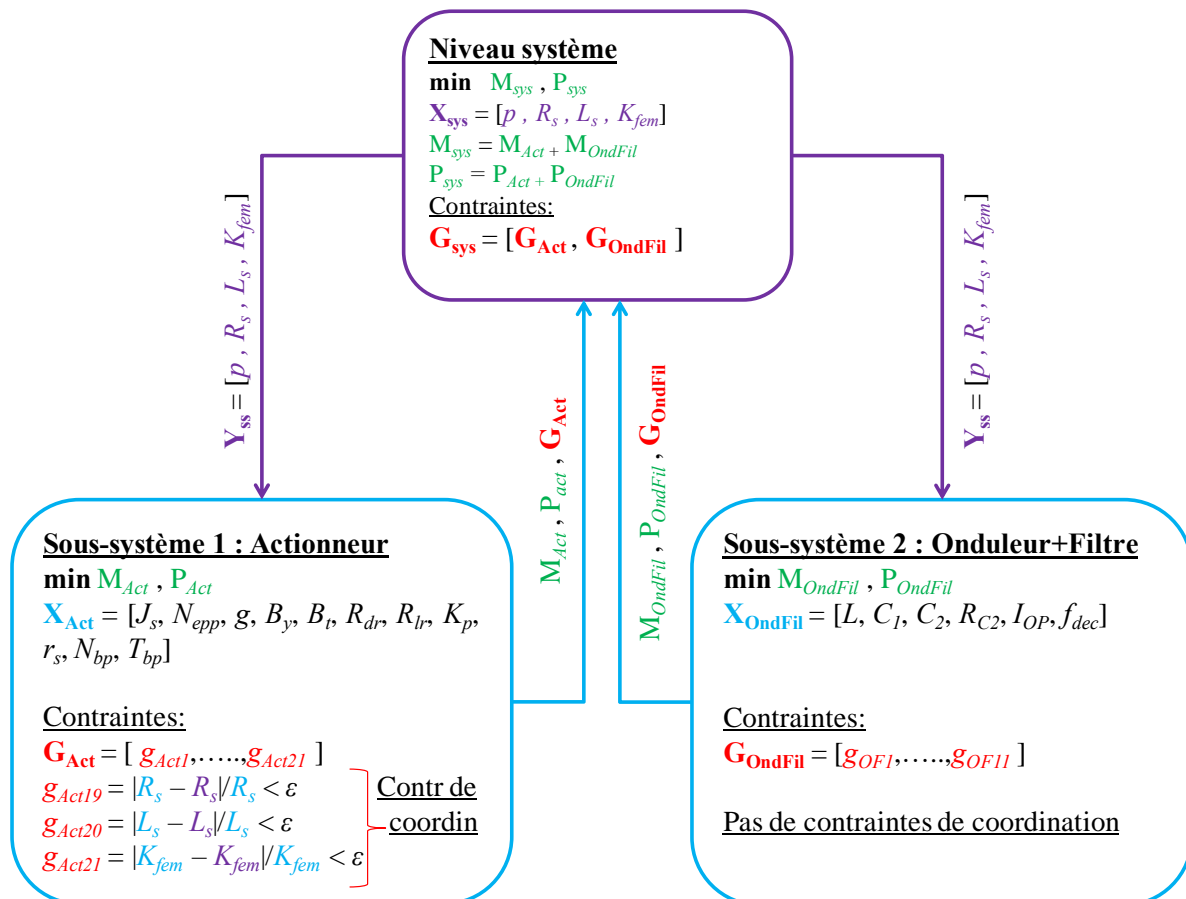


Fig.4- 7 : Formulation multi-niveaux adaptée au problème de conception du VCS

5.2 Problèmes liés à la formulation bi-objectif du problème :

Pour résoudre les différents problèmes d'optimisation de la hiérarchie, nous faisons appel à un algorithme génétique multi-objectifs : le « NSGA-II ». Pour chaque vecteur de variables de couplage cascadié depuis le niveau « système », chaque sous-système génère « N_i » solutions (Fig.4-8) sous forme d'un front de Pareto optimal (N_i étant le nombre d'individus constituant le front de Pareto du sous-système i). Cela signifie que, pour chaque individu système, le problème d'optimisation système pourrait recevoir jusqu'à « $N_1 \times N_2$ » combinaisons, ce qui n'est pas gérable avec l'algorithme génétique utilisé. En effet, ceci augmenterait considérablement le temps de traitement des résultats pour l'algorithme génétique du niveau « système ». Cela demande aussi un effort supplémentaire pour adapter l'algorithme génétique à ce genre de situation.

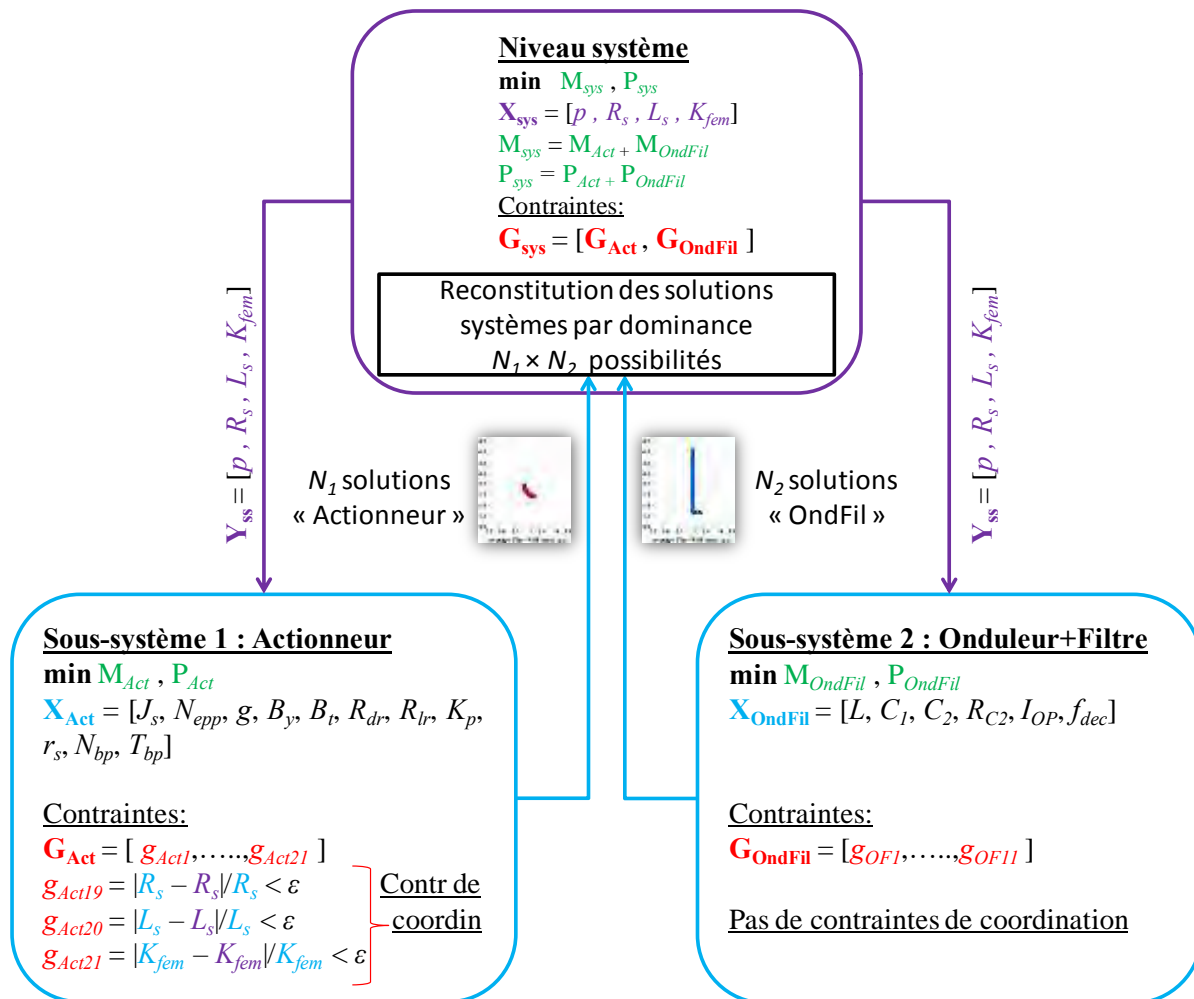


Fig.4- 8 : Problématique de l'optimisation bi-objectif dans une formulation multi-niveaux

Pour résoudre ce problème, nous profitons de deux spécificités remarquables des deux sous-systèmes. Les résultats d'optimisation du troisième chapitre montrent que les fronts de Pareto issus des optimisations de la partie onduleur+filtre sont des fronts raides, c'est-à-dire que le problème d'optimisation local est presque mono-objectif (la variation de la masse est beaucoup plus importante que celle des pertes). Ainsi, nous pouvons considérer une seule solution par front raide de la partie onduleur filtre : celle qui représente le meilleur compromis masse-pertes. La solution choisie vérifie la relation suivante :

$$S = \min_i(r_i) \quad (4- 10)$$

$$r_i = \sqrt{\left(\frac{P_i}{P_{\max}}\right)^2 + \left(\frac{M_i}{M_{\max}}\right)^2} \quad (4- 11)$$

r_i : distance entre la solution « i » et l'origine du plan (P,M) .

P_i, M_i : respectivement, les pertes et la masse de la solution « i ».

P_{\max}, M_{\max} : respectivement, les pertes et la masse maximales du front de Pareto.

Pour le problème de l'Actionneur, avec les contraintes d'égalité sur les variables de couplage, les résultats obtenus montrent que la solution du problème se concentre dans une zone du plan masse – pertes avec un front de faible étendue : en d'autres termes, les solutions optimales au niveau actionneurs à variables de couplages circuit données sont concentrées sur le plan bi-objectifs (masse-pertes). Pour résoudre le problème lié à la formulation bi-objectif du problème de conception, nous allons sélectionner une seule solution du front « Actionneur » selon un critère choisi : on peut donner comme exemple, le meilleur compromis masse-pertes ou la solution qui satisfait le plus les contraintes d'égalités sur les variables de couplage. Le deuxième critère est formulé comme suit :

$$S = \min_i \left(\sum_{j=1}^3 \varepsilon_{ij} \right) \quad (4- 12)$$

$$\varepsilon_{ij} = \frac{|y_{ij} - y_{ij}^H|}{y_{ij}^H} \quad (4- 13)$$

ε_{ij} : la contrainte d'égalité sur la variable de couplage « j » pour la solution « i ».

La **Fig.4- 9** montre la stratégie de coordination adopté pour la formulation multi-niveaux

Faire

0 : générer 1 vecteur de variables de décision du niveau « système »

Pour chaque sous-système i :

Faire

1 : lancer le modèle d'analyse

2 : calculer : fonctions objectives, contraintes

3 : mettre à jour les variables de décision

Jusqu'à : 3→1 : Fin de l'optimisation

Si : Non convergence du problème de conception « i », **Aller** à 0

Fin pour

5 : Sélectionner une seule solution pour chaque sous-système

4 : Calculer les objectifs globaux

Jusqu'à : 4→0 : convergence de l'optimisation « système »

Fig.4- 9 : Algorithme de résolution de la formulation à deux niveaux (section 5)

5.4 Discussion des résultats :

Les résultats présentés dans cette section sont obtenus avec la formulation modifiée du problème de conception du VCS. Le **Tab.4- 2** représente la configuration de l’algorithme génétique pour les trois problèmes de conception : système, actionneur et onduleur+filtre. Le nombre de générations du problème « Actionneur » est doublé par rapport à la configuration de l’optimisation séquentielle (chapitre III) à cause des contraintes d’égalité. En effet, les algorithmes génétiques ne sont pas très bien adaptés à ce genre de contraintes. Par conséquent, le problème « Actionneur » doit avoir plus de générations pour mieux exploiter l’espace de recherche. Les contraintes de domaine des variables de décision du problème de conception système sont imposées par expertise. Elles sont résumées dans le *Tab.4- 3*

Tab.4- 2 : configurations de l’algorithme d’optimisation NSGA-II

	Nombre de générations	taille de population
Système	150	10
Actionneur	1000	100
Onduleur + Filtre	250	100

Tab.4- 3 : Contraintes de domaines des variables de couplage

Notation	Description des variables	Unité	Contraintes de domaine
p	Nombre de paires de pôles	[na]	{1,2,3,4,5}
R_s	Résistance de phase statorique	[Ohm]	$[10^{-3}, 1]$
L_s	Inductance synchrone de l’actionneur	[H]	$[10^{-6}, 10^{-2}]$
K_{fem}	constante de force contre électromotrice	[V.s]	$[10^{-3}, 1]$

Front de Pareto global

Le front de Pareto issu de l’optimisation du VCS avec les trois approches utilisées jusqu’à maintenant (séquentielle, globale et multi-niveaux) est donné par la **Fig.4- 10**. Les résultats obtenus montrent que les solutions de l’approche multi-niveaux convergent bien vers les solutions globales et dominant clairement les solutions de l’approche séquentielle. En effet, les solutions de l’approche séquentielle sont pénalisées à cause de la « rupture » des couplages existant entre les deux sous-systèmes, ces couplages étant restitués par le niveau supérieur de l’approche multi-niveaux.

Du point de vue convergence, nous avons réussi à travers l’approche multi-niveaux à surmonter le problème de l’approche globale. Nous rappelons que cette approche n’a pas pu converger sans initialisation de l’algorithme génétique avec les solutions issues de l’approche séquentielle. La décomposition du problème de conception du VCS sous une forme hiérarchique a permis à l’optimisation multi-niveaux de converger plus facilement. Le seul souci de l’approche multi-niveaux est son coût de calcul. Pour seulement 10 individus et 150 générations pour la boucle système, le temps de calcul total dépasse les 48 heures.

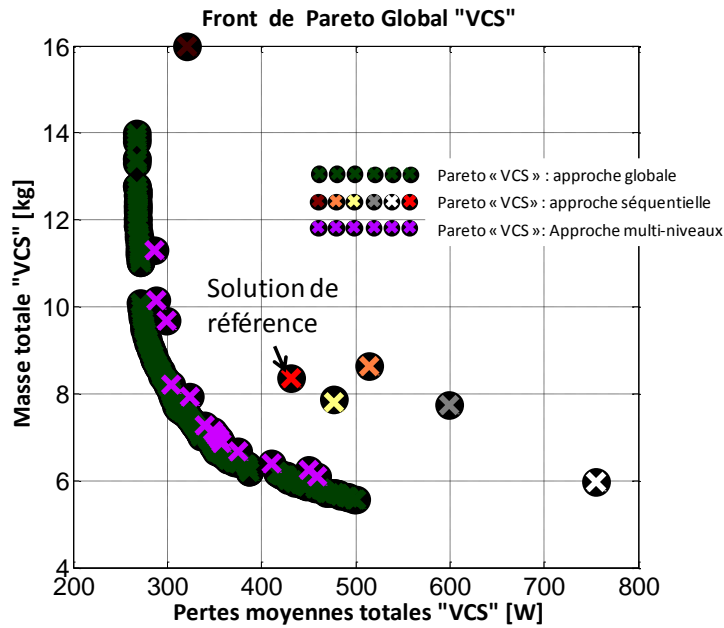


Fig.4- 10 : Solutions Pareto-optimales du VCS (comparaison des trois approches)

6. Influence de la décomposition des sous systèmes sur la résolution du problème multi-niveaux :

Dans la section précédente, nous avons structuré le problème de conception du VCS avec une formulation multi-niveaux avec un niveau « sous-système » qui englobe seulement deux problèmes de conception. Dans cette partie, nous allons étudier l'influence de la décomposition du problème (nombre de sous-systèmes) sur les performances du processus de conception.

La Fig.4- 11 présente une formulation multi-niveaux du problème de conception du VCS avec une décomposition en trois sous-systèmes :

- Boucle « Actionneur » : la formulation du problème de conception de l'actionneur reste la même que dans la première décomposition. Ce problème de conception reçoit les variables de couplage $(p, R_S, L_{SYNC}, K_{FEM})$ de la part du systémier et lui renvoie la masse et les pertes moyennes de l'actionneur ainsi que l'ensemble de ses contraintes.
- Boucle « Onduleur » : le nouveau découpage a été fait au niveau du problème « onduleur+filtre ». Nous considérons maintenant que deux équipes distinctes travaillent sur ce problème : une équipe pour la conception de l'onduleur et une autre pour le filtre d'entrée. Ainsi, la fréquence de découpage « f_{dec} » apparaît comme une nouvelle variable de couplage entre les deux sous-systèmes de l'alimentation. Cette variable est prise en compte par le niveau « système » à coté des autres variables de couplage. Le problème de conception de l'onduleur est le plus facile à résoudre, il n'englobe qu'une seule variable de décision « I_{OP} » et cinq contraintes d'inégalité. Les variables de couplage $(p, R_S, L_{SYNC}, K_{FEM}, f_{dec})$ sont traitées comme des entrées à ce niveau. A la fin de chaque

optimisation « onduleur », la masse et les pertes moyennes ainsi que les contraintes du problème de conception sont envoyées au systémier.

- Boucle « Filtre d'entrée » : le problème de conception reçoit, comme dans le problème « onduleur », les variables de couplage $(p, R_s, L_s, K_{FEM}, f_{dec})$ du niveau « système » et renvoie la masse, les pertes moyennes et les contraintes. Le problème « filtre d'entrée » est défini avec « 4 » variables de décision (2 condensateurs, 1 résistance et 1 inductance de filtrage) et seulement « 6 » contraintes d'inégalité. La décomposition du problème « onduleur + filtre » en deux sous-systèmes indépendants permet de réduire la taille des problèmes de conception et de faciliter ainsi leurs convergences.

Pour réussir cette deuxième décomposition, les deux sous-systèmes « onduleur » et « filtre d'entrée » doivent partager le même modèle de commande de l'onduleur (la stratégie de commande de l'onduleur est fixée au début du processus de conception). En effet, ce modèle permet de calculer les différents signaux électriques en amont et en aval de l'onduleur : les courants « I_{ConvDC}, I_{UVW} » et les tensions « V_{ConvDC}, V_{UVW} » .

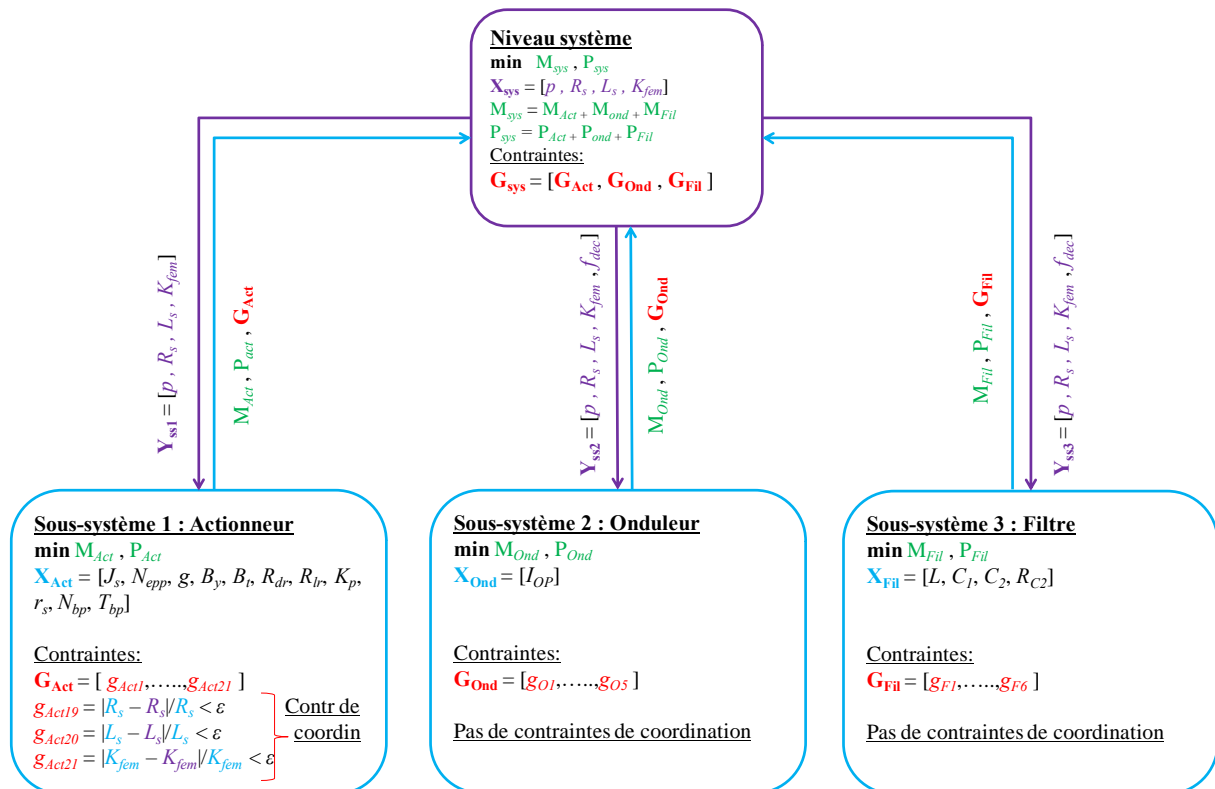


Fig.4- 11 : Formulation multi-niveaux du VCS à trois sous-systèmes

6.1 Discussion des résultats et comparaison des deux formulations multi-niveaux :

L'algorithme génétique multi-objectifs « NSGA-II » est utilisé pour les quatre problèmes de conception : système, actionneur, onduleur et filtre d'entrée. Le **Tab.4- 4** montre la configuration adoptée de l'algorithme génétique pour chaque problème. Le nombre de générations et la taille de population des problèmes « onduleur » et « filtre d'entrée » sont réduits par rapport à la configuration utilisée pour les deux ensembles dans la formulation de la section 5.

Tab.4- 4 : configurations de l’algorithme d’optimisation NSGAI

	Nombre de générations	taille de population
Système	200	10
Actionneur	1000	100
Onduleur	100	20
Filtre d’entrée	200	100

Les contraintes de domaine des variables de décision du problème de conception « système » sont données par le **Tab.4- 5**

Tab.4- 5 : Contraintes de domaines des variables de couplage

Notation	Description des variables	Unité	Contraintes de domaine
p	Nombre de paires de pôles	[na]	{1,2,3,4,5}
R_s	Résistance de phase statorique	[Ohm]	$[10^{-3}, 1]$
L_s	Inductance synchrone de l’actionneur	[H]	$[10^{-6}, 10^{-2}]$
K_{fem}	constante de force contrélectromotrice	[V.s]	$[10^{-3}, 1]$
f_{dec}	fréquence de découpage	[Hz]	$[10^3, 10^4]$

Comparaison des résultats :

Les résultats obtenus par la formulation multi-niveaux avec une décomposition en trois sous-système sont donnés par la **Fig.4- 12**. Ces résultats sont comparés à ceux obtenus avec les trois approches précédentes (séquentielle, globale, multi-niveaux avec 2 sous-systèmes). Les solutions issues de l’approche multi-niveaux avec trois sous-systèmes convergent vers les solutions globales et dominant les solutions de l’approche séquentielle. Mais ces solutions sont légèrement moins précises en termes de convergence par rapport à l’approche multi-niveaux à seulement deux sous-systèmes. En effet, la décomposition du problème « onduleur+filtre » en deux sous-systèmes distincts a augmenté la difficulté du problème d’optimisation « système » en rajoutant la fréquence de découpage comme variable de décision.

Cependant, cet inconvénient en termes de convergence de la formulation à trois sous-systèmes peut être compensé par l’intérêt de la décomposition au regard du coût de calcul. En effet, pour la même configuration de l’algorithme génétique NSGA-II, le temps de calcul de la formulation à trois sous-systèmes est deux fois plus bas (seulement 24 heures) que celui de la formulation à deux sous-systèmes. Cette différence est due à la simplification du problème d’optimisation de l’onduleur+filtre après sa décomposition en deux sous-systèmes. Le calcul des signaux électriques à l’entrée et à la sortie de l’onduleur prend une part importante dans le temps de calcul du modèle de l’onduleur+filtre d’autant que ce calcul est effectué pour tous les points de la mission. Or, ces variables ne sont calculées qu’une seule fois par optimisation dans les deux problèmes séparés « onduleur » et « filtre d’entrée », à cause de l’invariance de la fréquence de découpage.

Les résultats obtenus montrent que, pour une formulation multi-niveaux, l'augmentation du nombre des sous-systèmes n'est pas forcément bénéfique. Plus on divise le système et plus on augmente la complexité du problème de conception « système » par l'augmentation de la dimension de l'espace de recherche de l'algorithme d'optimisation. Il y a donc un compromis à trouver entre l'envie de simplifier les problèmes d'optimisation des sous-systèmes pour converger plus sûrement et plus rapidement et la complexité du problème d'optimisation du niveau « système ».

Enfin, il faut noter que cette analyse se fonde pour toutes les boucles (système et sous-systèmes) sur la même méthode d'optimisation, à savoir le NSGA-II : cette méthode qui appartient à la famille des algorithmes stochastiques évolutionnaires est dédiée d'une part à l'optimisation multi-objectifs et d'autre part au traitement de problèmes mixtes, à variables continues et discrète. Concernant l'aspect multi-objectifs, on a vu qu'on est contraint de diverses manières d'extraire une solution de bon compromis des fronts de Pareto des sous-systèmes : on pourrait donc imaginer utiliser une méthode mono-objectif agrégeant par pondération à priori les critères de pertes et de masses. De plus, les seules variables de décision continues se situent au niveau de la boucle actionneur (N_{app}) et de la boucle système (p). On pourrait donc parfaitement imaginer une hybridation entre méthodes d'optimisation, préconisant l'algorithme spécifiquement adapté au sous-système traité ; ainsi, par exemple, il serait intéressant de tester une méthode type gradient pour les boucles onduleur et filtre, ce type de méthodes étant réputé pour sa rapidité de convergence. Il resterait cependant à vérifier dans chaque cas que de tels algorithmes ne sont pas piégés par des optima locaux. Pour terminer, il paraît clair que cette opportunité d'hybrider méthodes déterministes locales mono-objectif et algorithmes stochastiques multi-objectifs peut influencer sur la décision de découper plus ou moins le système en sous-systèmes, un découpage plus poussé pouvant faciliter la convergence de méthodes globales : cette dernière idée fait partie des perspectives de notre travail.

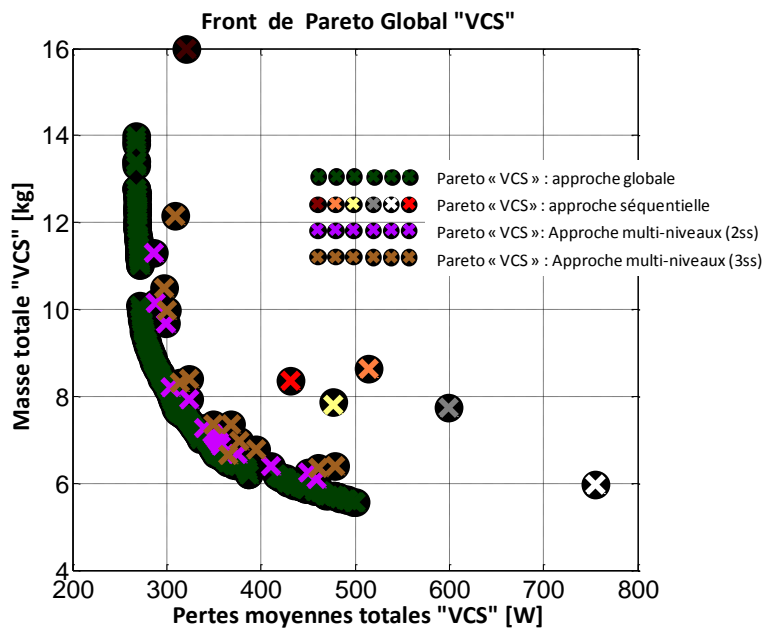


Fig.4- 12 : Solutions Pareto-optimales du VCS (comparaison des quatre approches)

Nous proposons à la section suivante une adaptation particulière de l'algorithme NSGA-II visant ces mêmes objectifs d'efficacité algorithmique ; cette adaptation est un cas particulier de méthodes de résolution spécifiquement dédiées aux formulations multi-niveaux.

