



HAL
open science

Simulation dynamique des actionneurs et capteurs électromagnétiques par réseaux de réductances : modèles, méthodes et outils

Thai Phuong Do

► To cite this version:

Thai Phuong Do. Simulation dynamique des actionneurs et capteurs électromagnétiques par réseaux de réductances : modèles, méthodes et outils. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2010. Français. NNT : . tel-00489111

HAL Id: tel-00489111

<https://theses.hal.science/tel-00489111>

Submitted on 4 Jun 2010

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

**UNIVERSITE DE GRENOBLE
INSTITUT POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE**

N° attribué par la bibliothèque

|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'Institut polytechnique de Grenoble

Spécialité : Génie Electrique

préparée au laboratoire de Génie Electrique Laboratoire de G2ELAB ((G2ELAB)

dans le cadre de l'**Ecole Doctorale** Electronique Electrotechnique Automatique et Traitement du Signal

présentée et soutenue publiquement

par

Thai Phuong DO

Le 10 mars 2010

Simulation dynamique des actionneurs et capteurs électromagnétiques par réseaux de réluctances : modèles, méthodes et outils

DIRECTEUR DE THESE : Frédéric Wurtz

CO-DIRECTEURS

Laurent Gerbaud
Fabien Sixdenier

Laurent Morel
Eric Morin

JURY

M. Georges Barakat , Président
M. Mohammed Gabsi, Rapporteur
M. Michel Hecquet, Rapporteur
M. Bertrand du Peloux, Examinateur
Frédéric Wurtz, Directeur de thèse

M. Laurent Gerbaud, Examinateur
M. Laurent Morel, Examinateur
M. Eric Morin, Examinateur
M. Fabien Sixdenier, Invité

REMERCIEMENTS

Trois ans. Pour certains, c'est une longue route. Pour d'autres, c'est un clin d'œil. Pour moi, les trois ans de thèse est un mélange de ces sentiments contradictoires : l'impatience de voir la sortie de la route lors des passages difficiles mais aussi l'envie de vivre tout ça encore longtemps...

Mais avant tout, au moment d'avoir fini, ce sont les bons moments qui restent. Et le sentiment qui m'envahit surtout, est la reconnaissance envers les personnes que j'ai pu croiser.

Une thèse est un travail individuel, c'est une idée reçue généralement. Me disant toujours que je n'ai pas la capacité de réaliser quelque chose d'une telle ampleur, j'ai eu l'occasion de me dépasser et surtout de découvrir que c'est un travail d'équipe. Sans les personnes avec qui j'ai travaillé, rien ne serait comme aujourd'hui...

Je dédie un remerciement particulier à Sylvain Galmiche, un super collègue qui a contribué énormément dans le travail de l'outil RelucTool. Sa compétence et sa générosité m'a été exemplaire tout le long de notre collaboration. Sans jamais pouvoir le remercier assez pour ce qu'il a fait, je lui souhaite toutes les bonnes chances pour la suite de sa vie privée et professionnelle.

J'ai eu beaucoup de chance d'être accompagnée et guidée pendant ces trois années par les encadrants dont les niveaux scientifiques et la qualité humaine sont exemplaires. Frédéric Wurtz, par sa modestie, sa curiosité pour la science et sa gentillesse inspire de confiance à tous ceux qui travaillent avec lui. Laurent Gerbaud par son dynamisme et sa tenacité, est un chef dévoué pour tous ses thésards. Laurent Morel avec son calme, sa confiance m'a toujours laissé une autonomie totale. Fabien Sixdenier avec son humour, a été en plus un ami grâce auquel nos séances de manip se passaient toujours avec une très bonne humeur. Eric Morin, un chef très compréhensible avec les conseils précieux non seulement en technique mais aussi en tout autre aspect professionnel. Vincent Leconte, connu pour ses connaissances remarquables, même après son changement de fonction, a continué à me faire profiter de ses conseils pertinents. Je dédie à toutes ces personnes les résultats des trois ans de thèse avec un très grand respect que les mots ne suffisent pas à décrire.

Je remercie chaleureusement les collègues de travail, à Ampère, au G2Elab et chez Schneider Electric avec qui les échanges de tout et de rien m'ont été très bénéfiques. Un très grand merci à Jean Wild, qui a toujours tout fait pour me donner de meilleures conditions de travail aussi pour ma thèse que pour ma recherche de travail dans la suite.

Il y a un proverbe qui dit (avec ma traduction non officielle) « Présente-moi tes amis, je te dirai la personne que tu es ». S'il est vrai, je peux être très fière de ma petite personne grâce aux gens fabuleux que j'ai pu connaître. Avec certains d'eux, l'histoire d'amitié ne va pas s'arrêter entre les murs des bureaux ou à la cafétéria. Diem, Son, MC, Asma, Bibi, Lina, Yann, Gérard ... et encore plein d'autres noms qui ont été là dans les bons et les moins bons moments où j'ai eu besoin de leur soutien. Merci à vous tous et sachez que j'espère pouvoir, par mon amitié, vous redonner une petite part de ce que vous m'avez donné.

Je réserve les derniers mots de ce petit paragraphe « remerciements » pour la famille, la partie la plus chère de tous les êtres. A mes parents, ma grande mère, mes sœurs, ma nièce, mon beau frère, mes oncles et tantes, mes cousins, ma professeure Thuy, ceux dont la distance n'a jamais diminué l'amour, la confiance et le soutien envers moi. Je leur dois l'origine de mon être, la culture de la famille et la fierté qui me pousse à aller toujours plus loin.

Xin dành những lời cảm ơn cuối cùng cho gia đình, điều quý giá nhất mà mỗi con người có được. Cảm ơn bà nội, bố mẹ, chị Thủy, anh Hùng, em Mai, Bông, cô giáo Thủy, các cô dì chú bác, và các em nhà mình, đã luôn dành cho con tình yêu thương, niềm tin cậy và sự ủng hộ nhiệt tình dù xa xôi cách trở. Gia đình mình đã cho con sức mạnh và niềm tự hào để luôn đi lên phía trước.

A ma belle famille qui m'a ouvert très grand les bras et qui me donnent plus d'amour que je puisse imaginer.

A mon chéri avec tant de tendresse... Cette thèse nous a permis de nous rencontrer. Elle finit par notre mariage et j'espère continuer la suite des aventures de cette vie à tes côtés.

Tables des matières

Introduction	10
--------------------	----

Chapitre. I

Modèles de matériaux magnétiques pour prendre en compte l'hystérésis dynamique

I.1	Modèles de pertes par hystérésis.....	15
I.1.1	Phénomène d'hystérésis des matériaux ferromagnétiques et l'origine des pertes.....	15
I.1.2	Modèles « a posteriori » et modèles « simultanés ».....	17
I.1.3	Critères de choix des modèles dans notre étude.....	18
I.1.3.1	Matériaux magnétiques doux.....	18
I.1.3.2	Modèles macroscopiques pour l'approche des réseaux de réductance.....	19
I.1.3.3	Un bon compromis précision-temps de calcul	19
I.2	Hystérésis statique et dynamique.....	20
I.2.1	Séparations des régimes dits « statique » et « dynamique »	20
I.2.2	Modèles dynamiques	21
I.2.3	Modèle global dynamique et les hypothèses de validité.....	22
I.2.4	Modèles statiques	24
I.3	Une sélection de modèles adéquats	26
I.3.1	Critères d'évaluation des modèles	26
I.3.2	Modèle Jile-Atherton (J&A)	27
I.3.2.1	Définition du modèle	27
I.3.2.2	Résultat de test du modèle sur échantillon tore FeSi GO	29
I.3.3	Modèle chimique statique.....	30
I.3.3.1	Définition du modèle	30
I.3.3.2	Résultat de test du modèle sur échantillon tore FeSi GO	32
I.3.4	Modèle DSHM (Derivative Static Hysteresis Model).....	34
I.3.4.1	Définition du modèle	34
I.3.4.2	Résultat de test du modèle sur échantillon tore FeSi GO	36
I.3.5	Conclusion sur les modèles sélectionnés	37
I.4	Protocole d'identification et de validation automatique des modèles de matériaux.....	39

Chapitre. II

Méthodes numériques pour la simulation dynamique multi physiques..... 42

II.1	La formulation des modèles dans RelucTool	42
II.1.1	Modèle statique	43
II.1.1.1	Approche des réseaux de réductances	43
II.1.1.2	Mise en équations.....	47
Calcul de flux	48	
Calcul d'énergie.....	49	
Calcul de force magnétique.....	50	
Résolution du système d'équations implicites.....	50	
II.1.1.3	Génération automatique des équations de calcul et des dérivées formelles.....	51
Génération du système d'équations.....	51	
Calcul des dérivées	51	
II.1.2	Modélisation en dynamique.....	52
II.1.2.1	Modélisation du circuit électrique	53
II.1.2.2	Modélisation de la partie mécanique	54
II.1.2.3	Couplage magnétique-électrique-mécanique.....	55
Magnétique-électrique	55	
Magnétique-mécanique	55	
Système d'état global	55	

II.1.3	La résolution dynamique d'un actionneur	56
II.1.4	Vers une nouvelle version RelucTool v2	56
II.1.4.1	Modélisation magnétique par tables de données numériques	56
II.1.4.2	Intégration de modèles de matériaux avec hystérésis dans les équations des schémas réductants	57
II.1.4.3	Prise en compte des discontinuités dans la simulation dynamique	58
II.2	Modèle dynamique avec prise en compte de l'hystérésis dans le schéma réductant.....	58
II.2.1	Calcul d'une réductance	59
II.2.2	Nouvelle formulation électromagnétique.....	59
II.2.3	Modélisation d'un capteur électromagnétique.....	59
II.2.4	Nouveau couplage	61
II.2.5	Résolution.....	61
II.3	Les approches de simulation dynamique	64
II.3.1	Deux grandes familles de résolution dynamique	64
II.3.2	Approche nodale ou acausale.....	65
II.3.2.1	Principe de l'approche	65
II.3.2.2	Simulation temporelle du circuit électrique par approche nodale.....	66
II.3.2.3	66
II.3.3	Approche causale.....	67
II.3.3.1	Principe de l'approche	67
II.3.3.2	Résolution du circuit électrique par approche causale	68
II.4	La simulation dynamique avec la prise en compte des discontinuités.....	69
II.4.1	Besoin de prendre en compte des discontinuités dans la simulation dynamique.....	69
II.4.1.1	Nature des modèles.....	69
II.4.1.2	Méthodes de résolution des équations différentielles ordinaires retenues	70
II.4.1.3	Séparation des aspects « continu » et « discret »	72
II.4.2	Les méthodes de gestion de pas continus.....	72
II.4.2.1	Méthodes existantes.....	72
II.4.2.2	Méthodes empiriques	73
II.4.3	Gestion du pas pour la prise en compte des discontinuités.....	74
II.4.3.1	Méthode de gestion du pas par prédiction	74
II.4.3.2	Méthode de gestion du pas par correction	75
II.4.3.3	Gestion de pas adaptatif par assemblage de différentes méthodes	76
II.4.4	Proposition de deux modes de simulation	77
II.5	Conclusion	77

Chapitre. III

Méthodologie en génie logiciel : architecture et outil..... 81

III.1	Les besoins des concepteurs d'actionneurs, de capteurs.....	82
III.1.1	Capitalisation de modèles par deux méthodes	82
III.1.2	Besoins de la simulation temporelle et de la co-simulation dans la conception	82
III.1.2.1	La simulation temporelle.....	82
	Simulation temporelle d'un modèle RelucTool	83
	Simulation système avec l'intégration d'un modèle RelucTool	84
	Modèle autonome pour une simulation temporelle	85
III.1.2.2	La co-simulation dynamique.....	85
III.1.3	L'optimisation dynamique	86
III.1.4	Moyens techniques pour répondre aux besoins de la conception	87
III.2	RelucTool : une bibliothèque évolutive de modèles	87
III.2.1	Rajout des réductances et des sources dans la bibliothèque	88
III.2.2	Gestion des modèles de matériau dans la base de données des modèles	88
III.3	Composant logiciel	89
III.3.1	Modélisation « boîte blanche » et modélisation « boîte noire »	89
III.3.1.1	La norme de composant logiciel ICAr.....	89
III.3.1.2	La plateforme CADES	92
III.3.1.3	92
III.3.2	Apport de cette approche à nos problématiques	96
III.4	Utilisation des composants logiciels	96

III.4.1	Définition d'une interface spécifique pour la capitalisation des modèles de matériaux ..	96
III.4.2	L'extension des facettes du composant logiciel pour la simulation temporelle et la co-simulation	97
III.4.2.1	Application à une simulation temporelle causale	97
III.4.2.2	Besoin d'une nouvelle facette pour une simulation autonome ou une co-simulation	99
III.4.2.3	Interfaçage entre RelucTool et d'autres outils de calcul pour la simulation intégrée et la co-simulation dynamique.....	100
III.5	Optimisation sur modèles dynamiques : résultats préliminaires d'un travail exploratoire	102
III.5.1	Le choix de méthodes d'optimisation déterministes SQP	102
III.5.2	Besoin de dérivées des composants contenant des algorithmes complexes.....	103
III.5.3	La dérivation automatique de codes par ADOL_C.....	103
III.5.4	Spécifications de procédure afin d'implémenter la dérivation de code dans les composants de l'outil RelucTool v2	106
III.6	Conclusion	107

Chapitre. IV

Applications : Simulation temporelle électromagnétique avec RelucTool v2..... 111

IV.1	Introduction de l'outil RelucTool v2.....	111
IV.1.1	Architecture modulaire	111
IV.1.2	Interface graphique métier	112
IV.1.2.1	Onglet magnétique pour la construction des schémas de réductances.....	113
IV.1.2.2	Onglet « Base de modèles de matériaux » et les réductances d'hystérésis	114
IV.1.2.3	Modélisation magnétique par les tables	115
IV.1.2.4	Onglet électrique.....	116
IV.1.2.5	Onglet mécanique.....	117
IV.1.3	Modeleur : génération de modèles.....	118
IV.1.4	Calculette (ComponentCalculator)	118
IV.1.5	Optimiseur (ComponentOptimizer).....	119
IV.1.6	Simulateur	121
IV.2	Présentation des applications.....	121
IV.3	Prise en compte des pertes fer dans la simulation d'un capteur.....	123
IV.3.1	Introduction du capteur électromagnétique	123
IV.3.2	Modèle du capteur par schéma de réductances dans RelucTool	125
IV.3.3	Résultat : comparaison avec mesure.....	127
IV.3.4	Conclusion.....	128
IV.4	Gestion du pas de temps adaptatif par simulation d'un actionneur à noyau plongeur	129
IV.4.1	Introduction du modèle.....	129
IV.4.2	Modèle de l'actionneur par schéma réductant dans RelucTool	130
IV.4.3	Résultats.....	131
IV.5	RelucTool au cœur des outils de simulation	133
IV.5.1	Import de données depuis FLUX.....	134
IV.5.2	Intégration d'un composant RelucTool dans d'autres logiciels par les plug-ins	135
IV.6	Conclusion	137

Conclusion générale..... 141

Références bibliographiques..... 147

A ANNEXE 1: L'ensemble complet des équations des modèles d'hystérésis statiques 157

A.1	Modèle Jiles-Atherton	157
A.2	Modèle chimique.....	158

B ANNEXE 2: Fichier xml modélisant un élément du schéma réductant .. 161

C	ANNEXE 3: Application de la dérivation automatique de code sur un modèle dynamique simple.....	162
C.1	Circuit électrique de test	162
A.1	Dérivation du courant temporel i par rapport aux paramètres d'entrée.....	164
C.2	Dérivation du temps de réponse T_r par rapport au paramètre R1.....	165

Introduction

Pour les fabricants de produits technologiques, la phase de conception doit se faire en de moins en moins de temps, tout en satisfaisant à des critères de performances, qualité et coût, en accord avec les cahiers des charges définis avec les clients. Dans ce contexte, les outils de CAO (Conception Assistée par Ordinateur) offrent une solution intéressante. Ainsi, ces derniers, conçus pour assister les concepteurs dans certaines étapes de la conception (modélisation, simulation, dimensionnement, analyse) permettent de faciliter le travail des concepteurs et de réduire les coûts de prototypages expérimentaux.

Ce travail de thèse entre dans le cadre d'une collaboration entre Schneider Electric, les laboratoires Ampère et G2Elab sur les problématiques de modélisation, simulation et dimensionnement d'actionneurs et de capteurs électromagnétiques.

Dans ce travail, nous avons analysé les différentes tâches que doit réaliser le concepteur afin de définir un outil qui répond au mieux à ses besoins. Le concepteur est conduit à réaliser à la fois des tâches compliquées et des tâches complexes [WURTZ_2]. Les premières concernent toute activité automatisable, répétitive, bien définie, et souvent programmable. Les secondes concernent la définition des hypothèses et simplifications de modélisation, les choix des niveaux des modèles qui seront utilisés dans chaque étape de la conception, l'analyse des résultats obtenus par les outils de calcul quels qu'ils soient.

Ainsi, dans l'élaboration des outils de CAO, nous proposons de libérer l'utilisateur des tâches compliquées tout en laissant à sa charge les tâches complexes. Cela revient à automatiser au mieux les tâches compliquées dans les outils de conception.

Pour que les outils soient facilement appréhendés par les concepteurs, il est important qu'ils leur proposent des formalismes de description des problèmes adaptés à leur métier et leur niveau de compétences. Aussi, il est important que ces outils s'intègrent pleinement dans les chaînes d'outils logiciels utilisées par le concepteur.

Dans ce contexte, B. du Peloux a réalisé sa thèse sur la modélisation et le dimensionnement d'actionneurs linéaires électromécaniques [DUPELOUX]. Son travail s'inscrit dans le cadre des outils de CAO défini précédemment. Pour le dimensionnement, il a proposé d'utiliser une modélisation de type réseaux de réductances en régime statique couplée à une procédure d'optimisation reposant sur les gradients. L'outil RelucTool, issu de ces travaux, automatise la mise en équations des modèles, leurs dérivations et leurs couplages avec l'optimisation. Cela permet de dimensionner un actionneur linéaire sur un ou plusieurs points de fonctionnement. Cet outil a appréhendé la simulation dynamique, mais ce travail reste à poursuivre à la fois sur les modèles utilisés et les méthodes de résolution. Par la suite, nous baptiserons cette première version d'outil RelucTool v1.

Nos travaux portent sur l'extension de ce logiciel. En termes d'applications, nous allons viser à la fois la modélisation et la simulation dynamique d'actionneurs électromécaniques et de

capteurs électromagnétiques. Cette modélisation implique plusieurs problématiques qui n'ont pas encore été traitées. D'une part, il faut modéliser en dynamique les matériaux magnétiques en prenant en compte les phénomènes d'hystérésis (hystérésis dynamique). D'autre part, il faut définir les méthodes numériques permettant de résoudre les aspects continus et discontinus apparaissant dans les modèles des dispositifs tout en ayant le meilleur compromis possible entre précision et temps de résolution. En vue d'un dimensionnement moyen terme à partir de ces modèles, nous devons analyser et spécifier la dérivation de tels modèles dynamiques en vue de l'optimisation par gradients. Afin d'atteindre nos objectifs, nous devons faire évoluer l'architecture de l'outil RelucTool v1 et la structuration de ses modèles. Ainsi, nos travaux se déclinent en trois niveaux : modèles, méthodes et outils. Nous avons donc appréhendé cette thèse au travers de ces trois niveaux que nous allons exposer de manière séquentielle dans ce mémoire. Nous baptiserons RelucTool v2 la nouvelle version de l'outil implémentant ces nouveaux modèles et nouvelles méthodes.

Dans le premier chapitre nous présenterons la recherche de modèles de matériaux magnétiques, capables de décrire les phénomènes d'hystérésis dynamiques, caractéristiques des matériaux magnétiques. Il s'agit d'un domaine d'étude très vaste, aussi, nous nous concentrons sur des modèles adaptés à notre problématique de modélisation dynamique par réseaux de réductances d'actionneurs et capteurs électromagnétiques. Ces modèles doivent être adaptés aux méthodes de résolution utilisées dans RelucTool (simulation rapide pour l'analyse système, l'optimisation, ...).

Au cours du chapitre II, nous explorerons la mise en place des moyens numériques utilisés pour formaliser les modèles dynamiques et les méthodes de résolution temporelle afin de réaliser des simulations dynamiques d'actionneurs et de capteurs électromagnétiques. Des algorithmes de gestion du pas de temps adaptatif seront aussi étudiés pour répondre au mieux au compromis entre précision et temps de calcul.

Le chapitre III présentera les implémentations informatiques dans l'outil RelucTool des modèles et des méthodes développées dans les deux premiers chapitres. La méthodologie en génie logiciel appliquée dans l'ensemble de ces développements permet de réaliser des modèles réutilisables et portables, répondant à des exigences de capitalisation des connaissances. Grâce à cette méthodologie, non seulement la simulation dynamique des modèles est mise en place dans RelucTool v2, mais cela permet également l'intégration de ces modèles dans d'autres logiciels. Nous terminerons ce chapitre par des spécifications permettant d'envisager la dérivation des modèles dynamiques en vue d'optimisations.

Le dernier chapitre est consacré à l'illustration du logiciel de modélisation et de simulation RelucTool v2. Nous appréhenderons le fonctionnement de l'outil au travers d'une « visite guidée ». Ensuite, nous développerons deux applications de simulation : une sur un capteur, l'autre sur un actionneur linéaire.

Pour la première application, nous illustrerons la modélisation de l'hystérésis dans les matériaux magnétiques. Nous validerons notamment cette modélisation par une comparaison avec les données expérimentales.

Dans l'exemple de simulation de l'actionneur, nous montrerons les performances de la gestion du pas de temps dans la simulation dynamique. Nous terminerons par quelques connexions entre RelucTool et d'autres logiciels de calcul utilisés en conception. Cela nous permettra de montrer le rôle de l'outil RelucTool dans un vaste milieu de logiciels de conception.

Enfin, nous ferons un bilan des travaux réalisés et présenterons quelques perspectives.

Chapitre I

Chapitre. I

Modèles de matériaux magnétiques pour prendre en compte l'hystérésis dynamique

Dans ce chapitre, nous expliquons notre démarche dans la recherche de modèles appropriés de matériaux magnétiques ainsi que les moyens mis en œuvre pour les utiliser et les valider dans nos applications. Nous introduisons brièvement les phénomènes physiques produits sur les matériaux magnétiques pour mieux comprendre leurs caractéristiques ainsi que les facteurs à prendre en compte dans leur modélisation. Ensuite, nous présentons les hypothèses de modélisation et les performances attendues en termes de calcul, ce qui nous permet de choisir nos modèles. Cela nous permet d'introduire les modèles d'hystérésis retenus dans le cadre de notre étude. A la fin du chapitre, nous développons un protocole pour l'identification automatique des modèles d'hystérésis résumant toutes les étapes de travail. Ceci a pour but de concrétiser et capitaliser le travail complet partant des mesures expérimentales, en passant par l'identification des modèles jusqu'à leurs implémentations logicielles.

I.1 Modèles de pertes par hystérésis

I.1.1 Phénomène d'hystérésis des matériaux ferromagnétiques et l'origine des pertes

L'origine du magnétisme est un phénomène bien connu dans les matériaux magnétiques. Il peut s'expliquer par la nature de ces derniers à partir de la structure de leurs atomes à l'échelle microscopique [BRISSENEAU]. A cette échelle, se trouvent les moments magnétiques créés par le mouvement des électrons des couches supérieures des atomes. Les matériaux ferromagnétiques se distinguent des autres matériaux par l'alignement de ces moments lors d'une excitation extérieure pour créer un moment résultant important. L'observation à l'échelle mésoscopique donne l'image des « domaines » magnétiques à l'intérieur desquels tous les moments sont alignés. On parle ainsi des « parois de Bloch » qui sont les frontières de ces domaines (cf. Figure 1. 1). Les domaines et les parois varient en fonction de l'état d'excitation du matériau. Lorsque l'excitation augmente, les moments sont progressivement alignés dans une même direction, celle de l'excitation. Les domaines se regroupent et deviennent un seul et même domaine lors de l'état de saturation avec une forte excitation.

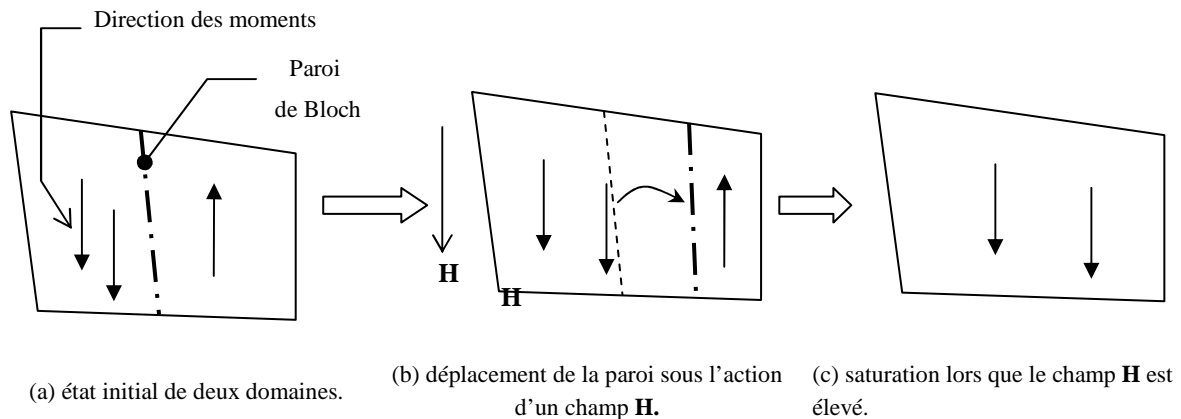


Figure 1. 1 : Déplacement des parois de domaine

A l'échelle macroscopique – celle des composants magnétiques dans les systèmes réels, tous ces phénomènes se traduisent par les courbes $B(H)$, représentatives de la relation moyenne entre l'induction B (en Tesla) et le champ d'excitation extérieur H (en Ampère par mètre) (cf. Figure 1. 2). Ces deux grandeurs ne peuvent pas être mesurées directement. Leurs valeurs peuvent être déduites par les grandeurs associées : des tensions électriques pour l'induction et des courants électriques pour le champ d'excitation.

L'aimantation d'un matériau magnétique dépend de plusieurs facteurs différents dont les impuretés ou les défauts constitués dans le matériau. En effet, ces derniers se présentent comme des obstacles au mouvement des parois. Lors de l'augmentation du champ H , le passage par ces obstacles est un mouvement *irréversible* qui est traduit par un changement de pente du cycle $B(H)$. Le champ H augmente encore jusqu'à la *saturation* où B reste à sa valeur maximale B_s . Quand H diminue jusqu'à $H = 0$, une valeur B_r positive – appelée induction rémanente – est notée. Le matériau ne revient pas à son état initial. Il faut ensuite décroître le champ H jusqu'à H_c négative pour annuler l'aimantation du matériau. Une diminution du champ H jusqu'à la valeur $-H_s$ (permettant d'avoir la saturation $-B_s$), la saturation négative est atteinte. La symétrie centrale de cette courbe descendante fournit la partie ascendante du *cycle d'hystérésis* complet. Le phénomène décrit par cette courbe est nommé *l'hystérésis*.