7. Adaptation de l'algorithme génétique (NSGA-II) pour la résolution des problèmes de conception multi-niveaux multi-objectifs :

Nous avons vu dans la section 5 que l'algorithme génétique « NSGAII » ne peut pas résoudre un problème de conception multi-niveaux multi-objectifs sans la simplification des problèmes de conception bi-objectifs des sous-systèmes en problèmes mono-objectif (considération d'une seule solution par front de Pareto). Cette simplification nous a paru indispensable pour assurer la cohérence entre les entrées et les sorties de l'algorithme génétique. En effet, pour chaque vecteur de variables de décision, l'optimiseur « système » attend de recevoir une seule solution de la part de chaque sous-système.

La **Fig.4- 13** représente une formulation multi-niveaux multi-objectifs du problème de conception du VCS avec la considération de sous-systèmes : « Actionneur » et « onduleur+filtre ». Cette formulation semble identique à celle décrite dans la section 5 de ce chapitre, la seule différence entre les deux formulations est la stratégie de coordination adoptée. Ici, le problème de conception est réellement multi-objectifs dans tous les étages de la hiérarchie.

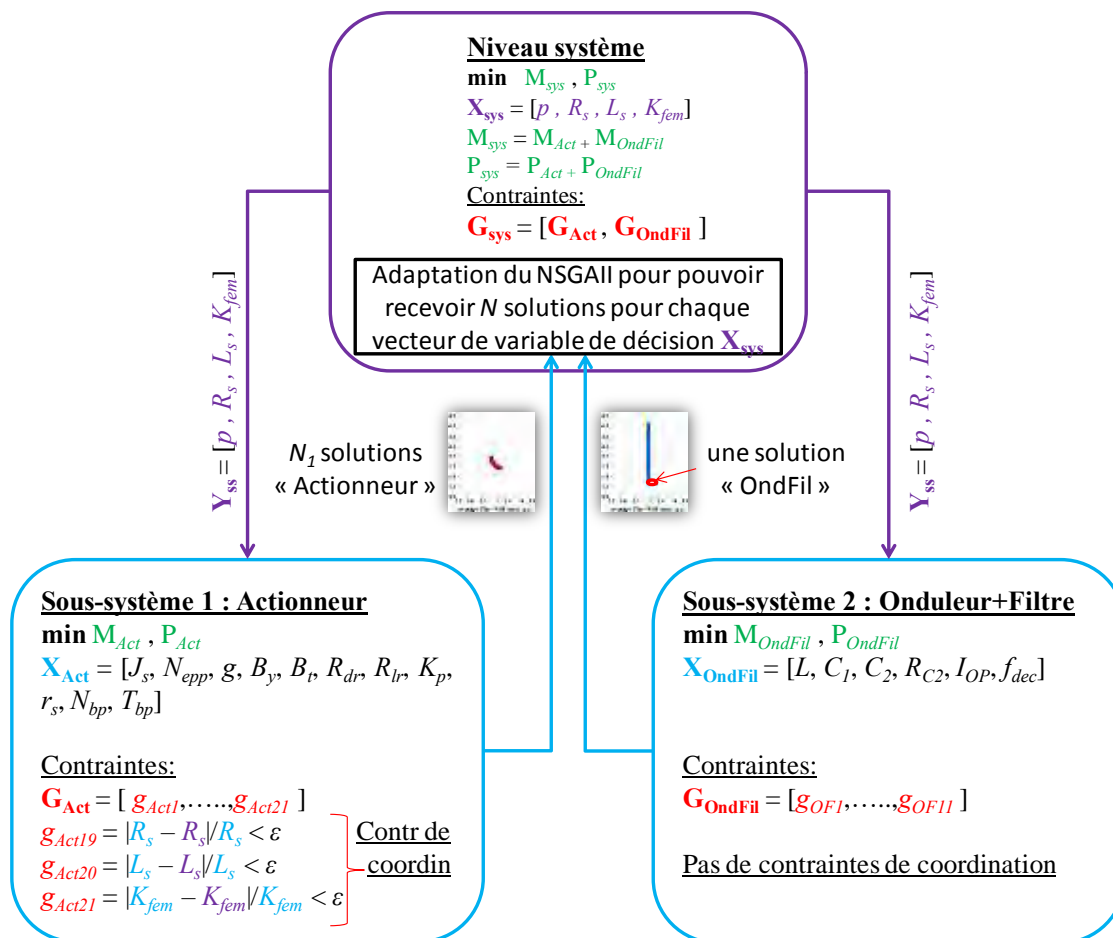


Fig.4- 13 : Formulation multi-niveaux multi-objectifs du problème de conception du VCS

Pour mieux comprendre la stratégie de coordination de cette nouvelle approche, nous allons décrire dans la suite l'étape d'initialisation et la première génération du niveau « système » :

Etape d'initialisation :

La Fig.4- 14 représente l'étape d'initialisation de l'optimisation du niveau « système ». Dans cette méthode, l'algorithme génétique du niveau « système » génère (recopie) « N_{IND}^{SYS} » individus identiques par génération. Ainsi, les problèmes d'optimisation des sous-systèmes ne sont lancés qu'une seule fois par génération « système ». La différence principale entre cette méthode et les autres approches multi-niveaux déjà traitées, est qu'ici toutes les solutions du niveau « bas » sont transmises au niveau « haut » : il n'y a donc pas de sélection de solutions particulières. Dans notre cas, nous retenons toutes les solutions de la partie « Actionneur », mais une seule solution du front raide de la partie « onduleur de tension et filtre d'entrée » car ce problème d'optimisation est pratiquement mono-objectif comme nous l'avons pu constater précédemment. Pour avoir une cohérence entre le nombre d'individus par génération du niveau « système » et le nombre de solutions issues du niveau « sous-système », nous devons respecter la condition suivante :

$$N_{IND}^{SYS} = \prod_{i=1}^n N_{IND_i}^{SS} \tag{4- 14}$$

où « $N_{IND_i}^{SS}$ » est le nombre d'individus par génération du sous-système de rang « i ». Dans notre cas, le nombre d'individus du niveau « système » est aussi celui du sous-système « actionneur ».

Après la reconstitution du front de Pareto « système » à partir des fronts de Pareto « sous-système », les solutions sont envoyées au niveau « système » où chaque solution est affectée à un individu parmi les « N_{IND}^{SYS} » identiques. Le NSGAI du niveau « système » s'occupe de la sélection des meilleures solutions par dominance.

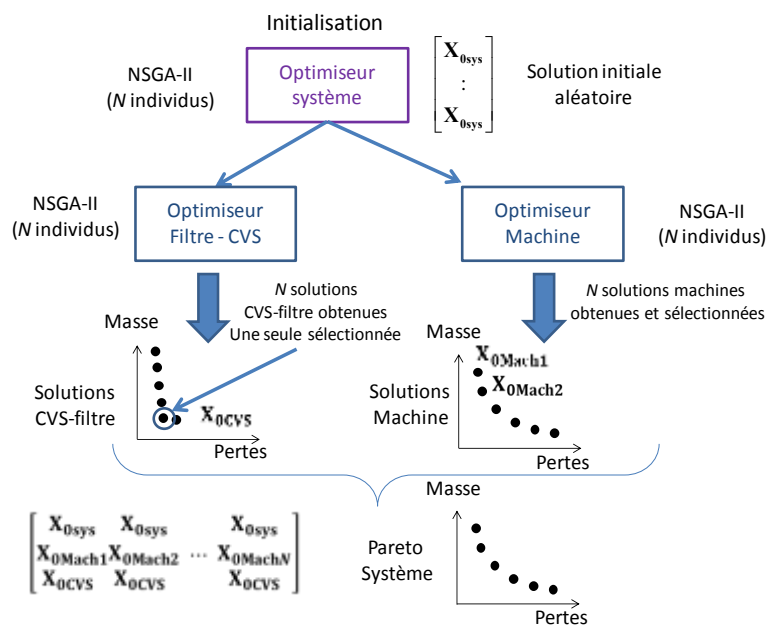


Fig.4- 14 : étape d'initialisation de l'optimisation du niveau « système »

Première génération :

Les solutions sélectionnées dans l'étape d'initialisation sont placées dans l'archive du NSGA-II. L'algorithme génétique génère alors une nouvelle solution système par croisement et mutation qui est dupliquée en « N_{IND}^{SYS} » individus identiques (Fig.4- 15). A cette étape, il est important de clarifier le fait que les procédures de croisement utilisées [SAR03] (contrairement aux opérateurs classiques généralement employés dans les algorithmes génétiques) permettent de générer de nouveaux individus même si les parents sont identiques (nous rappelons que les individus parents issus de l'étape précédente sont tous identiques !). Par suite, les variables de couplage sont ciblées vers les sous-systèmes pour lancer une nouvelle fois les optimisations du niveau bas. Une fois les optimisations achevées, les solutions « système » sont calculées par recombinaison des solutions des sous-systèmes. Les solutions « système » sont ainsi renvoyées au niveau « haut » pour être traitées selon le processus présenté dans la Fig.4- 16. A présent, l'algorithme génétique du niveau « système » dispose des solutions issues de l'étape d'initialisation et des solutions issues de la première génération. Une sélection par dominance est effectuée pour garder seulement les solutions non dominées. Après cette opération, les solutions non dominées sont sauvegardées dans l' archive.

Le processus présenté ci-avant est répété de la même façon pour le nombre de générations souhaité.

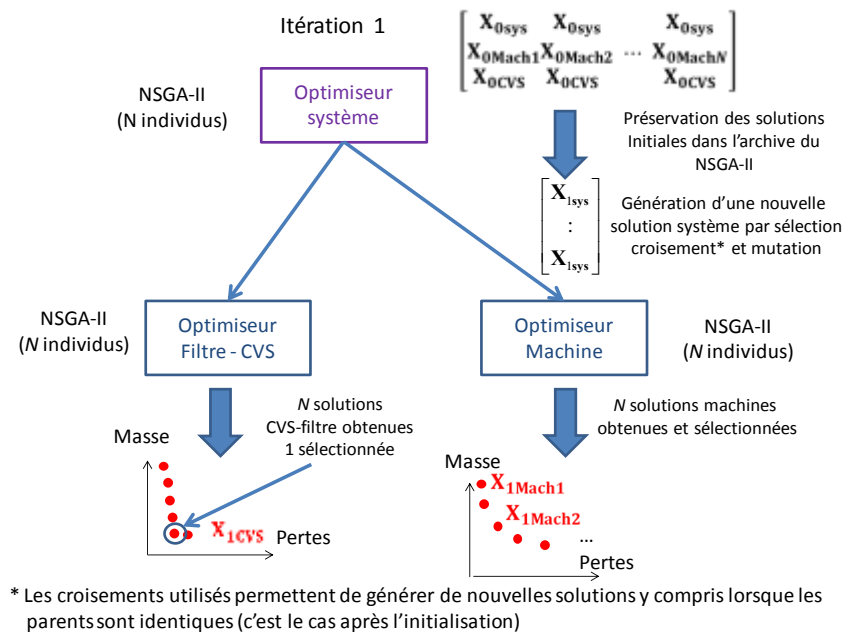


Fig.4- 15 : première génération du niveau « système »

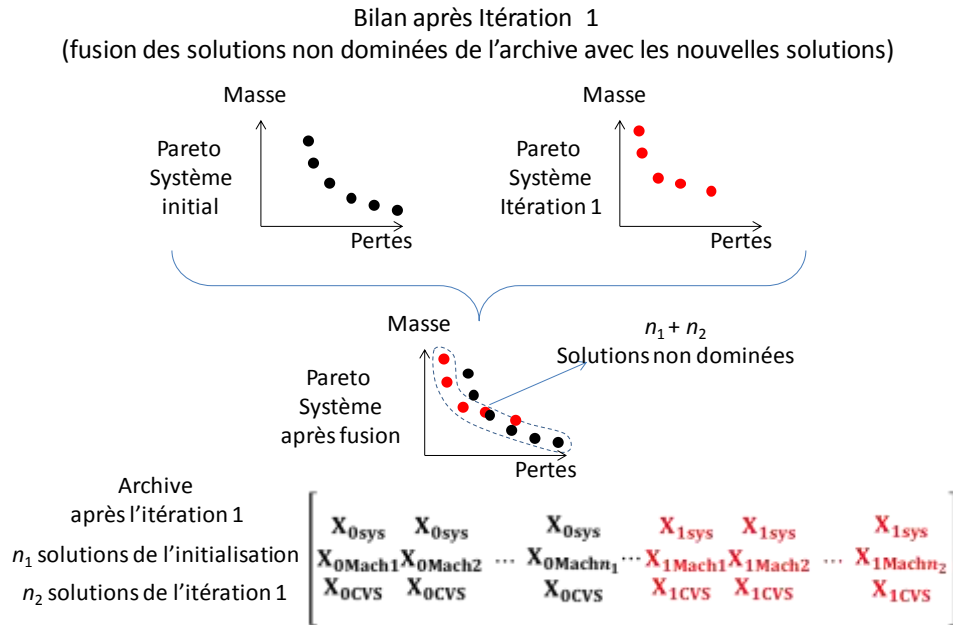


Fig.4- 16 : Bilan après la première génération du niveau « système »

Discussion des résultats

Le **Tab.4- 6** montre la configuration de l'algorithme génétique adapté pour chaque problème de conception. Le fait d'appeler les optimisations des sous-systèmes une seule fois par génération « système » permet d'améliorer la configuration de l'algorithme d'optimisation du systémier. Le nombre de générations et la taille de population du problème « système » sont ainsi plus importants par rapport à la configuration utilisée pour les deux formulations de la section 5 et 6.

Tab.4- 6 : configurations de l'algorithme d'optimisation NSGA-II

	Nombre de génération	Taille de population
Système	500	100
Actionneur	1000	100
Onduleur +Filtre	250	100

Front de Pareto

Les résultats obtenus par la formulation multi-niveaux multi-objectifs avec la modification apportée à l'algorithme génétique NSGA-II sont donnés par la **Fig.4- 17**. Les solutions obtenues par cette formulation et les solutions de l'approche globale sont quasi-superposées. La considération de toutes les solutions « actionneur » trouvées pour un seul vecteur de variables de décision système permet d'améliorer la convergence de la boucle d'optimisation système tout en minimisant le nombre d'allers-retours entre le niveau « système » et les sous-systèmes. En effet, au lieu de faire un grand nombre de fois (ici 500×100) appel aux optimisations du niveau bas, le systémier fait seulement (500×1) appels ce qui implique une réduction d'un rapport 100 s sur le nombre des allers-retours.

La nouvelle formulation multi-niveaux domine toutes les autres approches vues auparavant. Les améliorations apportées par l'adaptation de l'algorithme génétique vis-à-vis des formulations multi-niveaux précédentes se résument en :

- Une amélioration des solutions obtenues au regard des objectifs du problème ;
- Une densité (nombre de solutions) du front de Pareto plus importante ;
- Un meilleur temps de calcul : pour les 500 générations et 100 individus considérés, le temps de calcul de la nouvelle formulation ne dépasse pas les 7 heures.

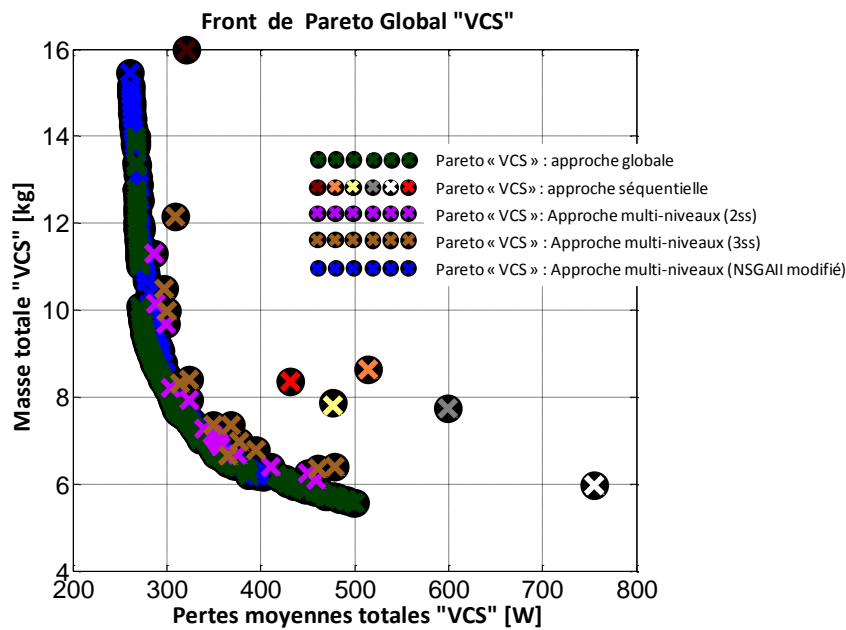


Fig.4- 17 : Comparaison des solutions Pareto-optimales des 5 approches étudiées

8. Conclusion : Comparaison de performances des différentes formulations multi-niveaux

Dans ce chapitre, le problème de conception du VCS a été formulé par des approches multi-niveaux. L'application de l'approche « ATC » telle qu'elle est définie dans la littérature nous a conduits à une formulation complexe et difficile à résoudre. Ainsi, des modifications importantes ont été apportées sur la formulation « ATC » pour permettre de résoudre le problème de conception du VCS avec une architecture multi-niveaux.

Le deuxième point traité dans ce chapitre est la sensibilité du problème de conception par rapport à la décomposition du système. Une étude comparative a été effectuée entre deux formulations différentes du problème : dans la première formulation, le système a été décomposé en deux sous systèmes tandis que dans la deuxième formulation, trois sous-systèmes ont été considérés. Les résultats trouvés montrent que, malgré le gain en temps de calcul, une décomposition plus fine du système dans une formulation multi-niveaux peut impacter la convergence et la qualité des solutions globales du problème.

Dernièrement, une version modifiée de l’algorithme génétique NSGA-II a été proposée dans le but de s’adapter et de répondre aux particularités de la formulation multi-niveaux multi-objectifs. Cette adaptation a permis d’améliorer la convergence et le temps de calcul de l’approche multi-niveaux avec une densité du front de Pareto dix fois plus importante qu’avec le NSGA-II original. Cet exemple montre bien que la formulation multi-niveaux offre de nouveaux degrés de liberté en termes de méthode de résolution boucle par boucle : « à chaque problème local sa méthode de résolution dédiée ». Une hybridation de plusieurs types d’algorithmes, déterministes ou stochastiques, mono ou multi-objectifs est ainsi à envisager en perspective.

Pour finir ce chapitre, le **Tab.4- 7** donne des éléments de comparaison entre les différentes approches de conception utilisées dans le 3^{ème} et le 4^{ème} chapitre.

Remarque :

- Approche multi-niveaux 1 : voir section 5.
- Approche multi-niveaux 2 : voir section 6.
- Approche multi-niveaux 3 : voir section 7.

Tab.4- 7 : comparaison des performances des différentes approches de conception

	Approche séquentielle	Approche Globale	Approche multi-niveaux 1	Approche multi-niveaux 2	Approche multi-niveaux 3
Temps CPU [heure]	0.75h	2-3	48	24	7
Complexité du modèle	✓	✓✓✓	✓	✓	✓
Taux réalisable [%]	25	10	18	10	20
Précision de convergence	✓✓✓	✓	✓✓	✓	✓✓
Densité du front de Pareto	✓	✓✓✓	✓	✓	✓✓✓
Niveau d’adaptation au milieu industriel	✓✓✓	✓	✓✓	✓✓	✓✓

CONCLUSION GENERALE

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse ont été effectués dans le cadre de la plateforme GENOME pilotée par le CORAC. L'étude a porté sur les méthodologies de conception intégrée par optimisation d'un système électromécanique pour une application aéronautique (VCS), ces méthodes se situant dans le contexte de la MDO (Multidisciplinary Design Optimization) compte tenu de l'existence de couplages forts entre diverses disciplines : filtrage, électronique de puissance, conversion électromécanique et contrôle commande en particulier. Ce travail a été mené au niveau du laboratoire LAPLACE-Toulouse en collaboration avec l'industriel Liebherr Aerospace-Toulouse. Nous avons ainsi bénéficié de l'expertise scientifique du groupe de recherche GENESYS et du département Recherche et Développement de Liebherr Aerospace-Toulouse.

Ces efforts de recherches s'inspirent du concept de l'avion plus électrique (MEA) qui consiste à augmenter progressivement la part de l'énergie électrique embarquée au bord des aéronefs. Autour de ce concept, la politique menée par les concepteurs aéronautiques repose sur la réduction du poids total des appareils (donc la réduction de la consommation globale en carburant) pour pouvoir satisfaire les conditions environnementales de plus en plus sévères. La conception intégrée par optimisation du VCS a donc comme objectifs la minimisation de la masse totale du système et l'augmentation de son efficacité énergétique.

Le premier chapitre de cette thèse a été consacré à la définition du contexte général du travail et à la l'introduction du système étudié. Les contraintes techniques imposées par le systémier (Airbus) ont été abordées. Cependant, les spécifications de notre cahier des charges et spécialement ce qui concerne le niveau de tension de l'alimentation, nous a conduit à adapter les normes existantes pour le réseau HVDC 540V, afin de pouvoir les exploiter pour un réseau 270 VDC.

Le deuxième chapitre a été consacré à la modélisation analytique des différentes parties constituantes du VCS : actionneur à aimants haute vitesse, onduleur de tension et filtre d'entrée. Le but était d'établir des modèles génériques adaptés aux processus de conception en reliant les paramètres de conception (géométriques, technologiques et physiques) aux masses et aux pertes des différentes parties du système. A travers ce travail de modélisation, nous avons pu constater la complexité intrinsèque à chaque modèle de constituant, mais une complexité de conception qui se traduit surtout par de forts couplages entre les différentes briques du système. A la fin de ce chapitre modélisation, une méthode matricielle appelée « DSM » a été présentée : elle permet de clarifier les couplages qui existent entre les variables d'un modèle. Cette méthode a été appliquée au modèle géométrique de l'actionneur et nous avons ainsi démontré l'importance du choix des variables de décision dans un problème d'optimisation pour éviter toutes sortes de couplages paramétriques ou

de blocs implicites dans le modèle, ces choix ayant un impact sur le coût de calcul en optimisation, donc sur la « complexité de conception ».

Dans le troisième chapitre, nous avons appliqué deux approches d'optimisation mono-niveaux pour la conception intégrée par optimisation du VCS, l'une « séquentielle » qui s'apparente à une vision « mécaniste » et pragmatique, l'autre « globale » qui relève d'une approche « systémique » très complexe. Deux types de conclusions peuvent être tirés de ce chapitre, concernant d'une part les résultats de l'optimisation vis-à-vis la conception du système et d'autre part les conclusions concernant les approches et méthodes d'optimisation mono-niveaux, ces conclusions suscitant les démarches multi-niveaux établies au dernier chapitre.

En ce qui concerne les résultats de l'optimisation :

- Les contraintes les plus dimensionnantes pour le problème « Actionneur » relèvent de la thermique, liée à la température de bobinage et les contraintes de démagnétisation de l'aimant qui sont principalement liées aux angles importants de défluxage employés pour atteindre les niveaux de vitesse demandés.
- Les pertes dans les aimants et les pertes aérodynamiques sont négligeables à ces niveaux de vitesses par rapport aux pertes fer et aux pertes joules. L'utilisation de deux boucles de refroidissement (externe et interne) a permis de garder la température des aimants en dessous de sa butée thermique. Les niveaux de température très faibles des aimants nous amènent à poser des questions sur l'intérêt d'utiliser des aimants à forte tenue thermique (SmCo dans notre cas).
- La masse des actionneurs choisis par l'optimiseur est principalement due à la partie stator. L'algorithme d'optimisation joue principalement sur les paramètres statoriques pour trouver des compromis dans le plan des objectifs (masses, pertes).
- Les contraintes dimensionnantes de la partie « onduleur de tension et filtre d'entrée » sont respectivement la contrainte thermique du boîtier de puissance pour l'onduleur de tension et la contrainte de stabilité pour le filtre d'entrée. Les résultats présentés montrent que les solutions obtenues sont sous-optimales par rapport aux contraintes de la qualité réseau.

En ce qui concerne les approches d'optimisation mono-niveaux, une étude comparative entre l'approche globale et l'approche séquentielle montre que :

- Les solutions obtenues par l'approche globale dominent nettement, sur tout le front de Pareto masses – pertes, les solutions de l'approche séquentielle avec un gain moyen de 25% en masse et en pertes. Ce résultat est tout à fait logique car l'approche globale permet de

considérer tous les couplages système, contrairement à l'approche séquentielle qui tend à « casser » certains couplages système. De façon plus spécifique, l'approche globale tend à « alourdir les actionneurs » pour leur conférer une « capacité de filtrage » significative à travers des valeurs d'inductance synchrone significatives, le compromis système (actionneur, alimentation et filtrage) étant plus avantageux. Ces résultats confirment les tendances déjà constatées sur l'ECS dans les travaux de [AND13].

- L'approche globale est très gourmande en temps de calcul comparée à l'approche séquentielle. En effet, la décomposition du système en plusieurs parties nous amène à des problèmes d'optimisation plus simples et plus faciles à résoudre.
- Malgré la qualité des solutions de l'approche globale, sa convergence n'était pas possible sans l'initialisation avec des solutions issues de l'approche séquentielle. En effet, la taille du problème global et sa complexité représente un handicap pour l'algorithme d'optimisation qui trouve ici ses limites, compte tenu du nombre et du type de contraintes.
- En terme d'application pratique dans un projet industriel, l'approche globale n'est pas ou peu envisageable pour la conception d'un système multidisciplinaire sauf pour un « équipementier » en charge de l'ensemble des constituants du système. Les problèmes de confidentialité et le secret industriel peuvent ainsi freiner l'utilisation d'une telle approche.

Les conclusions retenues du troisième chapitre, concernant les approches d'optimisation mono-niveaux, nous ont conduit à mettre en œuvre des approches MDO multi-niveaux. Dans le quatrième chapitre, nous nous sommes inspirés de l'ATC pour trouver une formulation adéquate et adaptée à notre problème de conception. Les conclusions suivantes peuvent être citées :

- La formulation multi-niveaux d'un problème de conception nécessite, vu leur grande complexité (coût de calcul) un effort d'adaptation par rapport aux méthodes existantes, surtout au niveau des stratégies de coordination.
- Le mode de décomposition du problème global influence fortement les performances de l'approche multi-niveaux. Une bonne décomposition du système doit garantir un bon compromis entre la taille du problème d'optimisation « système » et la simplicité des boucles d'optimisation des sous-systèmes. Ce constat a été démontré par une étude comparative des performances d'une formulation à deux sous-systèmes et une autre avec trois sous-systèmes.
- L'optimisation multi-objectif nécessite aussi un effort complémentaire pour adapter les algorithmes d'optimisation aux spécificités du problème de conception multi-niveaux. Un exemple de l'adaptation de l'algorithme génétique NSGAll a été présenté à la fin de ce

chapitre. Cette adaptation a permis d'améliorer les performances de notre formulation multi-niveaux : une réduction du temps de calcul et une amélioration de la convergence ont été constatées.

Ce travail de thèse ouvre un ensemble de perspectives parmi lesquelles :

- Sur la démarche méthodologique : la structuration et le découpage en sous-systèmes peut conduire à l'utilisation de méthodes d'optimisation « *ad hoc* » ; par exemple, la réduction de l'espace des solutions des sous-systèmes, autour des cibles transmises par le niveau système ramène l'algorithme à une résolution « plus locale » permettant l'utilisation de « méthodes rapides » favorisant l'exploitation par rapport à l'exploration. On pourrait envisager une hybridation des algorithmes d'optimisation avec un algorithme spécifiquement dédié à la typologie de chaque sous système.
- Du point de vue informatique, un effort doit être fait en ce qui concerne le codage des modèles et des approches d'optimisation. Les méthodes multi-niveaux sont très adaptées au calcul parallèle ; les sous-systèmes étant complètement indépendants, leurs boucles d'optimisation peuvent être exécutées en même temps. D'autre part, le fonctionnement de l'algorithme génétique est facilement parallélisable : l'évaluation des individus peut être faite en même temps selon les capacités de parallélisation de la machine de calcul.
- Sur le système physique, et de façon plus générique sur les systèmes d'entraînement à vitesse variable pour les transports en général et l'aéronautique en particulier, il est clair que nous laissons « de côté », certaines contraintes de conception pourtant essentielles car significatives en termes de gains de masse : nous voulons notamment parler des contraintes de CEM ou de certaines contraintes environnementales telles que les décharges partielles (essentielles en aéronautique) qui ne sont pas à ce jour « intégrées » à la conception système mais davantage « considérées *a posteriori* ». Ces orientations sont notamment poursuivies, sur les mêmes cahiers des charges, au sein de l'IRT St Exupéry.
- Le système électromécanique étudié dans ce travail est lui-même un sous-système dans le système de conditionnement d'air. Pour se rapprocher plus d'une solution optimale globale, le processus d'optimisation doit intégrer la totalité du système.
- L'évolution permanente des structures (électronique de puissance, topologies de machines) et des technologies (composants grands gap, composants magnétiques,...) se doit aussi d'être progressivement et efficacement « encapsulée » dans ces approches d'optimisation multi-niveaux.

Comme le montrent ces deux derniers items, l'intégration de toujours plus de contraintes et de nouvelles technologies sera synonyme d'accroissement de la complexité de conception, un verrou face auquel l'augmentation des capacités de calcul n'est pas suffisante et qui doit s'accompagner, comme cette thèse le montre bien, d'une réflexion permanente sur les formulations...

ANNEXES

Annexe A :

Méthode de calcul du coefficient de fuites d'Hopkinson

Le coefficient d'Hopkinson « k_{Hop} » représente le rapport du flux total issu de l'aimant sur le flux utile dans l'entrefer. Il peut être exprimé comme suit :

$$k_{Hop} = \frac{\Phi_{\sigma} + \Phi_g}{\Phi_g} \quad (A-1)$$

« Φ_{σ} » représente le flux de fuite et « Φ_g » le flux dans l'entrefer.

La détermination du coefficient d'Hopkinson est très difficile analytiquement. Dans notre approche de modélisation, le calcul de ce coefficient se fait à travers un méta-modèle en fonction de l'épaisseur de l'entrefer « g », du rayon d'alésage de la machine « r_s » et du nombre de paires de pôles « p ». La **Fig.A-1** représente les étapes suivies pour établir le méta-modèle.

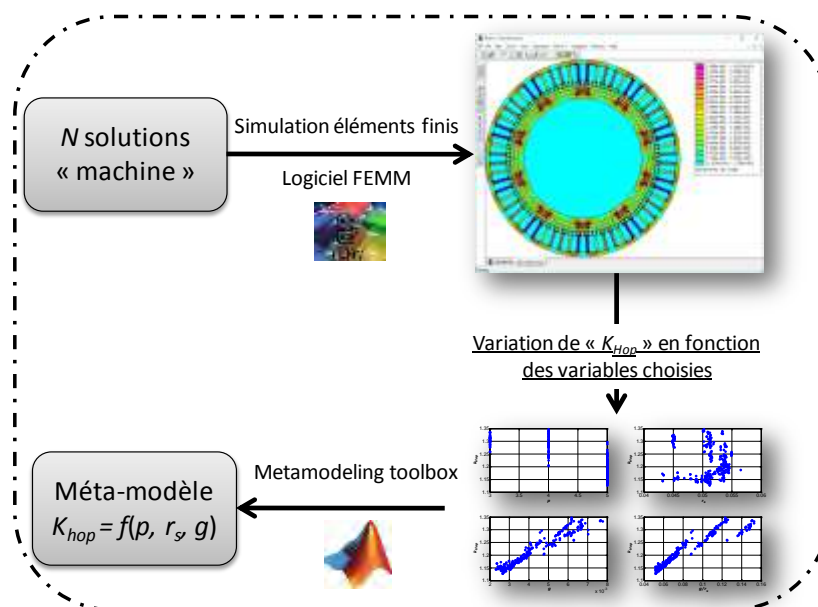


Fig.A-1 : Génération du méta-modèle pour le calcul de « k_{Hop} »

Nous avons choisi d'établir le méta-modèle du coefficient d'Hopkinson en fonction du rapport « $\frac{g}{r_s - g}$ ». Ce rapport permet d'avoir une certaine cohérence par rapport à la variation du méta-

modèle. Pour « $g = r_s$ » le rapport tend vers l'infini et pour « $g = 0$ » le coefficient d'Hopkinson doit prendre la valeur « 1 ».

Les résultats trouvés après la simulation par éléments finis montrent que :

- Le coefficient « k_{Hop} » est proportionnel au rapport « $\frac{g}{r_s - g}$ » (voir **Fig.A- 2**).
- Le changement du nombre de paires de pôles provoque des discontinuités, pour cela nous devons générer un modèle pour chaque valeur de « p ».

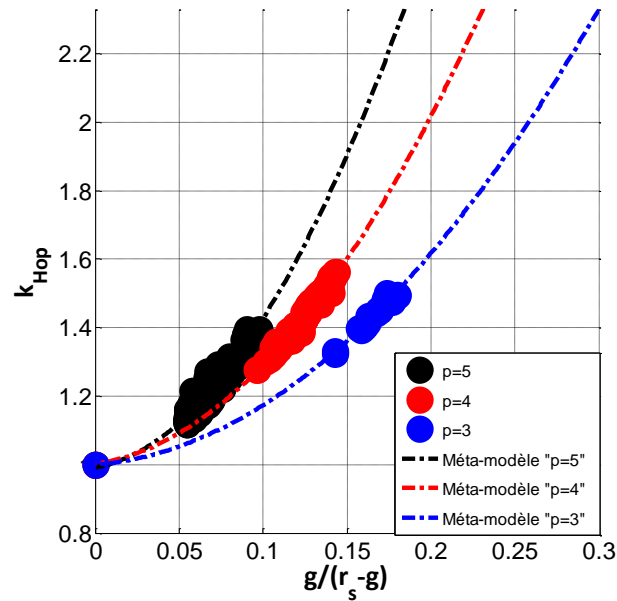


Fig.A- 2 : variation de « k_{Hop} » en fonction de « $\frac{g}{r_s - g}$ »

Les trois équations trouvées sont :

$$k_{Hop} = 34.7 \cdot \left(\frac{g}{r_s - g} \right)^2 + 0.9 \cdot \left(\frac{g}{r_s - g} \right) + 1 \quad \text{pour « } p = 5 \text{ »} \quad (\text{A- 2})$$

$$k_{Hop} = 21.9 \cdot \left(\frac{g}{r_s - g} \right)^2 + 0.7 \cdot \left(\frac{g}{r_s - g} \right) + 1 \quad \text{pour « } p = 4 \text{ »} \quad (\text{A- 3})$$

$$k_{Hop} = 13.5 \cdot \left(\frac{g}{r_s - g} \right)^2 + 0.4 \cdot \left(\frac{g}{r_s - g} \right) + 1 \quad \text{pour « } p = 3 \text{ »} \quad (\text{A- 4})$$

Annexe B :

Détermination des grandeurs géométriques de l'actionneur

Le **Tab.B- 1** présente les équations utilisées dans la détermination des dimensions géométriques de l'actionneur. Les équations présentées sont déduites suite à l'application de la loi de conservation du flux.

Tab.B- 1 : Relations utilisées pour la caractérisation des dimensions de l'actionneur HSPMSM

$l_m = -\frac{B_{mJ}}{H_k} \cdot (1 - R_{gr}) \cdot K_p \cdot \frac{g}{\mu_0} \cdot \frac{r_m}{k_{Hop}}$	(hauteur d'aimant)	(B- 1)
$d_r = \sqrt{2} \cdot \frac{B_{lg}}{J_r} \cdot \frac{\alpha}{p} \cdot (r_{Smoy} - g - l_m)$	(épaisseur de culasse rotorique)	(B- 2)
$d_s = r_s \cdot R_{dr}$	(profondeur d'encoche)	(B- 3)
$d_y = \sqrt{2} \cdot \frac{B_{lg}}{B_y} \cdot \frac{\alpha}{p} \cdot r_{Smoy}$	(épaisseur de culasse statorique)	(B- 4)
$\omega_t = \frac{\sqrt{2}}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{B_{lg}}{B_t} \cdot \tau_{enc}$	(largeur de dent)	(B- 5)
$\omega_s = (1 + R_{dr}) \cdot \tau_{enc} - \omega_t$	(largeur du fond d'encoche)	(B- 6)
$\omega_m = 2 \cdot R_m^{EXT} \cdot \frac{\alpha}{p}$	(largeur d'aimant)	(B- 7)

L'entrefer équivalent « $g = s + \delta$ » n'étant plus négligeable face au rayon d'alésage « r_s » (chapitre II section 4.2), nous considérons pour certains calculs le rayon moyen de l'entrefer défini par [RAG08] :

$$r_{smoy} = r_s - \frac{g}{2} \quad (B- 8)$$

Le dimensionnement des aimants se fait au point (B_{mJ}, H_k) sur la courbe « **J(H)** » de l'aimant. L'induction « B_{mJ} » étant choisie :

$$B_{mJ} = 0.95 \cdot J_r \quad (B- 9)$$

Annexe C :

Stratégies de commande de l'actionneur

1 Modèle de Park

Les flux rotoriques dans le repère de Park sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \end{bmatrix} = L_{SYNC} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_{VIDE_d} \\ \Phi_{VIDE_q} \end{bmatrix} \quad (C-1)$$

Pour la commande vectorielle classique, nous souhaitons avoir des grandeurs continues en régime permanent dans le repère diphasé et donc avoir une expression scalaire du couple électromagnétique. La méthode la plus utilisée consiste à orienter le flux des aimants dans la direction de l'axe « d » du repère en quadrature tournant à la vitesse du champ tournant. Finalement, la transformation du repère triphasé de départ devient un repère diphasé tournant à « $d\theta/dt$ » (**Fig.C-1**).

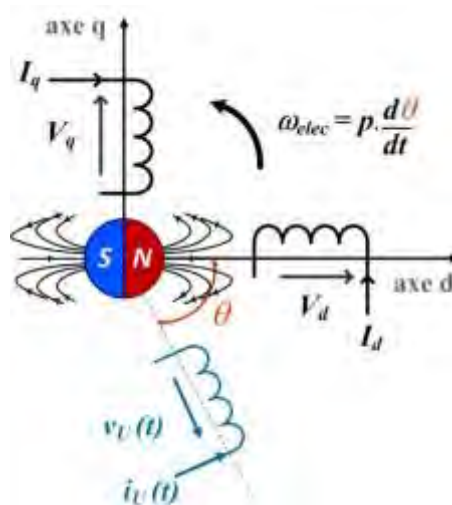


Fig.C-1 : repère « dq » : pulsation « ω_{elec} » avec flux des aimants orienté

Les équations donnant les tensions dans le repère diphasé sont :

$$V_d = R_S \cdot I_d + L_{SYNC} \cdot \frac{d}{dt}(I_d) - L_{SYNC} \cdot I_q \cdot \omega_{elec} \quad (C-2)$$

$$V_q = R_S \cdot I_q + L_{SYNC} \cdot \frac{d}{dt}(I_q) + L_{SYNC} \cdot I_d \cdot \omega_{elec} + \Phi_{Rd} \cdot \omega_{elec} \quad (C-3)$$

Par la suite, on considérera le plus souvent que le régime permanent électrique est atteint et que les dérivées de courant sont nulles :

$$V_d = R_S \cdot I_d - L_{SYNC} \cdot I_q \cdot \omega_{elec} \quad (C-4)$$

$$V_q = R_S \cdot I_q + L_{SYNC} \cdot I_d \cdot \omega_{elec} + \Phi_{Rd} \cdot \omega_{elec} \quad (C-5)$$

2 Diagramme vectoriel de l'actionneur dans le repère de Park

Le tableau **Tab.C- 1** décrit les angles définissant le comportement de l'actionneur avec sa commande et définit la convention des signes adoptés. Cette convention définit l'angle de défluxage « Ψ » comme négatif. Cet angle joue un rôle très important sur le pilotage de l'actionneur. Il définit le positionnement sur les différentes zones de fonctionnement dans le plan couple-vitesse (chapitre II section 4.4). La **Fig.C- 2** présente le diagramme « espace-temps » qui représente simultanément l'état temporel des grandeurs électriques et l'état spatial des champs magnétiques dans l'actionneur.

Tab.C- 1 : Description des angles de l'actionneur HSPMSM

Angle	Notation	Signe	Déphasage entre :
Ψ	angle de défluxage (ou de pilotage)	négatif	le courant de phase et la force contre-électromotrice
ϕ	angle du facteur de puissance	positif	la tension induite et le courant de phase
δ	angle interne	positif	la tension induite et la force contre-électromotrice

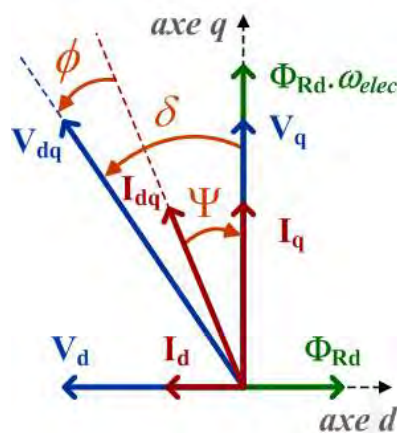


Fig.C- 2 : Diagramme de Fresnel complet du circuit monophasé équivalent de l'actionneur HSPMSM non-saturé

3 Présentation du « cercle-actionneur »

Cette sous section permettra par la suite de raisonner sur le mode de pilotage et de définir le point de fonctionnement de l'actionneur, en particulier dans ou hors de la zone dite de « défluxage ». L'idée est pour cela de définir le lieu des points atteignables par l'actionneur en représentant sur le même plan les conséquences des limites en tension et courant (thermique).

Nous considérons donc, à cet effet, des grandeurs homogènes à des courants, représentables dans le plan (I_d, I_q) . A partir des équations du modèle de Park en régime permanent électrique précédemment présentées, nous déterminons l'expression qui lie le module réduit de la tension statorique aux paramètres électriques et aux courants de l'actionneur à pôles lisses :

$$\left(\frac{V_{dq}}{L_{SYNC} \cdot \omega_{elec}}\right)^2 = \xi \cdot I_q^2 + \xi \cdot \left(I_d + \frac{\Phi_{Rd}}{L_{SYNC}} \cdot \frac{1}{\xi}\right)^2 + \left(\frac{\Phi_{Rd}}{L_{SYNC}}\right)^2 \cdot \left[1 - \frac{1}{\xi}\right] \quad (C-6)$$

$$\xi = 1 + \left(\frac{R_s}{L_{SYNC} \cdot \omega_{elec}}\right)^2 \quad (C-7)$$

Pour le fonctionnement à hautes vitesses, nous pouvons négliger la chute de tension sur la résistance statorique « $\xi \approx 1$ » [CHA00], ce qui nous amène à l'équation d'un cercle dépendant des paramètres électriques de l'actionneur (C- 8) (Fig.C- 3) et que nous nommons « cercle –actionneur ». Les caractéristiques du cercle sont :

$$r_{ACT}^2 = I_q^2 + (I_d - C_{ACT})^2 \quad (C-8)$$

$$r_{ACT} = \frac{V_{dq}}{L_{SYNC} \cdot \omega_{elec}} \quad (C-9)$$

$$C_{ACT} = -\frac{\Phi_{Rd}}{L_{SYNC}} \quad (C-10)$$

où « r_{ACT} », « C_{ACT} » sont le rayon et le centre du cercle respectivement.

Ce qu'il faut retenir, vis-à-vis du mode de pilotage (défluxage) de l'actionneur est la forte dépendance du « cercle – actionneur » avec le rapport entre la tension appliquée et la vitesse. En effet, ce mode de pilotage est lié à deux effets : le rayon s'élargit avec la croissance de la tension statorique et se rétrécit avec l'augmentation de la vitesse.

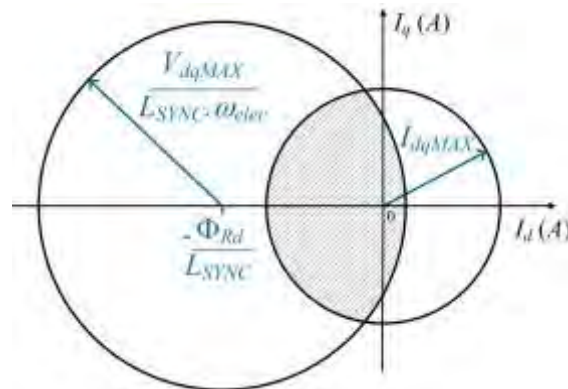


Fig.C- 3 : « Cercle – actionneur » : région des points de fonctionnement atteignables

L'amplitude de la force électromotrice « $\Phi_{Rd} \cdot \omega_{elec}$ » augmente avec la vitesse, ce qui tend à nécessiter des niveaux de tension de plus en plus élevés. Lorsque la tension statorique atteint la valeur maximale possible délivrée par l'onduleur « V_{ondMAX} », nous nous trouvons au « point de base » de l'actionneur, tel que.

$$V_{dqMAX} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{ondMAX} \quad (C-11)$$

Au-delà de ce point de saturation en tension, il faut défluxer pour monter en vitesse comme on le décrit dans la section C-4 ci-après. L'utilité du « cercle – actionneur » repose sur le fait de pouvoir visualiser, sur un même plan, les points de fonctionnement admissibles à une vitesse donnée par l'actionneur dimensionné ainsi que les courants (donc les couples) atteignables pour ces points de fonctionnement. La faisabilité des points de fonctionnement de la mission, en plus des contraintes citées dans la section C-4, est aussi liée à la tenue thermique de l'actionneur (bobinage, culasse statorique, aimants, etc.) et/ou de l'onduleur de tension (jonction de Silicium).

Dans la **Fig.C- 3** le courant « I_{dqMAX} » représente l'image de la tenue thermique maximale acceptée. Autrement dit, il symbolise la valeur maximale de courant autorisée à circuler dans les enroulements de l'induit limitée par la valeur maximale de température autorisée dans les bobines. La région rayée illustre donc les points atteignables de l'actionneur dimensionné, compte tenu des limites en courant et en tension.

4 Couple électromagnétique

Le couple développé par l'actionneur résulte de l'interaction entre les champs magnétiques à vide des aimants et celui créé par les courants de phases. Pour produire un couple moyen non-nul ces deux champs tournent à la vitesse de synchronisme. A partir des équations **(C- 2)** et **(C- 3)** et du bilan des puissances électriques avec les valeurs crêtes des tensions et des courants :

$$P_{ELEC} = V_d \cdot I_d + V_q \cdot I_q \quad (C-12)$$

$$P_{ELEC} = R_s \cdot (I_d^2 + I_q^2) + \omega_{elec} \cdot \Phi_{Rd} \cdot I_q \quad (C-13)$$

La partie la plus à droite de l'équation **(C- 13)** représente la puissance transmise au rotor. Donc, l'expression scalaire du couple électromagnétique pour l'actionneur à pôles lisses avec commande vectorielle à flux des aimants orienté dans la direction de l'axe « d » peut être déterminée :

$$C_{em} = p \cdot \Phi_{Rd} \cdot I_q \quad (C-14)$$

$$C_{em} = p \cdot \Phi_{Rd} \cdot [r_{ACT}^2 - (I_d - C_{ACT})^2]^{1/2} \quad (C-15)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Phi_{VIDE} \cdot I_X \cdot \cos(\Psi) \quad (C-16)$$

où « Φ_{VIDE} » et « I_X » représentent les amplitudes crêtes du flux des aimants à vide et du courant statorique d'une des phases « $X= U, V, W$ », respectivement.

Le couple est souvent écrit comme fonction de la constante FEM-vitesse (force contre - électromotrice) de l'actionneur « K_{FEM} » :

$$K_{FEM} = p \cdot \Phi_{Rd} \quad (C-17)$$

$$K_{FEM} = p \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_{VIDE} \quad (C-18)$$

5 Pilotage :

Les positions des points de la mission de vol à atteindre par l'actionneur dimensionné doivent être repérées sur son plan couple-vitesse (**Fig.C- 4**), afin de déterminer si l'actionneur dimensionné peut satisfaire l'ensemble de la mission. La « caractéristique intrinsèque de l'actionneur » est donnée par l'équation (C- 19) recalculée à « $I_d = 0$ » et « $V_{dq} = V_{dqMAX}$ ». Elle représente l'évolution du couple électromagnétique avec la vitesse de rotation lorsqu'aucune contrainte thermique n'est imposée.

$$C_{em} = p \cdot \Phi_{Rd} \cdot [r_{ACT}^2 - (I_d - C_{ACT})^2]^{1/2} \quad (C-19)$$

Le point de base ou de dimensionnement de l'actionneur est défini par la vitesse de base « N_{bp} », le couple de base « T_{bp} » par le concepteur. Il se caractérise, dans notre modélisation, par la tension maximale fournie par l'onduleur « V_{ondMAX} » et par un courant « $I_d = 0$ » (limite du défluxage), selon la stratégie de commande de l'onduleur choisie.

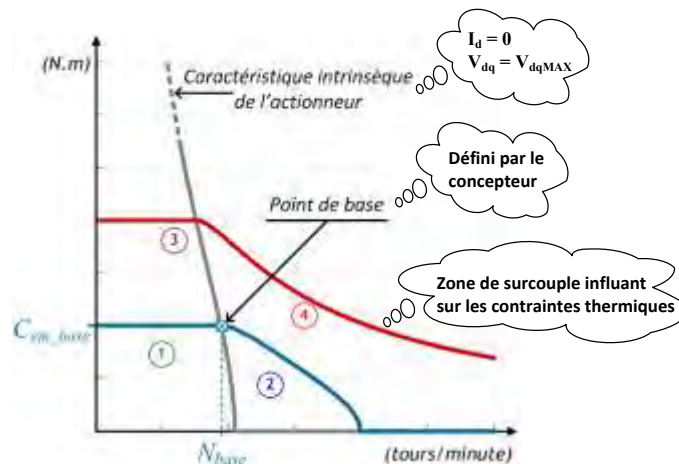


Fig.C- 4 : Plan couple-vitesse de l'actionneur HSPMSM

La décision sur la faisabilité du point de mission se fera en fonction de la stratégie de pilotage choisie, elle-même fonction de quatre zones différentes de pilotage dans le plan couple-vitesse (**Tab.C- 2**). A partir d'un point de base défini par conception, l'actionneur fonctionne à gauche (non défluxé) ou à droite (mode défluxé) de sa caractéristique intrinsèque. Les points à gauche de la courbe (zones 1 et 3) comprennent donc des régions à « $I_d = 0$ ». La zone 3 est caractérisée par un

fonctionnement en surcouple (au-dessus du couple de base) et représente un fonctionnement soumis à la contrainte thermique, autrement dit, une valeur de courant qui assure l'intégrité thermique de l'actionneur. Les points à droite de la caractéristique intrinsèque de l'actionneur représentent un fonctionnement en survitesse (au-dessus de la vitesse de base) caractérisé par « $I_d \neq 0$ » appelé fonctionnement en mode défluxé. Les enveloppes qui dépassent le point de base sont caractérisées à la fois par une limitation thermique et par une limitation liée à la tension statorique maximale délivrée par l'onduleur (saturation de la MLI). Par la suite, nous présentons les différents modes de fonctionnement vis-à-vis de la commande.

Tab.C- 2 : Quatre différents modes de pilotage

Stratégie de pilotage	Position dans le plan couple-vitesse
zone à couple par ampère maximum non défluxé et sans surcouple (par rapport au couple de base)	zone (1)
zone en survitesse (I_d non nul) et sans surcouple	zone (2)
zone à couple par ampère maximum en surcouple	zone (3)
Zone en survitesse et en surcouple	zone (4)

Commande à couple par Ampères maximum :

Le principe de la commande à couple par ampères maximum est mis en place avec l'angle d'autopilotage « Ψ » nul (Fig.C- 2) [DA07]. En effet, le choix de « $\Psi = 0^\circ$ » représente l'angle optimal qui permet d'avoir le couple maximal avec des pertes Joule minimales, puisqu'on impose un courant d'axe « d » nul : « on parle de stratégie à couple par ampère maximum ».

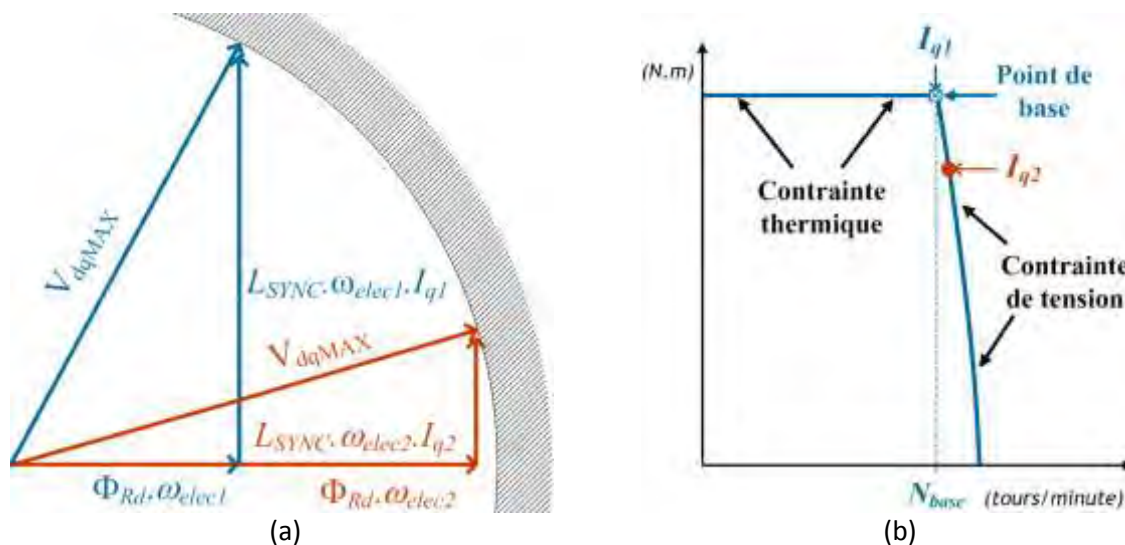


Fig.C- 5 : Couple par ampère maximum : (a) diagramme vectoriel à « $\Psi = 0^\circ$ » et « R_s » négligée ; (b) Plan couple-vitesse

Pour une vitesse « ω_{elec2} » supérieure à la vitesse de base « $\omega_{base} = \omega_{elec1}$ », le module de la tension induite arrive en butée (**Fig.C- 5-a**) et les points de fonctionnement ne sont atteints qu'à des couples plus faibles (**Fig.C- 5-b**). Nous retenons que cette commande est suffisante pour des applications qui ne nécessitent pas un fonctionnement sur une large plage de vitesse.

Commande par défluxage :

Au vu des différentes contraintes mécaniques et thermiques, l'actionneur est dimensionné de manière optimale pour la mission de vol (via le respect des contraintes de dimensionnement présentées au chapitre suivant) et non pour un point de fonctionnement donné.

Pour envisager un faible encombrement de l'actionneur, une commande à couple par ampère maximum ne peut couvrir tous les cas de fonctionnement. Il est donc nécessaire de mettre en place une stratégie de défluxage. Cette stratégie est basée sur l'affaiblissement du flux d'entrefer total « Φ_g » (**C- 20**) via l'injection d'un courant négatif d'axe « d », afin que la tension d'induit s'adapte à la butée de tension imposée (**C- 21**) par l'onduleur (saturation de la MLI), permettant ainsi d'élargir la plage de vitesse [**DA07**].

$$\Phi_g = [(L_{SYNC} \cdot I_q)^2 + (\Phi_{Rd} + L_{SYNC} \cdot I_d)^2]^{1/2} \quad (R_s \text{ étant négligée}) \quad (\text{C- 20})$$

$$V_{dqMAX} = \omega_{elec} \cdot \Phi_g \quad (\text{C- 21})$$

Pour maintenir un couple constant (« I_q » constant) à une vitesse supérieure à la vitesse de base, l'expression (**C- 20**) nous indique qu'il est nécessaire d'appliquer un courant « I_d » négatif : ce « courant à contre champ » diminue le flux d'entrefer « Φ_g ».