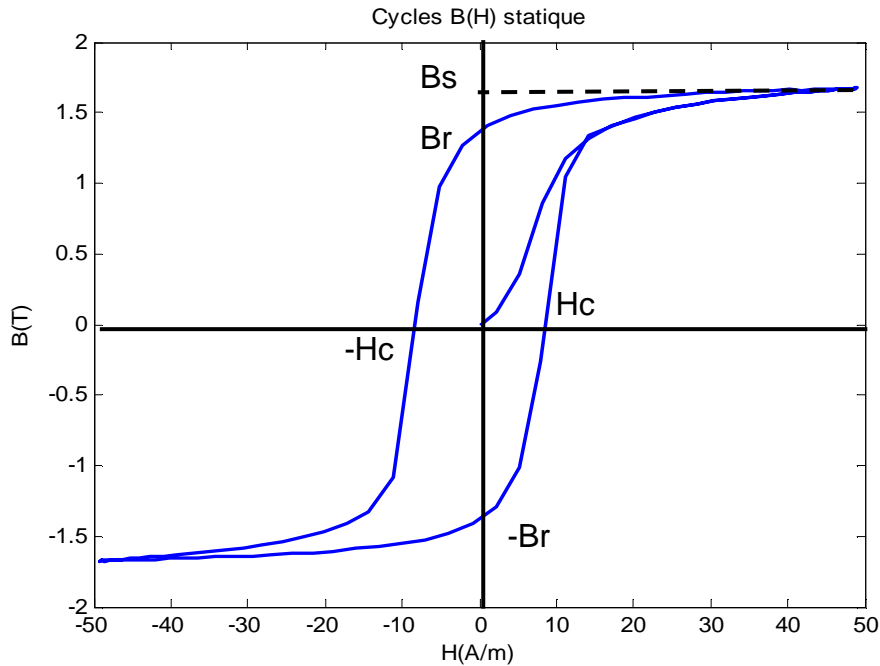


Figure 1. 2 : Exemple de cycle d’hystérésis avec les points spécifiques Hc, Br et Bs

Il existe une infinité de cycles pour un même matériau. Cela dépend de nombreux éléments : l’histoire du matériau, la forme d’onde, la fréquence et l’amplitude du champ H , la température, etc.

Les cycles d’hystérésis montrent visiblement qu’il y a une différence entre l’énergie dépensée pour la magnétisation (H augmente) et celle récupérée lors de la démagnétisation (H diminue). Il y a donc des pertes lors d’un cycle complet.

Les pertes dans les matériaux (appelées encore les pertes fer) peuvent être divisées en deux parties [ZIRKA_1] : les pertes « par hystérésis » et les pertes « dynamiques ». Les pertes par hystérésis sont la puissance dissipée par la magnétisation et la démagnétisation de matériaux (indépendamment de la fréquence). Les pertes dynamiques se produisent lorsqu’il y a des variations dynamiques. En effet, les variations de champs font naître des courants induits à l’intérieur du matériau. Plus la vitesse des variations est grande, plus les courants induits sont importants et plus les pertes dynamiques sont considérables. L’utilisation de matériaux magnétiques sous forme de tôles d’épaisseur faible ou de matériaux plus résistifs permet de réduire ces pertes.

I.1.2 Modèles « a posteriori » et modèles « simultanés »

Le terme « a posteriori » est utilisé pour les modèles qui viennent évaluer les pertes par hystérésis des matériaux magnétiques sans intervenir sur la forme du cycle $B(H)$. Ces modèles consistent à calculer les pertes par cycles en régime permanent [STEINMETZ], [BERTOTII] à l’aide d’expressions de la forme :

$$P = \sum_{i,j} P_i(f, B_{\max}, k_j)$$

où :

- f est la fréquence
- B_{max} est la valeur de l'induction maximale. Cette valeur peut être obtenue soit par les mesures, soit par une simulation négligeant les effets d'hystérésis.
- k_j sont les paramètres du modèle, dépendant des caractéristiques magnétiques, électriques, géométriques, etc. du matériau. Ces paramètres sont identifiés grâce aux comparaisons avec les mesures de pertes.
- P_i sont des fonctions polynômes partageant la perte totale P en plusieurs termes.

Ces calculs de pertes par cycle fournissent un élément important pour le calcul de rendement énergétique du système en régime permanent. Toutefois, ce type de lois de matériaux, n'ayant pas introduit les phénomènes d'hystérésis dans la simulation des signaux, ne permet pas d'observer leurs effets sur ces derniers. Les résultats ne sont globalement satisfaisants que dans le cas d'excitations sinusoïdales ou alors dans les plages de fonctionnement où la courbe de magnétisation est quasi-linéaire.

Il existe aussi dans la littérature une autre approche originale [MAZAURIC] [GAO] qui consiste à faire passer une partie des pertes dans les matériaux magnétiques dans les pertes joules électriques. L'idée fondamentale est de considérer un changement de propriété électrique (la conductivité) au lieu de propriété magnétique (la perméabilité).

En réalité, les phénomènes hystérésis introduisent non seulement des pertes mais aussi une déformation de forme d'onde dans le matériau. Les modèles du type $B(H)$ (ou $H(B)$), traçant l'évolution temporelle de l'induction B en fonction de celle du champ d'excitation H (ou l'inverse), arrivent à mieux décrire le comportement transitoire dans le cadre de la modélisation d'un système complet. Nous allons baptiser ces modèles « simultanés » car l'évolution temporelle des pertes est déduite simultanément avec celles de $B(t)$ et de $H(t)$. Autrement dit, les effets hystérésis se traduisent directement dans les signaux magnétiques et les pertes sont une des conséquences de ce phénomène.

En utilisant des lois de matériaux $B(H)$, nous essayons de prendre en compte l'ensemble de ces deux types de pertes (hystérésis et dynamiques).

I.1.3 Critères de choix des modèles dans notre étude

Etant donné que l'hystérésis est un phénomène complexe, la recherche d'un modèle idéal capable de modéliser tous les matériaux quelles que soient leurs conditions de travail est loin d'être aboutie. Nous préférons adopter une stratégie plus « modeste » dans l'objectif de trouver les modèles adaptés à nos applications. Nous partons ainsi du cahier des charges définissant le type de matériaux avec lesquels nous travaillons, la méthode de modélisation utilisée, etc. pour encadrer les hypothèses de travail. A partir de ces dernières, les critères de choix de modèles peuvent être mieux cernés.

I.1.3.1 Matériaux magnétiques doux

On distingue les matériaux « magnétiques doux » (des matériaux « magnétiques durs ») par leur caractéristiques de « facile magnétisation et facile démagnétisation ». Ces matériaux possèdent ainsi un champ coercitif faible et une perméabilité élevée.

Pour les tôles à grains orientés (GO), par les procédures métallurgiques, on arrive à contrôler la texture du matériau, c'est-à-dire connaître les directions privilégiées. La direction de laminage est parallèle à un axe de facile aimantation et est la direction dans laquelle on applique H. Inversement, pour les tôles à grains non orientés (NO), les directions sont plus ou moins équivalentes.

Dans le cadre des travaux de cette thèse, les matériaux utilisés sont principalement ferromagnétiques doux de type GO sous formes de tôles.

I.1.3.2 Modèles macroscopiques pour l'approche des réseaux de réluctance

L'approche des réseaux de réluctance utilisée dans RelucTool et ses applications conduit à certaines hypothèses pour la modélisation de matériaux.

- L'homogénéité du flux passant par chacun des éléments réluctants implique une modélisation de flux magnétique en 1D. Nous ne nous sommes ainsi intéressés qu'aux modèles *scalaires*. Sachant que l'étude se concentre sur les matériaux GO qui n'ont qu'une direction privilégiée, cette hypothèse est bien appropriée.

- Nos applications qui sont des actionneurs et capteurs basse tension fonctionnent dans la plupart des cas dans des conditions où la température est proche de la température ambiante. Nous ne modélisons donc pas l'impact de la température sur les propriétés des matériaux. Par la suite, tous les modèles et leurs validations respectives sont réalisés à cette température. La fréquence d'utilisation varie entre 50 et 400Hz. Ces données permettent de mieux cibler nos choix de modèles.

La modélisation de matériaux que nous nous sommes fixés a deux objectifs principaux :

- une description correcte des signaux du système (l'induction B, le flux, les courants)
- un calcul avec une bonne précision des pertes introduites par ces matériaux.

Dans la modélisation numérique, ces deux critères ne sont pas toujours corrélés. Selon l'application, l'un des deux critères peut être mis en avant, mais dans le cas général, un compromis des deux est exigé.

I.1.3.3 Un bon compromis précision-temps de calcul

L'un des avantages majeurs de l'approche des réseaux de réluctances est sa rapidité de calcul. Cette approche propose en contre partie des calculs d'approximation avec les grandeurs moyennes : le flux, la différence de potentiel magnétique, etc. L'objectif est d'obtenir un bon compromis entre le temps de calcul et la précision. Dans le logiciel RelucTool, les modèles seront intégrés via les calculs des réluctances constituant le circuit magnétique. Ceux-ci sont donnés par les formules :

$$R = \frac{H.L}{\phi}$$

où

- H le champ d'excitation en surface de la réluctance calculée
- L sa longueur moyenne
- ϕ le flux

ϕ étant défini comme une variable d'état [DUPELOUX], ceci nous conduit à la nécessité de décrire la courbe $H(\phi)$, donc $H(B)$ car :

$$\phi = B \cdot S$$

où S est la surface de réluctance

Notre besoin se résume dans la recherche de modèles capables de reproduire correctement les caractéristiques hystérétiques des matériaux avec un temps de calcul léger. La précision des modèles est évaluée avec certaines grandeurs caractéristiques telles que l'induction temporelle B , sa valeur maximale à la saturation B_{max} et les pertes fer P .

I.2 Hystérésis statique et dynamique

I.2.1 Séparations des régimes dits « statique » et « dynamique »

Certains travaux sur la loi $B(H)$ ont montré l'existence de deux « zones de fonctionnement » pour un matériau magnétique en se basant sur des observations expérimentales [BERTOTTI] [KEDOUS], [HASSANI]. En effet, on constate que : en dessous d'une certaine fréquence, avec la même excitation, la forme du cycle d'hystérésis n'évolue plus. Ce cycle obtenu est appelé cycle d'hystérésis statique (cf. Figure 1. 3). En revanche, en dehors de cette plage, la variation temporelle de l'excitation influe directement sur la forme du cycle d'hystérésis obtenu. Il s'agit d'un cycle d'hystérésis dynamique. Il est aisément observable que l'aire du cycle augmente avec la fréquence.

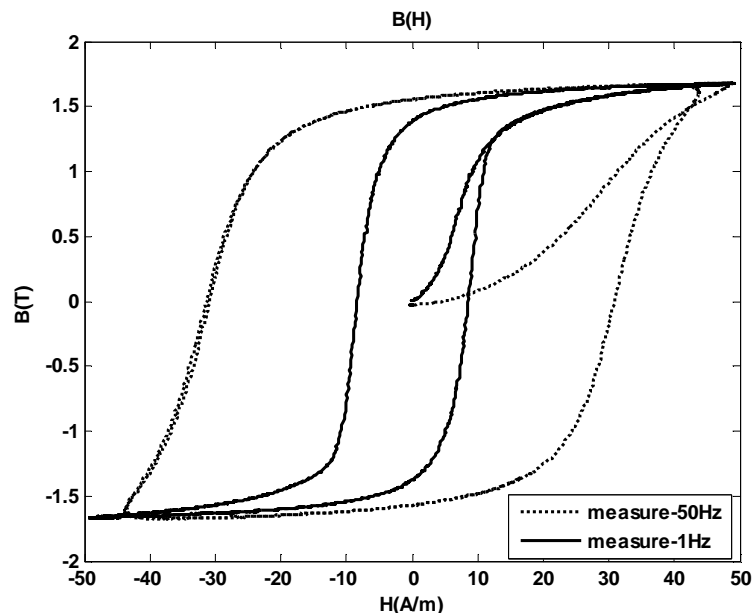


Figure 1. 3: Cycle hystérésis statique (à 1Hz) et dynamique (à 50Hz) mesuré sur un FeSi GO industriel.

Les phénomènes physiques [BRISSENEAU] intervenant dans le matériau pour expliquer ces observations sont:

- Le déplacement des parois qui caractérise l'origine de l'hystérésis. Il crée ensuite ce qu'on appelle des courants induits microscopiques, indépendants de la fréquence. La vitesse des parois dépend principalement des caractéristiques propres du matériau.
- Les effets dynamiques comprennent essentiellement :
 - les courants induits macroscopiques engendrés par la variation de flux ; l'influence de ces courants dépend de la fréquence, de l'intensité du champ d'excitation et aussi de la nature et des dimensions (épaisseur) du matériau
 - la dynamique des parois qui fait apparaître également des variations locales de flux qui causent des courants induits microscopiques supplémentaires ; ces courants s'opposent à la variation du flux et gênent le déplacement des parois.

Ces deux types de courants induits apparus en dynamique sont tous les deux directement liés à la vitesse de variation de flux ou de l'induction, donc à la fréquence d'excitation.

Ceci conduit à décrire les modèles dynamiques à partir des modèles statiques, en ajoutant des termes différentiels :

$$H_{app}\left(B, \frac{dB}{dt}\right) = H_{stat}(B) + H_{dyn}\left(B, \frac{dB}{dt}\right) \quad (1.1)$$

Avec H_{app} le champ d'excitation appliqué et $\frac{dB}{dt}$ la dérivée temporelle de l'induction B .

Le premier terme H_{stat} représente le comportement du matériau en statique. Il prend en compte non seulement l'évolution de l'induction B , mais aussi de son histoire. Cette zone se trouve à basse fréquence (en général vers 1Hz avec les ferromagnétiques doux) où l'influence des effets dynamiques est négligeable. Autrement dit, en-dessous de cette fréquence, seul le premier terme suffit à décrire le comportement des matériaux. Dépassant cette fréquence, les effets dynamiques augmentent avec la croissance de la fréquence. Le deuxième terme H_{dyn} représente donc l'ensemble de tous ces effets : courants induits macroscopiques et microscopiques supplémentaires, déplacements, déformation, multiplication des parois.

Nous nommons désormais les **modèles dynamiques** ceux qui sont capables de prendre en compte l'ensemble des effets statiques et dynamiques. Suite à l'analyse sur la séparation des phénomènes en deux groupes, nous pouvons ainsi construire les **modèles dynamiques** à partir des modèles statiques, en ajoutant le terme H_{dyn} .

I.2.2 Modèles dynamiques

Parmi de nombreux travaux qui cherchent à exprimer la partie statique et dynamique, les idées trouvées dans la littérature sont diverses. Nous nous orientons davantage vers les modèles qui considèrent de façon distincte H_{stat} et H_{dyn} . La partie statique H_{stat} sera représentée par un modèle d'hystérésis statique parmi ceux présentés dans le paragraphe I.3. H_{stat} étant connu, l'ensemble des modèles dynamiques se partage en deux familles, différenciées par leurs manières de décrire le terme H_{dyn} .

- Dans le premier groupe, H_{dyn} est déduit par la recherche d'une ou plusieurs courbes approchées des résultats de mesures. Ceci se réalise grâce à certaines techniques de calcul numérique. Nous y trouvons la technique de minimisation des erreurs entre la simulation et la

mesure [ZIRKA_2] ou celle de découpage en morceaux [CHEVALIER]. Ces derniers sont ensuite approchés par des fonctions polynômiales approximatives et identifiées une par une. Ces modèles montrent une bonne précision dans les échantillons de tôles testés. L'inconvénient est qu'ils contiennent plusieurs expressions avec un grand nombre de paramètres. Leur identification peut être complexe.

○ Dans les autres travaux plus nombreux ([LEPLUS], [ALLANO], [BERTOTTI_2], [MASSON]), on se base sur une observation de la tendance de la variation entre H_{dyn} et $\frac{dB}{dt}$.

Il s'avère que cette variation (dans une certaine plage de fréquence) est proche d'une relation linéaire. Selon cette dernière, l'idée commune de ces travaux peut être exprimée via la formule suivante:

$$H_{dyn}(B, \frac{dB}{dt}) = H_{app}(B) - H_{stat}(B, \frac{dB}{dt}) = K \cdot \frac{dB}{dt} \quad (1.2)$$

où K est un coefficient proportionnel.

La modélisation par cette approche a pour avantage d'être simple, rapide et contient peu de paramètres. La différence des études citées ci-dessus se trouve dans la façon et l'ordre de concevoir les différents termes dans l'équation (1.2). Nous choisirons de nous baser sur les travaux développés par Masson J.P et Rousseau J.J dans lesquels, les valeurs des champs H , B et la dérivée $\frac{dB}{dt}$ sont des valeurs moyennes macroscopiques correspondant aux calculs de

« tubes de flux » appelés encore des « réluctances ». Cela rentre parfaitement dans notre contexte de travail. Plusieurs applications sur les modélisations des circuits magnétiques en dynamique ont été réalisées [MARTHOURET], [SIXDENIER]. Le modèle, baptisé maintenant « *modèle global dynamique* » s'écrit simplement :

$$H_{app} = H_{stat}(B) + \lambda \frac{dB}{dt} \quad (1.3)$$

Le paramètre λ est un paramètre structurel propre au matériau étudié, dépendant de ses propriétés électriques et magnétiques. Ce paramètre est notamment le résultant des :

- pertes par courants induits, relatives à l'épaisseur des tôles et à la conductivité électrique du matériau.
- pertes dites « supplémentaires » ou « excédentaires » relatives aux mouvements des parois en dynamique.

La considération de l'ensemble des phénomènes dynamiques avec un seul paramètre permet une identification très simple. La valeur de λ est identifiée empiriquement par les comparaisons entre le modèle et la mesure.

I.2.3 Modèle global dynamique et les hypothèses de validité

En résumé, le modèle décrit par (1.3) nous permet de prendre en compte les effets dynamiques d'une façon globale. La Figure 1.4 représente ce modèle sous forme de schéma blocs. Du point de vue du calcul, nous constatons qu'il est facile de coupler ce modèle

dynamique avec un modèle statique quelconque qui sera représenté par le bloc H_{stat} .

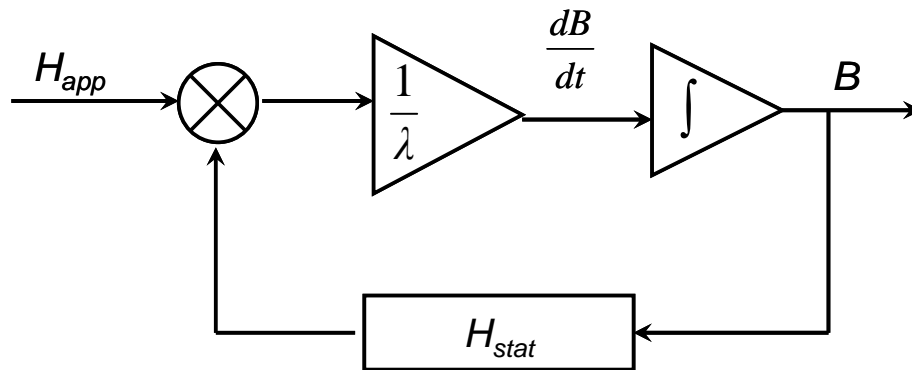


Figure 1. 4: Calcul H(B) avec le modèle global

Ce modèle a pour avantage d'être simple, peu coûteux en paramètres et utilisable quelque soit la forme d'onde. La partie statique H_{stat} est calculée à partir d'un modèle d'hystérésis dont la précision est évaluée séparément. Nous considérons cela comme une voie ouverte à l'essai et à l'utilisation de différents modèles statiques pour une bonne sélection de modèles compatibles à chacun des matériaux.

L'étude avec un grand nombre d'échantillons de matériaux [RAULET_1] a montré que, le modèle s'avère efficace lorsque les deux hypothèses suivantes sont respectées :

- l'effet de peau est négligeable
- les caractéristiques du matériau sont quasi homogènes le long de cette épaisseur ; cela peut se résumer par le fait que l'épaisseur de peau est supérieure ou égale à celle du matériau.

En s'appuyant sur la formule de calcul :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu \cdot \sigma}} = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho}{\omega \cdot \mu}} \quad (1.4)$$

où:

- δ : épaisseur de peau en mètre [m]
- ω : pulsation en radian par seconde [rad/s] ($\omega=2 \cdot \pi \cdot f$)
- f : fréquence du courant en Hertz [Hz]
- μ : perméabilité magnétique en Henry par mètre [H/m]
- ρ : résistivité en Ohm-mètre [$\Omega \cdot m$] ($\rho=1/\sigma$)
- σ : conductivité électrique en Siemens par mètre [S/m]

Pour nos tôles FeSi standards qui ont pour paramètres :

- $\mu \approx 40000$ H/m (valeurs données par les fournisseurs en considérant la partie linéaire des courbes)
- $\rho \approx 4.1 \cdot 10^{-8}$ $\Omega \cdot m$ (donnée des fournisseurs)
- $f = 50$ Hz

L'application numérique sur (1.4) donne $\delta \approx 0.25$ mm

Etant donné que l'épaisseur des tôles est de 0.3mm, les conditions évoquées ci-dessus sont donc quasi-satisfaites pour les tôles FeSi.

I.2.4 Modèles statiques

Le but ici est de calculer le terme H_{stat} dans l'équation (1.2) avec un (ou des) modèle(s) compatible(s). Il s'agit d'un sujet complexe, car le comportement présent du matériau dépend non seulement des données temporelles mais aussi de son histoire. Nous faisons dans la suite un bilan non exhaustif des modèles existants dans le but de donner une vision rapide sur l'ensemble des travaux réalisés.

Dans la plupart des cas, deux approches peuvent être reconnues. La première approche est d'observer les résultats expérimentaux et de trouver les formulations mathématiques par la suite pour s'en rapprocher. La seconde se base sur l'analyse des phénomènes physiques liés à l'aimantation du matériau pour en extraire des lois de comportement.

Dans la première catégorie, on peut citer les modèles de la famille Duhem [DUHEM], où le principe est de mémoriser les points où se passe le changement de sens de l'excitation. Ces points appelés points de rebroussement, sont pris comme points de repère pour chaque cycle majeur. A partir de ces points, les courbes descendantes et montantes sont tracées. L'hypothèse est qu'à chaque point (B, H) quelconque, il n'y a qu'une seule courbe montante et qu'une autre descendante qui passent. Le sens du cycle est mémorisé après chaque passage à l'un des points de rebroussement. En associant ces deux éléments, le comportement du matériau au point (B, H) est identifié. Plusieurs variantes de ce modèle existent dans la littérature. On y trouve différentes formes d'approximation de courbes : polynômes [OSSART], tangentes hyperboliques [POTTER], etc.

Le modèle Preisach [PREISACH] et ses nombreuses variantes sont certainement les modèles les plus utilisés de nos jours [MAYERGOYZ] [DELLA]. Ils sont utilisés comme un outil mathématique efficace et est une référence. Leur principe se base sur la considération d'un matériau comme un ensemble des éléments nommés « les hystérons ». Ces derniers sont en fait les composants magnétiques élémentaires qui possèdent chacun leur propre cycle d'hystérésis $\gamma_{a,b}$ (cf. Figure 1. 5). Chacun correspond à une fonction de pondération $\mu(a,b)$.

On évalue ensuite le comportement macroscopique du matériau à l'aide d'une fonction d'intégration de l'ensemble des éléments :

$$f(t) = \iint_{\alpha \geq \beta} \mu(a,b) \cdot \gamma_{\alpha\beta} \cdot d\alpha \cdot d\beta \quad (1.5)$$

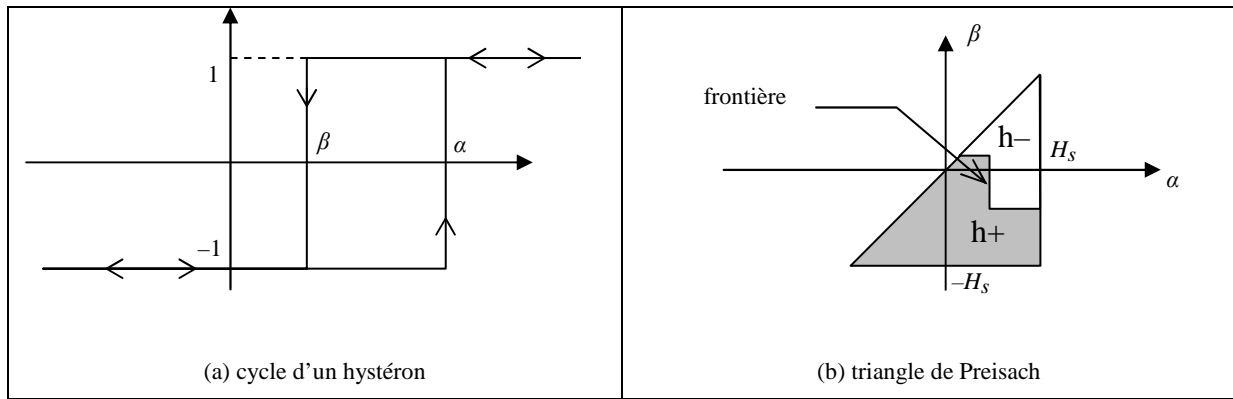


Figure 1.5 : Opérateur élémentaire $\gamma_{\alpha\beta}$ ou hystéron et le triangle de Preisach

On a écarté cette solution de notre étude car le modèle demande un stockage en mémoire de l'histoire de la magnétisation sous forme de vecteurs assez importants et un temps de calcul assez coûteux.

Un autre modèle célèbre qui apparaît souvent dans les travaux de modélisation actuels, est le modèle de Jiles-Atherton [JILE_1]. Ce modèle s'appuie sur l'analyse des mouvements des parois de Bloch. La validation du modèle de Jiles -Atherton sur plusieurs types de matériaux, dont les ferromagnétiques doux a confirmé sa performance. L'implémentation simple est également un grand avantage du modèle.

De nombreuses études sur le sujet de la modélisation hystérétique des matériaux ont été réalisées au sein des laboratoires G2Elab de Grenoble et Ampère de Lyon pendant ces dernières décennies. On a élaboré des approches originales, enrichissantes et aussi appliquées. Plusieurs d'entre elles sont destinées à la modélisation microscopique en se basant sur des boucles des courants induits [MEUNIER]. Cependant, ces modèles s'appliquent plutôt à la méthode des éléments finis. D'autres travaux sont sur les modèles scalaires macroscopiques, ce qui nous intéresse d'avantage. On y trouve un modèle analytique nommé modèle chimique [NOURDINE] et un modèle numérique DSHM [DUCHARNE]. Ces modèles ont été validés sur plusieurs matériaux magnétiques. En plus, il y a une vraie maîtrise des laboratoires sur les techniques d'identification et sur l'utilisation de ces modèles. Ce sont les points clefs qui mènent à notre décision de les sélectionner pour notre application.

A la vue de leurs avantages et inconvénients respectifs, nous avons retenu les trois modèles suivants : le modèle de Jiles-Atherton, le modèle chimique, le modèle DSHM.