Considérons deux points du profil de la mission de vol à vitesse et couple donnés (donc à « I_q » donné). Pour rester cohérent avec la **Fig.C- 5-b**, le vecteur courant [$I_d = 0, I_{q1}$] de la **Fig.C- 5-a** symbolise le point de base, pour lequel la tension délivrée par l'onduleur arrive à sa valeur maximale (butée de tension : « V_{dqMAX} »).

Avec une commande à couple par ampère maximum « $I_d = 0$ », l'augmentation de la vitesse « $\omega_{elec2} > \omega_{elec1}$ » engendrerait une chute du couple « $I_{q2} > I_{q1}$ », soit un déplacement vers le bas de la droite de couple pour rester sur le « cercle – actionneur ». Les rayons respectifs en régime saturé de tension sont :

$$r_{ACT1} = \frac{V_{dqMAX}}{L_{SYNC} \cdot \omega_{elec1}} \quad (C-22)$$

$$r_{ACT2} = \frac{V_{dqMAX}}{L_{SYNC} \cdot \omega_{elec2}} \quad (C-23)$$

Ainsi, pour maintenir le niveau de couple (et le courant de couple « I_{q2} »), nous observons sur la **Fig.C- 6.b** que la démagnétisation de l'actionneur (affaiblissement du flux d'entrefer) est traduite par l'insertion du courant « I_d » négatif correspondant à l'intersection du « cercle – actionneur » et de la droite de couple « $I_q = I_{q1}$ ».

Ce fonctionnement en mode défluxé permet de maintenir la même valeur du couple (même droite de couple) pour une vitesse plus élevée en restant en butée de tension induite.

L'augmentation de la vitesse en régime défluxé, en plus d'être liée au fonctionnement en butée de tension induite est aussi liée à sa tenue thermique. Si on continue à augmenter en vitesse, le courant « I_{dq} » atteint le cercle de la contrainte thermique de rayon « I_{dqMAX} », cité précédemment.

Le passage du point (1) au point (2) de la **Fig.C- 7-a** illustre ce fonctionnement : pour assurer l'intégrité thermique on doit se limiter à l'intérieur du cercle de rayon « I_{dqMAX} » et les intersections (régions rayées) illustrent l'ensemble des points atteignables compte tenu de la double contrainte tension maximum « V_{dqMAX} » et contrainte thermique « I_{dqMAX} ».

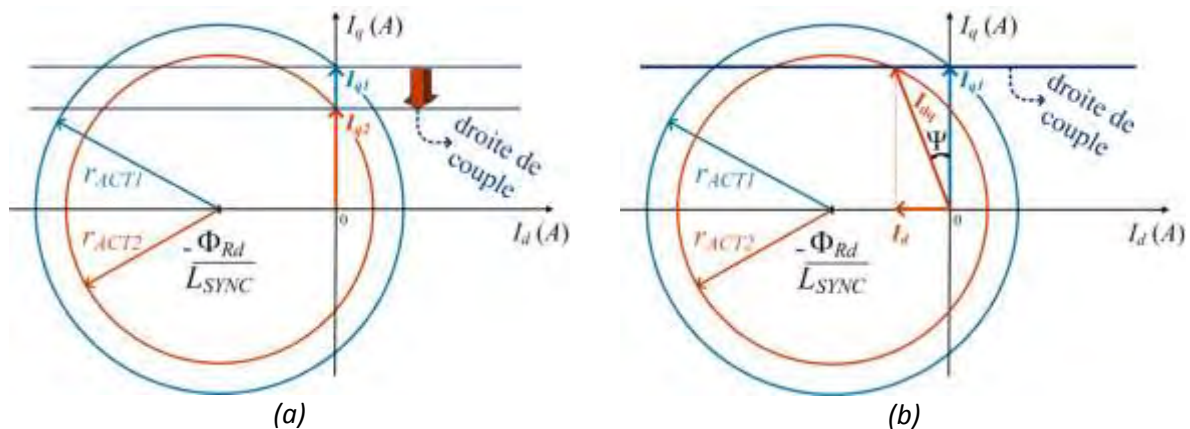


Fig.C- 6 : « Cercle – actionneur »: (a) commande par ampère maximum : $\Psi = 0^\circ$; (b) commande par défluxage : $\Psi \neq 0^\circ$

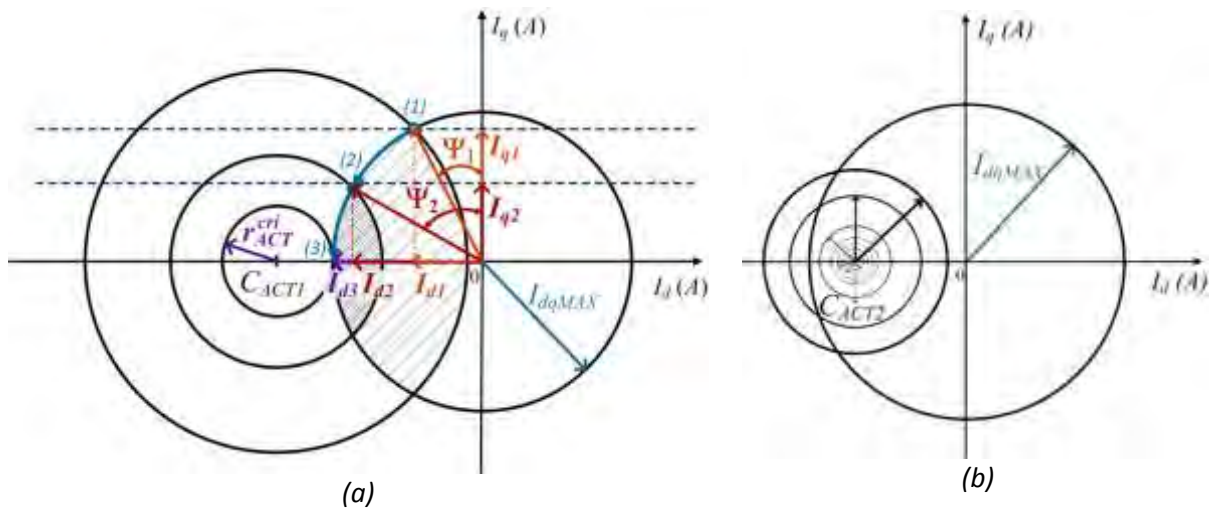


Fig.C- 7 : Centre du « cercle-actionneur » vis-à-vis de la contrainte thermique : (a) à l'extérieur; (b) à l'intérieur

L'autre regard intéressant vis-à-vis du défluxage et de la limitation thermique concerne l'évolution de la puissance mécanique en régime défluxé. Deux comportements sont différenciés selon la position du « cercle-actionneur » vis-à-vis de la contrainte thermique :

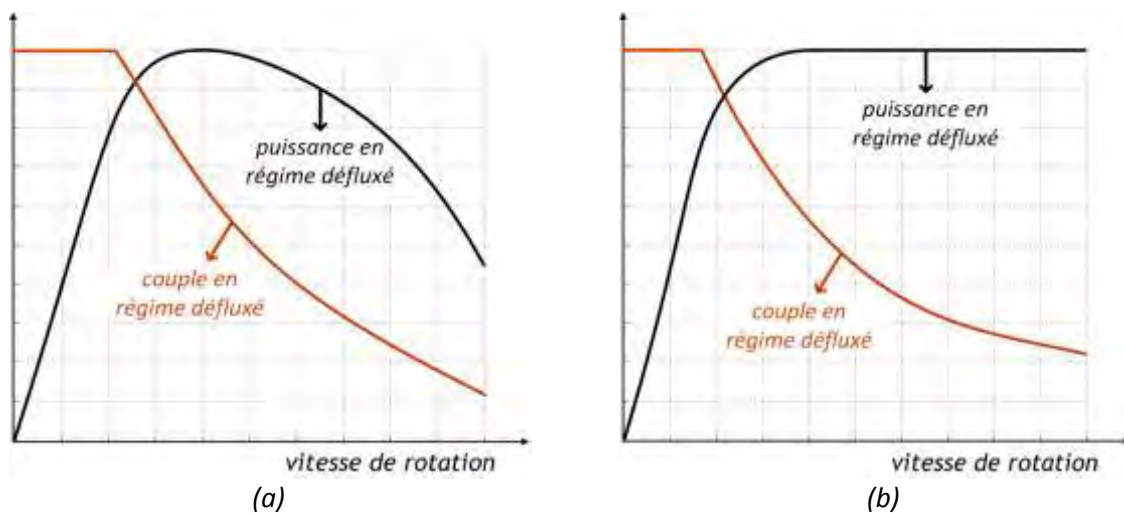


Fig.C- 8 : Evolution de la puissance mécanique avec « cercle – actionneur » : (a) à l'extérieur; (b) à l'intérieur

Cercle – actionneur à l'extérieur du cercle de rayon « I_{dqMAX} »

Il existe dans ce cas une vitesse maximale théorique (vitesse critique) au-delà de laquelle il n'y a plus de point de fonctionnement possible (limite thermique) : point (3) de la Fig.C- 7-a. Le rayon critique s'exprime par :

$$r_{ACT}^{cri} = \frac{V_{dqMAX}}{L_{SYNC} \cdot \omega_{elec}^{critique}} \quad (C-24)$$

Dans le cas des actionneurs à faible inductances synchrones (typiquement la structure à pôles lisses) et selon la tenue thermique des matériaux (classe d'isolation de bobinage, température de fonctionnement des aimants, ...), la puissance mécanique chute avec l'augmentation de la vitesse.

Le sommet de la courbe en puissance de la **Fig.C- 8-a** est caractérisé par un angle de défluxage optimal avec un facteur de puissance unitaire. Au delà, l'augmentation en module de l'angle de défluxage se fait en butée thermique avec une dégradation du facteur de puissance.

Cercle – actionneur à l'intérieur du cercle de rayon « I_{dqMAX} »

Avec l'augmentation de la vitesse, le cercle se rétrécit et lorsque le rayon se trouve à l'intérieur du cercle en courant, l'évolution de l'angle de défluxage se fait à courant « I_d » constant de valeur « $-\frac{\Phi_{Rd}}{L_{SYNC}}$ ». Par conséquent, l'évolution du couple ne se fait plus en butée thermique et la chute de couple se produit dans le rapport inverse de la montée de la vitesse, donc à puissance constante **Fig.C- 8-b**. Dans ce cas, la vitesse critique est théoriquement infinie.

Le plan couple – vitesse de l'actionneur avec défluxage est présenté (**Fig.C- 9**). Il est tracé pour un fonctionnement en butée de contraintes (thermique et tension).

La plage de variation de vitesse entre $[0, N_{base}]$ comprend le fonctionnement à couple par ampère maximum et la plage de survitesse $[N_{base}, N_{critique}]$ correspond au fonctionnement en mode défluxé. Pour un actionneur donné, la zone saturée correspond aux limites imposées par les contraintes thermiques et de tension.

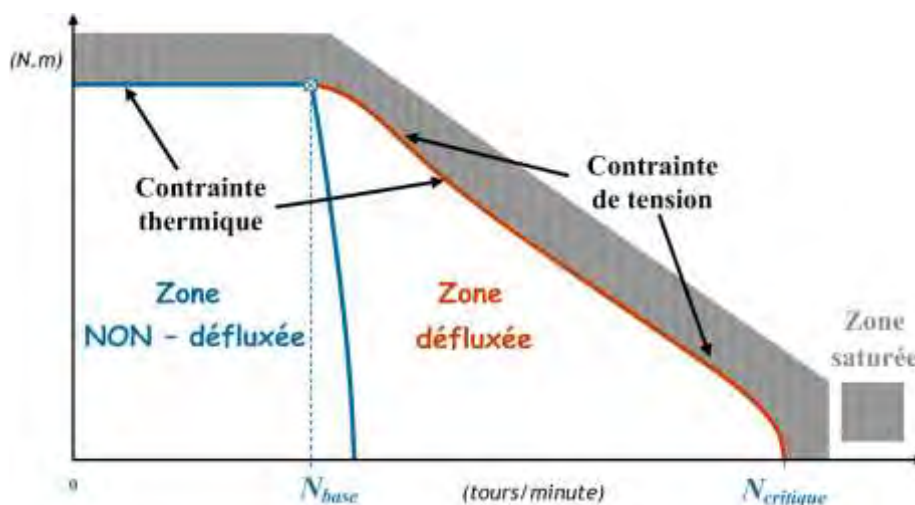


Fig.C- 9 : Plan couple-vitesse de l'actionneur HSPMSM en mode défluxé

Annexe D :

Pertes dans les aimants - Pertes aérodynamiques

1 Pertes dans les aimants

Les aimants permanents sont classés comme « matériaux durs ». Ces matériaux possèdent une grande anisotropie, pour lesquels le déplacement des parois [DA09] est beaucoup plus difficile comparé aux matériaux ferromagnétiques des tôles en « FeSi » du stator. C'est pourquoi la méthode de séparation de pertes présentée en *Fig.D- 1* ne convient pas aux aimants permanents [BET10].

Souvent, dans les actionneurs avec aimants collés en surface, ces pertes sont négligées car le rotor tourne en phase avec le fondamental du champ tournant de force magnétomotrice statorique : il n'y a donc pas de courants induits dans les aimants à la fréquence du fondamental. Cependant, les harmoniques de temps et d'espace du champ magnétique dans l'entrefer peuvent générer des pertes par courant de Foucault non négligeables dans les aimants.

Il faut toujours retenir qu'il est plus difficile d'évacuer la chaleur du rotor que du stator. De plus un échauffement excessif peut aussi favoriser la désaimantation des aimants.

Plusieurs méthodes (analytiques ou par éléments finis 2D ou 3D) ont été développées pour évaluer les pertes dans les aimants permanents collés en surface [VEE97, POL99, HOW00].

Pour notre modélisation, de caractère analytique dans une conception par optimisation, nous nous sommes intéressés à un modèle qui met en évidence les causes des pertes et qui prend aussi en compte la géométrie de l'actionneur.

Illustration du phénomène

L'aimant est modélisé comme une masse conductrice siège de courants induits sous l'hypothèse d'être en régime non saturé caractérisé par une conductivité/résistivité électrique.

La *Fig.D- 1* illustre (dans le cas le plus simple : « $N_{pp} = 1$ ») le processus qui génère ces courants. Les grandeurs présentes sont résumées :

- ⊕ « $I_X(t)$ » : courants statoriques « $X = U, V, W$ » ;
- ⊕ « θ » : position angulaire dans le repère stationnaire de la phase « U » ;
- ⊕ « \mathbf{B}_T » : l'induction magnétique totale dans l'entrefer générée par les courants statoriques ;
- ⊕ « \mathbf{B}_{ia} » : champ opposé généré par les courants induits ;
- ⊕ « \mathbf{J}_{ia} » : densité de courants induits dans les aimants.

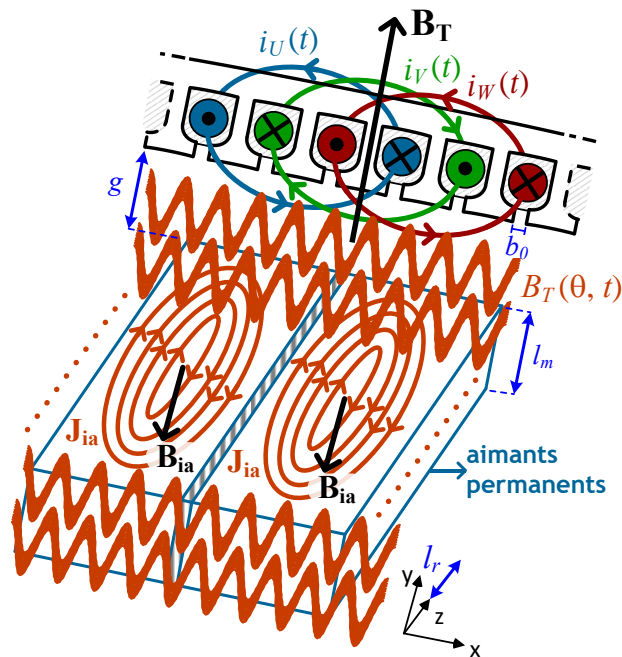


Fig.D- 1 : Stator : répartition spatiale des courants ; Rotor : courants induits dans les aimants permanents

Modèle de pertes dans les aimants

Notre choix s'est porté sur le modèle analytique à deux dimensions de [VEE97] dans le cas triphasé. Ce modèle est particulièrement développé en [HOW00] mais ne considère que les harmoniques d'espace « ν » de la force magnétomotrice. Dans les travaux complémentaires [SCH04, ZHU05], les harmoniques de temps « u » sont pris en compte et une densité de courant équivalente des courants statoriques est considérée le long de l'alésage placé dans les ouvertures d'encoche « b_0 ». De plus, ces modèles considèrent l'influence de la segmentation des aimants sur les pertes et ont une très bonne sensibilité par rapport aux variations géométriques de l'actionneur.

Une remarque concernant les équations de [ZHU05] est qu'elles sont appliquées aux actionneurs à nombre d'encoches par pôle par phase « N_{ep} » fractionnaires alors que, pour notre modélisation, nous considérons « N_{ep} » entiers. Le modèle reste cependant valable. En effet, les actionneurs à « N_{ep} » fractionnaires contiennent un spectre harmonique plus riche rajoutant des sous-harmoniques d'espace qui ne sont pas « vus » avec des structures à « N_{ep} » entiers. La mise en place de ce modèle s'est effectué dans le cadre du master recherche [NAO11]. Le modèle a été validé sur au moins six différents actionneurs avec différents types d'alimentation : mode brushless DC (BLDC) et mode brushless AC (BLAC). Les écarts obtenus étant inférieurs à 10 %.

Hypothèses simplificatrices pour le traitement analytique

- les milieux aimantés de l'actionneur sont supposés linéaires ;
- les perméabilités des matériaux sont supposées constantes ;
- la structure est invariante par translation dans la direction axiale ;
- les sources de champs sont de couches concentriques d'épaisseur constantes ;
- le champ magnétique d'entrefer est considéré strictement radial ;

- les culasses qui délimitent le circuit magnétique ont une perméabilité magnétique très grande devant « μ_0 » (le champ magnétique dans ces zones peut donc être considéré nul) et une conductivité électrique nulle ;
- les courants de phase (source de champs) sont ramenés à des densités de courants linéiques superficielles uniformément distribuées dans les ouvertures d'encoches ;
- les aimants ont une conductivité électrique non nulle ;
- l'effet de l'induction induite « \mathbf{B}_{ia} » dans les aimants par les courants de Foucault sur l'induction du bobinage statorique « \mathbf{B}_T » est négligée ;
- la variation de perméance dans l'entrefer due aux encoches du stator est négligée ;
- le système triphasé est équilibré, bien que l'analyse puisse s'appliquer à des actionneurs polyphasés.

Equations du modèle de pertes dans les aimants

Le résumé des équations du modèle est présenté. Les pertes totales dans le volume des aimants, calculées sur une période d'excitation « T_{MEC} » sont :

$$P_{AIMANTS} = 2 \cdot p \cdot \frac{1}{T_{MECA}} \int_0^{T_{MECA}} \int_{\text{volume}} \rho_{Sm2Co17} \cdot J_{ia}^2 \cdot dV \cdot dt \quad (D-1)$$

$$P_{AIMANTS} = \frac{2 \cdot p}{T_{MECA}} \int_0^{T_{MECA}} \int_0^{l_r} \int_{R_m^{INT}}^{R_m^{EXT}} \int_{-(\theta_{magnet}/2)}^{(\theta_{magnet}/2)} \rho_{Sm2Co17} \cdot J_{ia}^2(r, \theta_R, t) \cdot r \cdot dr \cdot d\theta_R \cdot dz \cdot dt \quad (D-2)$$

où « θ_R » représente la position angulaire ramenée dans le repère rotorique.

Les pertes peuvent être séparées en deux parts [HOW00, HOW04, ZHU05]:

$$P_{AIMANTS} = P_1(u, v) + P_2(u, v) \quad (D-3)$$

- $P_1(u, v)$ correspond à la part des pertes inversement proportionnelles au carré du rang harmonique v^2 :

$$P_1(u, v) = C_1 \cdot \sum_u \sum_v \frac{k_{uv}^2 \cdot (u \pm v)^2}{v^2} \cdot \frac{A_v(v)}{[G_v(v)]^2} \quad (D-4)$$

- $P_2(u, v)$ correspond à la part des pertes inversement proportionnelles à v^4 :

$$P_2(u, v) = C_2 \cdot \sum_u \sum_v \frac{k_{uv}^2 \cdot (u \pm v)^2}{v^4} \cdot \left[\frac{B_v(v)}{G_v(v)} \right]^2 \cdot \sin^2 \left(v \cdot p \cdot \frac{\omega_m}{2 \cdot R_m^{EXT}} \right) \quad (D-5)$$

CONSTANTES UTILISEES

$$C_1 = \frac{\mu_m^2}{\rho_{Sm2Co17}} \cdot \frac{\omega_m \cdot l_r}{R_m^{EXT}} \cdot \frac{\omega_{elec}^2}{p} \quad (D-6)$$

$$C_2 = 8 \cdot \frac{\mu_m^2}{\rho_{Sm2Co17}} \cdot \frac{R_m^{EXT} \cdot l_r}{[l_m - 2 \cdot R_m^{EXT}] \cdot l_m \cdot \omega_m} \cdot \frac{\omega_{elec}^2}{p^3} \quad (D-7)$$

$$D_1 = 1 - g / r_s \quad (D-8)$$

$$D_2 = 1 - l_m / R_m^{EXT} \quad (D-9)$$

$$D_3 = R_m^{INT} / r_s \quad (D-10)$$

FONCTIONS DES HARMONIQUES D'ESPACE

$$G_v(v) = 1 - D_3^{(2 \cdot v \cdot p)} \quad (D-11)$$

$$A_v(v) = (r_s \cdot R_m^{EXT})^2 \cdot [1 - D_2^{(2+2 \cdot v \cdot p)}] \cdot \frac{D_1^{(2 \cdot v \cdot p)}}{2 \cdot (1 + v \cdot p)} + \{ (R_m^{INT})^2 \cdot F_v(v) - [l_m - 2 \cdot R_m^{EXT}] \cdot l_m \} \cdot [1 - G_v(v)] \cdot r_s^2 \quad (D-12)$$

$$B_v(v) = r_s \cdot (R_m^{EXT})^2 \cdot [1 - D_2^{(2+v \cdot p)}] \cdot \frac{D_1^{(v \cdot p)}}{(2 + v \cdot p)} + r_s \cdot (R_m^{INT})^2 \cdot D_3^{(v \cdot p)} \cdot E_v(v) \quad (D-13)$$

CONDITIONS AUX POINTS DE DISCONTINUITES

$$F_v(v) = \begin{cases} \frac{1 + D_2^{(2 \cdot v \cdot p - 2)}}{(2 \cdot v \cdot p - 2)} & si (v \cdot p) \neq 1 \\ -\ln D_2 & si (v \cdot p) = 1 \end{cases} \quad (D-14)$$

$$E_v(v) = \begin{cases} \frac{1 + D_2^{(v \cdot p - 2)}}{(v \cdot p - 2)} & si (v \cdot p) \neq 2 \\ -\ln D_2 & si (v \cdot p) = 2 \end{cases} \quad (D-15)$$

2 Pertes aérodynamiques

L'entrefer mécanique de l'actionneur est le siège d'un écoulement d'air lors de la rotation : le frottement de l'air avec la surface de la frette peut être une source de pertes non-négligeables en haute vitesse. Ces pertes, appelées pertes aérodynamiques, sont donc liées à la vitesse périphérique du rotor. Vu les vitesses élevées, des points de la mission de vol considérées, il est pertinent de prendre ces pertes en compte. Basé sur [VRA68], les pertes aérodynamiques sont calculées par :

$$P_{AERO} = f_{AERO} \cdot \pi \cdot \rho_{AIR} \cdot l_r \cdot (r_s - \delta)^4 \cdot \left(\frac{\omega_{elec}}{p} \right)^3 \quad (D-16)$$

où « f_{AERO} » est le coefficient de friction de l'air et « ρ_{AIR} » la masse volumique de l'air.

Annexe E :

Caractéristiques du module de puissance de référence

Module de référence SKM 145GB066D

Elément	Notation		Valeur
CALIBRE :			
en tension	V_{OP}	[V]	600
en courant	I_{OP}	[A]	150
IGBT :			
tension sur la jonction en conduction	V_{IGBT0}	[V]	0.9
résistance à l'état passant	R_{ON_IGBT}	[mΩ]	8
résistance de conduction thermique	R_{THJC_IGBT}	[K/W]	0.3
coefficients d'énergie à l'amorçage :	a_{ON}	[mJ/pulse]	2.8
	b_{ON}	[10 ⁻⁵ J/A]	5
	c_{ON}	[10 ⁻⁷ J/A ²]	3
coefficients d'énergie au blocage :	a_{OFF}	[mJ/pulse]	0.7
	b_{OFF}	[mJ/A]	0.03
	c_{OFF}	[10 ⁻⁸ J/A ²]	3.0
DIODE :			
tension sur la jonction en conduction	V_{DIODE0}	[V]	1
résistance électrique à l'état passant	R_{ON_DIODE}	[mΩ]	4
résistance de conduction thermique	R_{THJC_DIODE}	[K/W]	0.5
coefficients d'énergie au blocage :	a_{RR}	[mJ/pulse]	2.8
	b_{RR}	[mJ/A]	60
	c_{RR}	[mJ/A ²]	0.0
BOITIER TYPE DUAL PACK :			
nombre d'interrupteurs dans le boîtier	NI	[na]	2
résistance de contact thermique boîtier dissipateur	R_{TH_BD}	[K/W]	0.05
largeur du « pack »	ω_{PACK}	[mm]	34
longueur du « pack »	l_{PACK}	[mm]	94
masse du « pack »	M_{DP}	[g]	150

Annexe F :

Détection des états de conduction et de commutation pour le calcul des pertes-onduleur

La **Fig.F- 1** généralise la méthode décrite. La variable « S_U » (idem pour « S_V » et « S_W ») caractérise les instants auxquels les interrupteurs sont en régime de conduction et détecte aussi les instants de commutation. La **Fig.F- 2** résume les cas possibles dans le calcul des pertes et spécifie quel élément agit à un instant donné en fonction du signe du courant de charge « $i_U(t)$ » et de l'état de la variable « $S_U(t)$ ». En fonction du signe du courant de charge « $i_U(t)$ », le calcul des pertes par conduction se fait sur les plateaux, lorsque « $S_U(t) = 1$ » et les pertes par commutation sur les fronts montants et descendants de « $S_U(t + \delta t) - S_U(t) = \pm 1$ ». Certaines remarques concernant la méthode adoptée doivent être précisées, notamment en ce qui concerne :

- **la généricité du modèle** : certaines stratégies de commande d'onduleur étant difficilement représentables à l'aide d'équations analytiques, l'intérêt d'une approche numérique temporelle permet d'effectuer le calcul de pertes indépendamment de la stratégie de commande choisie. De plus, ce type de calcul s'adapte facilement à tout type de structure de conversion statique, DC-AC, mais aussi AC-AC, multicellulaire série ou parallèle ;
- **les ondulations de courant** : comme observé dans la **Fig.F- 1**, le modèle des pertes de l'onduleur considère l'effet de l'ondulation de courant à la fréquence de découpage : les pertes harmoniques sont donc prises en compte ;
- **le point de fonctionnement considéré** : les niveaux des pertes varient en fonction des points de fonctionnement au cours de la mission de vol, chaque point étant caractérisé par une certaine période de modulante « T_{mod}^i ». Sur la **Fig.F- 2**, « i » représente l'indice de l' i -ème point de la mission de vol.