Nous proposons ici la démarche suivante : nous ne visons pas à trouver un modèle idéal pour toutes nos applications mais nous souhaitons donner à l'utilisateur une sélection de plusieurs modèles choisis au préalable. L'idée est d'introduire la notion « bibliothèque des composants ». Dans cette bibliothèque, l'utilisateur a plusieurs choix et la décision est entre ses mains pour utiliser le modèle le plus convenable à son système modélisé. Les moyens techniques mis en œuvre pour la réalisation seront détaillés dans le troisième chapitre de ce mémoire.

I.3 Une sélection de modèles adéquats

I.3.1 Critères d'évaluation des modèles

Nous rappelons que notre objectif principal est d'établir une bibliothèque de modèles pour donner aux utilisateurs de l'outil RelucTool le choix d'utiliser différents modèles pour leurs applications. Sachant qu'il n'y a pas de modèle idéal, chaque utilisateur est maître de sa sélection, selon l'application et le cahier des charges associé (en termes de fréquence, intensité du champ, exigence de perte ou de signal).

En ce qui concerne les trois modèles statiques sélectionnés, des études plus profondes sur chacun d'eux ont été précédemment réalisées [MARION], [NOURDINE] [DUCHARNE] incluant des tests de différents matériaux sous des conditions variables (en fréquence et en temps)

Dans le cadre de notre étude, nous nous restreignons à l'évaluation des modèles sur nos matériaux standards. Nous prendrons pour exemple la modélisation des tôles FeSi GO. Les comparaisons entre les mesures et la simulation du modèle seront effectuées sur les cycles majeurs à l'excitation H sinusoïdale imposée. Les critères de comparaison sont les grandeurs caractéristiques suivantes :

- l'induction maximale B_{max} .
- l'aire des cycles, équivalente aux pertes par cycles P .
- la qualité du signal.

Les erreurs relatives exprimées par rapport aux valeurs correspondantes de mesure qui sont considérées comme référence, nous permettent de voir la validité de chacun des modèles lorsque l'amplitude de H varie.

La qualité du signal est estimée par l'erreur moyenne de l'induction sur toute une période de signal calculée avec l'équation :

$$\Delta B_{moy} = \frac{1}{n \cdot \text{Max}(B_{mes})} \cdot \sum_i |B_{mes}(i) - B_{sim}(i)| \cdot 100 \quad (1.6)$$

Où

- n est le nombre de points dans chacun des deux vecteurs B_{mes} et B_{sim}
- B_{mes} est l'induction mesurée
- B_{sim} est l'induction simulée
- $\text{Max}(B_{mes})$ est la valeur d'induction maximale obtenue en mesure.

Nous ne présentons ici que les données concernant un seul échantillon de FeSi, mais les démarches sont les mêmes pour les autres. L'ensemble des comparaisons est effectué en deux étapes avec deux fréquences différentes, en général à 0.2Hz et à 50Hz, correspondant respectivement aux régimes statique et dynamique. Le modèle statique est identifié en premier à basse fréquence (0.2Hz). Le paramètre λ de la partie dynamique du modèle est identifié grâce à la comparaison des deux cycles dynamiques (à 50Hz) mesurés et simulés avec le modèle global dont la partie statique a été identifiée précédemment.

Nous allons utiliser des échantillons de matériaux magnétiques sous forme de tore pour tester et valider nos modèles de matériaux. Au laboratoire Ampère, nous disposons d'un banc de

mesure (cf. Figure 1. 6) permettant d'obtenir facilement des cycles $B(H)$ où l'excitation H peut être en fréquence et en amplitude. Ainsi, nous comparerons les cycles $B(H)$ statique et dynamique mesurés et simulés.

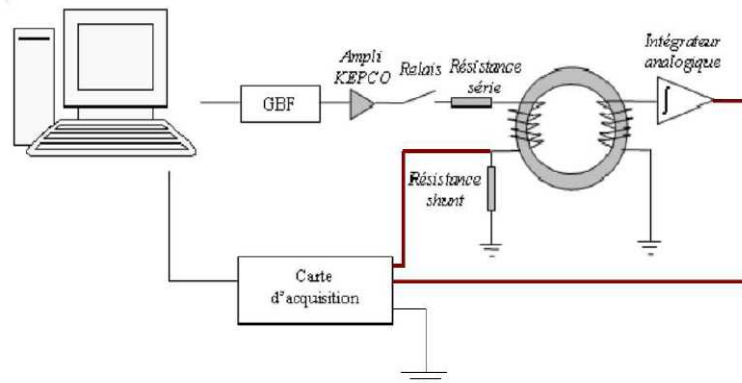


Figure 1. 6 : Banc de mesure (Ampère)

I.3.2 Modèle Jile-Atherton (J&A)

I.3.2.1 Définition du modèle

Ce modèle s'appuie sur l'organisation des matériaux en domaines magnétiques, appelés domaines de Weiss.

On sait que l'induction B , le champ magnétique H et l'aimantation totale M d'un matériau ferromagnétique sont liés par la relation scalaire :

$$B = \mu_0 \mu_r H = \mu_0 (H + M) \quad (1.7)$$

Dans ce modèle, l'aimantation M est définie par la somme pondérée de la magnétisation **irréversible**, due aux contraintes de déplacements des parois de domaines, et de la magnétisation **réversible** due au moment de flexion des parois de domaines. Cette relation est donnée par :

$$M = cM_{rev} + M_{irr} \quad (1.8)$$

La variation de la magnétisation irréversible par rapport à H est liée à l'aimantation totale M et à l'aimantation anhystérique par la relation :

$$\frac{dM_{irr}}{dH} = \frac{M_{an} - M}{\frac{k}{\mu_0} \delta - \alpha(M_{an} - M)} \quad (1.9)$$

La variation de la magnétisation réversible par rapport à H est la différence des variations de la magnétisation totale M et de la magnétisation anhystérique :

$$\frac{dM_{rev}}{dH} = \left(\frac{dM_{an}}{dH} - \frac{dM}{dH} \right) \quad (1.10)$$

A partir de ces équations, on en déduit l'équation générale du modèle de J&A :

$$\frac{dM}{dH} = \frac{\left((1-c) \cdot \frac{dM_{irr}}{dH} + c \frac{dM_{an}}{dH} \right)}{\left(1 - \alpha \cdot c \cdot \frac{dM_{an}}{dH} - \alpha(1-c) \cdot \frac{dM_{irr}}{dH} \right)} \quad (1.11)$$

où :

- la magnétisation anhystérétique M_{an} est définie au travers des relations liant le champ H , la magnétisation à saturation M_s (cf. annexe 1).
- $\alpha, \delta, c, k, M_s$ sont les paramètres du modèle, que l'on peut déterminer par différentes méthodes [JILE_2] [MARION_1].

Dans le cadre de nos travaux, l'algorithme du simplexe a été utilisé pour l'identification automatique de ces paramètres en raison de sa convergence rapide. Pendant ce processus, une recherche de l'ensemble des paramètres afin de minimiser l'erreur entre le modèle et la mesure d'un cycle $B(H)$ centré est effectuée. Plus de détails seront donnés dans la partie I.4 sur le « *Protocole d'identification et de validation automatique des modèles de matériaux* ».

Grâce à ses expressions, à ses paramètres significatifs et sa simple mise en œuvre, ce modèle est fréquemment utilisé dans la simulation des systèmes électromagnétiques.

Quelques inconvénients ont été cependant relevés :

- Ce modèle n'intègre qu'une mémorisation partielle des phénomènes qui n'arrive à gérer que certains points de l'histoire. Il est donc difficile de décrire un processus d'aimantation quelconque avec ce modèle.
- Ce modèle présente aussi une limite concernant la non-congruence des cycles mineurs. Ce phénomène peut être observé lors d'un renversement du champ H , la valeur d'induction B n'est plus la même lorsque H revient au point de renversement. Le cycle mineur créé par ce renversement ne se referme pas correctement (cf. Figure 1. 7)

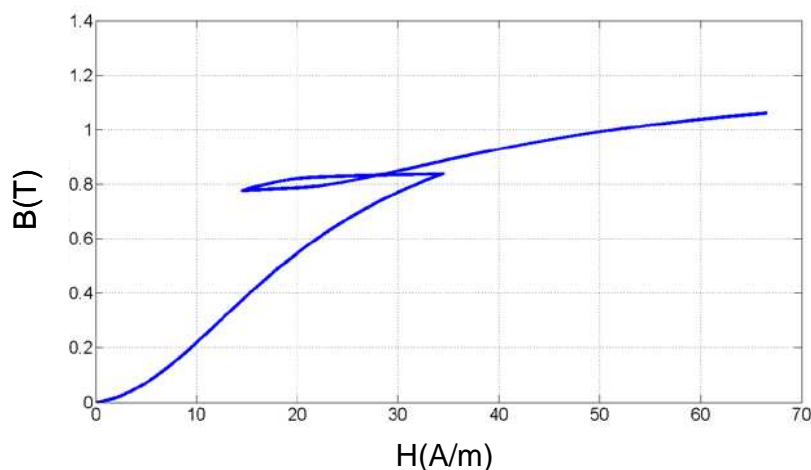


Figure 1. 7: Cycle $B(H)$ avec un cycle mineur créé par un renversement du champ H

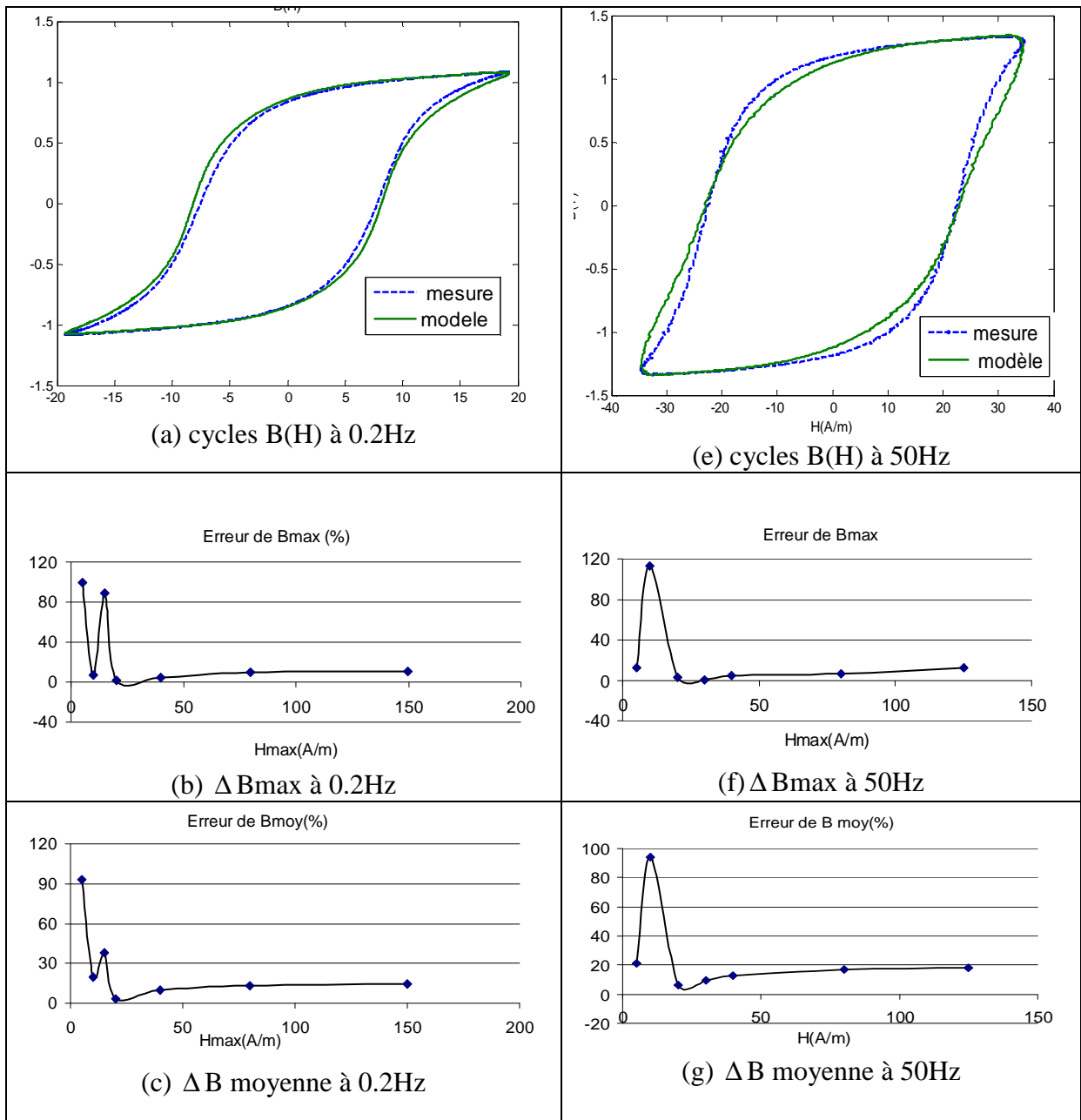
Pour améliorer ces limites, quelques études ont été menées [BENABOU] [MARION_2].

Néanmoins, malgré ces inconvénients, pour la modélisation des systèmes en régime permanent, notamment pour les tôles FeSi GO testées, J&A se montre robuste et assez précis.

I.3.2.2 Résultat de test du modèle sur échantillon tore FeSi GO

Nous avons modélisé un échantillon de matériau FeSi GO avec le modèle J&A. Nous avons identifié les paramètres de ce modèle grâce à un cycle statique avec une excitation sinusoïdale d'amplitude $H_{max} = 20A/m$, à la fréquence $f = 0.2Hz$. Nous avons ensuite identifié le paramètre λ grâce à un cycle à 50Hz, avec le champ H de même amplitude.

Ensuite, sur ces deux fréquences, nous faisons varier l'amplitude du champ H entre 5 et 150A/m.



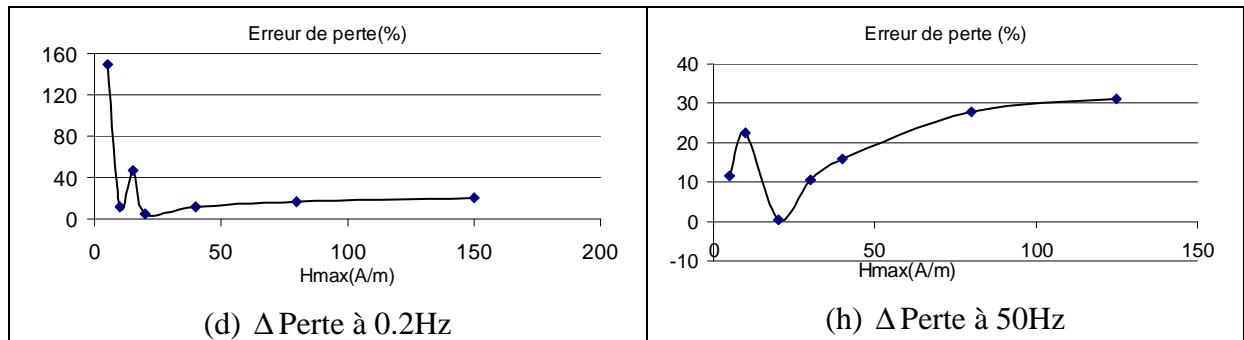


Figure 1. 8: Comparaison modèle J&A avec mesure sur un tore FeSi GO

Figure 1. 8.a et Figure 1. 8.e montrent des exemples de cycles où les courbes simulées suivent bien les courbes expérimentales. A propos des courbes des erreurs relatives à la comparaison entre le modèle J&A et la mesure, il a été observé que :

- A 0.2Hz, le modèle donne des résultats assez bons entre 20A/m et 150 A/m avec des erreurs inférieures à 20% (cf. Figure 1. 8.b à Figure 1. 8.d). L'induction maximale et l'induction moyenne pendant les cycles sont bien modélisés avec un écart de moins de 10%. Ces écarts modèle-mesure sont minimaux aux alentours du point $H_{max} = 20A/m$ ce qui est tout à fait compréhensible. La région de faible champs, où $H_{max} < 20A/m$, le modèle donne une précision très faible.
- A 50Hz, la même tendance est observée (cf. Figure 1. 8.f à Figure 1. 8.h). Dans l'intervalle où $20 A/m \leq H_{max} \leq 150A/m$, l'induction maximale et l'induction moyenne sont correctement décrites avec une erreur inférieure à 20%. Nous remarquons aussi que J&A modélise bien l'induction (en particulier pour B_{max} avec $\Delta B_{max} < 10\%$ pendant tout l'intervalle) ainsi que les pertes.
- Pour ce matériau, si l'objectif est de modéliser à la fois l'induction et les pertes avec moins de 20% d'écart, le modèle J&A a plutôt une validité « locale » ($20 A/m \leq H_{max} \leq 50A/m$).

I.3.3 Modèle chimique statique

I.3.3.1 Définition du modèle

Le principe du modèle repose sur une autre manière d'analyser l'évolution des moments magnétiques du matériau qui est à l'origine de l'aimantation. Deux mécanismes principaux à l'échelle microscopique seront à modéliser : le **renversement** des moments magnétiques qui s'accompagne par des déplacements des parois de Bloch, et la **rotation** progressive des moments qui correspond à leur changement de direction. Le premier se produit à faible champ d'excitation et le deuxième quand le champ est plus important.

Ces phénomènes peuvent être illustrés à travers l'exemple de la tôle FeSi GO à texture Goss (cf. Figure 1. 9). Les observations expérimentales montrent que les moments sont parallèles et orientés dans des sens opposés (+) et (-). Si le matériau est excité par un champ H dans l'axe longitudinal (001), l'aimantation se traduit essentiellement par le renversement de 180° des moments orientés dans le sens opposé du champ H. Ces mouvements s'accompagnent par les

déplacements des parois de Bloch jusqu'à la saturation technique où il n'existe plus de paroi, tous les domaines se regroupent en un domaine unique.

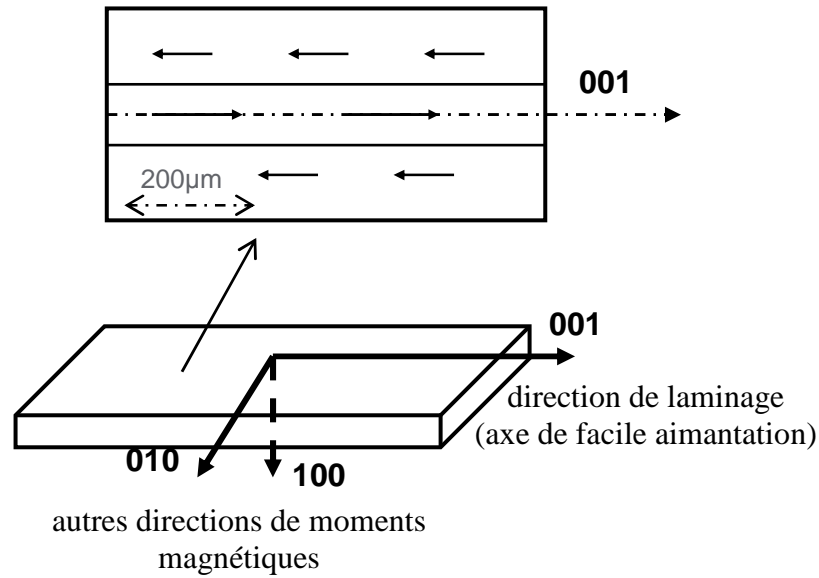


Figure 1. 9: Structure cristalline d'un FeSi GO à texture Goss

Sur un cycle d'hystérésis, la saturation technique est notée par un ralentissement important de l'augmentation de l'induction lorsque le champ s'accroît.

Au-delà de la saturation technique (à différencier avec la saturation où l'induction est maximale et ne varie plus), l'induction continue à augmenter. Ceci s'explique par la rotation des moments magnétiques initialement orthogonaux à l'axe de facile aimantation (axes 010 et 100 dans la Figure 1. 9).

Le déplacement des parois est modélisé par une analogie entre le phénomène physique de matériau et une réaction chimique (d'où le nom du modèle). Suite aux équations de l'équilibre de cette réaction [NOURDINE], les relations reliant l'induction J' sont déduites pour les deux cas où J' augmente et J' diminue:

$$J' = J'_0 \cdot \tanh\left[\left(\frac{\beta}{2\gamma}\right) \cdot \ln(\exp^{H\gamma} + b) - \frac{\beta \cdot H_c}{2}\right] \quad (1. 12)$$

$$J' = -J'_0 \cdot \tanh\left[\left(\frac{\beta}{2\gamma}\right) \cdot \ln(\exp^{-H\gamma} + b) - \frac{\beta \cdot H_c}{2}\right] \quad (1. 13)$$

où

- J'_0 est l'induction de renversement maximale.
- β, γ, b, H_c sont les paramètres du modèle.

D'un point de vue géométrique, β correspond à la pente du cycle dans la zone linéaire, H_c est le champ coercitif, b, γ sont deux paramètres de l'historique magnétique qui sont réévalués à chaque changement de sens de l'excitation. Leurs calculs et d'autres équations du modèle se trouvent dans l'annexe 1.

Une équation de minimisation énergétique [NOURDINE] est ensuite exploitée pour décrire le phénomène de rotation des moments magnétiques. L'équation de l'équilibre

thermodynamique est développée et nous donne ensuite l'évolution de l'angle de rotation θ (cf. Figure 1. 10).

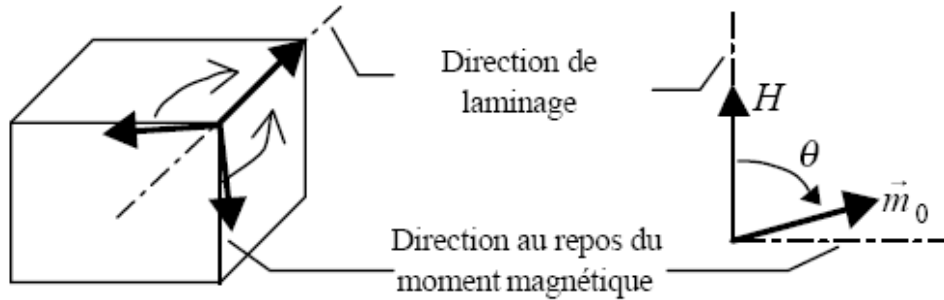


Figure 1. 10: Rotation des moments magnétiques [NOURDINE]

Le système à résoudre s'écrit :

$$k_1 \cdot sh(k_2(\theta - \frac{\pi}{2})) + h' \cdot \sin(\theta) - p_1 = 0 \quad (1. 14)$$

où k_1 , k_2 , p_1 sont des paramètres .

L'induction liée aux rotations des moments vaut :

$$J'' = J''_0 \cdot \cos(\theta) \quad (1. 15)$$

où J''_0 est l'induction de rotation maximale.

L'induction totale est calculée en tenant compte de la participation des retournements et des rotations des moments magnétiques :

$$B(H)_{stat} = J'(H) + J''(H) \quad (1. 16)$$

L'identification de ces paramètres s'appuie sur la comparaison avec des mesures de quelques cycles centrés ou de courbes de renversements. Une méthode visuelle a été utilisée par l'auteur du modèle [NOURDINE]. Pour accélérer cette tâche tout en augmentant la précision de l'identification, de manière identique au modèle J&A, nous avons utilisé un algorithme d'optimisation (basé sur l'algorithme du simplexe) pour identifier les paramètres.

Nous remarquons que ce modèle est écrit sous la forme $B(H)$ alors que notre problématique demande une représentation $H(B)$. Nous avons besoin de faire une inversion du système. Comme le modèle est entièrement analytique et assez léger, cette inversion ne pose aucun problème. Dans notre cas, un algorithme de Newton-Raphson [PRESS] a été utilisé.

L'auteur du modèle a aussi développé la partie dynamique du modèle. Ce modèle contient des calculs à base de nombres complexes ce qui ne convient pas à nos critères d'implémentation.

Ce modèle a pour grand avantage d'être construit sur la base de formules analytiques et donc possède une implémentation informatique assez aisée. Le codage détaillé sera présenté dans l'annexe 1.

I.3.3.2 Résultat de test du modèle sur échantillon tore FeSi GO

La même comparaison entre modèle et mesure sur un échantillon de FeSi GO est réalisée cette fois-ci avec le modèle chimique.

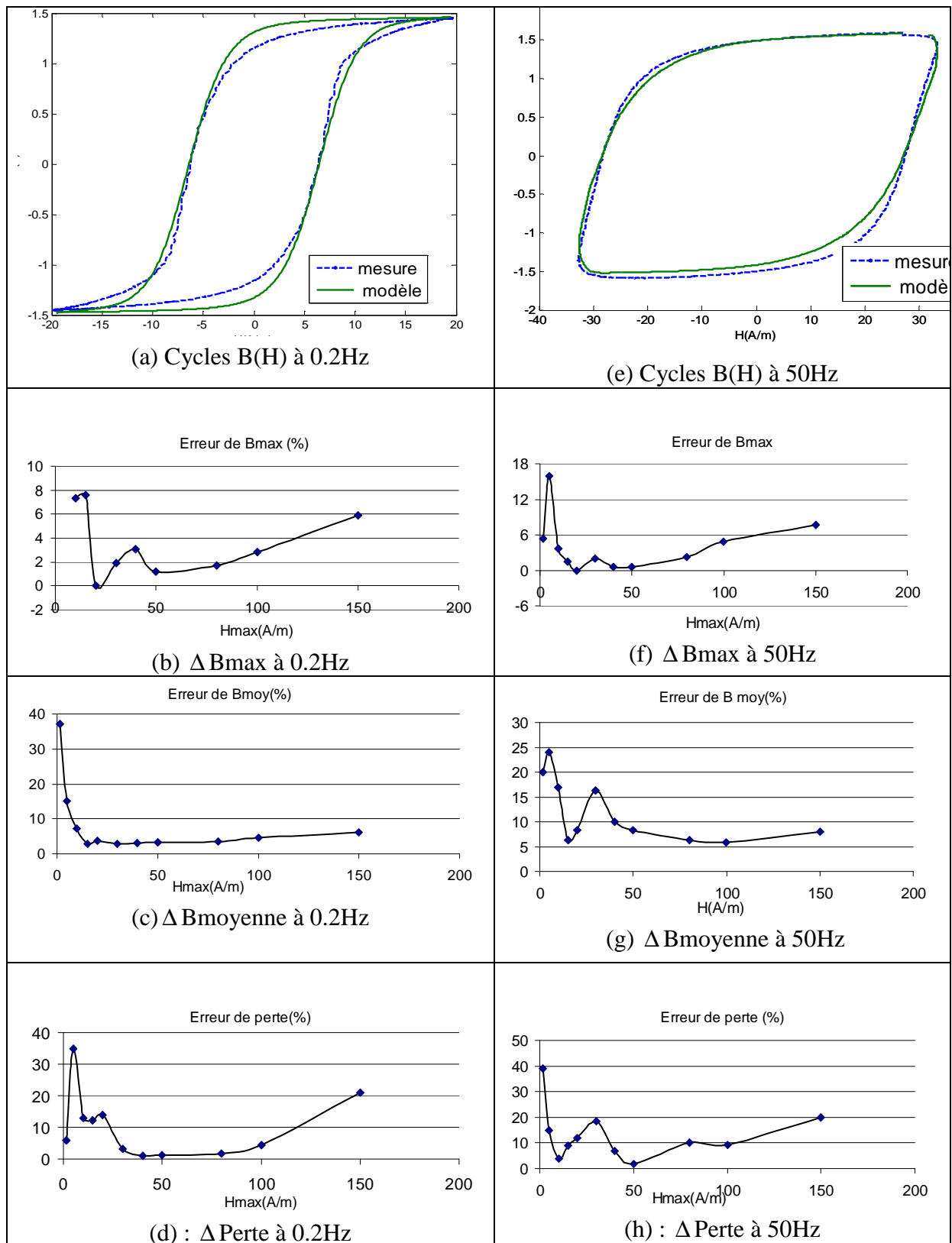


Figure 1. 11 : Comparaison modèle chimique avec mesure sur un tore FeSi GO

Les cycles dans les Figure 1. 11 .a et Figure 1. 11.e montrent la bonne correspondance du cycle obtenu par le modèle avec celui de la mesure avec le même signal d'entrée :

- A $f = 0.2\text{Hz}$, le résultat résumé par les courbes des Figure 1. 11.b-d, illustre par les grandeurs de comparaison citées auparavant que ce modèle nous permet d'avoir une modélisation correcte du matériau en régime statique si l'amplitude H varie entre 10 et 150A/m. A l'intérieur de cet intervalle, nous obtenons quelle que soit l'amplitude de H , $\Delta B_{\text{max}} \leq 10\%$, ΔB moyenne $\leq 10\%$ et $\Delta \text{Perte} \leq 15\%$. Ces résultats représentent une bonne performance du modèle statique car il s'agit d'une large gamme de variation de H . De plus, si on regarde la zone de très faible champ ($H < 5\text{A/m}$), comme les mesures elles-mêmes deviennent très sensibles, le modèle fournit toujours une modélisation de l'induction B_{max} correcte.
- Lorsque la fréquence est de 50Hz, les effets dynamiques peuvent être observés sur la Figure 1. 11.e. Ces effets induisent une dissipation d'énergie plus importante et celle-ci augmente avec l'augmentation de la fréquence. Les résultats observés sur les courbes des Figure 1. 11 .b-e montrent qu'à 50 Hz, le modèle arrive toujours à modéliser les cycles d'hystérésis avec moins de 10% d'erreur sur l'induction maximale et moins de 15% d'erreur sur l'aire du cycle sur la plage. La qualité du signal représentée par la courbe dans la Figure 1. 11 .g se dégrade sur certains points mais reste en dessous de 15% la plupart du temps. La performance obtenue en dynamique est ainsi quasiment la même qu'en statique.
- Par rapport à la variation de l'amplitude du champ H , ce modèle a un intervalle de validité assez large.