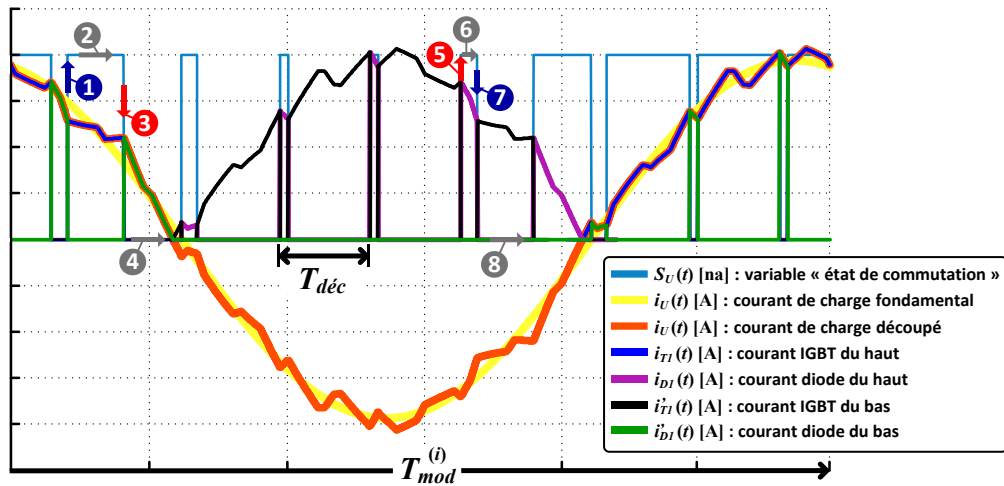


Fig.F- 1 : Visualisation de la conduction et de la commutation d'un bras onduleur sur une période de modulante

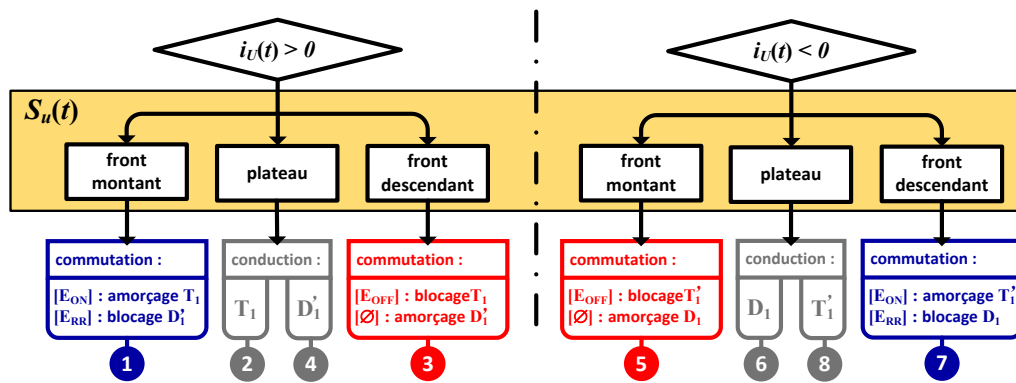


Fig.F- 2 : Synoptique de calcul des pertes onduleur

Annexe G :

Rappels sur la commande « SVPWM »

Le **Tab.G- 1** résume tous les niveaux de tension de l'onduleur de tension triphasé « deux niveaux » et associe les huit vecteurs (2^3) adaptés à la stratégie SVPWM. Dans ce tableau, pour des questions d'espace, il faut tenir compte de l'équivalence suivante : « $U = V_{convDC}$ ».

Tab.G- 1 : Onduleur de tension « deux niveaux » : tabulation des vecteurs de la SVPWM et différents niveaux de tension

Vecteur $[S_u S_v S_w]$	Interrupteurs		Tensions onduleur			Tensions composées			Tensions étoilées			
	ON	OFF	V_{UM}	V_{VM}	V_{WM}	V_{UV}	V_{VW}	V_{WU}	V_{UN}	V_{VN}	V_{WN}	
V_0	[0 0 0]	K'_1, K'_2, K'_3	K_1, K_2, K_3	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	[1 0 0]	K_1, K'_2, K'_3	K'_1, K_2, K_3	+U	0	0	+U	0	-U	+2.U/3	-U/3	-U/3
V_2	[1 1 0]	K_1, K_2, K'_3	K'_1, K'_2, K_3	+U	+U	0	0	+U	-U	+U/3	+U/3	-2.U/3
V_3	[0 1 0]	K'_1, K_2, K'_3	K_1, K'_2, K_3	0	+U	0	-U	+U	0	-U/3	+2.U/3	-U/3
V_4	[0 1 1]	K'_1, K_2, K_3	K_1, K'_2, K'_3	0	+U	+U	-U	0	+U	-2.U/3	+U/3	+U/3
V_5	[0 0 1]	K'_1, K'_2, K_3	K_1, K_2, K'_3	0	0	+U	0	-U	+U	-U/3	-U/3	+2.U/3
V_6	[1 0 1]	K_1, K'_2, K_3	K'_1, K_2, K'_3	+U	0	+U	+U	-U	0	+U/3	-2.U/3	+U/3
V_7	[1 1 1]	K_1, K_2, K_3	K'_1, K'_2, K'_3	+U	+U	+U	0	0	0	0	0	0

Dans cette approche de modulation, la notion de secteurs est appliquée [FOC00, BIN06, MILO8]. Un secteur est défini par deux vecteurs adjacents, imposant la tension aux bornes de l'actionneur. Chaque vecteur est appliqué pendant une durée déterminée de façon à atteindre les valeurs moyennes de tension (sur une période porteuse) et donc à assurer la tension « $\langle V_k \rangle$ » demandée par point de fonctionnement.

La **Fig.G- 1** illustre un cas généralisé. Le vecteur « V_k », situé dans le secteur 1, est construit par les contributions des vecteurs actifs « V_1 » et « V_2 » appliqués, respectivement, pendant une durée « t_1 » et « t_2 » sur la période de découpage (**G- 1**).

$$\mathbf{V}_k = \frac{t_1}{T_{dec}} \cdot \mathbf{V}_1 + \frac{t_2}{T_{dec}} \cdot \mathbf{V}_2 \quad (\text{G- 1})$$

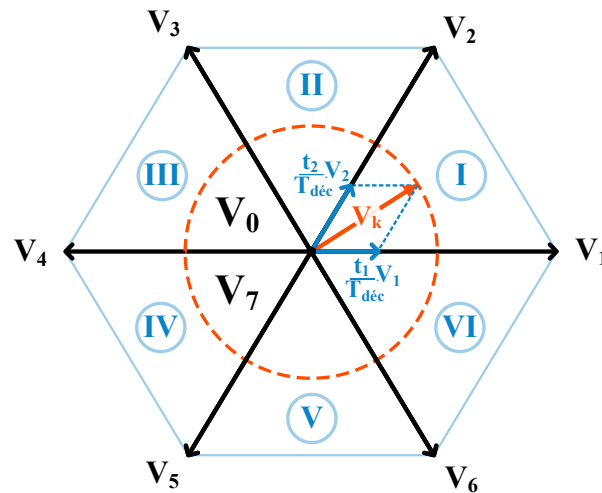


Fig.G- 1 : Représentation vectorielle de l'onduleur « 2-niveaux »

Dans la gestion de la « MLI » vectorielle, il existe différentes possibilités de coordonner l'évolution des vecteurs. Dans le cas de la SVPWM, le principe consiste à commuter un seul interrupteur de l'onduleur. Les temps d'apparition « t_0 » et « t_7 » concernent les temps de roue libre, caractérisant les passages par zéro des tensions composées de l'onduleur. D'un point de vue vectoriel, il est donc nécessaire de déterminer le secteur (I, II, III, IV, V ou VI) agissant dans la construction du vecteur « V_k » désiré, ainsi que leur durée d'application. La stratégie de commande implantée de façon scalaire est présentée par la suite.

Insertion de la composante homopolaire et création des modulates

Dans le cas d'une MLI triphasée, en particulier pour des charges triphasées avec point neutre isolé, la principale propriété de cette structure est l'absence de composantes homopolaires dans le spectre harmonique des tensions étoilées de l'actionneur « V_{UN}, V_{VN}, V_{WN} » [HAV99, CAP02]. Le fait d'imposer les tensions composées de l'actionneur « V_{UV}, V_{VW}, V_{WU} » par l'intermédiaire des tensions d'alimentation vues de l'onduleur « V_{UM}, V_{VM}, V_{WM} », offre un degré de liberté en jouant sur le mouvement du neutre par rapport à la référence d'alimentation « M » via la composante homopolaire « V_{NM} », appelée aussi « zero sequence voltage » [HOL96, CAP02, HOL03].

Les tensions étoilées de l'actionneur sont donc indépendantes de la tension « V_{NM} ». Cette dernière n'est donc composée que des composantes homopolaires. Il existe donc une infinité de façons de générer toute composante homopolaire via les ordres de commandes des interrupteurs sans changer les tensions de l'actionneur. Autrement dit, les ordres de commande « S_U, S_V, S_W » des cellules de commutation ne sont pas uniques à tension modulantes de référence données. Cela représente la caractéristique la plus importante qui permet d'ouvrir le champ d'étude des différentes stratégies de commande.

Le but est d'améliorer le fonctionnement de l'onduleur de tension ou de permettre de mieux l'intégrer dans le système global [HOB04, DA09, PAT09]. Dans le cas de la SVPWM, la composante homopolaire « V_{NM} » est obtenue à partir de la tension médiane « V_{MED} » :

$$V_{NM} = -\frac{V_{MED}}{2} \quad (G-2)$$

Instantanément, la tension médiane (**Fig.G- 2-a**) est exprimée par :

$$v_{MED}(t) = \max[v_{U_REF}(t), v_{V_REF}(t), v_{W_REF}(t)] + \min[v_{U_REF}(t), v_{V_REF}(t), v_{W_REF}(t)] \quad (G-3)$$

Les tensions de référence, utilisées pour la commande de l'onduleur de tension sont définies :

$$v_{U_REF}(t) = m_a \cdot \sin(\theta) \quad (G-4)$$

$$v_{V_REF}(t) = m_a \cdot \sin\left(\theta + \frac{2}{3} \cdot \pi\right) \quad (G-5)$$

$$v_{W_REF}(t) = m_a \cdot \sin\left(\theta - \frac{2}{3} \cdot \pi\right) \quad (G-6)$$

« m_a » représente l'indice de modulation appelé aussi coefficient de réglage en tension, donné par le rapport entre la tension crête des phases et la tension convertisseur (**G- 7**).

$$m_a = 2 \cdot \frac{V_{XXN}^{crete}}{V_{convDC}} \quad (G-7)$$

« XX » représente les phases de l'actionneur « $XX = U, V, W$ ». Dans notre démarche, les valeurs de « m_a » sont issues du modèle de l'actionneur.

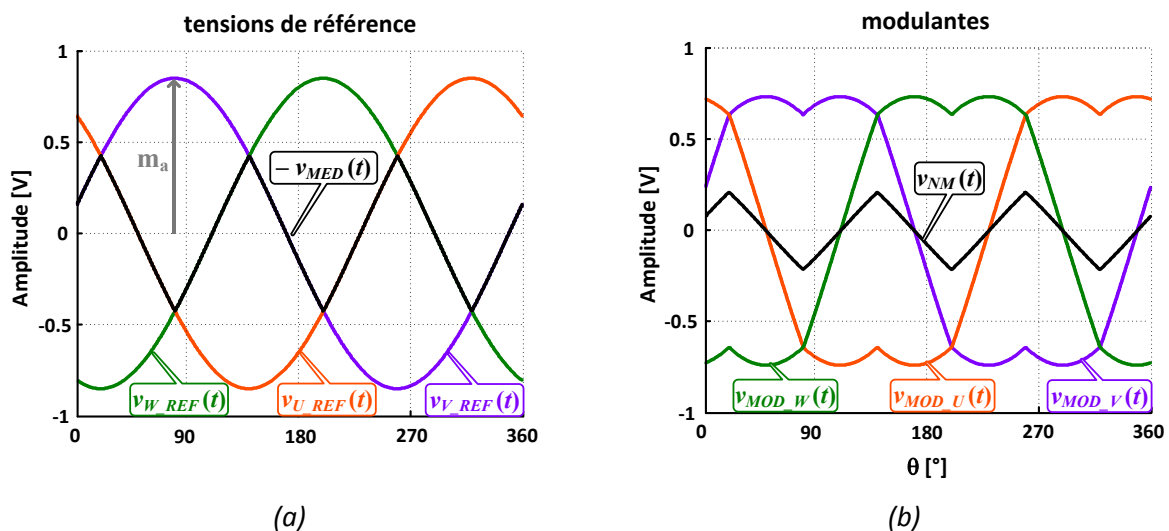


Fig.G- 2 : (a)tensions de référence et tension médiane ; (b) modulantes et composante homopolaire

Nous remarquons que la composante médiane (**Fig.G- 2-a**) donc la composante homopolaire (**Fig.G- 2-b**) évolue à trois fois la fréquence des références. Cette caractéristique permet d'élargir la zone linéaire de la MLI « $m_a > 1$ » (fonctionnement en sur-modulation) et de mieux se servir de la

tension du bus continu [MON97]. Pour ce faire, les signaux des modulantes doivent être adaptés en ajoutant la composante homopolaire. La Fig.G- 2-b présente les formes d'onde des modulantes définies instantanément par :

$$v_{MOD_U}(t) = v_{U_REF}(t) + v_{NM}(t) \quad (G- 8)$$

$$v_{MOD_V}(t) = v_{V_REF}(t) + v_{NM}(t) \quad (G- 9)$$

$$v_{MOD_W}(t) = v_{W_REF}(t) + v_{NM}(t) \quad (G- 10)$$

Echantillonnage des modulantes et génération des signaux de commande des interrupteurs

La Fig.G- 3 présente le chronogramme temporel sur une période électrique d'une des modulantes. D'après la loi (G- 11), la porteuse triangulaire « coupe » la modulateur échantillonné une fois par demi-période, ce qui entraîne par période de découpage « $T_{déc}$ » un amorçage et un blocage du composant de puissance.

Les signaux complémentaires de commande « S_U » et « S'_U » représentent donc la « signature » de la modulateur, codée par le rapport cyclique (temps de conduction sur la période de découpage).

$$S_U(t) \begin{cases} = 0 & \text{si } v_{MOD_U}(t) < v_{TRI}(t) \\ = 1 & \text{si } v_{MOD_U}(t) \geq v_{TRI}(t) \end{cases} \quad (G- 11)$$

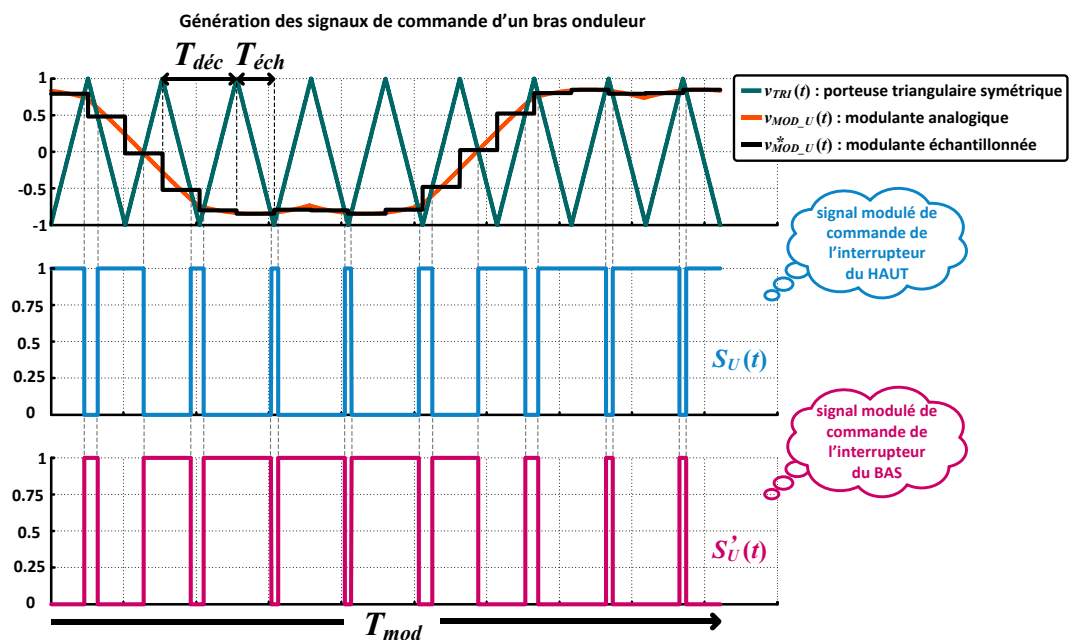


Fig.G- 3 : Chronogramme temporel de la génération des ordres de commande d'une cellule sur une période de modulante

« $T_{déc}$ » représente la période de découpage ; « $T_{éch}$ » représente la période d'échantillonnage.

Annexe H :

Modèle de stabilité du filtre d'entrée

Vu la complexité du problème, le dimensionnement de toute la chaîne « VCS » est fait en quasi statique sans incorporer les boucles de régulation de courant (couple) et de vitesse.

Si nous ne regardons que le filtre d'entrée de façon isolée, sans considérer l'influence des impédances branchées en amont et en aval, ce réseau passif « RLC » sera toujours stable, son coefficient d'amortissement « ξ » étant strictement positif. Dans ce cas, même si au niveau harmonique les solutions de filtre respectent les gabarits normatifs d'Airbus, il y aura différents types de réponses temporelles, pouvant être (pour ce système du deuxième ordre) :

- amorties, oscillantes et résonantes : $0 < \xi < \sqrt{2}/2$;
- amorties, oscillantes et non-résonantes : $\sqrt{2}/2 < \xi < 1$;
- amorties, non-oscillantes et non-résonantes : $\xi > 1$.

Dans cette vision isolée du filtre d'entrée, on ne peut pas parler de véritable possibilité d'instabilité mais plutôt d'oscillations. Cependant, pour des charges électroniques de puissances pilotées à dynamiques élevées, la question de la stabilité se pose et a été traitée dans de nombreux travaux [BEL95, FEN99, FEN02, ZHA04].

Plus la bande passante de ces charges est importante et plus la puissance prélevée augmente, plus l'impédance d'entrée diminue jusqu'à devenir négative, rendant alors le système instable. Cette problématique est donc aussi à considérer.

Pour cela, nous proposons d'évaluer la réponse fréquentielle du filtre d'entrée et d'avoir un regard critique sur les solutions obtenues, en s'appuyant sur le critère de Middlebrook, souvent utilisé pour la circonstance. Ce critère propose une analyse graphique, nécessitant d'examiner :

Evolution des impédances d'entrée « Z_{IN} » et de sortie « Z_{OUT} »

Ces impédances sont définies dans la section 6.2 du chapitre 2. Dans notre démarche de résolution fréquentielle, la détermination des différentes impédances du circuit est théoriquement possible. Avec cette information, la visualisation de la méthode de Middlebrook [MID76] est donc envisageable.

Sans rentrer dans le détail du critère, la méthode de Middlebrook dit que, pour deux systèmes (individuellement stables) en série, l'impédance de sortie du premier système (côté source) doit être strictement inférieure à l'impédance d'entrée du deuxième système en cascade.

Par exemple, l'application du critère à notre système à l'entrée et à la sortie du filtre correspond, respectivement, aux équations (G- 12) et (G- 13) :

$$Z_{IN} > Z_{OUT}^{HVDC} \quad (G-12)$$

$$Z_{OUT} > Z_{IN}^{OND+ACT} \quad (G-13)$$

« Z_{OUT}^{HVDC} » représente ce que nous appelons « l'impédance équipementière », caractérisée par le rapport des gabarits de tension et de courant dus à la norme Airbus [AIRBUS_N24RP0831391].

« $Z_{IN}^{OND+ACT}$ » représente l'impédance d'entrée équivalente de l'ensemble « onduleur de tension + actionneur électrique ».

Certains points à propos de ce critère doivent être soulignés :

- il permet donc d'assimiler l'analyse de stabilité au seul comparatif entre les amplitudes des impédances ;
- c'est donc un critère facilement exploitable une fois que les « briques » relatives au filtre d'entrée et à l'onduleur de tension sont mises en place, permettant de caractériser ces impédances ;
- il représente une condition suffisante de stabilité : ce critère est ainsi connu pour être assez conservateur, un filtre ne respectant pas le critère de Middlebrook pouvant s'avérer stable.

Annexe I :

Résultats de validation par éléments finis du modèle analytique de l'actionneur HSPMSM

L'utilisation des modèles analytiques dans un processus de conception est souvent accompagnée par une validation par un moyen de modélisation plus performant. Le modèle analytique de l'actionneur présenté dans le deuxième chapitre a été validé en utilisant un logiciel de simulation par éléments finis appelé « EFCAD ». Les tableaux ci-dessous représentent la validation du calcul de quelques paramètres de trois actionneurs différents choisis du front de Pareto « Actionneur ».

- Actionneur 1 : actionneur à masse minimale (le premier du front de Pareto à partir de la droite) ;
- Actionneur 2 : actionneur avec compromis masse-pertes par rapport à la solution de référence (voir chapitre III) ;
- Actionneur 3 : actionneur à masse maximale (le premier du front de Pareto à partir de la gauche).

Inductance fer [uH]:

	Actionneur 1 « Masse min »	Actionneur 2 « Compromis »	Actionneur 3 « Masse max »
Modèle analytique	63.77	62.77	214.25
Modèle EFCAD	60.12	59.51	211.13
Erreur [%]	6.1	5.5	1.5

Induction à vide [T]:

	Actionneur 1	Actionneur 2	Actionneur 3
Modèle analytique	0.4	0.41	0.38
Modèle EFCAD	0.38	0.44	0.37
Erreur [%]	5.26	6.8	2.7

Flux à vide [W]:

	Actionneur 1	Actionneur 2	Actionneur 3
Modèle analytique	0.018	0.021	0.056
Modèle EFCAD	0.02	0.0235	0.055
Erreur [%]	10	10.6	1.8

Résistance statorique [Ω]:

	Actionneur 1	Actionneur 2	Actionneur 3
Modèle analytique	0.04	0.019	0.026
Modèle EFCAD	0.042	0.018	0.0255
Erreur [%]	4.8	5.5	1.9

Annexe J :

Application de la DSM sur le modèle géométrique de l'actionneur HSPMSM

Dans cet annexe, nous allons présenter le modèle géométrique de l'actionneur HSPMSM sous forme matricielle « DSM ». Les 11 variables de décision considérées sont issues de la thèse d'André De Andrade [AND13], ainsi, nous allons démontrer l'existence d'une boucle implicite au niveau du calcul du rayon d'alésage. La DSM orientée et ordonnancée est représentée par la *Fig.I- 1*.

	J_s	p	N_{epp}	R_{rl}	R_{dr}	g	B_y	K_r	K_p	N_{bp}	T_{bp}	α	N_{enc}	τ_d	γ	K_{b1}	rs	R_{gr}	I_m	B_{0g}	B_{1g}	...	SCU	..
J_s	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	6	-	-	-	-	-	-	-
p	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	2	-	4	-	-	-	-	-	-	-	-	-
N_{epp}	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	2	-	-	5	-	-	-	-	-	-	-	-
R_{rl}	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	6	-	-	-	-	-	-	-
R_{dr}	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
g	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	7	8	9	-	-	-	-
B_y	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
K_r	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
K_p	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	1	-	-	-	-	-	-	-	8	9	-	-	-
N_{bp}	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
T_{bp}	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	6	-	-	-	-	-	-	-
α	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	10	-	-
N_{enc}	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	3	-	-	6	-	-	-	-	-	-	-
τ_d	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	4	-	-	-	-	-	-	-	-	-
γ	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	5	-	-	-	-	-	-	-	-
k_{b1}	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	6	-	-	-	-	-	-	-
rs	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	7	-	-	-	-	-	-
R_{gr}	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	8	-	-	-	-	-
I_m	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	9	-	-	-	-
B_{0g}	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	6	-	-	-	10	-	-	-
B_{1g}	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
....	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
SCU	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	6	-	-	-	-	-	-	-
...	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-

Fig.I- 1 : DSM orientée et ordonnancée du modèle géométrique de l'actionneur HSPMSM

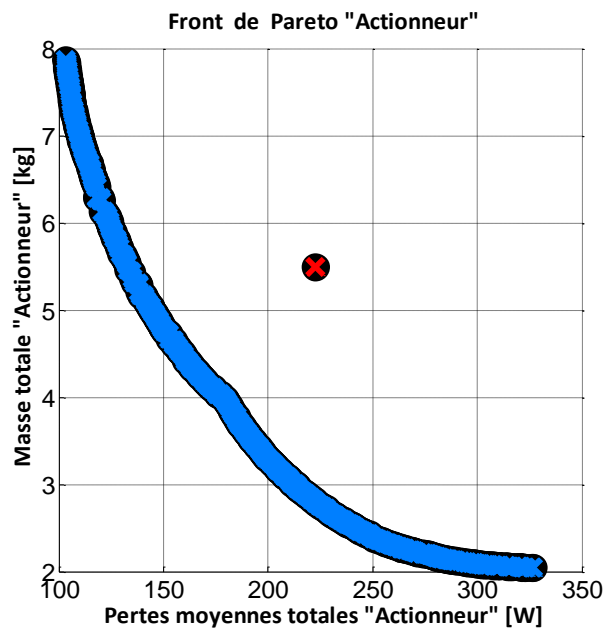
Annexe K :

Optimisation du VCS fonctionnant à 12000 rpm

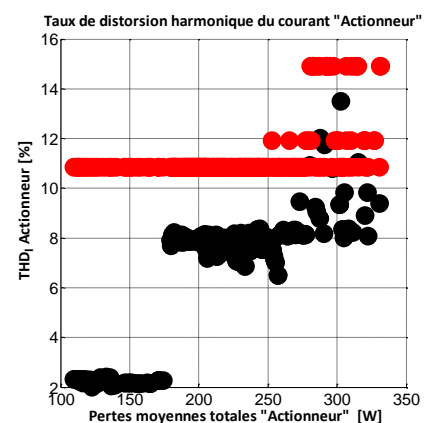
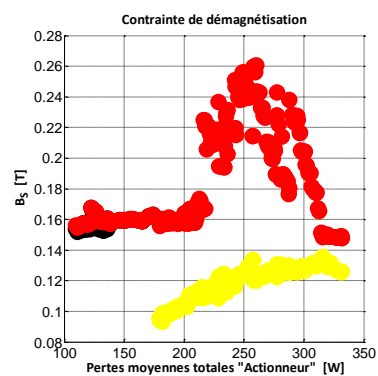
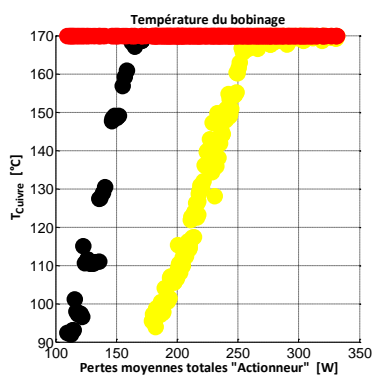
1 Approche séquentielle :

Boucle d'optimisation « Actionneur » :

Front de Pareto

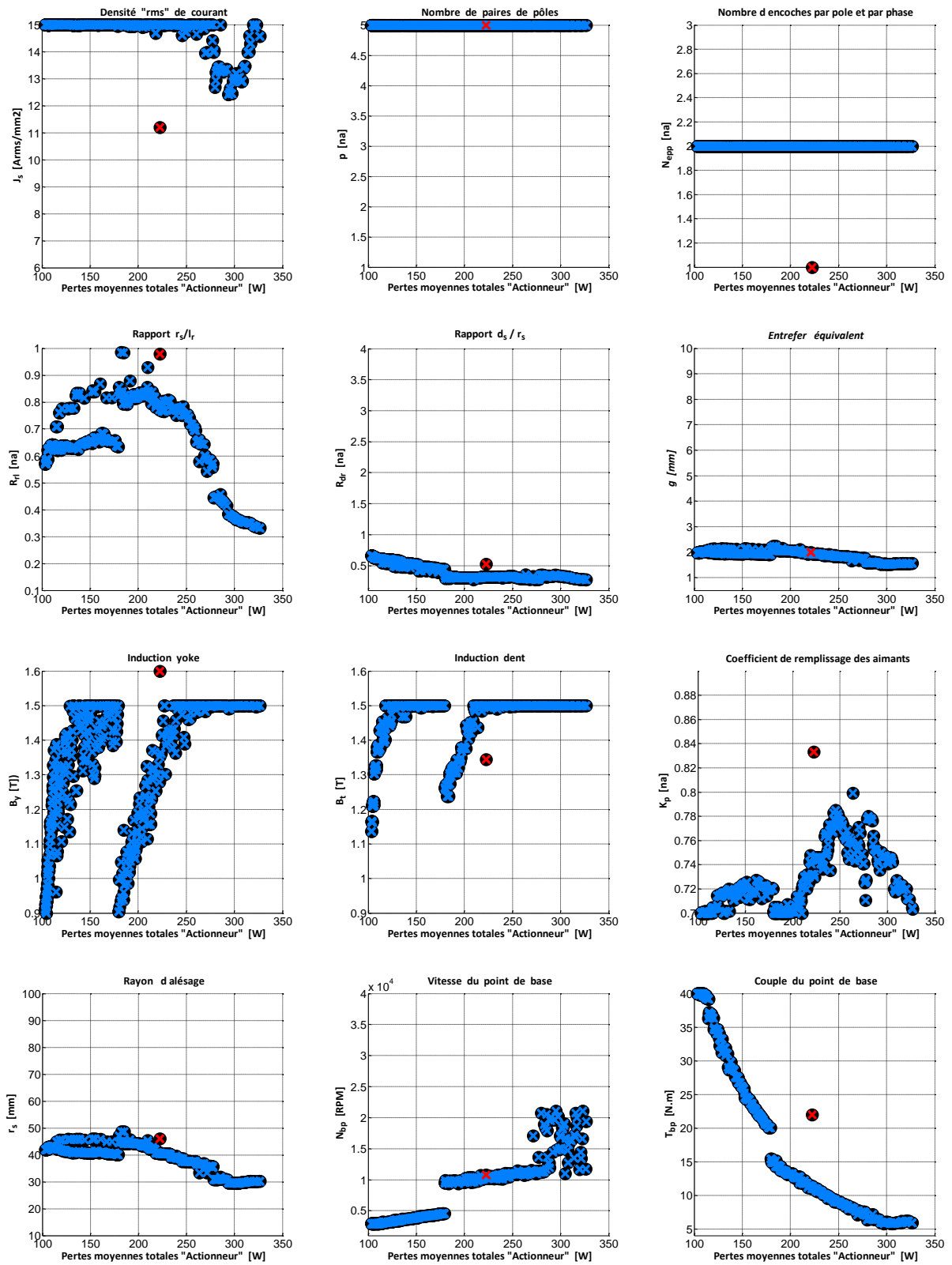


Evolution des contraintes principales

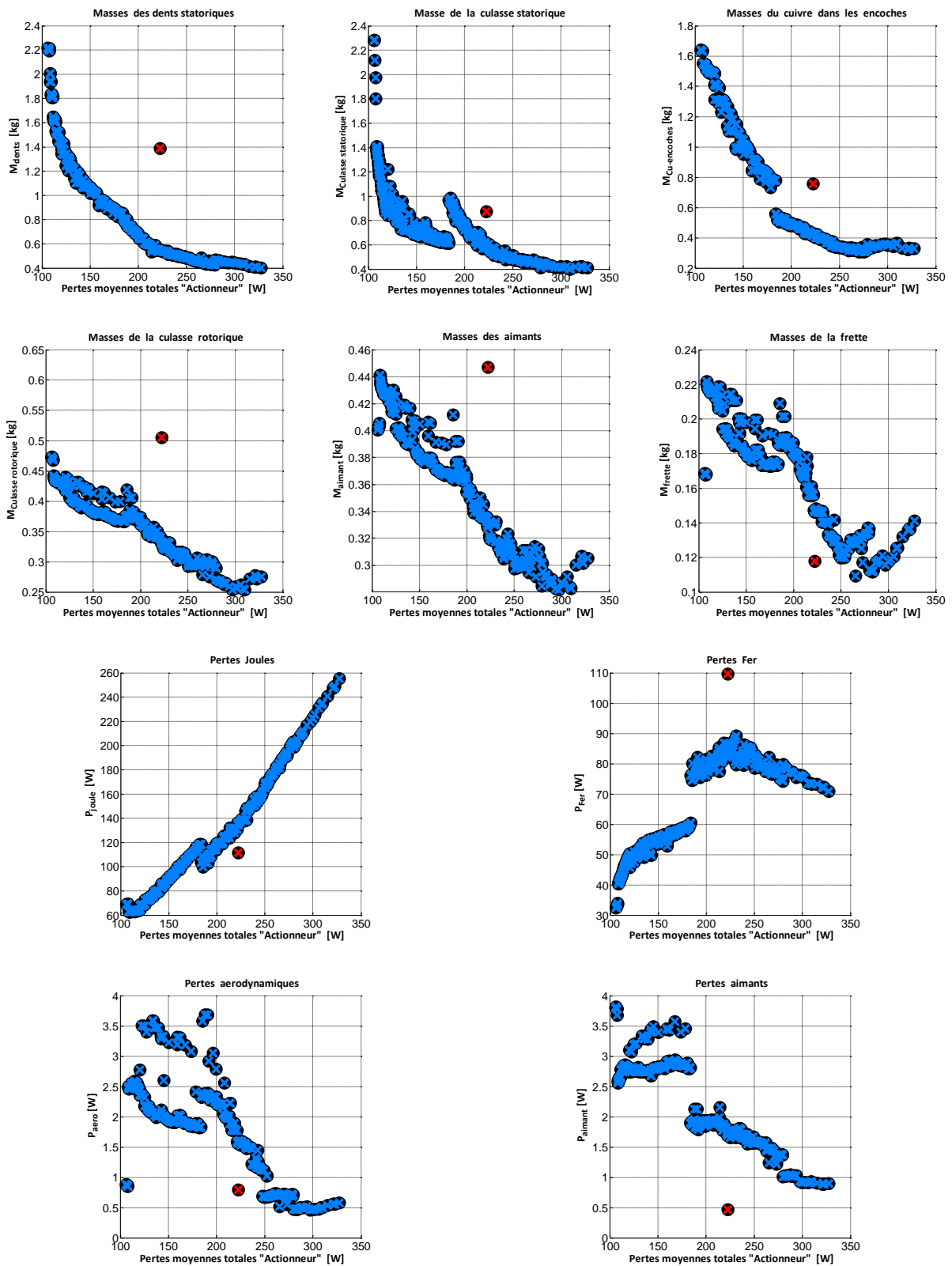


- Limites de contraintes
- Point 1 de la mission de vol
- Point 3 de la mission de vol

Evolution de variables de décision :



Evolution des critères partiels :

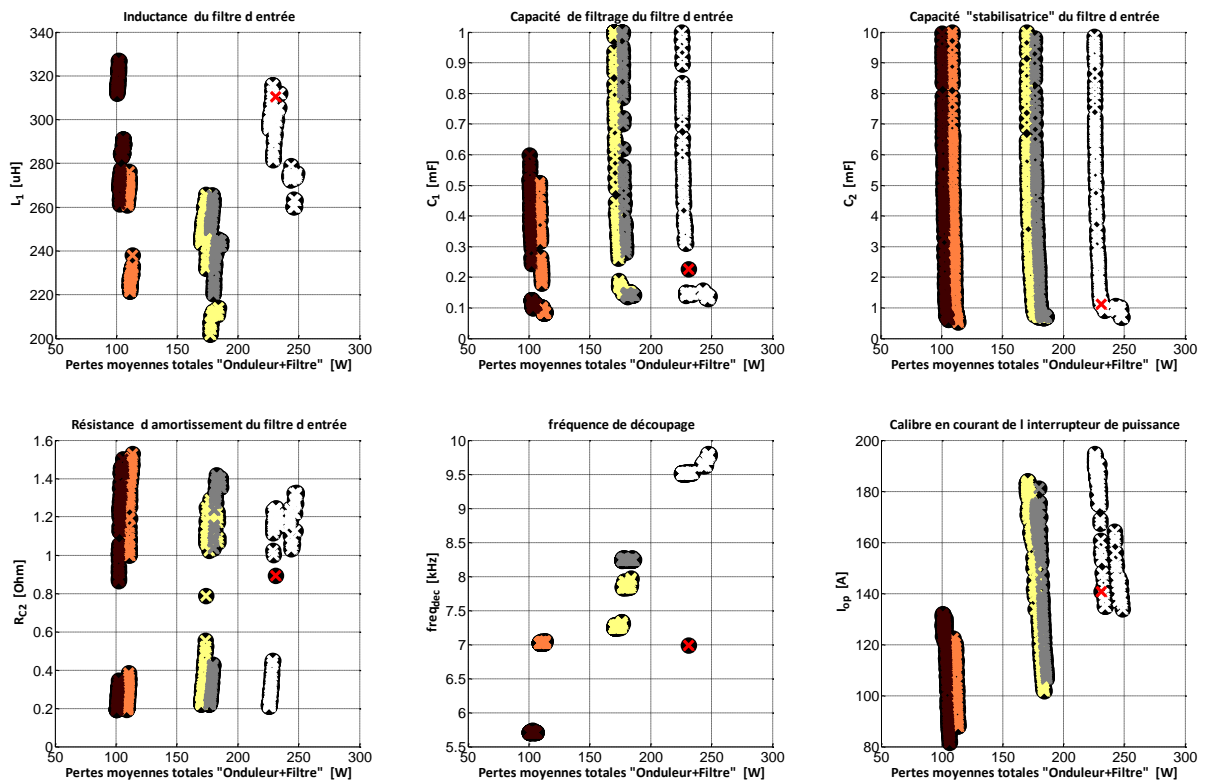


Boucle d'optimisation « onduleur de tension et filtre d'entrée » :

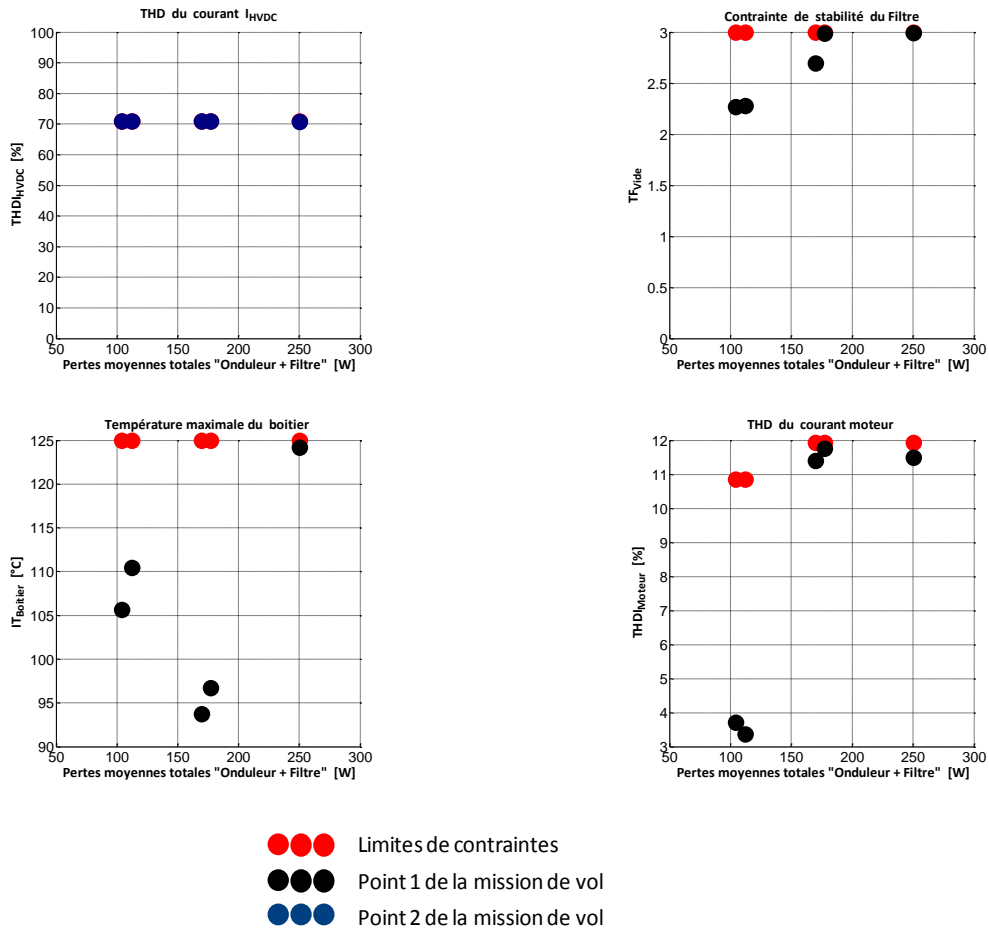
Front de Pareto



Evolution des variables de décision

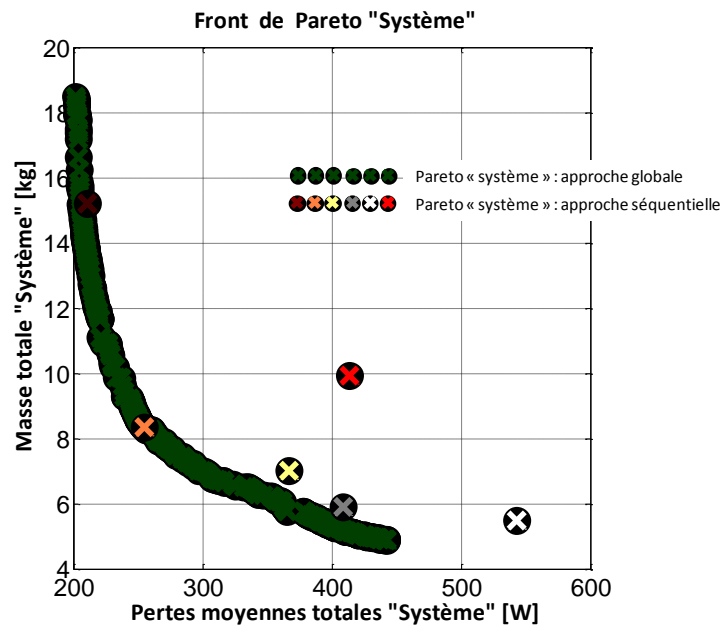


Evolutions des contraintes principales

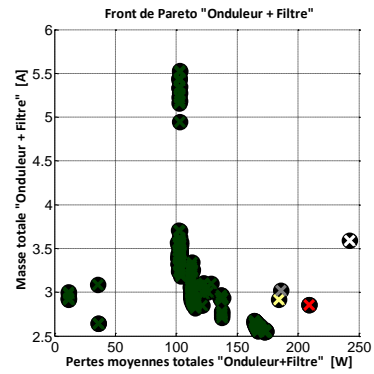
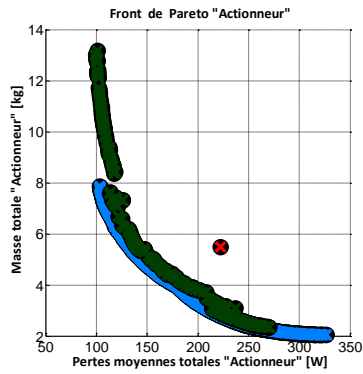


2 Approche Globale

Front de Pareto

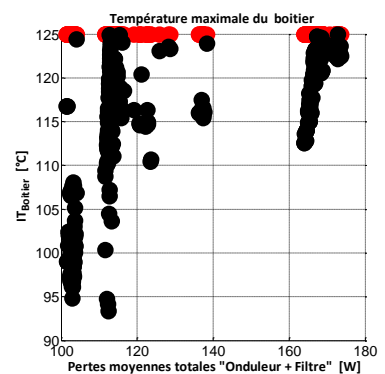
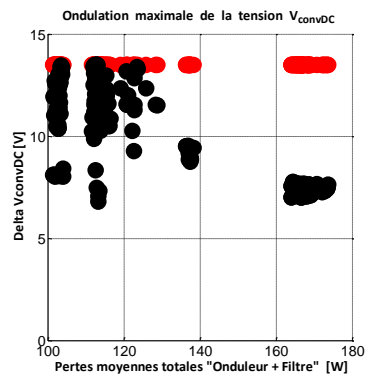
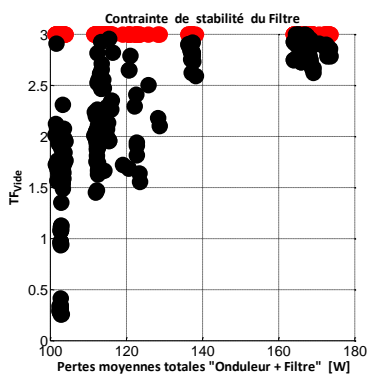
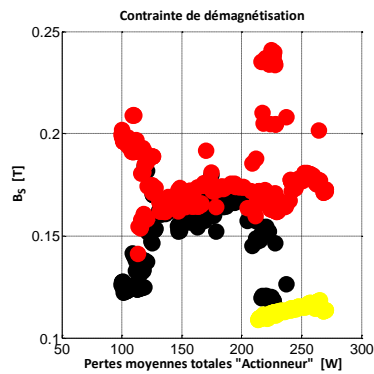
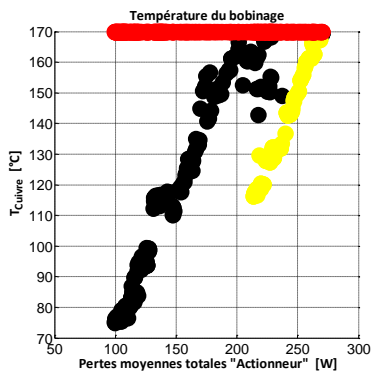


Comparaison des critères partiels



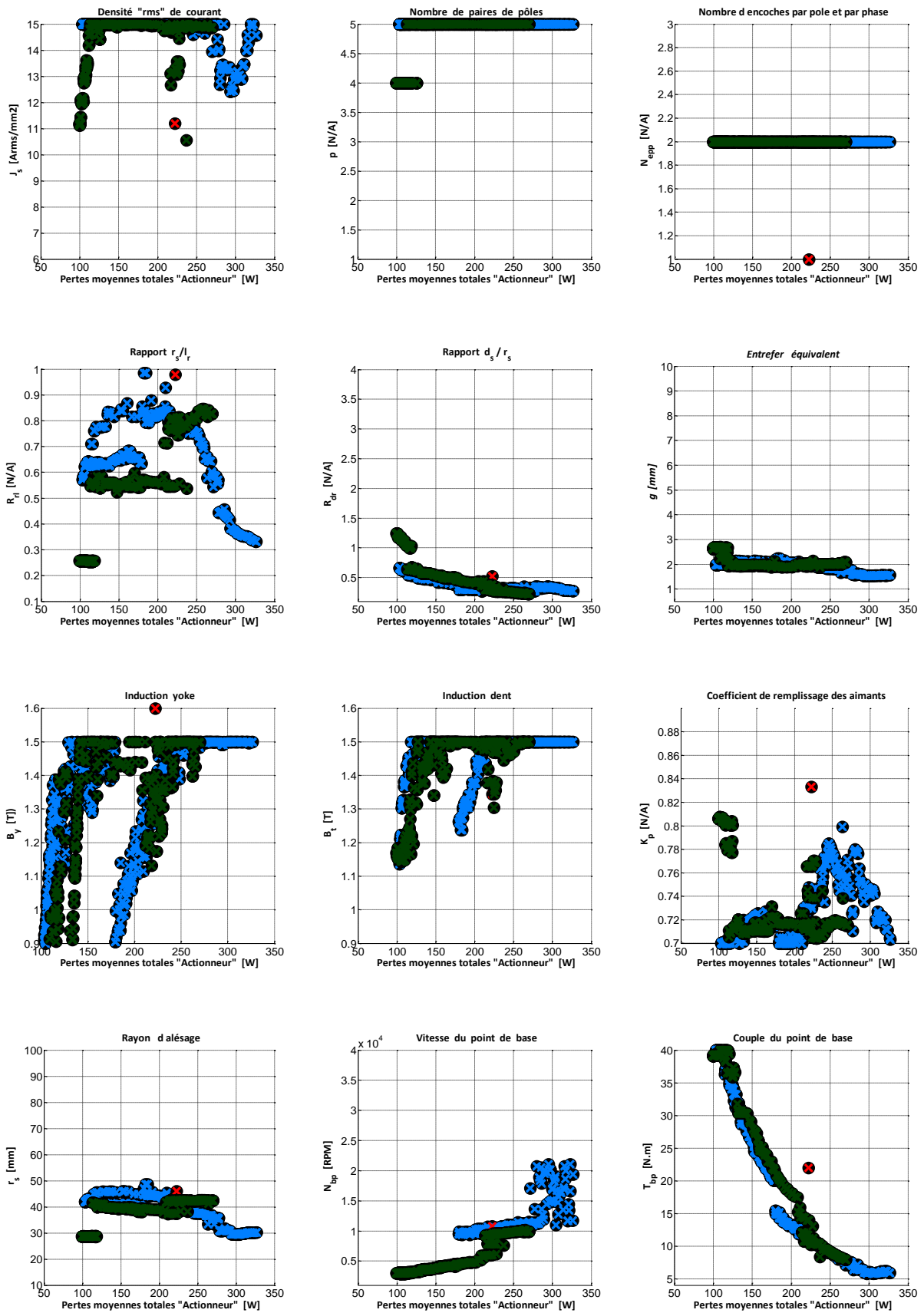
Remarque : Vert : Approche globale ; Bleu : Approche séquentielle.

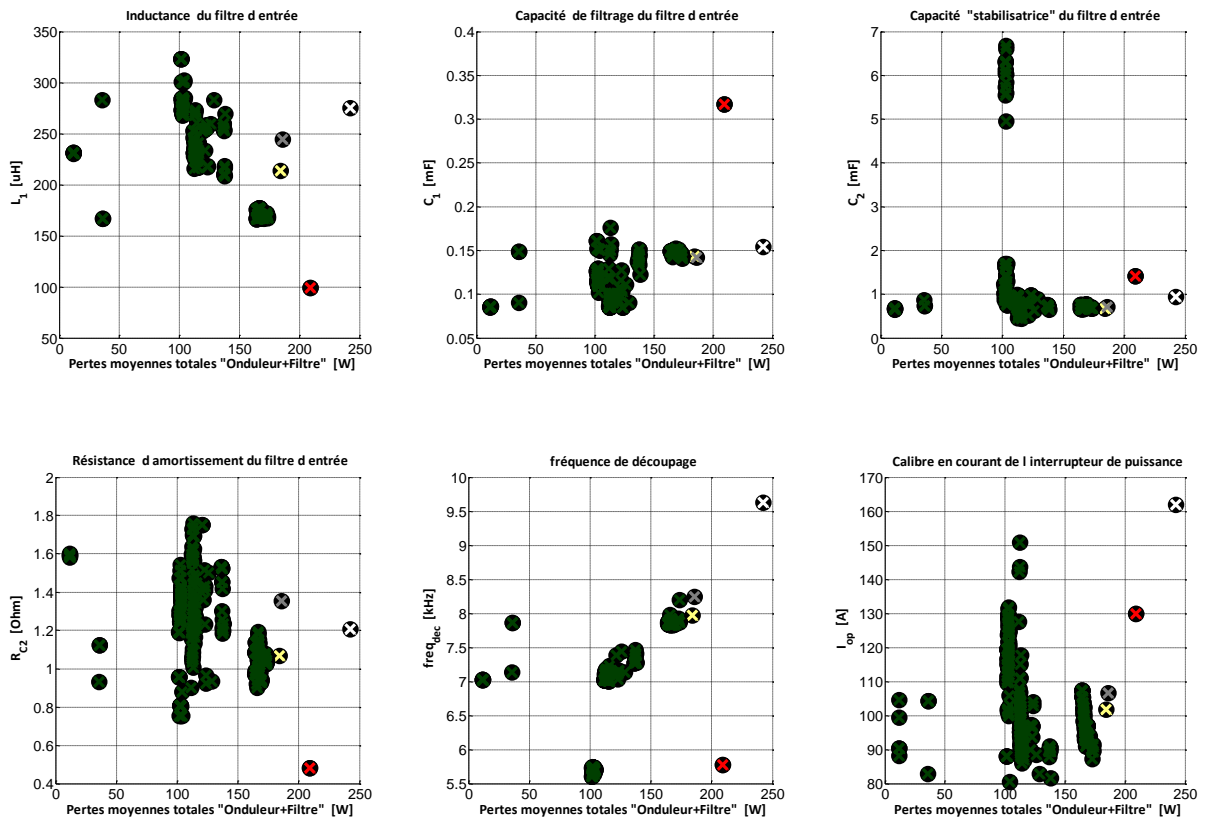
Evolution des contraintes principales :



- Limites de contraintes
- Point 1 de la mission de vol
- Point 3 de la mission de vol

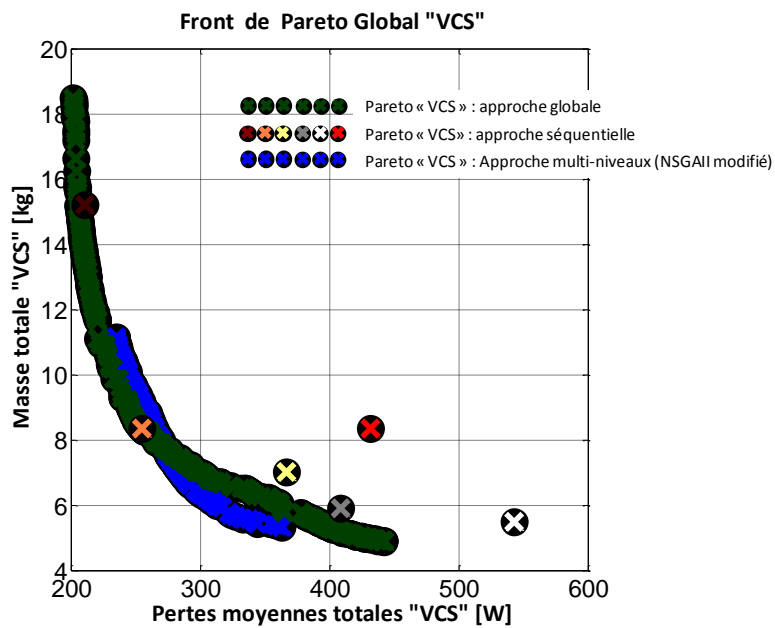
Evolution des variables de décision :

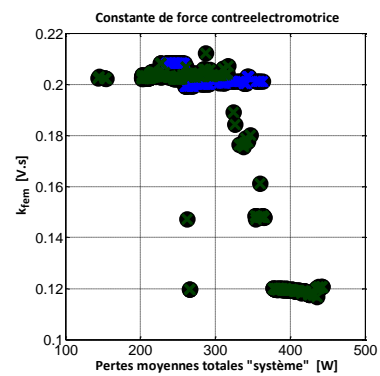
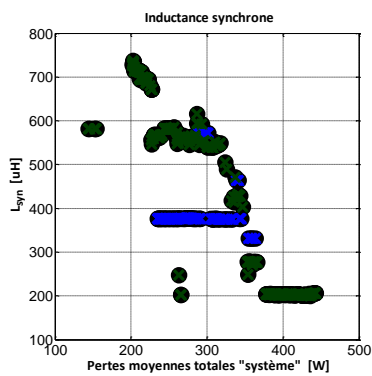
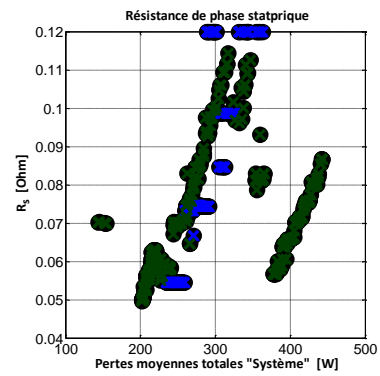
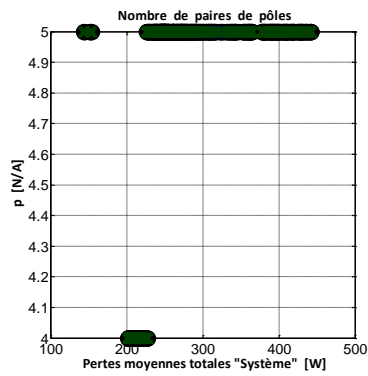




3 Approche multi-niveaux :

Front de Pareto



Evolution des variables de couplage :

Les résultats obtenus pour ce cahier des charges montre que l'approche globale a mal convergé sur la partie droite du Front de Pareto car les solutions système dans cette partie sont dominées par les résultats de l'approche multi-niveau. L'écart en masse entre les deux approches atteint le kilo dans certaines zones. Ces résultats représentent un exemple concret des limites de l'approche globale et aussi de l'intérêt des approches multi-niveaux.