I.3.4 Modèle DSHM (Derivative Static Hysteresis Model)

I.3.4.1 Définition du modèle

L'hypothèse principale de ce modèle est que la pente $\frac{dB}{dH}$ (ou $\frac{dH}{dB}$) de chaque point du cycle $B(H)$ dépend uniquement aux valeurs de B , de H et du sens d'évolution (montée ou descente) du cycle. Ce modèle est basé sur l'utilisation d'une matrice qui, selon le sens d'excitation, pour un H et un B fixés en entrée, nous renvoie la pente $\frac{dB}{dH}$ ou $\frac{dH}{dB}$. Le modèle doit son nom (Dérivée Statique) à ces grandeurs.

On peut alors reconstruire les cycles statiques selon les entrées H et B (cf. Figure 1. 12) :

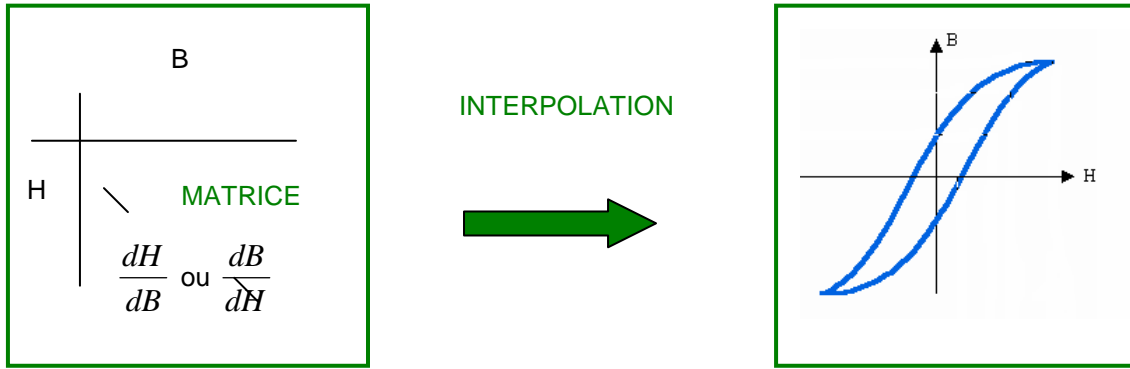


Figure 1. 12: Principe du modèle DSHM

Les données de construction de la matrice sont établies à partir des courbes expérimentales dont un cycle majeur saturé et un certain nombre de courbes de renversement ascendantes (cf. Figure 1. 13). Les pentes des points sur les courbes descendantes sont déduites par symétrie:

$$\frac{d(-H)}{d(-B)} = -\left(\frac{dH}{dB}\right) \quad (1. 17)$$

Nous constatons que le nombre de courbes à réaliser dépend de la forme du cycle d'hystérésis majeur et de sa largeur. Plus cette largeur est importante, plus le nombre de courbes de renversements sera élevé. Pour les échantillons FeSi GO que nous étudions, il a été démontré qu'une douzaine de courbes est suffisante [DUCHARNE].

Pour les points (H, B) se trouvant en dehors des courbes, une interpolation est nécessaire pour trouver la pente correspondante. De ce fait, la précision du modèle est sensible au pas d'interpolation et à la taille de la matrice.

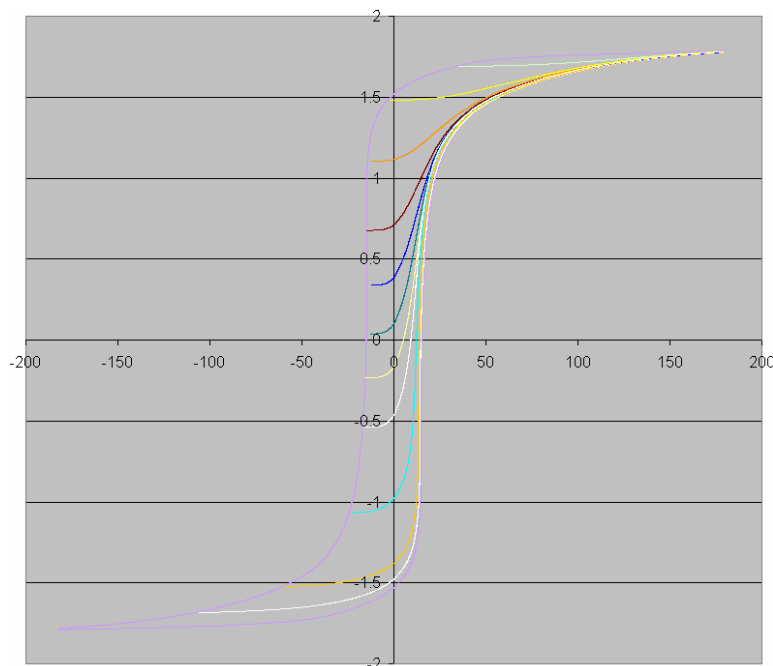


Figure 1. 13: Courbes de renversement pour la construction du modèle DSHM

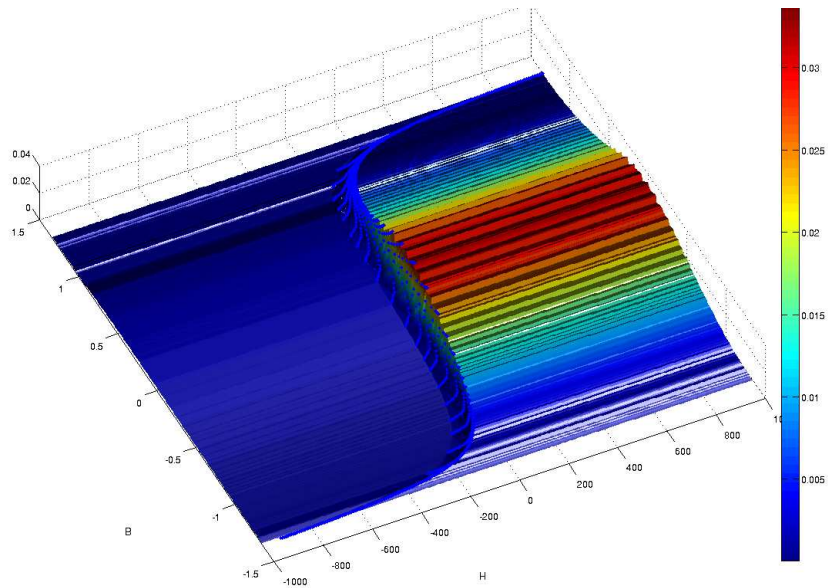
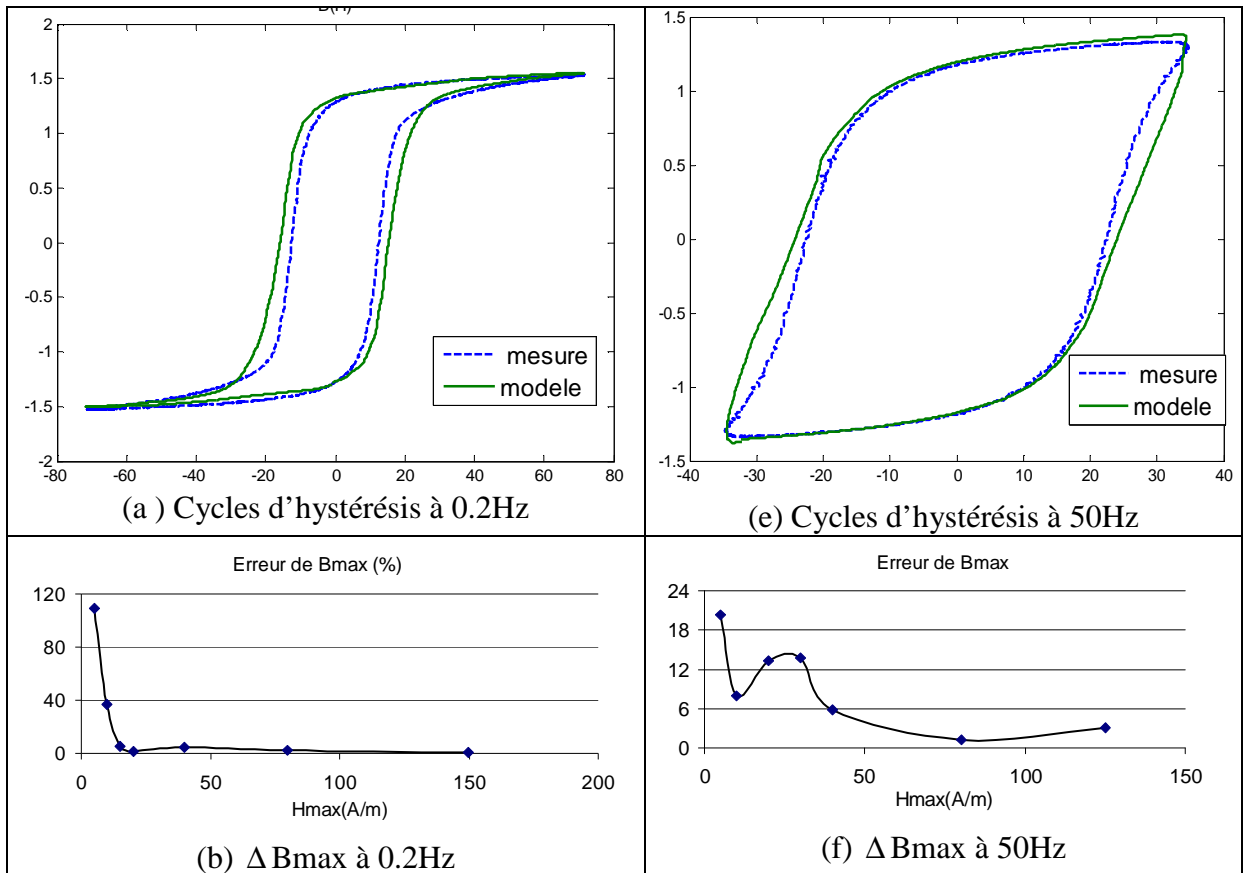


Figure 1. 14: Vue 3D de la matrice dB/dH (H,B)

Plusieurs échantillons de tôles FeSi GO utilisés par Schneider Electric ont été modélisés par ce modèle [MICHAUD] permettant de valider sa performance sur ce type de matériau.

I.3.4.2 Résultat de test du modèle sur échantillon tore FeSi GO

Afin d'obtenir une vision comparative entre les modèles sur le matériau observé, une comparaison entre mesure et modèle DSHM est réalisée de la même manière que pour les deux modèles précédents (J&A et chimique).



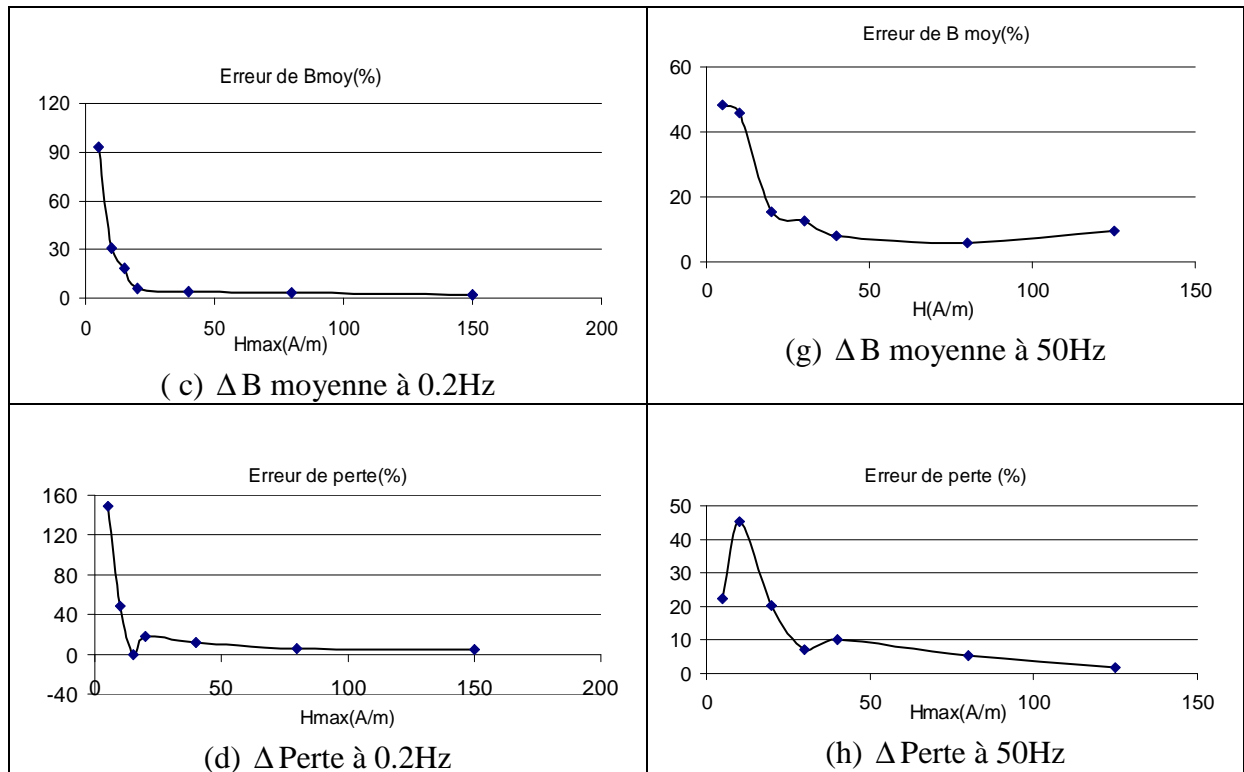


Figure 1. 15 : Comparaison modèle DSHM avec mesure sur un tore FeSi GO

Les résultats sur ΔB_{max} , ΔB moyenne, Δ Perte aux deux fréquences $f = 0.2\text{Hz}$ et $f = 50\text{Hz}$ (cf. Figure 1. 15.b -h) montrent une autre tendance :

- La modélisation avec DSHM donne de meilleurs résultats dans la région de champs forts ($H_{max} \geq 20\text{A/m}$) qu'avec les champs faibles ($H_{max} < 20\text{A/m}$). En particulier, sur les points de comparaison où $H_{max} \geq 40\text{A/m}$, une très bonne précision est obtenue avec les trois écarts ΔB_{max} , ΔB moyenne, Δ Perte inférieures à 10%, dont ΔB_{max} est même inférieure à 5%.
- Ce modèle est donc compatible à la modélisation à champ fort, proche de la saturation (atteinte vers $H = 80\text{A/m}$).

I.3.5 Conclusion sur les modèles sélectionnés

Ainsi, la combinaison du modèle dynamique global avec trois modèles statiques différents nous permet d'obtenir les résultats corrects à 0.2Hz et 50Hz. Cela confirme la validation du modèle dynamique global pour le matériau testé dans cette gamme de fréquence. D'autres tests effectués montrent que ce modèle donne encore un résultat correct jusqu'à $f = 200\text{Hz}$. La zone de validité du modèle par rapport au champ H et à la fréquence f , varie en fonction du matériau. A titre d'exemple, pour un matériau nanocristallin, nous avons pu valider le modèle chimique jusqu'à $f = 400\text{Hz}$.

Nous avons vu qu'en fonction de la zone de fonctionnement, un modèle peut être meilleur qu'un autre. Une bonne connaissance du cahier des charges sur : les propriétés du matériau, les critères de modélisation (induction ou/et pertes), la zone de fonctionnement (en champ et en fréquence), permet de sélectionner le modèle le plus adéquat pour l'application visée.

Nous avons validé la possibilité d'implémenter des modèles de natures diverses. Cela concerne :

- un modèle classique de la littérature comme J&A
- de nouveaux modèles de nature analytique comme le modèle chimique
- de nouveaux modèles de nature numérique comme le modèle DSHM.

Cette capacité donne une ouverture à l'approche de « bibliothèque » des modèles que nous souhaitons élaborer. En effet, cela permettra d'intégrer encore d'autres modèles par la suite. Ceci apporte une grande valeur ajoutée à nos travaux sur cette partie de modélisation de matériaux magnétiques.

I.4 Protocole d'identification et de validation automatique des modèles de matériaux

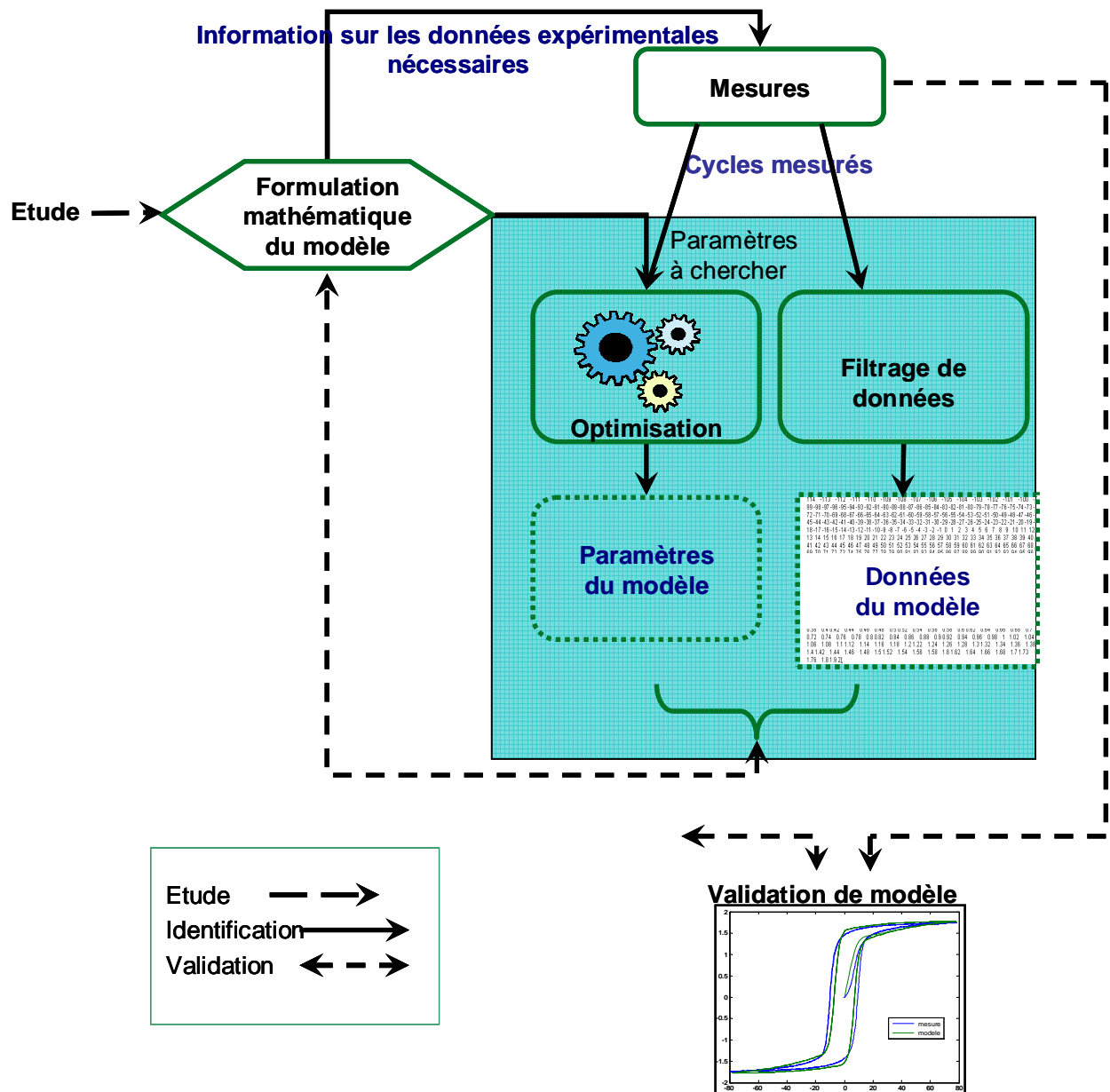


Figure 1. 16: Protocole de caractérisation des matériaux par les modèles d'hystérésis

Les démarches pour sélectionner et utiliser un modèle de matériaux sont un travail à part entière. Pour faciliter ces démarches et également obtenir des précisions optimales, nous proposons dans la suite un protocole [DO_1] qui permet d'automatiser le déroulement de ces tâches (cf. Figure 1. 16). Il contient intégralement les étapes théoriques, expérimentales et numériques dont les aspects suivants :

- l'étude des modèles ; il s'agit de répondre aux questions nécessaires à l'identification du modèle ; quelles sont les données à rentrer pour l'identification ? quels sont ses paramètres ?
- les mesures avec le banc d'essais adapté.
- l'identification des paramètres du modèle par optimisation dans le cas des modèles analytiques et filtrage pour extraire des données numérique spécifiques pour les modèles numériques.
- la validation sur les zones de fréquence et d'intensité d'excitation.

Ces étapes sont communes à tous les modèles. Elles sont rendues pratiques et rapides grâce aux travaux d'implémentation de logiciels et de matériels réalisés au sein de l'équipe Matériaux du laboratoire Ampère à Lyon. Cette mise en place permet ainsi de tester facilement des modèles sur de nouveaux matériaux magnétiques, et donc d'élargir la base de données des modèles de matériaux.

Nos travaux de caractérisation des matériaux et d'identification de modèles compatibles au cahier des charges consistent aussi à promouvoir le travail sur de nouveaux modèles. En effet, notre sélection de trois modèles avec un modèle classique Jiles-Atherton daté depuis les années 1980 et deux nouveaux modèles (datés en 2002 tous les deux) confirme qu'il y a un réel intérêt dans la recherche de nouveaux modèles.

La suite du travail expliquera la méthode avec laquelle les modèles avec hystérésis seront intégrés dans les calculs afin de réaliser de la simulation dynamique électromagnétique dans l'outil RelucTool.

Chapitre 2

Chapitre. II

Méthodes numériques pour la simulation dynamique multi physiques

Ce chapitre détaille la recherche des moyens numériques mis en œuvre pour réaliser les différentes étapes de la modélisation dynamique des dispositifs électromagnétiques. Ces étapes consistent en plusieurs aspects : la mise en équation automatique des modèles, le couplage de différentes physiques (magnétique, électrique et mécanique), le choix et la réalisation de méthodes de résolution dynamique et la gestion du pas de calcul.

La formulation des équations d'un modèle d'actionneur électromécanique linéaire a été établie depuis les travaux de la thèse de B. du Peloux [DUPELOUX]. A l'issue de ces travaux, des modèles statiques et dynamiques d'actionneurs entièrement analytiques ont été obtenus. Nous avons effectué un état de l'art sur ces travaux afin de comprendre la manière de construire les modèles. Nous nous appuyerons sur cette étude pour la suite des développements (chapitre III).

A partir de ce point de départ, nous introduirons les nouvelles spécifications de modélisations permettant d'atteindre nos objectifs de simulation. Il s'agit notamment de considérer l'hystérésis des matériaux magnétiques. Cette prise en compte implique des modifications sur la formulation magnétique des modèles et sur sa résolution. Nous formaliserons ensuite le système d'équations d'un modèle dynamique des capteurs électromagnétiques en tenant compte de ces modifications.

Pour résoudre temporellement ces modèles, deux familles de méthodes de résolution seront présentées. Notre choix de méthode est identifié par la suite.

En réalité, ces modèles dynamiques peuvent contenir des discontinuités. Pour obtenir des simulations temporelles avec un bon compromis entre précision et temps de calcul, une gestion adaptée du pas de temps de simulation est donc nécessaire. Des algorithmes seront ainsi proposés afin de répondre à ce besoin.

II.1 La formulation des modèles dans RelucTool

Les travaux de B. du Peloux ont abouti à un outil de modélisation et de dimensionnement statique. Nous allons désormais nommer cette première version « RelucTool v1 » pour la distinguer de la nouvelle version de l'outil - abouti à la fin de nos travaux - qui sera nommée « RelucTool v2 ». La simulation dynamique des actionneurs avait été appréhendée sommairement par B. du Peloux par manque de temps.

Ainsi, la modélisation des dispositifs électromagnétiques dans RelucTool couvre deux types de modèles :

- le modèle statique : un tel modèle est destiné à modéliser le comportement du dispositif étudié sur un point de fonctionnement (régime permanent)
- le modèle dynamique : ce type de modèle a pour but d'étudier le comportement temporel du dispositif (régime transitoire), uniquement en RelucTool v2.

La modélisation par réseaux de réluctances permet de modéliser un système en régime statique par un schéma descriptif du circuit magnétique. L'originalité de l'outil RelucTool se trouve dans la mise en équation automatique du modèle à partir du réseau dessiné graphiquement par l'utilisateur. Le principe de cette approche et les techniques utilisées pour la transformation du schéma réluctant en un ensemble d'équations seront expliqués d'une manière succincte plus loin. Cela inclut aussi la mise en œuvre de méthode de résolution du modèle. L'objectif de RelucTool v1 était principalement de permettre l'optimisation de dispositifs électromagnétiques via des algorithmes s'appuyant sur l'exploitation des gradients du modèle statique. Ainsi, il est muni d'une technique de dérivation automatique des équations analytiques permettant d'obtenir automatiquement les dérivées partielles des sorties du modèle par rapport à ses entrées (cf. Figure 2. 1).