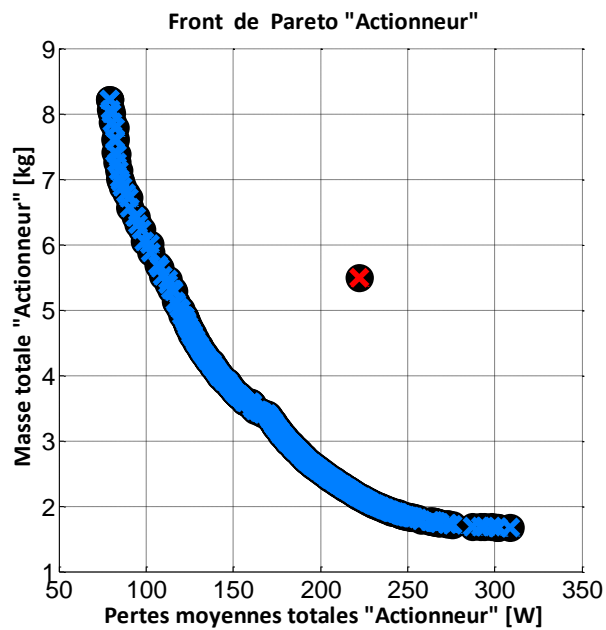
Annexe L :

Optimisation du VCS fonctionnant à 16000 rpm

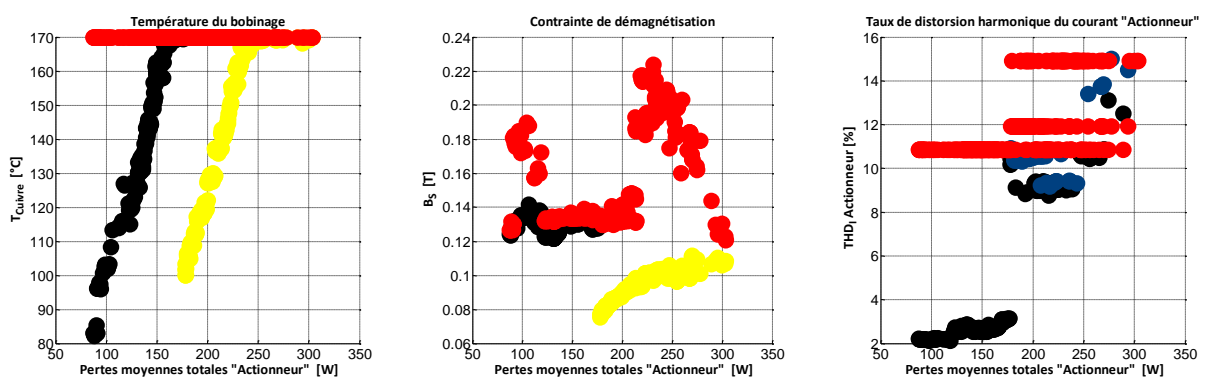
1 Approche séquentielle :

Boucle d'optimisation « Actionneur » :

Front de Pareto

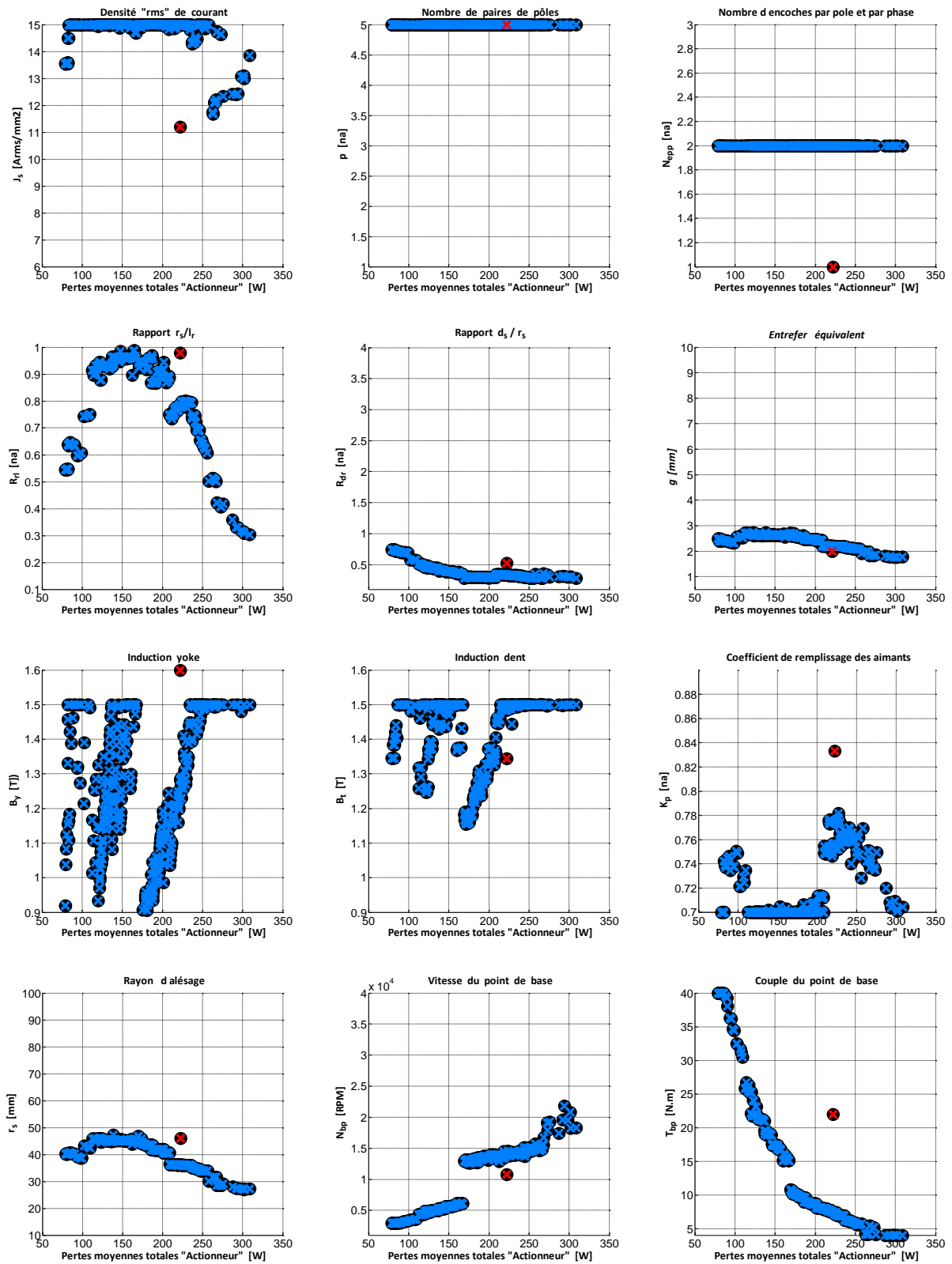


Evolution des contraintes principales

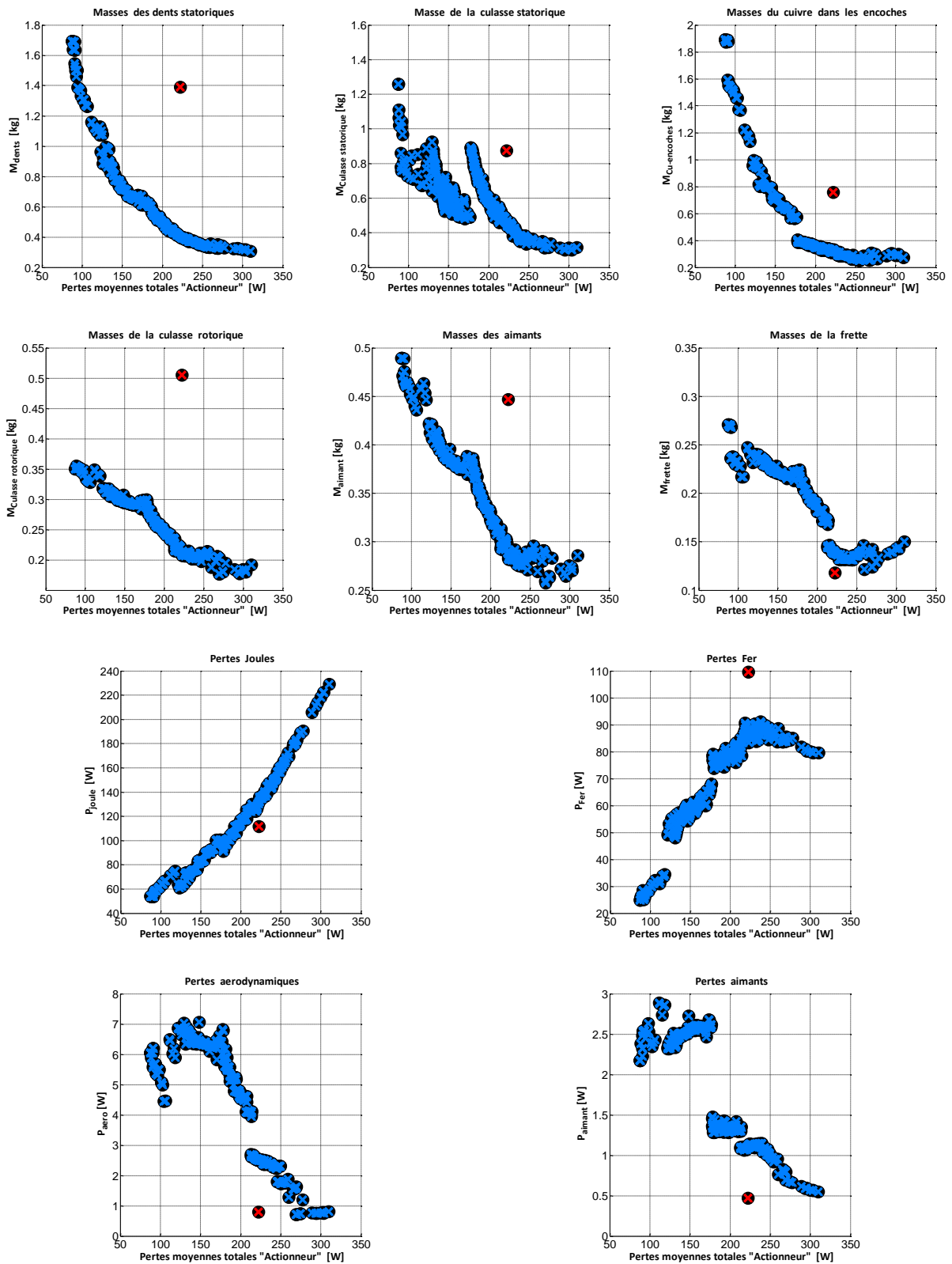


- Limites de contraintes
- Point 1 de la mission de vol
- Point 2 de la mission de vol
- Point 3 de la mission de vol

Evolution de variables de décision :

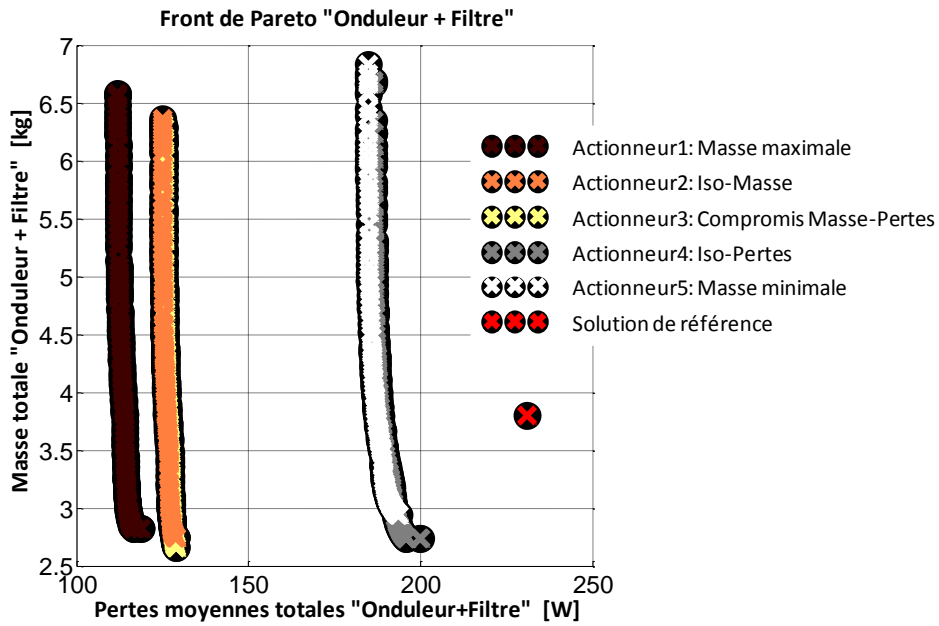


Evolution des critères partiels :

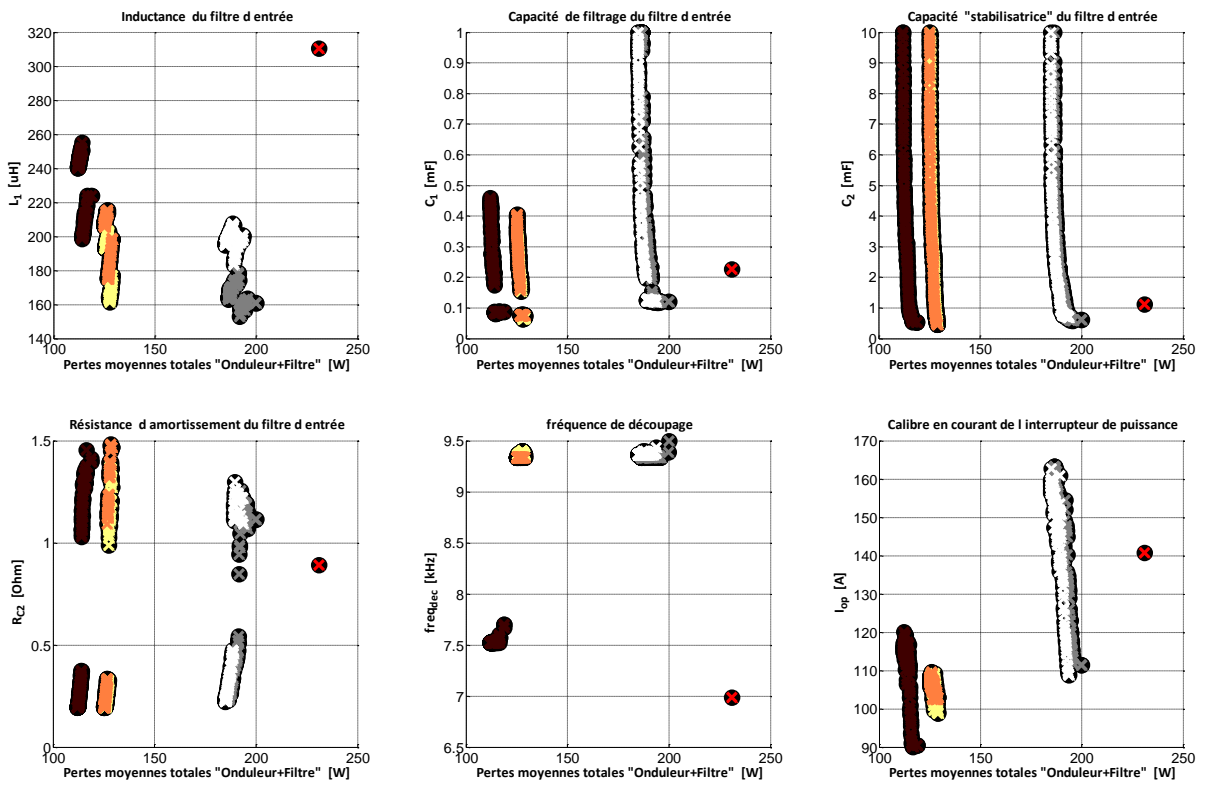


Boucle d'optimisation « onduleur de tension et filtre d'entrée » :

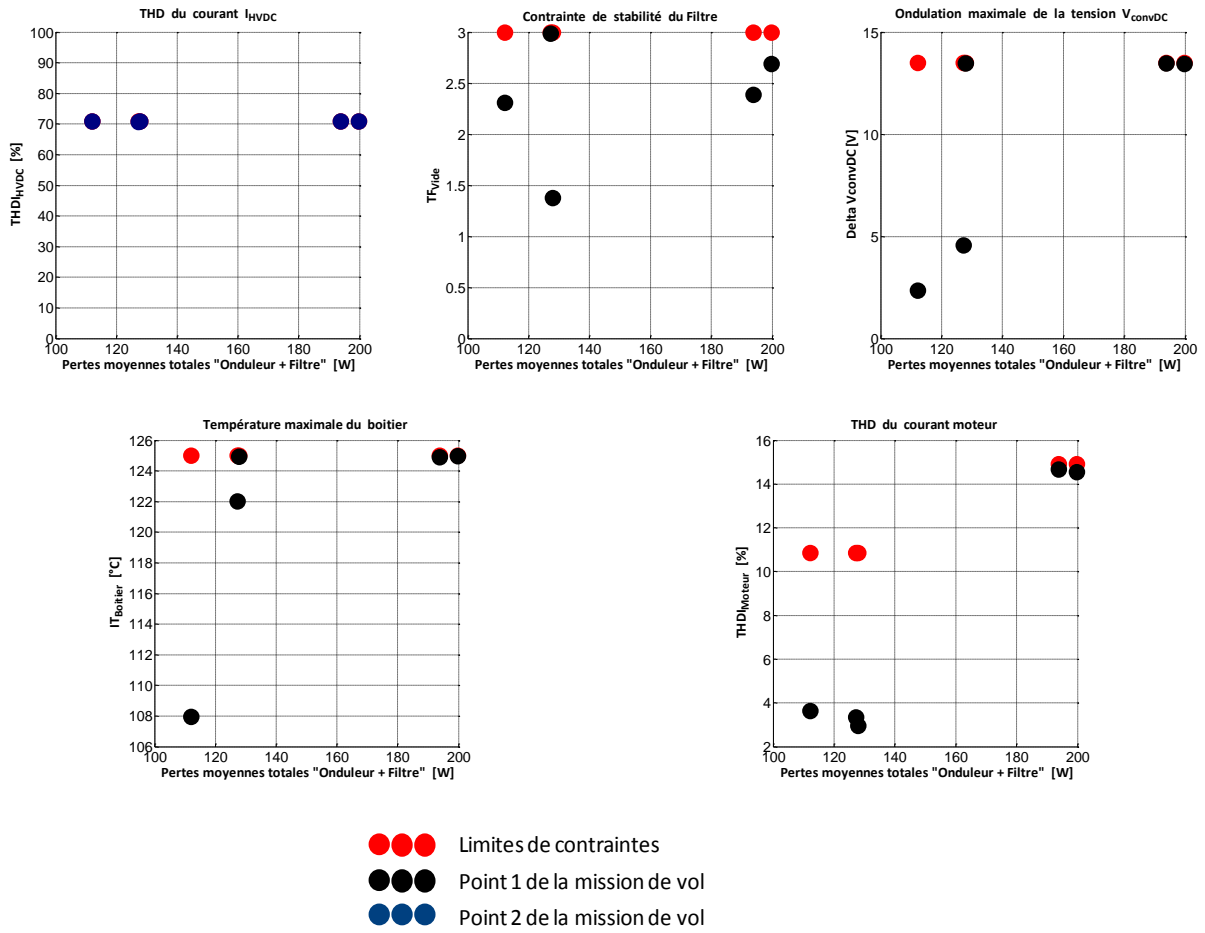
Front de Pareto



Evolution des variables de décision

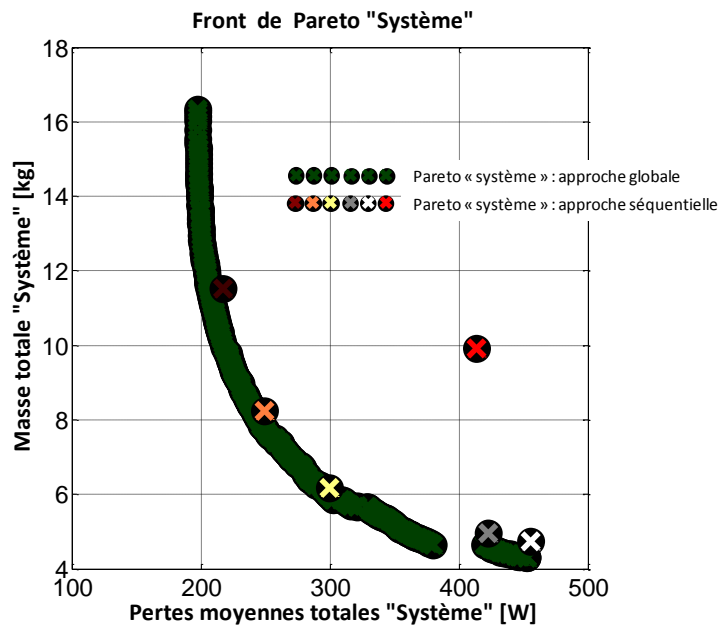


Evolutions des contraintes principales

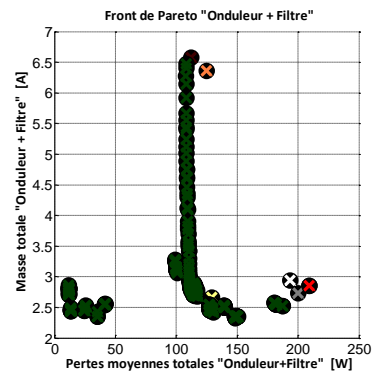
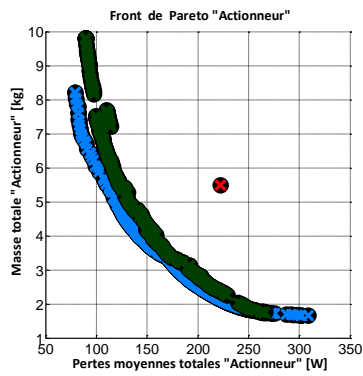


2 Approche Globale

Front de Pareto

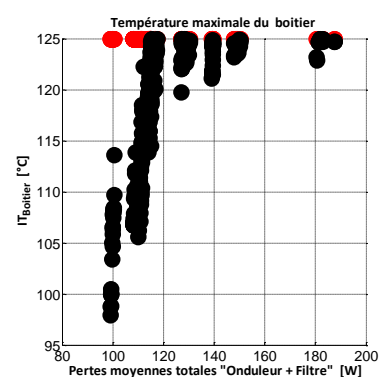
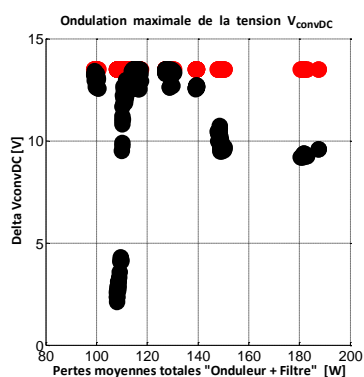
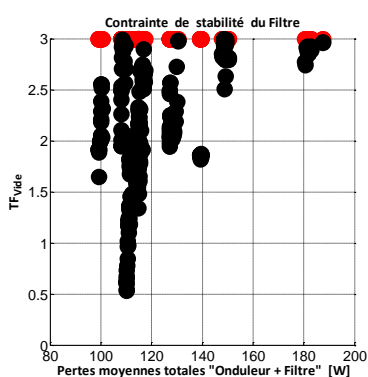
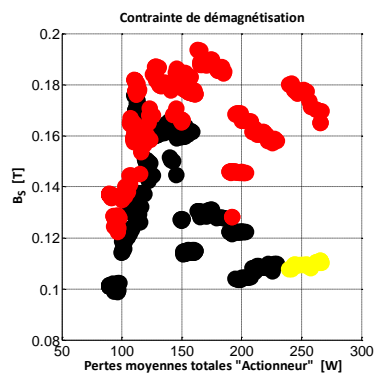
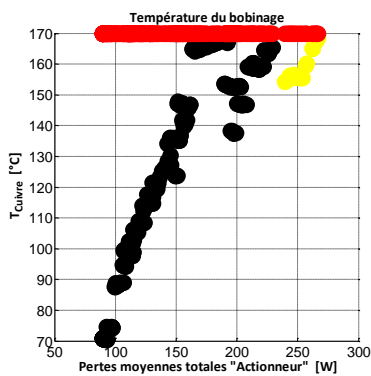


Comparaison des critères partiels



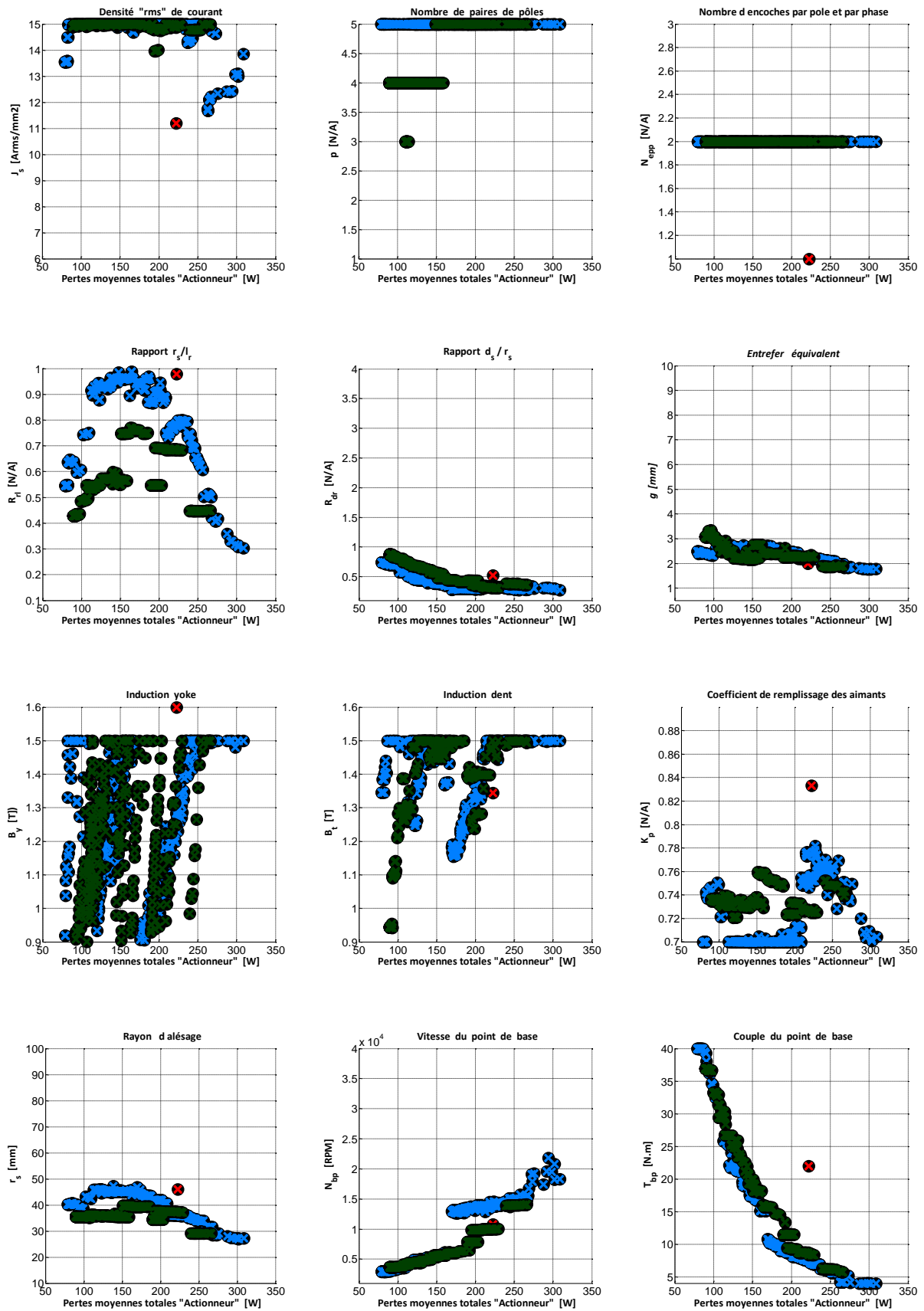
Remarque : Vert : Approche globale ; Bleu : Approche séquentielle.