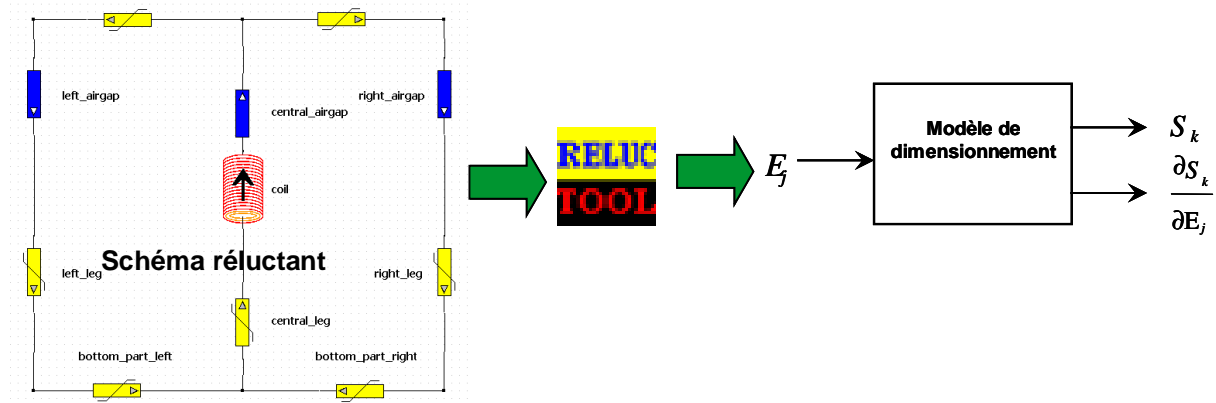


Figure 2. 1: Génération du modèle de dimensionnement statique par RelucTool

II.1.1 Modèle statique

II.1.1.1 Approche des réseaux de réluctances

Les notations suivantes seront utilisées pour toutes les équations de ce paragraphe :

- θ : potentiel magnétique
- φ_R : flux magnétique
- R : réluctance
- H : champ magnétique
- B : induction magnétique
- l : longueur moyenne du tube de flux
- S : section associée au tube de flux
- μ_0 : perméabilité magnétique du vide, vaut $4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m
- μ_r : perméabilité relative du matériau

Le principe de cette approche repose sur la définition des tubes de flux (cf. Figure 2. 2). Chaque tube de flux est défini par un élément magnétique caractérisé par sa géométrie et ses grandeurs magnétiques.

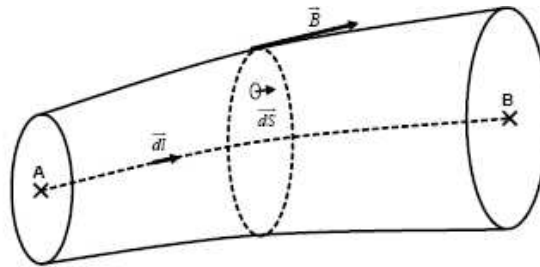


Figure 2. 2 : Tube de flux

Sous les hypothèses du régime magnétostatique où les effets induits des conducteurs sont négligés, le flux φ_R et le potentiel magnétique θ_A^B entre deux points extrêmes (A et B) du tube de flux sont calculés à l'aide des expressions intégrales des équations de Maxwell [JUFER] :

$$\varphi_R = \iint_{(S)} \vec{B} \cdot \vec{dS} \quad (2. 1)$$

$$\theta_A^B = \int_A^B \vec{H} \cdot \vec{dl} \quad (2. 2)$$

La *réductance* du tube de flux entre A et B est ainsi définie par :

$$R = \frac{\theta_B^A}{\varphi_R} \quad (2. 3)$$

En considérant que l'induction et le champ magnétique sont homogènes et que la section S est constante le long du tube de flux, nous obtenons :

$$R = \frac{H.l}{\varphi} \quad (2. 4)$$

Cette formulation est valable pour le calcul de réductances dans l'air (par exemple, le cas d'un entrefer ou d'une fuite) ou dans les matériaux magnétiques. Selon le matériau constituant du tube de flux, la relation entre $H(\varphi)$ ou $H(B)$ prend une expression spécifique. Ceci nous permet de réaliser le calcul défini dans l'équation (2. 4)

En effet, pour l'air, nous avons :

$$H = \frac{B}{\mu_0} \quad (2. 5)$$

Pour les matériaux magnétiques, *dans les travaux réalisés par B. du Peloux, les matériaux magnétiques avaient été modélisés par des modèles analytiques sans hystérésis*. Nous disposons donc au début de ces travaux de deux modèles de matériaux :

- un modèle linéaire :

$$H = \frac{B}{\mu_0 \cdot \mu_r} \quad (2. 6)$$

- un modèle non linéaire saturable fourni par Flux [FLUX]:

$$H = \frac{(\mu_r - 2a + 1)B - \mu_r \cdot J_s - J_s (2a - \mu_r) \sqrt{\left(\frac{(\mu_r - 1)B}{J_s (2a - \mu_r)}\right)^2 - \frac{4a(a - \mu_r)}{(2a - \mu_r)}}}{2\mu_0 \cdot (\mu_r - a)} \quad (2.7)$$

où :

- J_s est la polarisation magnétique à saturation
- a est un paramètre relatif au coude de la courbe B(H)
- μ_r est la perméabilité relative du matériau

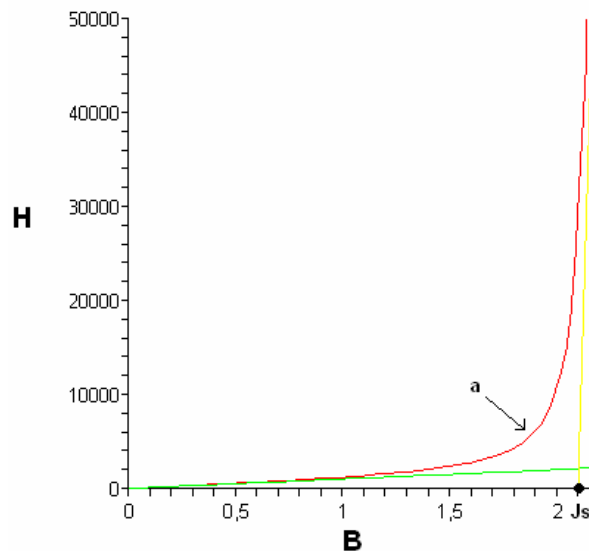


Figure 2. 3: Courbe H(B) d'un modèle non linéaire saturable

Pour différentes géométries de réluctance, des modèles de réluctance spécifiques ont été définis : réluctance à section variable, réluctance de fuite entre deux surfaces circulaires, etc. Du moment que les relations H(B) sont définies, il est aisé pour les utilisateurs de RelucTool d'ajouter de nouveaux modèles de réluctances sous formes d'une expression analytique.

Une analogie entre un circuit magnétique et un circuit électrique résistif peut se résumer par les équivalences présentées dans le Tableau II.1:

Circuit magnétique	Circuit électrique
Champ magnétique H	Champ électrique E
Induction magnétique B	Densité de courant J
Perméabilité μ	Conductivité σ
Flux magnétique φ	Courant I
Potentiel magnétique θ	Potentiel V
Réluctance \mathcal{R}	Résistance R

Tableau II.1: Analogies magnétique-électrique

Un système électromagnétique sera décomposé en deux types d'éléments principaux : les *sources de potentiel* et les *réluctances* qui sont reliés par le chemin de circulation des flux.

Les *sources* peuvent être soit des bobines d'électroaimant, soit des aimants permanents. Les réluctances sont des éléments passifs dans le circuit magnétique.

Une bobine est une source d'ampère-tour. Elle fournit une force magnétomotrice F_m au circuit magnétique selon l'équation :

$$F_m = N.I \quad (2.8)$$

où :

- N est le nombre de spires de la bobine
- I est le courant traversant la bobine.

Un aimant permanent est en réalité un matériau magnétique « dur », qui une fois aimanté, conserve mieux son aimantation qu'un matériau doux. Les valeurs caractéristiques comme l'induction rémanente B_r et le champ coercitif H_c sont grandes. La zone de fonctionnement se trouvant entre ces deux valeurs peut être considérée linéaire et modélisable par un modèle linéaire (cf. Figure 2.4).

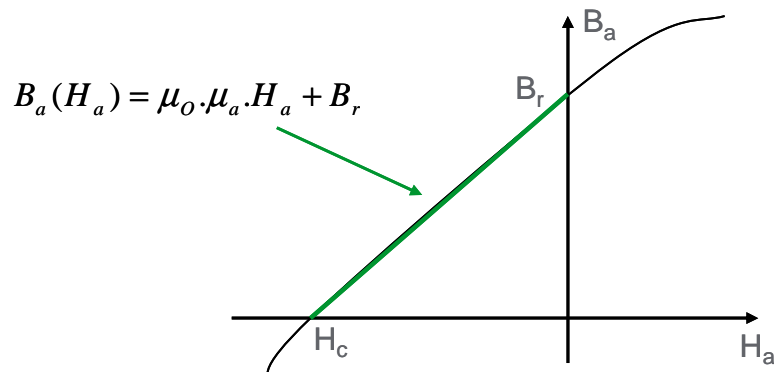


Figure 2.4: Modèle linéaire d'un aimant

Cette source peut être représentée par une source d'ampère-tour E_r en série avec une réluctance interne R_a grâce à une modélisation de type « Thévenin » (cf. Figure 2.5), avec :

$$\begin{cases} E_a = \frac{B_r}{\mu_0 \cdot \mu_a} L_a \\ R_a = \frac{1}{\mu_0 \cdot \mu_a} \frac{L_a}{S_a} \end{cases} \quad (2.9)$$

où :

- $\mu_a = \frac{B_r}{\mu_0 \cdot H_c}$ est la perméabilité relative du matériau
- L_a est la longueur de l'aimant
- S_a est la section de l'aimant

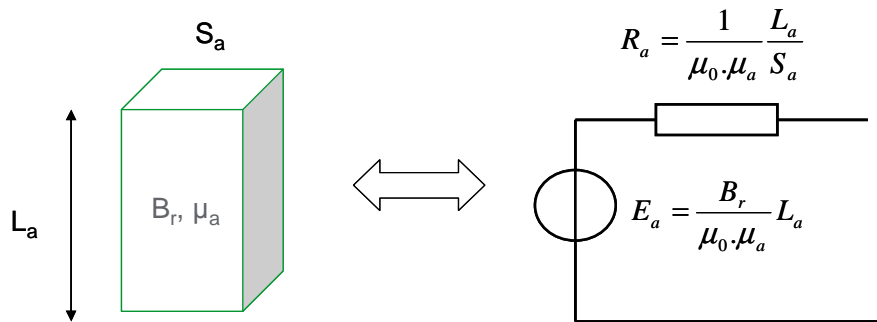


Figure 2. 5: Modélisation équivalente de type « Thévenin » d'un aimant

Finally, any element constituting a magnetic component can be modeled by an element of a reluctance network. This approach, complementary to the approach of modeling by finite elements, has the advantage of providing analytical, derivable and fast models. A comparison between these two modeling approaches has been made in the thesis of B. du Peloux [DUPELOUX]. It emphasizes this complementarity, which is well appreciated for dimensioning (cf. Table II.2). Reluctance networks are interesting for the first steps of pre-dimensioning, while finite elements will refine the results later.

Modèles éléments finis	Réseaux de réluctances
calcul numérique	calcul analytique
très précis	approximatif
non dérivable analytiquement	dérivable, calcul analytique du jacobien
résolution lente	résolution extrêmement rapide

Tableau II.2: Comparaison des modèles éléments finis et réseaux de réluctances

II.1.1.2 Mise en équations

When all the elements of the reluctance networks are modeled, it is necessary to write the equations characterizing the connections between them to complete the system. Our objective is to calculate the physical quantities of interest for simulation, for example: the flux, the energy of each element and that of the system, the magnetic force.

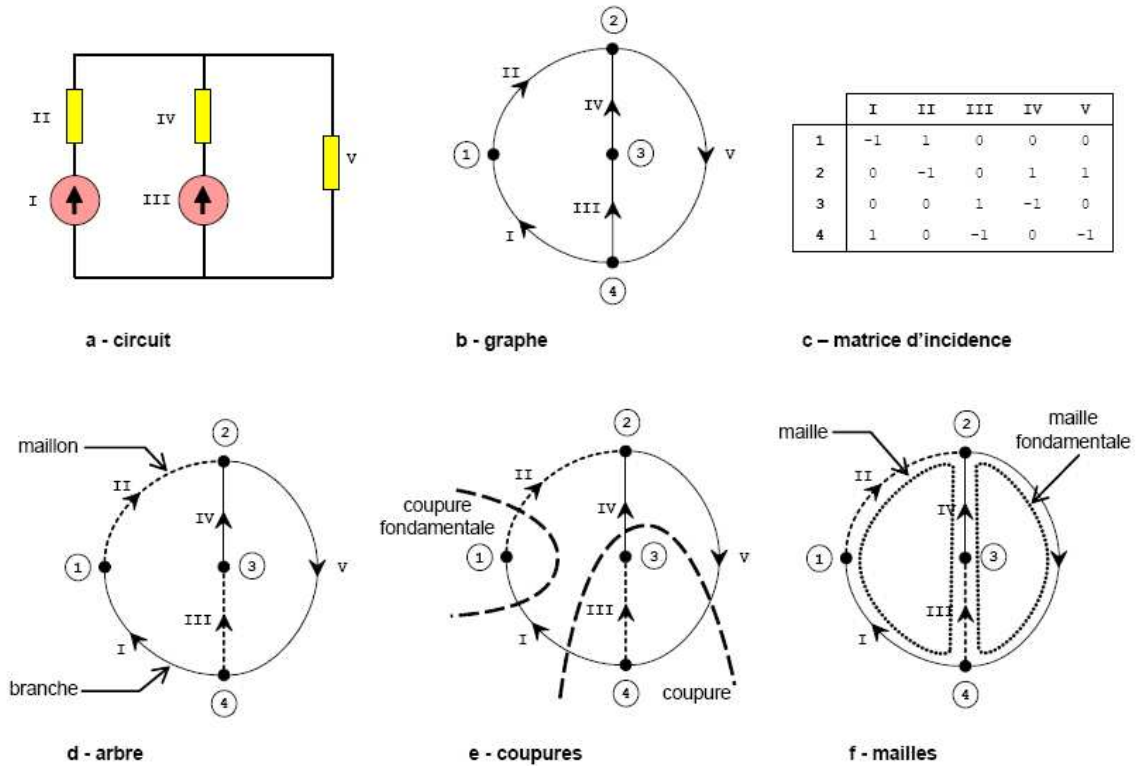


Figure 2. 6: Exemple d'analyse de topologie pour un circuit simple

Calcul de flux

Une analyse topologique du circuit est réalisée. Selon celle-ci, le circuit est considéré comme un *graphe orienté* contenant des *arêtes* et des *nœuds* (cf. Figure 2. 6a et b où le circuit est décrit par un graphe de 5 arêtes et 4 nœuds). Chaque arête correspond à un élément du circuit. Un *arbre* est défini comme sous-ensemble du graphe passant par tous les nœuds sans former de boucle (cf. Figure 2. 6d). Les arêtes sont partagées alors en deux catégories : les *branches* sont celles qui font partie de l'arbre - et les *maillons* les autres.

Pour numériser la topologie du circuit, deux matrices sont définies : la matrice d'incidence et la matrice de mailles fondamentales.

La matrice d'incidence M représente la topologie globale, avec $M = [a_{i,j}]$, telle que :

- $a_{i,j} = 1$ si l'arête j part du nœud i
- $a_{i,j} = -1$ si l'arête j arrive au nœud i
- $a_{i,j} = 0$ si le nœud i n'est pas une extrémité de l'arête j

Les mailles fondamentales sont celles qui ne contiennent qu'un seul maillon. La matrice des mailles fondamentales $B_m = [b_{i,j}]$ est définie telle que :

- $b_{i,j} = 1$ si l'arête j appartient à la maille fondamentale i et a la même orientation
- $b_{i,j} = -1$ si l'arête j appartient à la maille fondamentale i et a une orientation opposée.
- $b_{i,j} = 0$ si l'arête j n'appartient pas à la maille fondamentale i

Il a été démontré que, grâce aux lois de Kirchoff matricielles [BORDY], en calculant les flux de maillon φ_M , le vecteur des flux des arêtes φ peut être déduit directement [DUPELOUX], selon :

$$\varphi = B_m^T \cdot \varphi_M \quad (2.10)$$

où :

- φ est le vecteur des flux magnétiques des arêtes
- φ_M est le vecteur des flux magnétiques des maillons

Nous avons par ailleurs l'équation des potentiels magnétiques :

$$\theta = R \cdot \varphi + F_m \quad (2.11)$$

où :

- θ est le vecteur des potentiels magnétiques aux bornes des arêtes du circuit
- R est la matrice diagonale des réluctances
- F_m est le vecteur des forces magnétomotrices

La loi de tension de maille, appliquée normalement sur les circuits magnétiques, donne :

$$B_m \cdot \theta = 0 \quad (2.12)$$

Ainsi :

$$B_m \cdot R \cdot \varphi + B_m \cdot F_m = 0 \quad (2.13)$$

L'injection de l'équation (2.11) dans (2.13) permet d'obtenir le système minimal :

$$B_m \cdot R \cdot B_m^T \cdot \varphi_M + B_m \cdot F_m = 0 \quad (2.14)$$

Nous avons vu que R dépend des flux, des paramètres géométriques des réluctances et des propriétés des matériaux magnétiques traduites par des paramètres physiques des modèles de matériaux. La matrice F_m dépend des dimensions et des caractéristiques des sources. La matrice B_m ne dépend que de la topologie du circuit. ((2.14) se ramène à un système d'équations implicites :

$$\begin{aligned} f_1(\varphi_{M1}, \dots, \varphi_{Mk}, p_1, \dots, p_m) &= 0 \\ \cdot & \\ \cdot & \\ \cdot & \end{aligned} \quad (2.15)$$

$$f_k(\varphi_{M1}, \dots, \varphi_{Mk}, p_1, \dots, p_m) = 0$$

où :

- φ_{Mi} , $i = 1..k$ sont les flux des maillons et les inconnues du système implicite
- p_j , $j = 1..m$ sont les paramètres d'entrée du système

La résolution du système (2.15) fournit les flux des maillons du circuit magnétique. Grâce à (2.11), nous obtenons les flux sur le reste des arêtes du circuit magnétique.

Calcul d'énergie

Les densités d'énergie W et de coénergie W_{co} d'une réluctance sont calculées grâce à sa courbe $B(H)$. Ce sont respectivement les aires au-dessus et au-dessous de cette courbe (Figure 2.7).

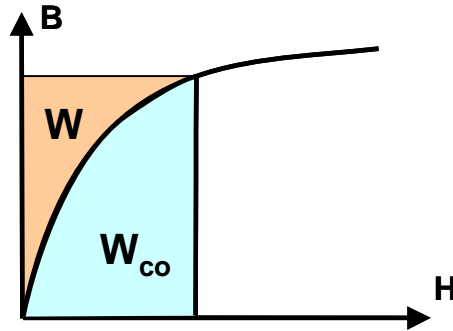


Figure 2. 7: Densités d'énergie W et de coénergie W_{co} magnétique

$$W = \int_0^B H.dB \quad (2. 16)$$

$$W_{co} = \int_0^H B.dH \quad (2. 17)$$

Lorsque les relations $H(B)$ ou également $B(H)$ sont connues explicitement sous forme d'expressions analytiques, les intégrations analytiques de (2. 16) et (2. 17) en sont déduites facilement.

L'énergie et la coénergie d'un élément sont le résultat de la multiplication de ces densités par le volume de l'élément. Ainsi, pour chaque réluctance, non seulement la valeur de son flux est donnée mais aussi la valeur de son énergie et de sa coénergie.

Calcul de force magnétique

Dans le cas d'une modélisation d'un actionneur, la force magnétique générée est l'acteur du mouvement. Nos calculs sont limités au cas d'un mouvement linéaire à un degré de liberté. L'application du principe des travaux virtuels associé avec des considérations thermodynamiques, sous les hypothèses d'une transformation quasi-statique et isotherme, [MAZAURIC_2] nous permet de décrire la force magnétique en fonction de la coénergie et de la variable de position, selon :

$$F = \frac{\partial W_{co}}{\partial x} \quad (2. 18)$$

Résolution du système d'équations implicites

Les équations (2. 15) expriment la relation implicite entre les flux et les paramètres d'entrée du modèle. Toujours dans un souci d'obtenir un bon compromis entre temps et précision de calcul, un algorithme de résolution implicite compatible est requis. En s'appuyant sur une étude comparative [COUTEL], la méthode Newton Raphson [PRESS] avec coefficient de relaxation a été retenue pour la capacité à répondre à cette exigence. Cette méthode repose sur la recherche du point d'annulation de la fonction implicite à résoudre en utilisant l'évaluation des approximations tangentes à chaque point de calcul. Ainsi pour résoudre notre système

(2. 15), nous avons besoin de calculer toutes les dérivées partielles $\left[\frac{\partial f_i}{\partial \varphi_{Mj}} \right]$, $i = 1..k ; j = 1..k$.

II.1.1.3 Génération automatique des équations de calcul et des dérivées formelles

La génération automatique d'un modèle contient deux étapes : la génération des équations et la résolution. Ensuite les dérivées partielles sont ajoutées pour former le modèle de dimensionnement.

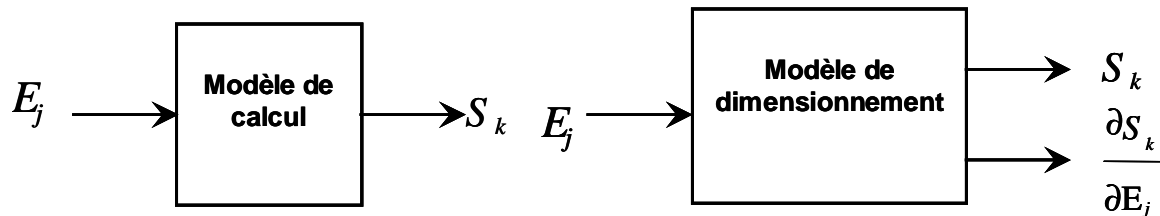


Figure 2. 8: a. Modèle de calcul ; b. Modèle de dimensionnement

Génération du système d'équations

Les équations de calcul des éléments du circuit magnétique tels que des réluctances (2.4) et des équations des sources (équations 2.8 à 2.10) sont générées en premier. Selon la topologie du circuit, l'expression de la matrice diagonale des réluctances R et celle du vecteur F_m contenant des forces magnétomotrices des bobines et/ou des aimants sont écrites. L'algorithme de Welsh [BORDY] permet d'obtenir la matrice des mailles fondamentales B_m à partir de la matrice fondamentale des nœuds. Le système d'équations des flux (2.15) est ainsi complété.

Les calculs de l'énergie et de la coénergie associées à chaque élément (réluctance, source) sont ensuite générés (équations 2.16 et 2.17). L'énergie - respectivement la coénergie - du système correspond à la somme de l'énergie - respectivement de la coénergie - de tous les éléments.

Résolution statique

Les équations sont classées selon l'ordre suivant :

- les équations qui ne dépendent pas des flux
- les équations de calcul des flux
- les équations dépendantes des flux.

Une matrice d'occurrence [ALLAIN] est générée à partir de l'ensemble des équations. Elle fournit l'ordonnancement du calcul des sorties par rapport aux entrées du modèle, c'est-à-dire l'ordre de résolution des équations du modèle.

Calcul des dérivées

Nous avons vu que les calculs de dérivées partielles propres au modèle sont requis afin d'obtenir la force dans (2.18) et de résoudre le système implicite (2.15).

En vue du pré-dimensionnement par optimisation déterministe reposant sur les calculs des gradients, le modèle statique contenant des équations pour le calcul statique (cf. Figure 2. 8 a) est complété par des équations permettant d'évaluer les dérivées partielles des sorties du système par rapport aux entrées (cf. Figure 2. 8.b). L'approche des réseaux de réluctances permet d'avoir un modèle de dimensionnement entièrement analytique, ce qui sera un

avantage majeur pour la performance de l'optimisation, à la fois en temps du calcul et pour le calcul précis de son jacobien qui agit directement sur la qualité et la convergence de l'optimisation.

Pour toutes ces dérivées, une technique de dérivation automatique des expressions analytiques a été introduite. Selon cette technique, les équations à dériver sont représentées sous forme d'arbre de calcul [FISCHER]. Les règles de calculs spécifiques sont définies pour chaque type de nœuds, l'arbre de la dérivée est ainsi calculé pour toutes les équations analytiques explicites.

Pour les dérivées des grandeurs implicites, par exemple, celles des flux φ_{Mi} , $i = 1..k$, par rapport aux paramètres p_j , $j = 1..m$, le théorème des fonctions implicites est employé [CIARLET]. A partir du système implicite (2.15), nous avons :

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial \varphi_{M1}}{\partial p_1} & \dots & \frac{\partial \varphi_{M1}}{\partial p_m} \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial \varphi_{Mk}}{\partial p_1} & \dots & \frac{\partial \varphi_{Mk}}{\partial p_m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial \varphi_{M1}} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial \varphi_{Mk}} \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial f_k}{\partial \varphi_{M1}} & \dots & \frac{\partial f_k}{\partial \varphi_{Mk}} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial p_1} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial p_m} \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial f_k}{\partial p_1} & \dots & \frac{\partial f_k}{\partial p_m} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

II.1.2 Modélisation en dynamique

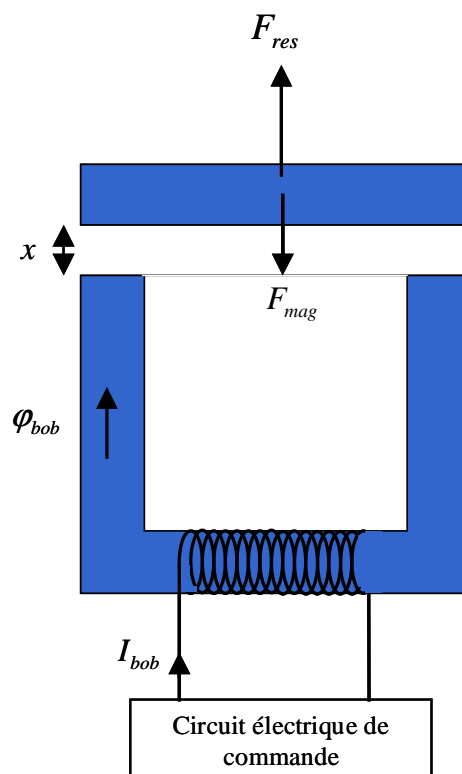


Figure 2. 9 Exemple d'un actionneur

Le modèle dynamique est destiné à modéliser le comportement transitoire d'un dispositif électromagnétique. A l'issue de la première thèse, une architecture du modèle dynamique (cf.

Figure 2. 10), générique à la modélisation des actionneurs électromécaniques a été conçue. Elle contient trois sous-parties correspondant aux trois domaines physiques d'un actionneur :

- la partie magnétique
- la partie électrique permettant d'alimenter la bobine qui excite la partie magnétique
- la partie mécanique pour décrire le mouvement de la partie mobile.

Ces parties sont modélisées séparément dans les « sous systèmes » dans lesquels seules les équations du domaine physique concerné sont décrites. Puis, un couplage entre ces sous-systèmes sous forme d'un système d'état est proposé [DUPELOUX]. La partie magnétique est identique à celle définie en statique. Nous prêtons ainsi plus d'attention aux descriptions de la modélisation du circuit électrique et de la partie mécanique.

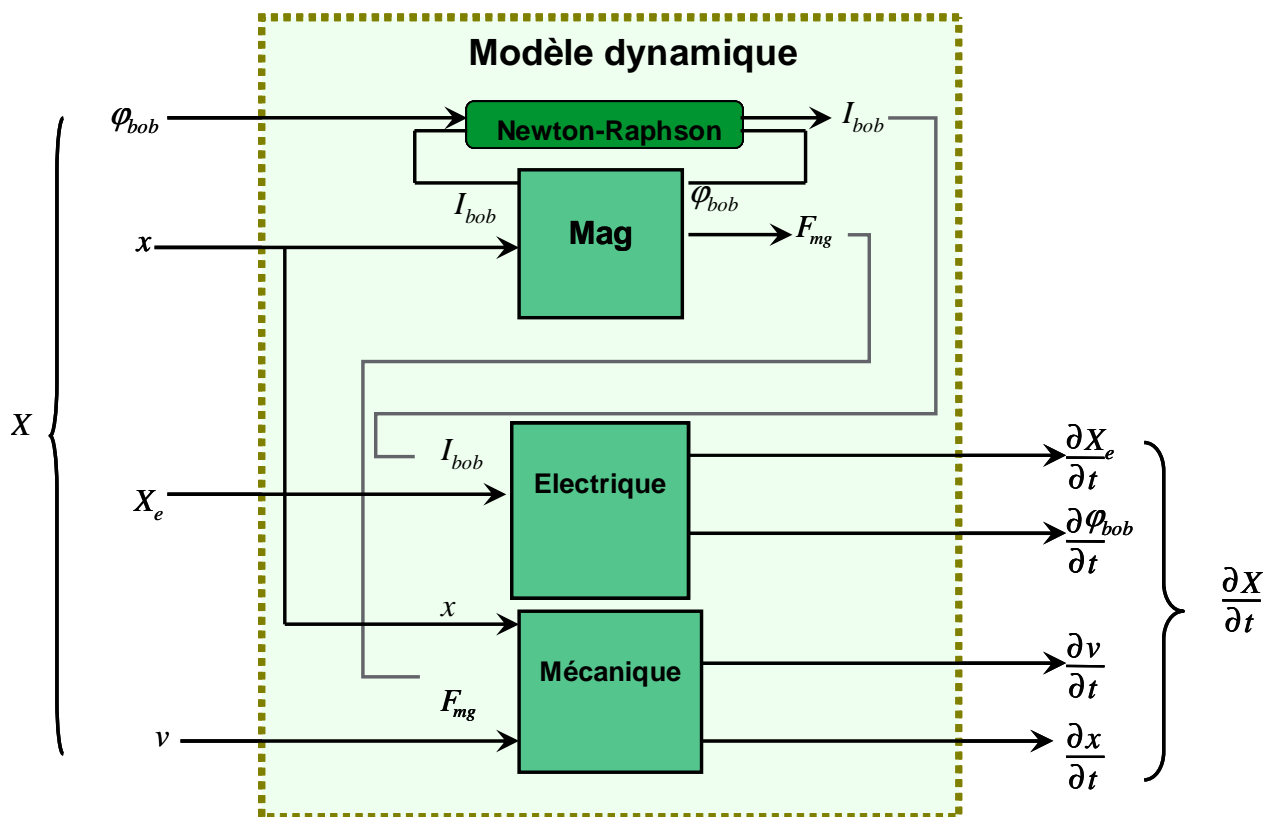


Figure 2. 10: Structure du modèle dynamique avec système d'état d'un actionneur

II.1.2.1 Modélisation du circuit électrique

La même technique d'analyse topologique, utilisée pour les réseaux réductants, avec la théorie des graphes puis l'algorithme de Welsh est appliquée pour transformer le circuit en équations. La seule différence est que le circuit électrique, en plus des éléments de type « source » et « réductant », comporte des éléments capacitifs et inductifs ainsi que des diodes et des interrupteurs idéalisés. Les interrupteurs sont représentés par une résistance binaire R_{on}/R_{off}

(avec $R_{on} \ll 1$ à l'état passant et $\frac{R_{off}}{R_{on}} \geq 10^8$ à l'état bloqué). Les diodes sont représentées par la combinaison entre une telle résistance binaire avec une source de tension constante V_0 (chute de tension). L'algorithme de Welsh permet, parmi les grandeurs différenciées (courants d'inductance et tensions de capacité), de ne donner qu'un sous-ensemble correspondant à une représentation d'état réduite.

En négligeant les couplages inductifs entre les inductances et en considérant la bobine comme une source de courant, nous obtenons le système d'état électrique suivant :

$$\dot{X}_e = A.X_e + B.U_e + B_b.V_{bob} + E.\dot{U}_e + E_b.\dot{I}_{bob} \quad (2. 20)$$

où :

- X_e est le vecteur des variables d'état composé des valeurs des tensions capacitatives et des courants inductifs des éléments du circuit
- U_e est le vecteur des sources de tension et de courant
- V_{bob}, I_{bob} les vecteurs de tensions et courants de bobines
- A, B, B_b, E, E_b les matrices constantes du circuit électrique déduites à partir de la matrice des mailles fondamentales et des valeurs caractéristiques des composants
- Le symbole « $\dot{}$ » au-dessus d'une variable représente sa dérivée temporelle : $\dot{X} = \frac{dX}{dt}$

La tension aux bornes de la bobine est donnée par [CHARP]:

$$V_{bob} = -N.\dot{\phi}_{bob} = (F.X_e + G.U_e + G_b.I_{bob} + H.\dot{U}_e + H_b.\dot{I}_{bob}) \quad (2. 21)$$

où :

- N le nombre de spires de la bobine
- F, G, G_b, H, H_b les matrices constantes caractéristiques du circuit électrique au même titre que A, B , etc.

II.1.2.2 Modélisation de la partie mécanique

La partie mobile de l'actionneur subit la force magnétique mais aussi les forces mécaniques extérieures telles que des frottements ou des forces exercées par des ressorts. A ce stade de travail, elles sont supposées linéaires et peuvent être exprimées en fonction de la position et de la vitesse selon l'expression linéaire suivante :

$$\sum F_{ext} = m_0 + m_1.x + m_2.v \quad (2. 22)$$

Nous avons dans le cas d'une translation, les équations mécaniques :

$$\begin{cases} \dot{x} = v \\ \dot{v} = m_0 + m_1.x + m_2.v + m_3.F_{mag} \end{cases} \quad (2. 23)$$

Nous obtenons le système d'état mécanique, où le vecteur d'état est :

$$X_m = \begin{bmatrix} x \\ v \end{bmatrix} \quad (2. 24)$$

II.1.2.3 Couplage magnétique-électrique-mécanique

Le modèle complet sera le regroupement de ces sous-systèmes avec les relations reliant les grandeurs communes entre eux, comme cela est illustré sur la Figure 2. 10. Le vecteur d'état du système d'équations différentielles complet contient :

- les flux magnétiques des bobines φ_{bob}
- les variables d'état électrique X_e
- le vecteur d'état mécanique.

Le vecteur d'état du système global s'écrit donc:

$$X = \begin{bmatrix} X_e \\ \varphi_{bob} \\ X_m \end{bmatrix} \quad (2. 25)$$

Magnétique-électrique

Le lien entre ces deux parties du modèle se fait par le passage de la valeur du courant traversant la bobine dans la partie magnétique à celle utilisée dans les équations électriques. En effet, à partir de l'équation (2.15), le flux embrassé par la bobine φ_{bob} peut être déduite et considéré comme une fonction $\varphi_{bob}(I_{bob}, p_j)$ du courant de la bobine I_{bob} et des paramètres d'entrée $p_j, j = 1..m$, du système. φ_{bob} est connu à chaque instant de calcul au travers de sa valeur numérique $\tilde{\varphi}_{bob}$, puisque c'est une variable d'état. Ainsi, la valeur de I_{bob} peut être déduite grâce à la fonction inverse $\varphi_{bob}^{-1}(\tilde{\varphi}_{bob}, p_i)$:

$$\varphi_{bob}^{-1} : \varphi_{bob} \rightarrow I_{bob} \{ \tilde{\varphi}_{bob} - \varphi_{bob}(I_{bob}, p_i) = 0 \} \quad (2. 26)$$

Cette inversion introduit une équation implicite qui a été résolue de nouveau par l'application d'un algorithme Newton-Raphson [PRESS].

Magnétique-mécanique

La position x de la partie mobile par rapport à son support représente aussi l'épaisseur d'entrefer entre ces deux éléments (cf. Figure 2. 9). Ainsi, x est une variable commune entre la partie mécanique et la partie magnétique.

Le couplage entre deux sous-systèmes magnétique et mécanique se fait aussi via la force magnétique F_{mag} . Cette force est vue comme une sortie des calculs magnétiques et comme une entrée de la partie mécanique.

Système d'état global

Nous posons l'hypothèse que d'un point de vue électrique les bornes de la bobine ne sont pas des nœuds inductifs, ce qui nous permet d'annuler les matrices E_b, H_b des équations (2.20) et

(2.21). En rassemblant les équations des trois sous-systèmes, un **modèle d'état** avec le

vecteur état $X = \begin{bmatrix} X_e \\ \varphi_{bob} \\ X_m \end{bmatrix}$ peut être établi :

$$\begin{cases} \dot{X}_e = A.X_e + B.U_e + B_b \cdot \varphi_{bob}^{-1}(\varphi_{bob}, x) + E.\dot{U}_e \\ \dot{\varphi}_{bob} = -\frac{1}{N}(F.X_e + G.U_e + G_b \cdot \varphi_{bob}^{-1}(\varphi_{bob}, x) + H.\dot{U}_e \\ \dot{x} = v \\ \dot{v} = m_0 + m_1 \cdot x + m_2 \cdot v + m_3 \cdot Fmag(\varphi, x) \end{cases} \quad (2.27)$$

La connaissance des valeurs initiales de X à l'instant $t_0 = 0$, puis une résolution pas à pas permettra de déterminer leurs valeurs à tout instant t , ainsi que leurs évolutions au cours du temps.

II.1.3 La résolution dynamique d'un actionneur

Le système d'état étant construit, une première proposition de méthode de résolution dynamique en utilisant la méthode Runge-Kutta [PRESS] d'ordre 4 a été faite [DUPELOUX]. Un algorithme permettant d'évaluer les valeurs propres du système d'état a été essayé dans un premier temps afin d'estimer le pas d'intégration le plus adéquat à chaque instant t . Nous rappelons que la simulation dynamique n'a pas pu être testée complètement dans RelucTool v1.

Une première formulation du calcul des dérivées partielles dynamiques en vue d'une optimisation automatique a également été proposée théoriquement. B. du Peloux a proposé deux approches pour calculer la dérivée partielle $\frac{\partial t_f}{\partial p_j}$, $j = 1..m$, du temps de réponse t_f par

rapport aux paramètres d'entrée p_j ; t_f étant une sortie importante dans la conception des actionneurs. La première approche repose sur le calcul de dérivées par différences finies. La deuxième est une approche analytique en modélisant le système d'état de façon à pouvoir obtenir spécifiquement la dérivée en question. L'implémentation de ces méthodes n'a pas pu aboutir à la fin de la thèse de B. du Peloux en raison du manque de temps.

II.1.4 Vers une nouvelle version RelucTool v2

II.1.4.1 Modélisation magnétique par tables de données numériques

Dans la première partie de sa thèse, B. du Peloux a comparé la modélisation électromagnétique par deux approches complémentaires : l'approche analytique par les réseaux de réductances avec RelucTool et l'approche numérique par les éléments finis avec FLUX2D [DUPELOUX]. Ses calculs ont confirmé la complémentarité des avantages des deux approches. La première, les réseaux de réductances est simple et intuitive. Elle permet

l'introduction de la perception du fonctionnement physique qu'a le concepteur et qu'il peut exprimer sous forme d'un schéma électrique équivalent, constitué par les réseaux de réductances. Elle fournit des résultats présentant un excellent compromis entre rapidité des calculs et précision des résultats. La seconde, l'approche par « éléments finis » est purement numérique et demande plus de temps de calcul mais est souvent plus précise.

Par ailleurs, pour profiter de la précision du calcul magnétique obtenu avec FLUX2D, une autre manière de réaliser la simulation dynamique a été mise en place [GALMICHE], en supplantant le schéma réductant par un modèle « éléments finis » interpolé. Le principe du couplage entre les sous-systèmes et la résolution dynamique est identique; la seule différence se trouve dans le sous-modèle magnétique.

Prenons l'exemple d'un actionneur électromécanique. Avec les réseaux de réductances, la résolution du système implicite (2. 13) permet de résoudre le courant I_{bob} de la bobine en fonction du flux φ_{bob} et du déplacement x . Par ailleurs, l'équation (2. 28) calcule la force magnétique F_{mg} . De manière égale, les calculs de FLUX2D fournissent en sortie deux matrices à trois dimensions : une pour décrire le flux φ_{bob} en fonction de x et I_{bob} , l'autre pour la force F_{mg} en fonction de x et de I_{bob} . Il suffit d'inverser la matrice $\varphi_{bob}(x, I_{bob})$ pour avoir la matrice $I_{bob}(\varphi_{bob}, x)$ (cf. Figure 2. 11) .

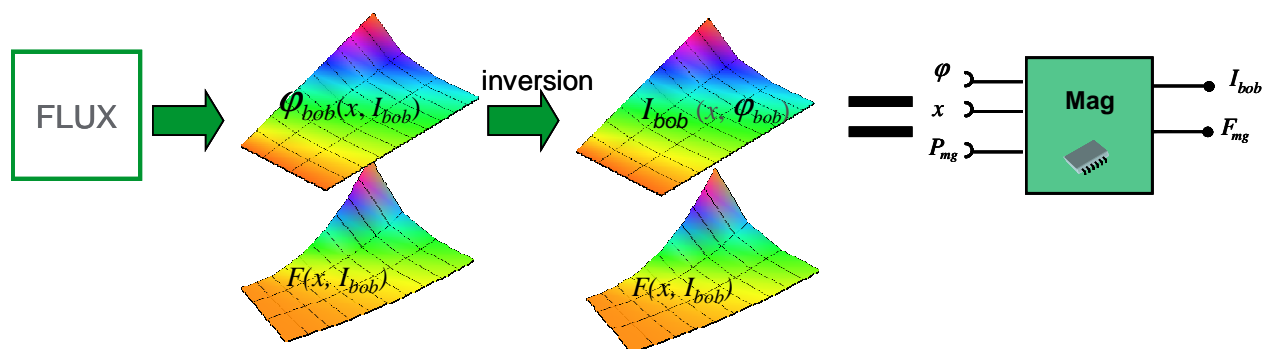


Figure 2. 12 : Modélisation magnétique par FLUX2D

Nous soulignons que pour garantir la continuité de ces grandeurs physiques, des fonctions d'interpolation ont été mises en œuvre. L'utilisateur peut faire son choix entre les méthodes : bilinéaire, bi-cubique, spline [PRESS].

Le résultat, exposé plus en détail dans le chapitre IV montrera la validation de cette fonctionnalité.

II.1.4.2 Intégration de modèles de matériaux avec hystérésis dans les équations des schémas réductants

La reprise du travail de formalisation de modèles dynamiques dans RelucTool v2 va s'appuyer sur les bases présentées précédemment. Le phénomène d'hystérésis en dynamique des matériaux magnétiques (cf. Figure 2. 13), modélisé par les modèles de matériaux exposés dans le chapitre I sera introduit dans les équations des schémas réductants présentées dans II.1.1. Cette nouvelle considération, mise en valeur particulièrement en cas d'une

modélisation de capteur, impose des modifications sur la structure de modèles présentée précédemment.

II.1.4.3 Prise en compte des discontinuités dans la simulation dynamique

Nous souhaitons aussi prendre en compte des non-linéarités du modèle, par exemples celles des forces mécaniques extérieures ou celles imposées par les composants électriques non-linéaires (diodes, interrupteurs) qui vont introduire des discontinuités dans le système d'état. Dans le paragraphe suivant, un schéma générique de simulation dynamique avec la prise en compte des non-linéarités par une gestion adaptative du pas de temps sera mis en place. Le résumé de ces nouvelles prises en compte est présenté sur la Figure 2. 13 ci-dessous.

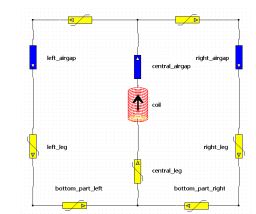
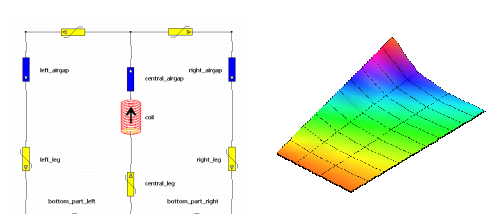
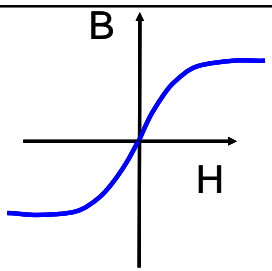
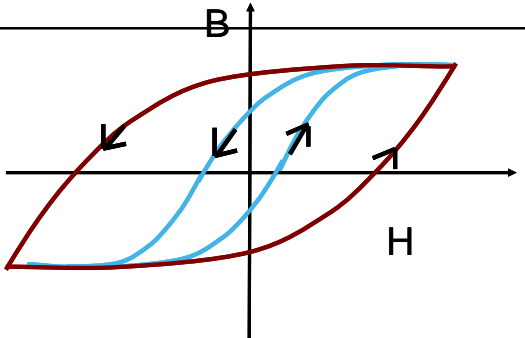
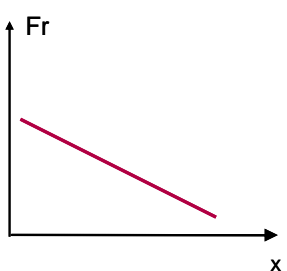
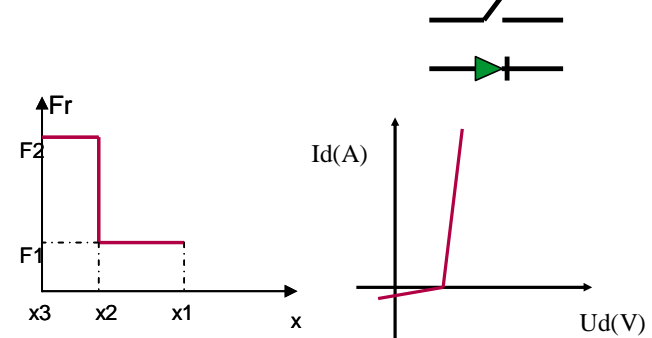
	Existant	Nouveau
Modélisation magnétique	Par schéma réductant 	Par schéma réductant ou tables de données 
Hystérésis de matériaux magnétiques		
Traitement des discontinuités dans la simulation		

Figure 2. 13: Nouvelles fonctionnalités dans RelucTool v2

II.2 Modèle dynamique avec prise en compte de l'hystérésis dans le schéma réductant

Nous proposons la mise en place d'une nouvelle formulation du calcul magnétique pour prendre en compte des phénomènes physiques tels que l'hystérésis et les effets dynamiques des matériaux magnétiques développés dans le premier chapitre.

II.2.1 Calcul d'une réluctance

Rappelons la formule d'une réluctance dans le cas d'un tube de flux de section S constante :

$$R = \frac{H.l}{\varphi} \quad (2.4)$$

Nous allons remplacer la valeur du champ d'excitation H par celle obtenue via la courbe d'hystérésis correspondant au modèle de matériau choisi. Pour les modèles sélectionnés, la valeur de H à chaque point de fonctionnement dépend de celle de l'induction B et de sa dérivée temporelle \dot{B} . Ainsi, H peut être décrit par la forme générique $H(B, \dot{B})$ donc $H(\varphi, \dot{\varphi})$. L'application sur le calcul d'une réluctance R_i , nous donne :

$$R_i = \frac{H_i(\varphi_i, \dot{\varphi}_i).l_i}{\varphi_i} \quad (2.29)$$

II.2.2 Nouvelle formulation électromagnétique

Du point de vue de modélisation magnétique, avec le nouveau calcul des réluctances de matériaux magnétiques, l'équation (2.15) se transforme en :

$$B_m.R(\varphi, \dot{\varphi}).\varphi_M.B_m^T + B_m.F_m = 0 \quad (2.30)$$

où les notations φ et $\dot{\varphi}$ représentent le vecteur des flux et des dérivées temporelles des flux.

Nous observons qu'il y a une dépendance implicite entre le flux φ et sa dérivée temporelle $\dot{\varphi}$. Dans la même logique de résolution dynamique que précédemment, φ_{bob} est connu à chaque instant de calcul parce que c'est une variable d'état, I_{bob} dépend maintenant non seulement de φ_{bob} mais aussi de $\dot{\varphi}_{bob}$. Or, cette dérivée $\dot{\varphi}_{bob}$, précédemment calculée par l'intermédiaire de l'évaluation de la tension aux bornes de la bobine dans le modèle électrique dans (2.22), dépend elle-même du flux et du courant I_{bob} . Par conséquent, les calculs de I_{bob} , et de $\dot{\varphi}_{bob}$ ne peuvent plus être séparés. L'équation (2.22) est réécrite ainsi sous forme implicite, ce qui nous donne un nouveau système implicite :

$$\begin{cases} B_m.R(\varphi, \dot{\varphi}).\varphi_M.B_m^T + B_m.F_m(I_{bob}) = 0 \\ \dot{\varphi}_{bob} + \frac{1}{N}(F.X + G.U + G_b.I_{bob} - H.\dot{U}) = 0 \end{cases} \quad (2.31)$$

Les inconnues de ce système sont $\dot{\varphi}_{bob}$ et I_{bob} .

II.2.3 Modélisation d'un capteur électromagnétique

Dans notre contexte de travail, un capteur électromagnétique est un dispositif qui a pour rôle de réaliser une transformation de courant. Il se compose d'un corps en matériau magnétique et de deux bobines, une primaire et une secondaire.

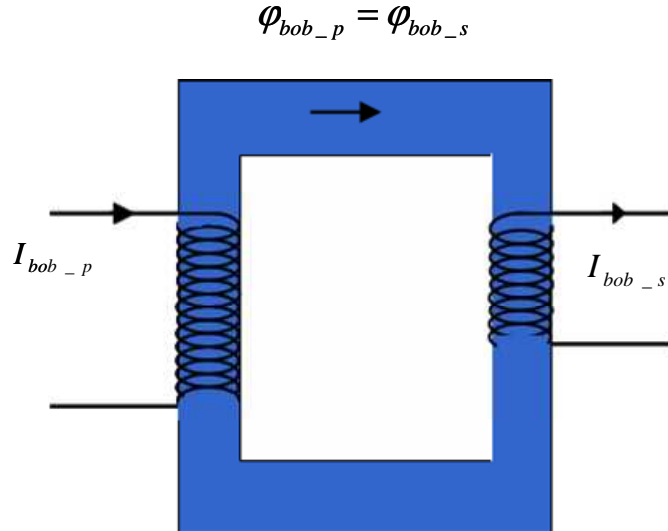


Figure 2. 14: Exemple d'un capteur

Du point de vue modélisation, son modèle dynamique sera le couplage entre trois sous-systèmes : un magnétique et deux électriques correspondant aux circuits électriques associés aux deux bobines. Les équations de chacun des sous-systèmes restent identiques à celles exposées précédemment.

Seul le système implicite est modifié. En effet, en appliquant (2. 31) sur la modélisation d'un capteur, nous avons un nouveau système implicite comprenant l'équation implicite magnétique et deux équations électriques reliant les courants et les tensions des bobines (représentées par la dérivée de flux) :

$$\left\{ \begin{array}{l} f_1 = B_m \cdot R(\varphi, \dot{\varphi}) \cdot \varphi_M \cdot B_m^T + B_m \cdot F_m(I_{bob_p}, I_{bob_s}) = 0 \\ f_2 = \dot{\varphi}_{bob_p} + \frac{1}{N_p} (F_p \cdot X_{e_p} + G_p \cdot U_{e_p} + G_{b_p} \cdot I_{bob_p} - H_p \cdot \dot{U}_{e_p}) = 0 \\ f_3 = \dot{\varphi}_{bob_s} + \frac{1}{N_s} (F_s \cdot X_{e_s} + G_s \cdot U_{e_s} + G_{b_s} \cdot I_{bob_s} - H_s \cdot \dot{U}_{e_s}) = 0 \end{array} \right. \quad (2. 32)$$

Les inconnues implicites sont le courant primaire I_{bob_p} et secondaire I_{bob_s} et les dérivées temporelles des flux $\dot{\varphi}_{bob_p}$ et $\dot{\varphi}_{bob_s}$.