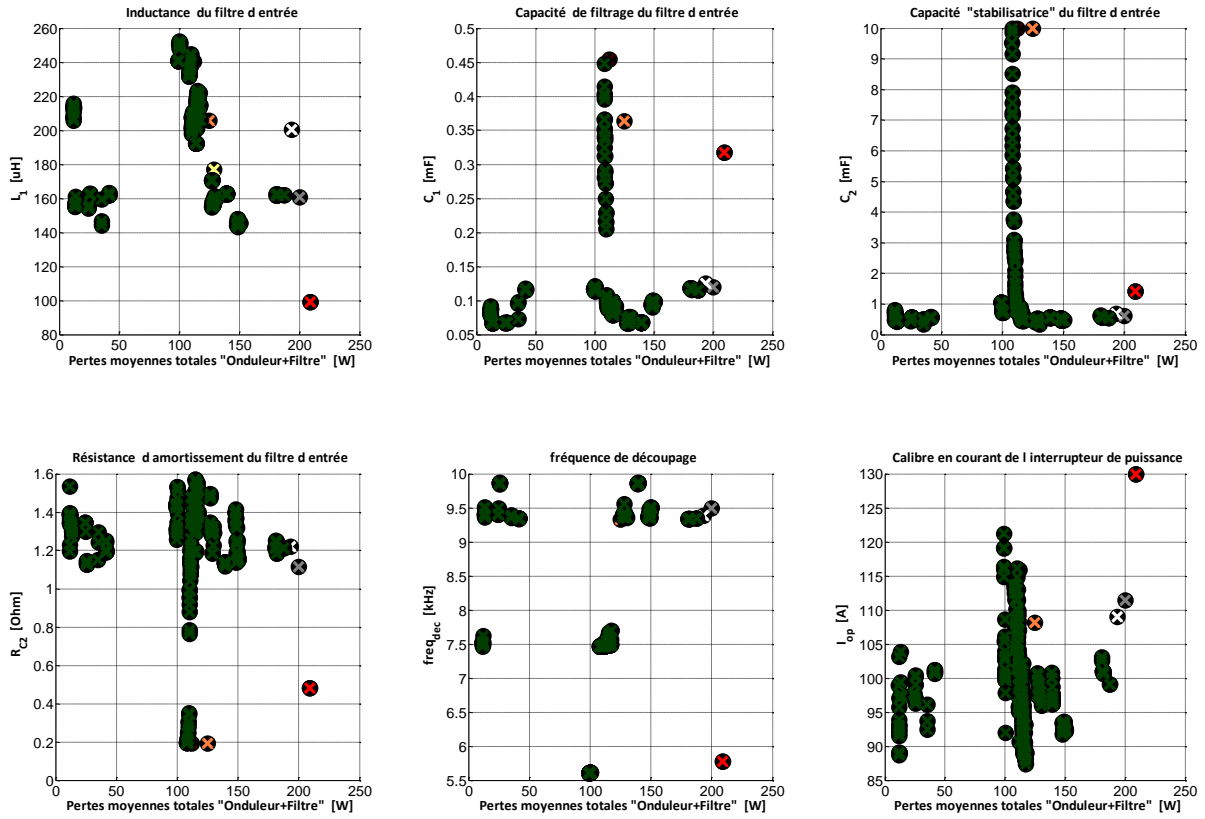
Evolution des contraintes principales :



- Limites de contraintes
- Point 1 de la mission de vol
- Point 3 de la mission de vol

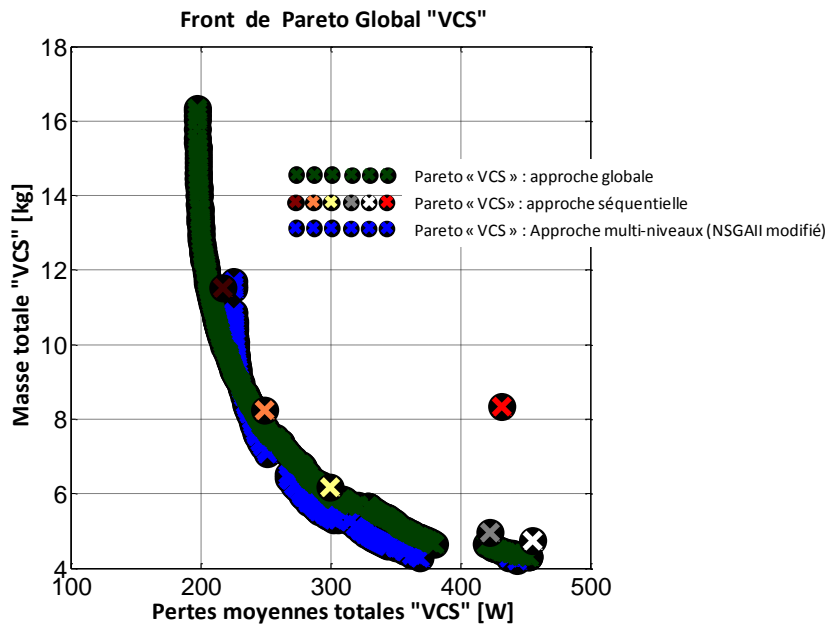
Evolution des variables de décision :





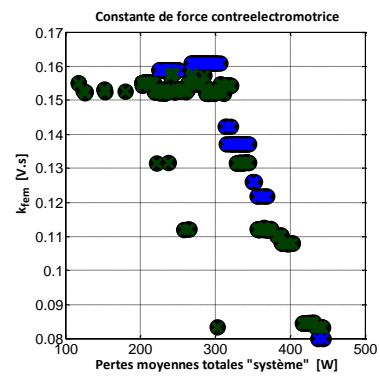
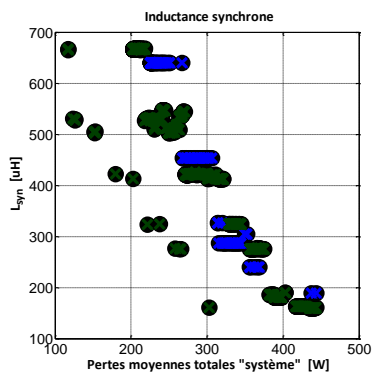
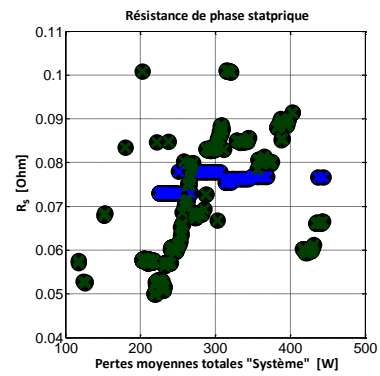
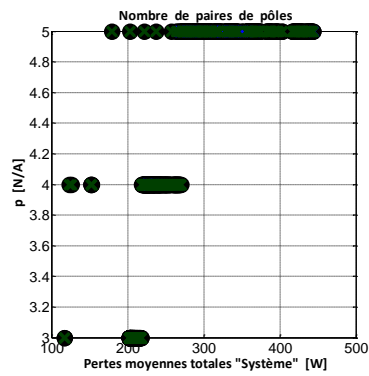
3 Approche multi-niveaux :

Front de Pareto



Nous remarquons la même chose qu'avec le système tournant à 12000 Tr/min. Les résultats montrent que l'approche globale n'a pas pu converger. En effet, le front de Pareto de l'approche multi-niveaux domine celui de l'approche globale sur toute la partie droite du plan pertes-masse.

Evolution des variables de couplage :



REFERENCES

- [**AGT09**] J. Agte, O. de Weck, J. Sobieszczanski-Sobieski, P. Arendsen, A. Morris and M. Spieck "MDO : assessment and direction for advancement - an opinion of one international group", 2009.
- [**ALG28**] P. L. Alger, "The Calculation of the armature reactance of synchronous Machine", Presented at the winter convention of the A.I.E.E., Feb., 1928.
- [**ALE97**] N. M. Alexandrov, "Multilevel Methods for MDO" Multidisciplinary Design Optimization: State-of-the-Art, edited by N. M. Alexandrov and M. Y. Hussaini, SIAM, Philadelphia, 1997.
- [**AND13**] D. André, "Conception intégrée par optimisation multicritère d'un système d'actionnement pour le conditionnement d'air d'un avion plus électrique". Thèse de doctorat, l'Institut National Polytechnique de Toulouse, Janvier 2013.
- [**BAL96**] R. J. Balling and J. Sobieszczanski-Sobieski, "Optimization of Coupled Systems: A Critical Overview of Approaches", AIAA Journal, Vol. 34, N°. 1, 1996, pp. 6–17.
- [**BAL97**] R. J. Balling, "Approaches to MDO Which Support Disciplinary Autonomy," Multidisciplinary Design Optimization: State- of-the-Art, edited by N. M. Alexandrov and M. Y. Hussaini, SIAM, 1997, pp. 90–97.
- [**BAL00**] R. Balling and M. R. Rawlings, "Collaborative Optimization with Disciplinary Conceptual Design", Structural and Multidisciplinary Optimization, Vol. 20, N°. 3, 2000, pp. 232–241.
- [**BAR97**] P. Barrade, "Comportement dynamique des ensembles filtre convertisseur", Thèse de doctorat N°. 1357, Institut National Polytechnique de Toulouse, novembre 1997.
- [**BEL95**] M. Belkhat, R. Cooley and A. Witulski, "Large Signal Stability Criteria For Distributed Systems with Constant Power Loads", Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC, pp. 1333 – 1338, 1995.
- [**BER88**] G. Bertotti, "General Properties of Power Losses in Soft Ferromagnetic Materials", IEEE Trans. Magnetics, Vol. 24, pp. 621-630. January 1988.
- [**BER92**] G. Bertotti, F. Fiorillo, P. Mazzetti, "Basic principles of magnetization processes and origin of losses in soft magnetic materials", Journal of Magnetism and Magnetic Materials, Vol. 112, Issues 1-3, pp. 146-149, 1 July 1992.
- [**BER97**] J. P. Louis, C. Bergmann, "Commande numérique - Régimes intermédiaires et transitoires", Techniques de l'ingénieur, D-3643, 1997.
- [**BER99**] Y. Bertin, " Refroidissement des machines électriques tournantes", Techniques de l'ingénieur, D-3460, 1999.
- [**BET10**] Adel Bettayeb, "Pertes à haute fréquence dans les rotors des machines synchrones à aimants alimentées par onduleur de tension", Thèse de doctorat, Supélec, Octobre 2010.

- [**BIN06**] W. Bin, "High-power converters and AC drives", New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2006.
- [**BRI90**] P. Brissonneau, "Aimants permanents : Principes et circuits magnétiques", Techniques de l'ingénieur D-2090, 1990.
- [**CAP02**] S. L. Capitaneanu, " Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux-niveaux", Thèse de doctorat, INPT (Institut National Polytechnique de Toulouse), Novembre 2002.
- [**CHA83**] J. Chatelain, "Machines électriques", Tome 1, Dunod, 1983.
- [**CHA00**] F. Chabot, "Contribution à la conception d'un entraînement basé sur une machine à aimants permanents sans capteur sur une large plage de vitesse", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2000.
- [**CRA94**] E. J. Cramer, Jr. Dennis, P. D. Frank, R. M. Lewis, and G. R. Shubin, "Problem Formulation for Multidisciplinary Optimization", SIAM Journal on Optimization, Vol. 4, N° 4, 1994, pp. 754–776.
- [**COG, COU98**] G. Couderchon, "Alliages magnétiques doux", Techniques de l'ingénieur, M-350, 1998.
- [**DA07**] A. De Andrade, "Systèmes de conditionnement d'air électriques : commande par défluxage de machines synchrones à très haute vitesse", Master Recherche en Génie Electrique, UPS/INPT, Toulouse, 2007.
- [**DA09**] A. De Andrade, T. Meynard, N. Sadowski, P. Kuo Peng, "Study of a double-star synchronous machine fed by a dual Voltage Source Inverter", COMPUMAG 2009.
- [**DA09**] A. De Andrade, "Pertes magnétiques liées à la haute vitesse", Rapport d'avancement dans le cadre du projet PREMEP, Novembre 2009.
- [**DUP**] DuPont, "Polymères techniques pour les moteurs électriques".
- [**EMA et EHS 00**] A. Emadi, M. Ehsani, "Aircraft Power Systems: Technology, State of the Art, and Future Trends", IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, Vol.15, Iss: 1, 2000, pp. 28-32.
- [**FAL05**] L. Faleiro, "Beyond the More Electric Aircraft in Aerospace America", September 2005.
- [**FEN99**] X. Feng, C. Liu, Z. Ye, F.C. Lee and D. Borojevic, "Monitoring the Stability of DC Distributed Power Systems", The 25th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Vol. 1, pp. 367-372, 1999.
- [**FEN02**] X. Feng, J. Liu, and F.C. Lee, "Impedance specifications for stable DC distributed power systems", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, issue 2, pp. 157 - 162, 2002.
- [**FOC00**] H. Foch, T. Meynard, F. Forest, " Onduleurs de Tension", Techniques de l'ingénieur, D-3177, 2000.

- [FOG99] A. Foggia, "Méthodes de calcul des inductances de fuites", Techniques de l'ingénieur D3440, 1999.
- [FOU09] M. M. Fouzia, "Méthodologie et algorithmes adaptés à l'optimisation multi-niveaux et multi-objectif de systèmes complexes", Thèse de l'école centrale de Lille, 2009.
- [GHA07] H. Ghassen, "Vers une conception conjointe des architectures du produit et de l'organisation du projet dans le cadre de l'ingénierie système", Thèse de doctorat, université Franche-Comté, Juillet 2007.
- [GIL97] F. Gillon, "Modélisation et optimisation par plans d'expériences d'un moteur à commutations électroniques", Thèse de doctorat, Université de Lille, Décembre 1997.
- [HAD15] D. Hadbi, "Formulations de problèmes d'optimisation multiniveaux pour la conception de réseaux de bord électriques en aéronautique", Thèse de doctorat, université Grenoble Alpes, 14/12/2015.
- [HAF73] R. T. Haftka, "Automated Procedure for Design of Wing Structures to Satisfy Strength and Flutter Requirements", Tech. Rep. TN D-7264, NASA Langley Research Center, Hampton, VA, 1973.
- [HAF92] R. T. Haftka, J. Sobieszczanski-Sobieski and S. L. Padula, "On Options for Interdisciplinary analysis and Design Optimization", Structural Optimization, Vol. 4, 1992, pp. 65–74.
- [HAV99] A. M. Hava, R. J. Kerman, Th. A. Lipo, "Simple analytical and graphical methods for carrier-based PWM-VSI drives", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.14, N°. 1, Jan. 1999.
- [HE05] Y. He and J. McPhee, "Multidisciplinary Optimization of Multibody Systems with Application to the Design of Rail Vehicles", Multibody System Dynamics, Vol. 14, N°. 2, 2005, pp. 111–135.
- [HOB04] J. Hobraiche, J. P. Vilain, C. Plasse, "Offline optimized pulse pattern with a view to reducing DC-link capacitor application to a starter generator", Proc. of IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC'04, Vol. 5, pp. 3336 – 3341, 20-25 June 2004, Aachen, Germany.
- [HOL96] D. G. Holmes, "The significance of zero space vector placement for carrier-Based PWM schemes" IEEE transactions on industry applications, Vol 32, N°. 5, September/October 1996.
- [HOL03] D. G. Holmes, T. A. Lipo, "Pulse width modulation for power converters: principles and practice", IEEE/Wiley, 2003.
- [HOW00] K. Atallah, D. Howe, P. H. Mellor, D. A. Stone, "Rotor loss in permanent magnet brushless AC machines", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 36, N°. 6, pp. 1612–1618, Nov.–Déc. 2000.
- [HOWS03] Mike Howse, (2003), All Electric Aircraft, IEE Power Engineer.
- [HSU07] J. S. Hsu, "Study on Enhancement and Weakening of Permanent Magnet Air Gap Flux Density", IEEE International : Electric Machines & Drives Conference, pp. 1552-1556, May 2007.

- [JAA11] A. Jaafar, "Traitement de la mission et des variables environnementales et intégration au processus de conception systémique", Thèse de doctorat, l'Institut National Polytechnique de Toulouse, Septembre 2011.
- [JEN93] F. Jenni, D. Wueest, "The optimization parameters of space vector modulation", Fifth European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 4, pp. 376-381, September 1993.
- [JOA] Joaquim R. R. A. Martins and Andrew B. Lambey, " Multidisciplinary Design Optimization: A Survey of Architectures", University of Toronto, Toronto, ON, Canada.
- [JON99] R. I. Jones, "The More Electric Aircraft: the past and the future", Electrical Machines and Systems for the More Electric Aircraft, pp. 1/1-1/4, 1999.
- [KAN09] S. G. Kandlikar, C. N. Hayner II, "Liquid Cooled Cold Plates for Industrial High-Power Electronic Devices—Thermal Design and Manufacturing Considerations", Heat Transfer Engineering, Published By: Taylor & Francis, Vol. 30, N°. 12, pp 918-930, 2009.
- [KIM01] H. M. Kim, "Target Cascading in Optimal System Design", Ph.D. thesis, University of Michigan, 2001.
- [KOS69] M. Kostenko, L. Piotrovski, "Machines Electriques", Tome 2. Editions Mir, Moscou 1969.
- [KRO94] I. M. Kroo, S. Altus, R. Braun, P. Gage and I. Sobieski, "Multidisciplinary Optimization Methods for Aircraft Preliminary Design", 5th AIAA/USAF/NASA/ISSMO Symposium on Multidisciplinary Analysis and Optimization, 1994.
- [LAC07] G. Lacombe, "Définition et réalisation d'une nouvelle génération de logiciel pour la conception des moteurs du futur", Thèse de doctorat, Grenoble INPG, Novembre 2007.
- [LAR90] R. LARSONNEUR, "Design and Control of Active Magnetic Bearing Systems for High Speed Rotation", Thèse de doctorat, Swiss Federal Institute of Technology Zürich, 1990.
- [LEC07] L. Lechevallier, J. M. Le Breton, P. Tenaud, A. Morel and S. Brassard, "Aimants permanents : Applications et perspectives", Techniques de l'ingénieur D-2102, 2007.
- [LES12] A. Lesage, T. Meynard, "Conception d'un filtre d'entrée pour onduleur connecté sur un réseau de bord d'avion", 14ème édition de la Conférence Electronique de Puissance du Futur (EPF), Bordeaux, juillet 2012.
- [LEP07] F. Leplus, "Bobine à noyau de fer en régime variable", Techniques de l'ingénieur, D-3040, 2007.
- [LIN04] JiGuan G. Lin, "Analysis and Enhancement of Collaborative Optimization for Multidisciplinary Design", AIAA Journal, Vol. 42, N°. 2, pp. 348-360, 2004.
- [LIW67] M. Liwschitz, L. Maret, "Calcul des machines électriques", Vol. 1, Spes S.A., Lausanne, 1967.

- [**MAE95**] A. Maeda, H. Tomita, O. Miyashita, "Power and Speed Limitations in High Speed Electrical Machines", *Power Electronics Conf. IPEC, Yokohama, Japan*, Vol. 3, pp. 1321-1326, 1995.
- [**MAR05**] M. Marty, D. Dixneuf, D. G. Gilabert, "Principes d'électrotechnique", DUNOD, Paris, 2005.
- [**MAN99**] V. M. Manning, "Large-Scale Design of Supersonic Aircraft via Collaborative Optimization", Ph.D. thesis, Stanford University, 1999.
- [**MCA03**] C. D. McAllister and T. W. Simpson, "Multidisciplinary Robust Design Optimization of an Internal Combustion Engine", *Journal of Mechanical Design*, Vol. 125, N°. 1, 2003, pp. 124–130.
- [**MES98**] F. MESSINE, B. NOGAREDE., LAGOUANELLE J.L, "Optimal design of electromechanical actuators: a new method based on global optimizatio", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol 34, N° 1, 1998, pp. 299-308.
- [**MID76**] R. D. Middlebrook, "Input filter considerations in design and application of switching regulators", *IEEE Industry Applicat. Soc. Annu. Meeting*, 1976.
- [**MID95**] R. H. Engelmann, W. H. Middendorf, "Handbo of electric motors", New York: Marcel Dekker Press, 1995.
- [**MIL96**] J. R. Hendershot, T. J. E. Miller, "Design of brushless permanent-magnet motors", Oxford Univ Press, 1996.
- [**MIL08**] S. K. T. Miller, "Analysis of three-phase rectifiers with AC-side switches and interleaved three-phase voltage-source converters", Ph.D., Rensselaer Polytechnic Institute, 2008.
- [**MON97**] E. Monmasson, J. Faucher, "Projet pédagogique autour de la MLI vectorielle", *3EI*, N°.8, pp. 22-36, March 1997.
- [**NAG05**] A. S. Nagorny, N. V. Dravid, R. H. Jansen and B. H. Kenny, "Design aspects of a high speed permanent magnet synchronous motor/generator for flywheel applications", *International Electric Machines and Drives Conference*, pp. 635-41, 2005.
- [**NAO11**] K. Naoufal, " Contribution à l'Optimisation d'un Système d'Actionnement Haute Vitesse pour le Conditionnement d'Air Electrique d'un Aéronef ", Master Recherche en Génie Electrique, UPS/INPT, Toulouse, 2011.
- [**PAT09**] N. Patin, T. D. Nguyen, G. Friedrich, "Impact des stratégies de contrôle et des topologies d'onduleur sur la stabilisation du bus continu dans les systèmes embarqués", *Conférence EF 2009 UTC*, Compiègne, Septembre 2009.
- [**PER03**] D. Peri and E. F. Campana, "Multidisciplinary Design Optimization of a Naval Surface Combatant", *Journal of Ship Research*, Vol. 47, N°. 1, 2003, pp. 1–12.
- [**PIP07**] P. Piperni, M. Abdo, F.Kafyeke and A T. Sikveren, "Preliminary Aerostructural Optimization of

a Large Business Jet", *Journal of Aircraft*, Vol. 44, N°. 5, 2007, pp. 1422–1438.

[**POL99**] H. Polinder, M. J. Hoejmakers, "Eddy-Current Losses in the Segmented Surface Mounted Magnets of a PM Machine", *IEE Proc. –Electr. Power Appl*, Vol. 146, N°.3, pp 261-266, Mai 1999.

[**QUI93**] R. E. J. Quigley, "More Electric Aircraft", *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 906-911, 1993.

[**RAG08**] P. Ragot, "Modélisation analytique multiphysique pour la conception optimale de moteurs synchrones à aimants permanents", Thèse de doctorat, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2008.

[**RAH04**] M. A. Rahman, A. Chiba, T. Fukao, "Super High Speed Electrical Machines - Summary", *Conf. Record of the IEEE-PES General Meeting, Panel Session on Super High Speed Drives, Denver, USA*, Vol. 2, pp. 1272- 1275, 2004.

[**RAM et BRI 12**] B. A. Ramzi and B. Stéphane, "Multidisciplinary optimization formulations benefits on space mapping techniques", *COMPEL*, Vol. 31, Iss: 3, 2012, pp.945 - 957.

[**REN, ART et HER 1884**] R. Charles, C. K. Arthur, H. Mangon, "Navigation aérienne Sur un aérostat dirigeable", *French Academy of Sciences*, 18/08/1884.

[**REG03**] J. Régnier, "Conception des systèmes hétérogènes en génie électrique par optimisation évolutionnaire multicritères", Thèse de doctorat, Toulouse INPT, Décembre 2003.

[**REZ11**] A. REZZOUG and M.E. ZAÏM, "Machines électriques non conventionnelles", *Traité EGEM Série Génie Electrique*, Hermès, 2011.

[**ROS07**] J. A. Rosero, J. A. Ortega, E. Aldabas, L. Romeral, "Moving towards a more electric aircraft", *IEEE Aerospace Electr. Systems, Magazine*, Vol. 22, N°. 3, pp. 3-9, Mar. 2007.

[**SAG08**] L. Sagaspe, "Allocation sûre dans les systèmes aéronautiques : Modélisation, Vérification et Génération", Thèse de doctorat, l'Université Bordeaux I, Décembre 2008.

[**SAR03**] B. Sareni, J. Regnier, X. Roboam, "Recombination and Self-Adaptation in Multi- Objective Genetic Algorithms", *6PthP International Conference on Artificial Evolution*, Marseille, 2003. (Sélectionné pour une publication dans le numéro 2936 de la revue *Lectures Notes in Computer Science LNCS*, pp. 115-127).

[**SCH04**] Z. Q. Zhu, K. Ng, N. Schofield and D. Howe, "Improved analytical modelling of rotor eddy current loss in brushless machines equipped with surface-mounted permanent magnets", *IEE Proceedings Electric Power Applications*, Vol. 151, N°. 6, pp 641-650, Nov 2004.

[**SCH60**] L. A. Schmit, "Structural Design by Systematic Synthesis", *2nd Conference on Electronic Computation*, ASCE, New York, 1960, pp. 105–132.

[**SLE66**] G. R. Slemon, "Magnetolectric Devices. New York", John Wiley, 1966.

- [SLE87] T. Sebastian, G. R. Slemon, "Operating limits of inverter-driven permanent magnet motor drives", IEEE transactions on industry applications, Vol. IA 23, N°. 2, pp. 327-333, April 1987.
- [SLE89] T. Sebastian, G. R. Slemon, "Transient Modeling and Performance of Variable-Speed Permanent-Magnet Motors", IEEE transactions on industry applications, Vol. 25, N°. 1, pp. 101-106, February 1989.
- [SLE92] G. Slemon, X. Liu, "Modeling and design optimization of permanent magnet motors", Electrical Machines and Power Systems, Vol. 20, pp. 71-92, 1992.
- [SOB97] J. Sobieszczanski-Sobieski and R. T. Haftka, "Multidisciplinary Aerospace Design Optimization: Survey of Recent Developments", Structural Optimization, Vol. 14, N°. 1, 1997, pp. 1–23.
- [SOB00] J. Sobieszczanski-Sobieski, J. S. Agte and Jr. Sandusky, "Bilevel Integrated System Synthesis" AIAA Journal, Vol. 38, No. 1, 2000, pp. 164–172.
- [TEC] TECHNICOME, "alliages magnétiques doux", site internet: <http://www.technicome.com/pages/page.aspx?mid=307>
- [TOS09] S. Tosserams, L. Etman and J. Rooda, "A classification of methods for distributed system optimization based on formulation structure", 2009.
- [VEE97] J. L. F. V. Veen, L. J. J. Offringa, A. J. A. Vandenput, "Minimising rotor losses in high-speed high-power permanent magnet synchronous generators with rectifier load", IEE Proceedings Electric Power Applications, Vol. 144, N°. 5, pp 331-337, Sep 1997.
- [VIN10] V. Mazauric, "Une approche variationnelle de l'électromagnétisme", Rapport Schneider Electric, Ecole des Mines de Paris, 2010.
- [VRA68] J. E. Vrancik, "Prediction of windage power loss in alternators", Nasa Glenn Research Center, USA, Technical Note D-4849, Octobre 1968.
- [WIL03] K. Willcox and S. Wakayama, "Simultaneous Optimization of a Multiple-Aircraft Family", Journal of Aircraft, Vol. 40, N°. 4, July 2003, pp. 616–622.
- [WUJ96] B. A. Wujek, J. E. Renaud, S. M. Batill and J. B. Brockman, "Concurrent Subspace Optimization Using Design Variable Sharing in a Distributed Computing Environment", Concurrent Engineering: Research and Applications, Vol. 4, N°. 4, 1996, pp. 361–377.
- [ZHA04] JM. Zhang, XG. Xie, DZ. Jiao, Z. Qian, "Stability Problems and Input Impedance Improvement for Cascaded Power Electronic Systems", Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC'04, Feb. 2004.
- [ZHU05] D. Ishak, Z. Q. Zhu, and D. Howe, "Eddy-current loss in the rotor magnets of permanent-magnet brushless machines having a fractional number of slots per pole", IEEE Trans. Magn., Vol. 41,

N° 9, pp. 2462–2469, Sep. 2005.

[ZHO07] H. ZHOU et F. WANG, "Comparative study on high speed induction machine with different rotor structures", International Conference on Electric Machines and Systems (ICEMS 2007), pp.1009–1012, 2007.

[ZWY06] C. ZWYSSIG, S. D. ROUND and J. W. KOLAR : "Analytical and experimental investigation of a low-torque, ultra-high speed drive system", 41st Annual Meeting of Industry Application Conference, pp.1507–1513, 2006.