II.2.4 Nouveau couplage

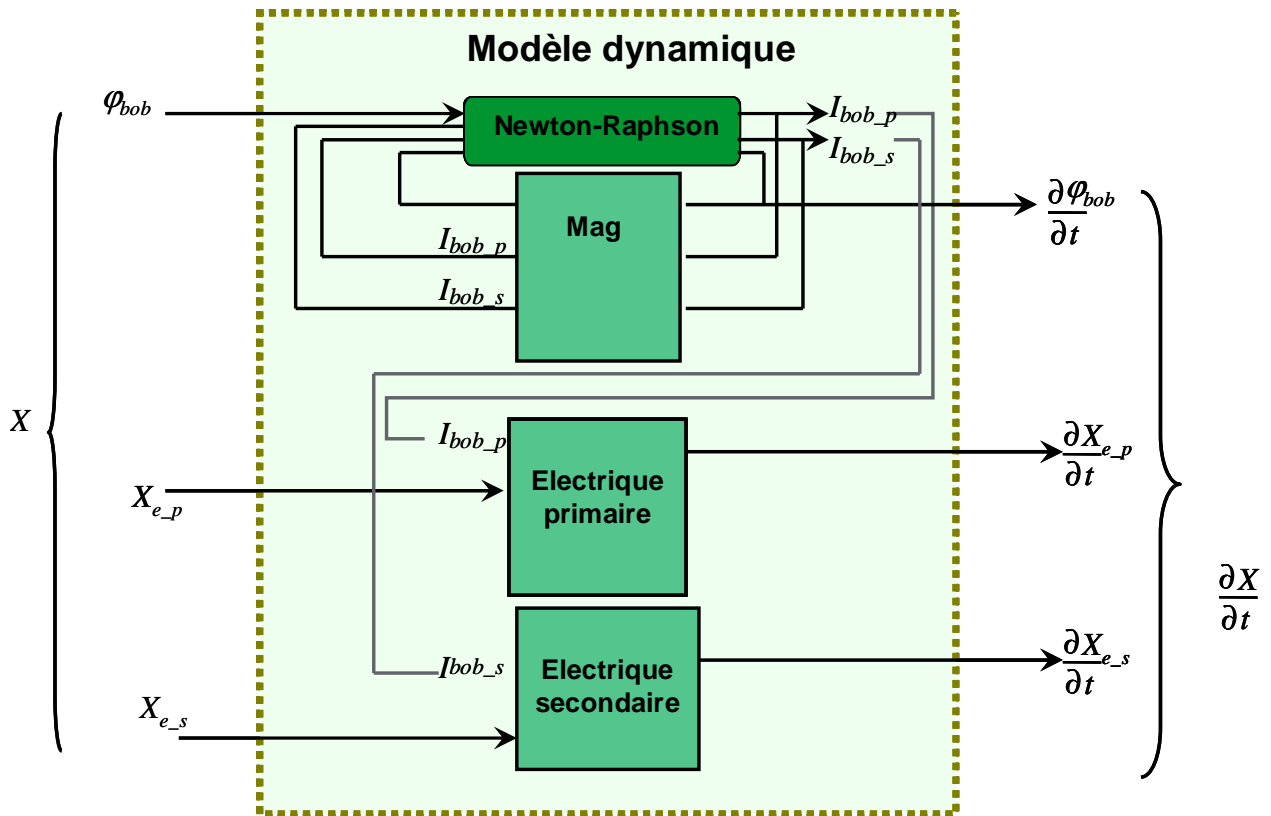


Figure 2. 15: Structure du modèle dynamique avec le système d'état d'un capteur

Le couplage magnétique-électrique se fait, non seulement par les valeurs des courants de bobines, mais aussi par le système implicite (cf. Figure 2. 15). Le vecteur d'état du système global comporte cette fois-ci les flux des bobines, les autres variables d'état électrique (les tensions de capacités, les courants d'inductances) X_{e-p} et X_{e-s} des circuits primaire et secondaire. Le système d'état a donc, en plus des calculs des dérivées de flux par la résolution implicite, les équations d'état électriques suivantes:

$$\begin{cases} \dot{X}_{e-p} = A_p \cdot X_{e-p} + B_p \cdot U_{e-p} + B_{b-p} \cdot I_{bob-p} + E_p \cdot \dot{U}_{e-p} \\ \dot{X}_{e-s} = A_s \cdot X_{e-s} + B_s \cdot U_{e-s} + B_{b-s} \cdot I_{bob-s} + E_s \cdot \dot{U}_{e-s} \end{cases} \quad (2. 33)$$

II.2.5 Résolution

Le système implicite (2. 32) se ramène à :

$$f_i(Y, p_j) = 0, \quad i = 1..3, j = 1..m \quad (2. 34)$$

où $Y = \begin{bmatrix} I_{bob-p} \\ I_{bob-s} \\ \dot{\phi}_{bob-p} \\ \dot{\phi}_{bob-s} \end{bmatrix}$ est le vecteur des inconnues implicites.

L'analyse de topologie présentée dans (II.1.1.2) permet de déduire le vecteur de flux des maillons φ_M (défini par la théorie des graphes utilisée pour mettre en équations les circuits réductants présentée en début de ce chapitre).

La relation (2.10) nous donne directement la relation entre les flux des bobines φ_{bob_p} et φ_{bob_s} en fonction de φ_M . Ainsi, nous allons considérer $\dot{\varphi}_M$ en tant qu'inconnue du système implicite (2.34).

Pour résoudre le système (2.34) la méthode Newton-Raphson est encore utilisée. Pour chaque fonction implicite f_i et chaque inconnue y_j , il faut calculer la dérivée partielle $\frac{\partial f_i}{\partial y_j}$.

Pour toutes les relations analytiques du modèle complet, la technique de dérivation automatique expliquée précédemment est appliquée. Les dérivées par rapport aux courants des bobines sont ainsi calculées :

$$\begin{aligned}\frac{\partial f_1}{\partial I_{bob_p}} &= B_m \frac{\partial F_m}{\partial I_{bob_p}} \\ \frac{\partial f_1}{\partial I_{bob_s}} &= B_m \frac{\partial F_m}{\partial I_{bob_s}} \\ \frac{\partial f_2}{\partial I_{bob_p}} &= \frac{G_{b_p}}{N_p} \\ \frac{\partial f_2}{\partial I_{bob_s}} &= \frac{G_{b_s}}{N_s}\end{aligned}\quad (2.35)$$

Pour les dérivées relatives à $\dot{\varphi}_M$, nous avons :

$$\begin{aligned}\frac{\partial f_2}{\partial \dot{\varphi}_M} &= \frac{\partial f_2}{\partial \dot{\varphi}_{bob_p}} \cdot \frac{\partial \dot{\varphi}_{bob_p}}{\partial \dot{\varphi}_M} = \frac{\partial \dot{\varphi}_{bob_p}}{\partial \dot{\varphi}_M} \\ \frac{\partial f_3}{\partial \dot{\varphi}_M} &= \frac{\partial f_3}{\partial \dot{\varphi}_{bob_s}} \cdot \frac{\partial \dot{\varphi}_{bob_s}}{\partial \dot{\varphi}_M} = \frac{\partial \dot{\varphi}_{bob_s}}{\partial \dot{\varphi}_M}\end{aligned}\quad (2.36)$$

Il existe pourtant des dérivées « non analytiques » : celles de f_l par rapport à $\dot{\varphi}_M$:

$$\frac{\partial f_1}{\partial \dot{\varphi}_M} = \frac{\partial (B_m \cdot R(\varphi, \dot{\varphi}) \cdot \varphi_M \cdot B_m^T)}{\partial \dot{\varphi}_M}\quad (2.37)$$

Sachant que la matrice B_m est constante, nous proposons de partir de la formulation suivante :

$$\frac{\partial (R(\varphi, \dot{\varphi}) \cdot \varphi_M)}{\partial \dot{\varphi}_M}\quad (2.38)$$

Or, nous pouvons écrire pour chaque réductance R_i :

$$\left(\frac{\partial (R_i(\varphi_i, \dot{\varphi}_i) \cdot \varphi_i)}{\partial \dot{\varphi}} \right) = \frac{\partial \left(\frac{H_i(\varphi_i, \dot{\varphi}_i) \cdot l_i}{\varphi_i} \cdot \varphi_i \right)}{\partial \varphi_i} = \frac{\partial (H_i(\varphi_i, \dot{\varphi}_i) \cdot l_i)}{\partial (B_i \cdot S_i)} = \frac{l_i}{S_i} \cdot \frac{\partial (H_i(\varphi_i, \dot{\varphi}_i))}{\partial B_i}\quad (2.39)$$

Ceci nous amène à calculer la dérivée partielle $\frac{\partial H}{\partial B}$.

Selon le chapitre I sur les modèles de matériaux, la relation $H_i(\varphi_i, \dot{\varphi}_i)$ est décrite soit par un modèle matricielle DSHM, soit par un algorithme avec les expressions analytiques provenant des modèles Jile-Atherton ou chimique. Pour un calcul générique valable pour tous les modèles de matériaux, la seule manière pour obtenir la dérivée partielle de H par rapport à B est le calcul numérique. Une solution simple souvent utilisée est de calculer l'approximation des dérivées par différences finies (cf. Figure 2. 16).

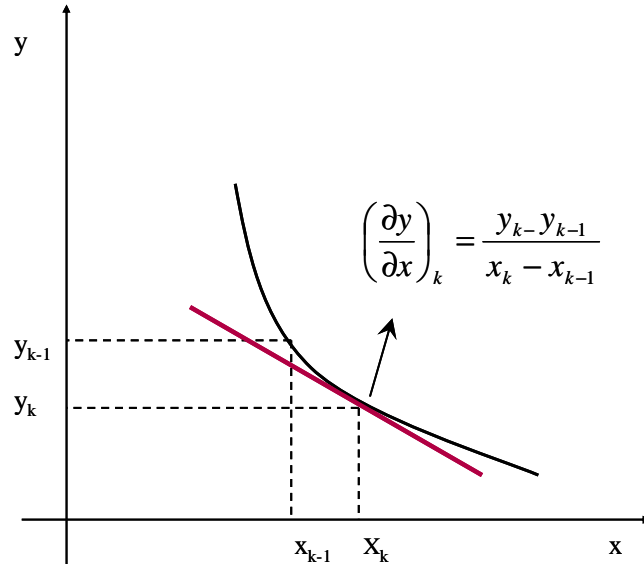


Figure 2. 16 Dérivation par différences finies

Ainsi, à partir de (2.37), nous pouvons écrire pour chaque pas k ($k > 0$) du calcul :

$$\left(\frac{\partial (R_i(\varphi_i, \dot{\varphi}_i) \cdot \varphi_i)}{\partial \dot{\varphi}} \right)_k \approx \frac{(R_i(\varphi_i, \dot{\varphi}_i) \cdot \varphi_i)_k - (R_i(\varphi_i, \dot{\varphi}_i) \cdot \varphi_i)_{k-1}}{\dot{\varphi}_k - \dot{\varphi}_{k-1}} \quad (2. 40)$$

Dans le deuxième cas, où $H_i(\varphi_i, \dot{\varphi}_i)$ est un algorithme, une autre technique peut être envisagée. Il s'agit de la dérivation automatique de code [ENCIU]. Cependant, sa mise en œuvre dans notre logiciel demande un temps considérable si on souhaite que ce soit générique et transparent pour l'utilisateur. Ainsi, nous avons opté pour la dérivation numérique par différences finies. Cela implique cependant que la précision du calcul dépende maintenant du pas du calcul. La gestion de ce paramètre sera détaillée dans la suite.

Nous tenons tout de même à exploiter la voie intéressante ouverte par la dérivation de code. Nous exposerons nos premières évaluations dans la partie III.5 sur l'optimisation dynamique.

II.3 Les approches de simulation dynamique

II.3.1 Deux grandes familles de résolution dynamique

En simulation dynamique des systèmes multi-domaines, il existe deux grandes familles de schémas de résolution. L'une est l'approche « work-flow », caractérisée par un échange énergétique entre les différents éléments au travers de leurs connexions, appelées des *nœuds* (cf. Figure 2. 17). Pour chaque élément, on parle de *port* ou de *terminal* de connexion. Cette approche est donc souvent appelée « approche nodale » (cf. Figure 2. 20).

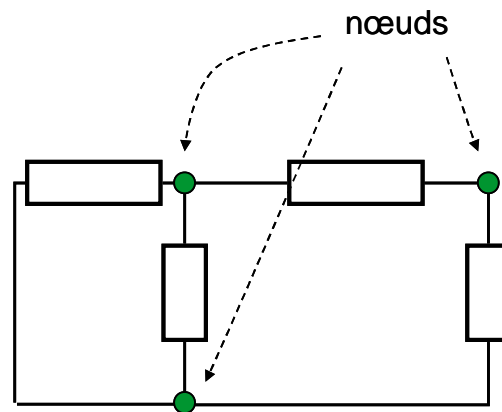


Figure 2. 17: Un réseau nodal

Deux exemples connus des logiciels système employant cette approche sont Simplorer [SIMPLORER] et Portunus [PORTUNUS].

La deuxième approche considère une structure de diagramme *fonctionnel* où des blocs de calcul orientés sont connectés selon leurs entrées-sorties (cf. Figure 2. 18). Les sorties de ces blocs dépendent directement de leurs entrées. Cela correspond à l'approche SADT (*Structured Analysis and Design Technique*) [SADT]. Cette approche, appelée encore « l'approche causale » est notamment utilisée dans les logiciels Matlab-Simulink ou AMESim.

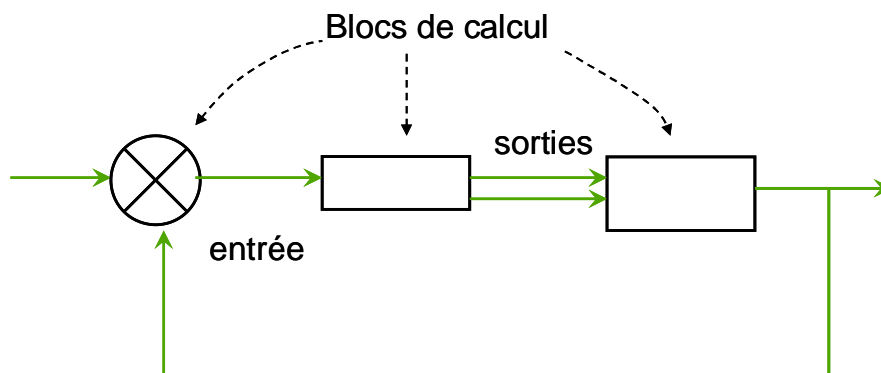


Figure 2. 18: Un diagramme fonctionnel

Par la suite, pour illustrer ces différentes méthodes de résolution dynamique, nous allons nous appuyer sur l'exemple d'un circuit électrique décrit sur la Figure 2. 19.

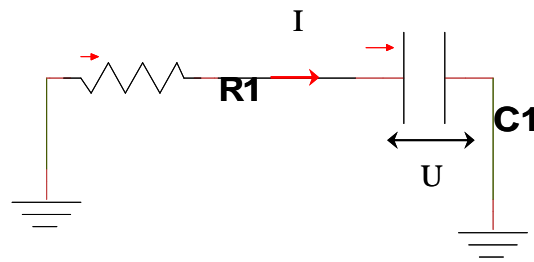


Figure 2. 19: Exemple de circuit électrique

Les paramètres d'entrée du système sont :

- la résistance $R1$ (Ω)
- la capacité $C1$ (F)
- la valeur de la tension initiale du condensateur $V0$

Les sorties intéressantes sont les valeurs temporelles de :

- le courant I passant par le circuit
- la tension U aux bornes du condensateur

II.3.2 Approche nodale ou acausale

II.3.2.1 Principe de l'approche

Comme son nom l'indique, un modèle est décrit sous forme d'un ensemble de nœuds correspondant aux connexions des composants élémentaires. On parle aussi des connexions de type conservatif, c'est-à-dire que l'échange d'énergie est bidirectionnel entre les composants. A chaque pas de calcul, la résolution se fait en combinant les équations de chaque élément et les lois de Kirchhoff. Les grandeurs énergétiques telles que les potentiels aux nœuds et les courants rentrant dans les nœuds sont calculées.

Pour le solveur, le modèle est vu comme un système implicite. Cela requiert un algorithme de résolution implicite ainsi qu'un algorithme de calcul des dérivées partielles du système. Généralement, la méthode Newton-Raphson est utilisée pour la résolution du système implicite (Portunus, Simplorer).

Le principe de cette démarche peut être représenté par le schéma décrit par la Figure 2. 20, selon les étapes suivantes :

- Ecriture des équations correspondant aux courants et aux potentiels des nœuds sous formes d'équations implicites
- Calcul du pas de temps
- Calcul de la matrice jacobienne
- Résolution du système implicite
- Calcul des sorties du modèle

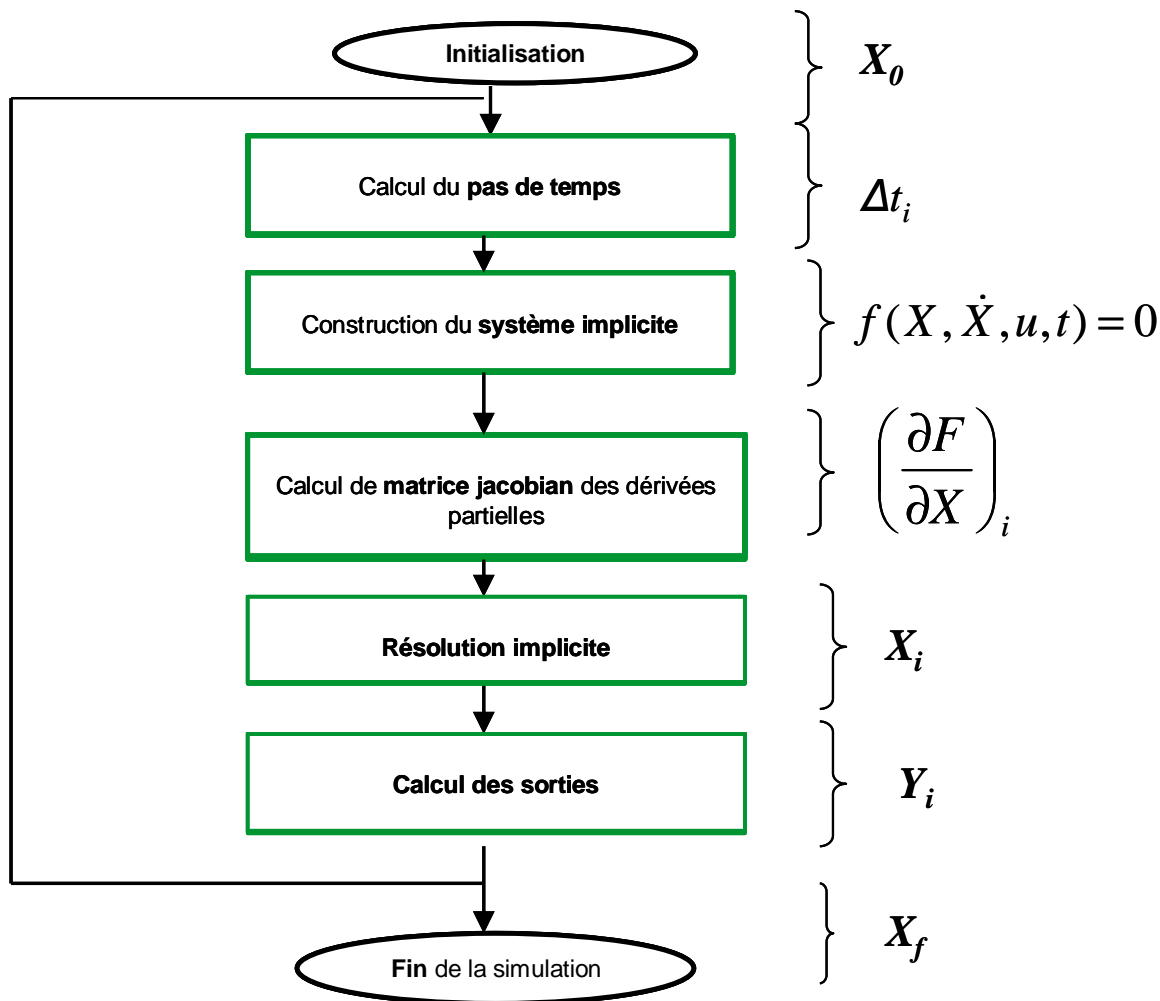


Figure 2. 20: Schéma de résolution par approche nodale

II.3.2.2 Simulation temporelle du circuit électrique par approche nodale

II.3.2.3

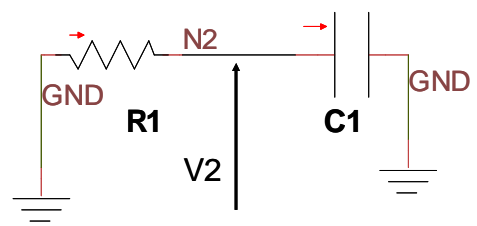


Figure 2. 21: Circuit électrique simple avec 1 nœud

Selon l’approche nodale, ce circuit contient un nœud (terminal) N2. Les équations correspondant à ce nœud s’écrivent :

- o Le courant d’entrée au nœud N2 vu de R1 :

$$I_{R1,N2} = \frac{V2}{R1} \quad (2. 41)$$

- Le même courant vu de C1 :

$$I_{C1,N2} = \frac{dQ}{dt} \quad (2.42)$$

où :

- V2 est le potentiel du nœud
- Q est la charge du condensateur

La loi Kirchhoff sur les courants des nœuds donne :

$$f1 = \frac{V2}{R1} + \frac{dQ}{dt} = 0 \quad (2.43)$$

Nous avons aussi l'équation de décharge du condensateur :

$$f2 = \frac{Q}{C} - V2 = 0 \quad (2.44)$$

Pour le vecteur des inconnues $X = \begin{bmatrix} V2 \\ Q \end{bmatrix}$, la matrice jacobienne des dérivées des fonctions $f1$,

$f2$ par rapport aux inconnues est calculée selon :

$$J = \begin{bmatrix} \frac{\partial f1}{\partial V2} & \frac{\partial f1}{\partial Q} \\ \frac{\partial f2}{\partial V2} & \frac{\partial f2}{\partial Q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{R1} & \frac{\partial \frac{dQ}{dt}}{\partial Q} \\ -1 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

où :

$$\frac{\partial \frac{dQ}{dt}}{\partial Q} = d \frac{1}{dt} = \frac{1}{dt} \quad (2.46)$$

L'opérateur $\frac{1}{dt}$ représente une dérivation numérique associée à la méthode d'intégration (Euler ou Trapèze [PRESS] dans le cas des logiciels Portunus ou Simplorer) et au pas de temps.

Grâce à l'algorithme Newton-Raphson, nous obtenons la valeur de X à chaque pas de temps. Les équations de sorties donnent la tension U aux bornes du condensateur et le courant I du circuit selon :

$$U = V2 \quad (2.47)$$

$$I = \frac{U}{R} \quad (2.48)$$

II.3.3 Approche causale

II.3.3.1 Principe de l'approche

C'est l'approche que nous retenons. Comme représenté sur le schéma de la Figure 2. 22, la simulation par l'approche causale contient les étapes suivantes :

- Ecriture du système d'état
- Calcul du pas de temps
- Calcul des dérivées, calcul des sorties
- Intégration numérique pour obtenir les valeurs des variables d'état au prochain pas

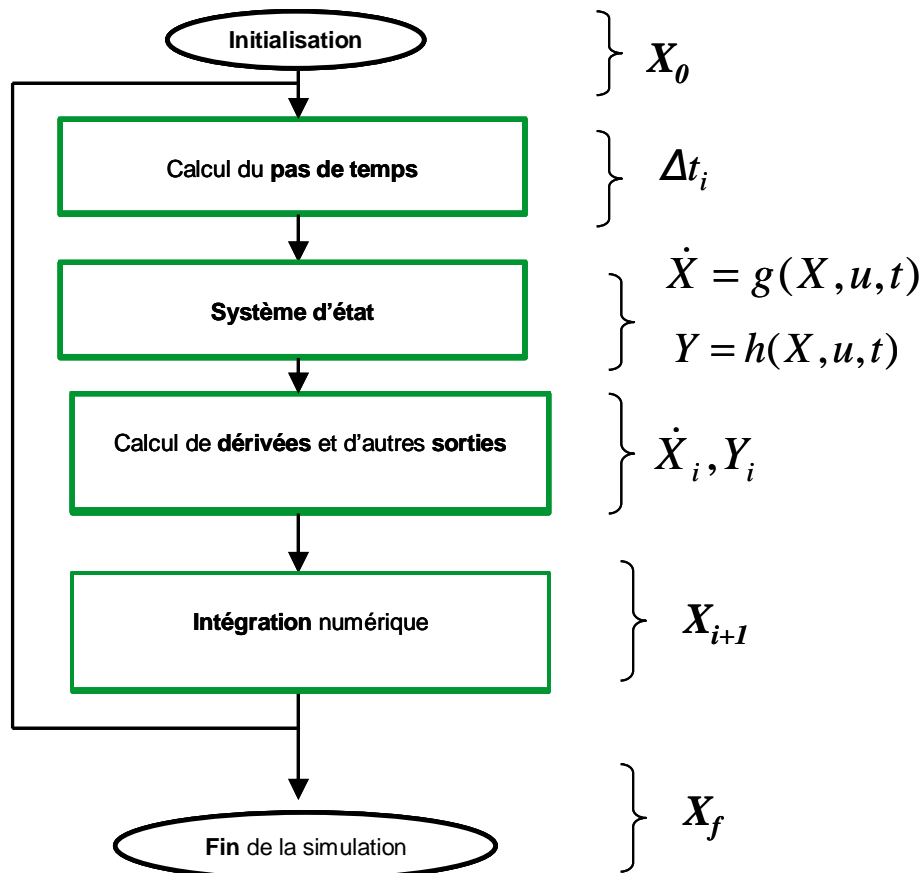


Figure 2. 22: Simulation par approche causale

II.3.3.2 Résolution du circuit électrique par approche causale

Le même circuit est maintenant calculé avec la deuxième approche.

Le vecteur d'état contenant la tension U du condensateur, le système d'état s'écrit :

$$\frac{dU}{dt} = \frac{dQ}{C1dt} = \frac{Ic}{C1} \quad (2. 49)$$

$$\text{or : } Ic = I_R = \frac{-U}{R1} \quad (2. 50)$$

$$\text{alors : } \frac{dU}{dt} = -\frac{U}{R1C1} \quad (2. 51)$$

Ainsi, le système d'état est décrit avec une seule variable d'état : la tension U .

En connaissant U à l'état 0 ($U_0 = V_0$), nous en déduisons sa dérivée temporelle ; puis, avec une intégration numérique, nous obtenons la valeur de U au pas de temps suivant (cf. Figure 2. 22).

Concernant les paramètres de sortie à calculer, U étant obtenu par intégration de l'équation d'état, I est calculé par :

$$I = \frac{U}{R} \quad (2.52)$$

Le résultat de simulation est identique avec les deux approches.

Dans nos travaux, nous avons conservé l'approche causale dans la continuité de la première version de RelucTool. A noter que la mise en équations du système global se prête bien à ce type d'approche. Cette dernière offre aussi l'avantage de ne pas exiger le calcul du gradient du modèle d'état et permet aussi de découpler parfaitement le modèle de sa résolution dynamique. Ainsi, nous pourrions tester plusieurs méthodes de résolution d'équations d'état.

Nous gardons cependant l'approche nodale à l'esprit dans l'objectif à moyen terme d'exploiter des modèles issus de RelucTool dans des outils de simulation utilisant cette approche, par exemple Portunus, Simplorer.

II.4 La simulation dynamique avec la prise en compte des discontinuités

II.4.1 Besoin de prendre en compte des discontinuités dans la simulation dynamique

II.4.1.1 Nature des modèles

Les systèmes d'état dynamiques que nous allons appréhender sont hybrides, c'est-à-dire qu'ils contiennent des variables d'état continues et des variables d'état discontinues. En fait, en fonction de l'état du système, le système d'état peut être changé. Les conditions de changement d'état doivent être explicitées et on doit s'assurer de la continuité des grandeurs d'état.

Pour illustrer ceci, prenons l'exemple de l'actionneur de la Figure 2. 23. Celui-ci a trois états successifs. Pendant sa course, la partie mobile (en gris) peut être :

- bloquée par la butée inférieure (état 1)
- entre les deux butées (état 2)
- bloquée par la butée supérieure (état 3)

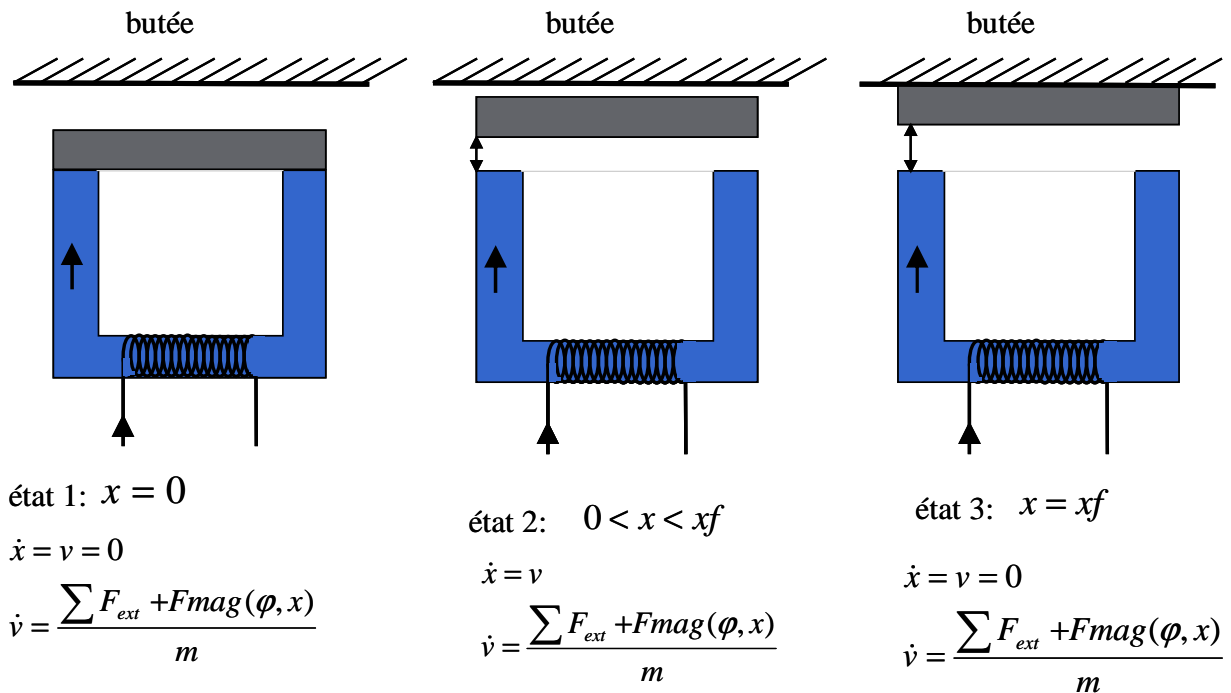


Figure 2.23: Actionneur avec le système d'état mécanique à 3 états

A chaque état, le système d'état est continu. Le passage d'un état à l'autre se fait sur un évènement discret. Nous avons donc un système d'état continu par morceau.

De plus, le système peut contenir en plus des autres grandeurs discontinues : la force mécanique résistante, le courant passant par un interrupteur ou une diode (cf. Figure 2.24). La simulation doit être apte à traiter l'ensemble de ces discontinuités.

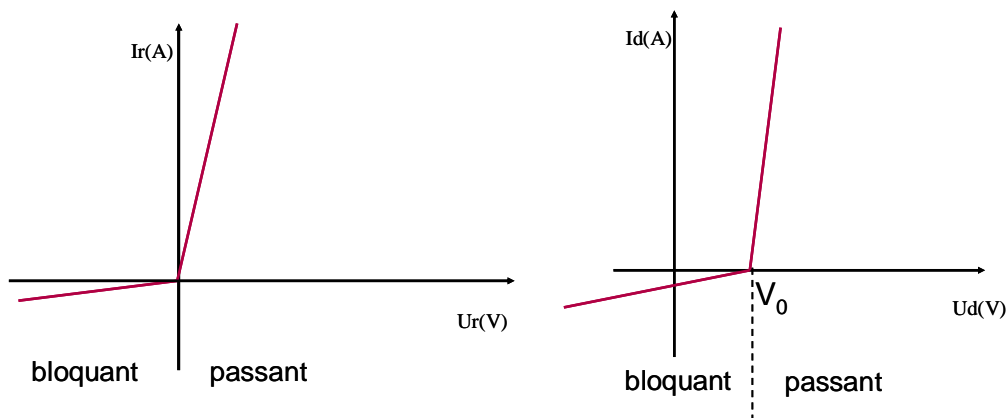


Figure 2.24: Modèle d'un interrupteur (a) et d'une diode (b)

II.4.1.2 Méthodes de résolution des équations différentielles ordinaires retenues

L'étape d'intégration numérique du schéma de simulation dynamique décrit sur la Figure 2.22 permet de retrouver la valeur du vecteur d'état X_{i+1} à l'instant t_{i+1} à partir de la valeur de X_i et de $\dot{X}_i = f(t_i, u_i, X_i)$ à l'instant t_i . Pour cela, plusieurs méthodes de résolution des équations différentielles ordinaires (ODE) ont été retenues et implémentées.

- o la méthode Euler (ordre 1)

$$X_{i+1} = X_i + \Delta t_i \cdot f(t_i, X_i) \quad (2.53)$$

○ la méthode Trapèze (ordre 2)

$$k_1 = \Delta t_i \cdot f(t_i, X_i) \quad (2.54)$$

$$X_{i+1} = X_i + \frac{\Delta t_i}{2} (f(t_i, X_i) + k_1) \quad (2.55)$$

○ la méthode Rung-Kutta 44 (ordre 4)

$$k_1 = \Delta t_i \cdot f(t_i, X_i) \quad (2.56)$$

$$k_2 = \Delta t_i \cdot f\left(t_i + \frac{\Delta t_i}{2}, X_i + \frac{k_1}{2}\right) \quad (2.57)$$

$$k_3 = \Delta t_i \cdot f\left(t_i + \frac{\Delta t_i}{2}, X_i + \frac{k_2}{2}\right) \quad (2.58)$$

$$k_4 = \Delta t_i \cdot f\left(t_i + \Delta t_i, X_i + k_3\right) \quad (2.59)$$

$$X_{i+1} = X_i + \frac{1}{6} (k_1 + 2k_2 + 2k_3 + k_4) \quad (2.60)$$

où Δt_i est le pas de temps entre l'instant t_i et l'instant t_{i+1} .

Nous introduisons ici les notions de « pas majeur » et de « pas mineur ». Le ***pas majeur*** est un vrai pas de temps avancé par la simulation (cf. Figure 2. 22). Le ***pas mineur*** a un sens dans les méthodes d'ordre > 1 . C'est le pas de temps utilisé à l'intérieur de la méthode à chaque réévaluation des valeurs de sorties et des dérivées. Pour une méthode de résolution d'ordre n , un ***pas majeur*** va contenir n ***pas mineurs***. Une règle indispensable à respecter dans les simulations est que *le système d'état doit rester inchangé durant un pas majeur*. Les discontinuités, causant les changements du système d'état doivent être par conséquent « ajustées » au point de changement entre deux ***pas majeurs*** [NORMAND].

Il va de soi que plus l'ordre de calcul est important, plus le calcul sera précis. Le choix du pas de temps Δt_i joue un rôle particulièrement important pour le temps de calcul et pour la précision. Un pas trop grand pourra engendrer une divergence du calcul, un pas trop petit coûtera cher en temps de calcul. Faire un bon choix de pas de temps est essentiel pour obtenir une simulation correcte avec un bon compromis entre temps de calcul et précision des résultats.

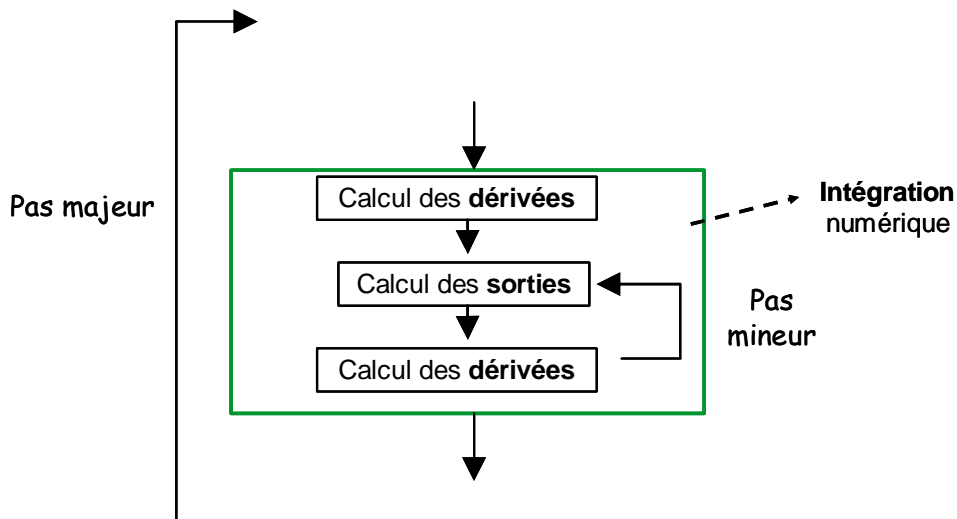


Figure 2. 25: Pas mineur

II.4.1.3 Séparation des aspects « continu » et « discret »

Considérons un système continu que nous souhaitons résoudre avec un bon compromis entre temps de calcul et précision. Sans discontinuité, la résolution doit s'adapter uniquement à l'évolution continue des grandeurs du système. Pour un système contenant des discontinuités, il a été démontré qu'une méthode à pas fixe ne peut donner qu'une précision d'ordre du pas de calcul [PAUL]. Ceci revient à diminuer fortement le pas dans la plupart des cas pour avoir une précision correcte. Cette solution est intéressante dans le premier mode de simulation, celui de « **pas fixe** ». En revanche, pour améliorer la qualité de calculs sans forcément passer par beaucoup de pas de calcul, une adaptation de pas est profitable. Le mode « **pas variable** » est ainsi défini. Dans la suite du chapitre, nous expliquerons nos démarches pour adapter ce pas de temps.

II.4.2 Les méthodes de gestion de pas continus

II.4.2.1 Méthodes existantes

Plusieurs méthodes de résolution des systèmes des équations différentielles ordinaires (ODE) qui intègrent déjà leur gestion du pas de temps existent. Nous pouvons citer ici la méthode Euler adaptatif [PRESS], Runge-Kutta adaptatif [JULYAN]. Nous pouvons retenir quelques stratégies. La première propose, avec un algorithme choisi, une évaluation des erreurs locales entre deux calculs réalisés, l'une à un certain ordre n et l'autre à l'ordre $n+1$. Le pas de temps est auto adapté en fonction de cette erreur. Runge-Kutta 45 [PRESS] est un exemple connu pour ce cas. Une autre stratégie suggère à l'utilisateur de rester sur un même pas de calcul mais de changer l'ordre de l'algorithme en fonction de la dynamique des variables d'état à chaque pas de calcul [CASH]. Une combinaison de ces deux stratégies est également possible [VENTER]. En électromagnétisme, des méthodes spécifiques ont été développées pour traiter les systèmes non linéaires [BAUER].

II.4.2.2 Méthodes empiriques

D'autres méthodes peu connues et moins séduisantes théoriquement, mais assez efficaces, appliquées dans les systèmes physiques, reposent sur le contrôle de l'évolution des variables d'état. Selon ce principe, un pas de temps appelé « pas de temps continu » sera calculé à travers d'une comparaison entre les variations des variables d'état et les valeurs prédéfinies des seuils spécifiques. D'une manière précise, il y a trois paramètres dans le contrôle du pas « continu » : les deux seuils inférieurs *seuil1* et supérieur *seuil2* et le facteur du pas de temps *f*. Les deux seuils donnent la limite des variations admissibles des variables d'état et le facteur *f* sert à ajuster le pas (cf. Figure 2. 26).

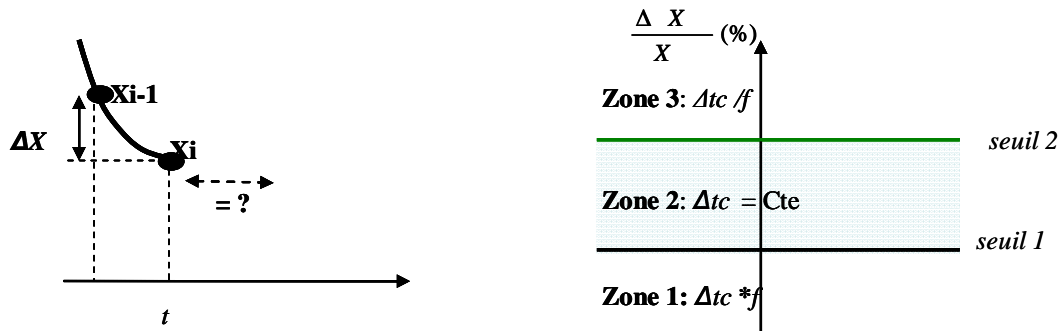


Figure 2. 27: Adaptation du pas continu selon les variables d'état

L'espace de variation relative ($\Delta X/X$) des variables d'état est divisée en trois zones par les deux seuils mentionnés ci-dessus. La première zone se trouve en dessous de la valeur du seuil inférieur *seuil1*. La deuxième est entre les deux seuils et la troisième est l'espace qui reste au-dessus du seuil supérieur *seuil2*.

A chaque pas de temps, le solveur calcule les variations relatives de toutes les variables d'état. Lorsque la valeur maximale de ces valeurs reste dans la première zone, cela signifie que le modèle évolue « lentement », le pas de temps Δt_c est multiplié par le coefficient *f* afin de l'augmenter. Dans le cas contraire, où le minimum des variations atteint ou dépasse la valeur de *seuil2*, le système est considéré comme « rapide » et Δt_c se voit diminué d'un facteur *f*. Si ces deux limites ne sont pas violées, c'est le cas de la zone 2, Δt_c n'est pas modifié.

La difficulté est de donner les valeurs de ces paramètres. Sachant que plus la zone 3 est grande, plus la simulation est précise et que plus la zone 1 est grande, plus la simulation est rapide. La solution dépend de la dynamique du système étudié. Toujours fidèle à l'objectif d'obtenir un bon compromis entre la rapidité et la précision, nous avons regardé les simulations réalisées dans le laboratoire G2elab sur les systèmes en électronique de puissance à basse fréquence (ce qui est notre cas). Un jeu de paramètres apparaît satisfaisant pour l'ensemble des simulations réalisées au G2elab:

- *seuil1* = 5%
- *seuil2* = 1.05**seuil1*
- *f* = 2.

Ce choix des coefficients permet d'augmenter ou diminuer le pas assez efficacement.

Dans tous les cas, en mode « pas adaptatif », l'utilisateur est prié de donner deux valeurs extrêmes au pas de calcul : un pas minimal *stepmin* et un pas maximal *stepmax*. En tout état de cause, Δt_c est limité par ces deux valeurs.

II.4.3 Gestion du pas pour la prise en compte des discontinuités

Du point de vue de la simulation de systèmes multi-physiques, la prise en compte de l'ensemble des discontinuités doit être générique quelque soit leur nature physique (mécanique, électrique, etc.). Deux moyens pour traiter ces points sont le calcul par **prédiction** ou par **correction**.

II.4.3.1 Méthode de gestion du pas par prédiction

L'erreur produite au moment d'une discontinuité peut être très importante, l'introduction d'un mécanisme de prédiction [NORMAND] afin de détecter le moment des événements discrets est indispensable. Sur la Figure 2. 28, B est un point discontinu où le système change d'état. A est le point auquel la simulation se trouve actuellement. Comme nous l'avons précisé précédemment, pendant un pas majeur, les équations du système d'état doivent rester inchangées. Nous devons donc faire en sorte que B se trouve à un changement de pas.

Nous avons implémenté une méthode de prédiction reposant sur une estimation du premier ordre. En effet, grâce au système d'état, les dérivées temporelles des variables d'état en A sont connues (x_A et sa dérivée \dot{x}_A) à chaque pas de temps. \dot{x}_A peut être considéré également comme la vitesse de variation de la variable x au point A. Par l'extrapolation, nous obtenons le pas de temps estimé nécessaire pour atteindre le point B depuis A :

$$\Delta t_d = \frac{x_B - x_A}{\dot{x}_A} \quad (2. 61)$$

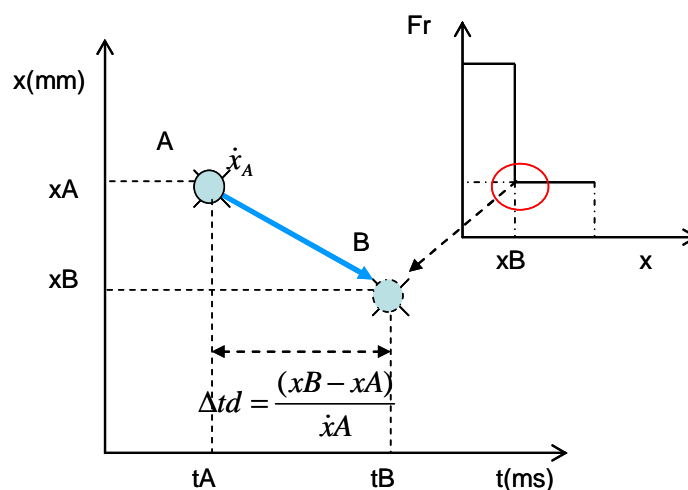


Figure 2. 28: Estimation du “pas de temps discret” par prédiction

II.4.3.2 Méthode de gestion du pas par correction

Il s'agit d'une méthode permettant à la simulation de corriger le pas de temps pour ne pas dépasser le point discontinu B (cf. Figure 2. 29) durant un pas de temps. En effet, lorsque la simulation réalise un pas $\Delta t'$ et atteint le point C, le système d'état a changé entre les points A et C. Afin de réduire l'erreur engendrée, dès qu'un tel dépassement du point B est détecté, le pas de temps doit être corrigé pour que la simulation atteigne le point B avant d'aller à C.

Avec une interpolation, toujours en premier ordre, nous pouvons estimer le pas Δt_d à réaliser.

$$\Delta t_d = \frac{(x_A - x_B)}{x_A - x_C} (t_C - t_A) \quad (2. 62)$$

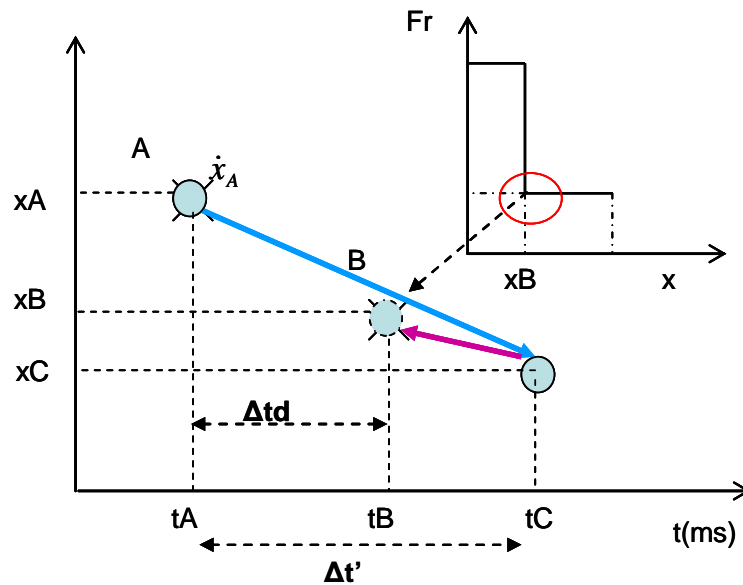


Figure 2. 29: Estimation du "pas de temps discret" par correction

La combinaison d'une correction à une prédiction rend la gestion du pas plus robuste. En effet, avec calcul d'ordre 1 (2.60), le pas Δt_d estimé par prédiction ne permet pas la simulation d'atteindre exactement le point B. En cas de dépassement, une correction renforce le calcul, permet de réduire l'erreur de simulation. Une comparaison a été réalisée entre deux implémentations de gestion du pas entre deux cas : la méthode de prédiction et la combinaison de la prédiction et de la correction sur la simulation d'un actionneur standard. Le résultat montre qu'avec la deuxième méthode, la simulation réalise 1% de pas de plus par rapport à la première méthode, pour 10% erreur de moins. C'est un bon compromis entre le temps de calcul et la précision. Nous avons donc opté pour cette solution.

II.4.3.3 Gestion de pas adaptatif par assemblage de différentes méthodes

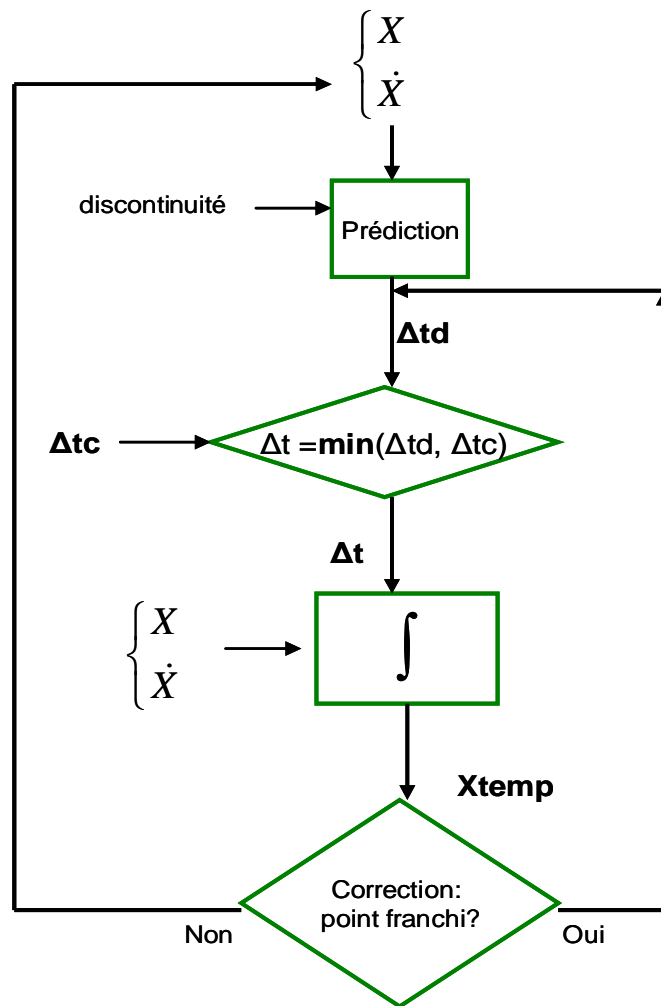


Figure 2. 30: La procédure de gestion du pas de temps

La procédure complète (cf. Figure 2. 30) montre l'ensemble du traitement du pas de temps en prenant en compte l'aspect continu Δtc et discontinu Δtd .

A chaque instant t , le pas de temps choisi est le minimum de ces deux pas.

$$\Delta t = \text{Min} (\Delta tc, \Delta td) \quad (2. 63)$$

Une fois le pas choisi, les valeurs temporaires des variables d'état sont calculées. La correction mise en place permet de vérifier si la discontinuité la plus proche est franchie. Si c'est le cas, le pas Δtd sera corrigé. Cette action permet de mieux cerner la valeur exacte du pas à appliquer pour atteindre précisément le point discret.

Après chaque franchissement d'un point discontinu, ce pas Δtd est imposé à une valeur fixe très faible, 10^{-9} dans notre cas, pour assurer que la simulation a franchi ce point d'une façon précise. De plus, un évènement discret peut entrainer un changement de dynamique du système, le pas « continue » Δtc est ainsi réinitialisé à la valeur du pas minimal. Cela rajoute une nouvelle sécurité de plus à la convergence « fragile » sur ce point. Dans tous les cas, cette remise au pas minimum ne ralentit pas pour autant la vitesse de simulation car si le contexte le permet (la dynamique continue est lente), le pas continue sera rapidement augmenté grâce à la loi exponentielle issue de la méthode de gestion de pas utilisé (dû au facteur f).

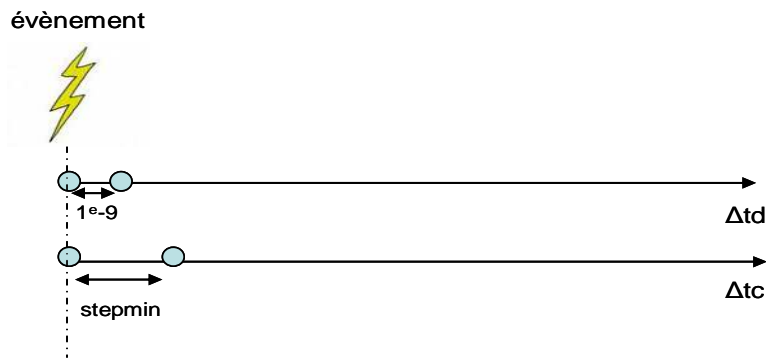


Figure 2. 31: traitement des bruits numériques après un point discontinu

II.4.4 Proposition de deux modes de simulation

A partir des analyses précédentes, nous proposons deux modes de simulation :

- Simulation « à pas fixe » :

Le pas de simulation donné par l'utilisateur est retenu constant sauf autour des évènements discrets. La dynamique des grandeurs continues n'est pas prise en compte ici. Sur les voisinages des points discrets, les pas seront adaptés avec en considérant seulement les discontinuités.

- Simulation « à pas adaptatif » :

L'attention est prêtée à l'évolution complète du système, sur les deux aspects continu et discontinu. La gestion de pas est réalisée suivant le schéma de la Figure 2. 30.

La méthode empirique de gestion des dynamiques continue retenue montre bien son efficacité par rapport à la rapidité des simulations de l'ensemble des systèmes comme nous illustrerons dans le chapitre IV.

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé l'ensemble des méthodes numériques utilisées pour aboutir à une simulation dynamique des actionneurs dans les capteurs. Cela comprend les méthodes de construction des modèles dynamiques et celles pour résoudre ces modèles temporellement.

La formulation des modèles dynamiques dans RelucTool v2 est décrite en passant en revue l'état de l'art des modèles de la version RelucTool v1. Les nouvelles prises en compte dans la version V2 sont essentiellement l'intégration des modèles de matériaux avec hystérésis dans des calculs de réluctances et la gestion du pas de temps adaptatif dans la simulation dynamique. Selon cette dernière, le pas de temps est adapté non seulement selon la dynamique temporelle continue du modèle mais il est aussi calculé pour prendre en compte des discontinuités dans le modèle.

Dans le chapitre qui suit, la mise en œuvre informatique des modèles dynamiques et celle de leurs simulations dynamiques dans l'outil RelucTool seront explicitées.

Chapitre III

Chapitre. III

Méthodologie en génie logiciel : architecture et outil

Dans le monde de la modélisation, l'existence d'innombrables logiciels métiers rend difficile l'exploitation et la maintenance des outils et de leurs modèles. Le besoin de **capitalisation** s'impose comme une obligation pour conserver le savoir de modélisation et pour faciliter la maintenance des modèles et des outils de conception.

Dans le cas de l'outil RelucTool v2, un des objectifs finaux de nos travaux est de réaliser **les simulations temporelles** des actionneurs et capteurs électromagnétiques. Il s'agit d'ajouter à l'outil existant (RelucTool v1) la fonctionnalité d'exploiter le modèle dynamique de tels dispositifs (cf. chapitre II, paragraphes II.1.2 et II.2) de manière de pouvoir décrire leur comportement en fonction du temps.

Le concept « d'exploitation » d'un modèle peut s'étendre à l'usage de ce même modèle par un autre outil de calcul que celui qui l'a créé. Nous allons exploiter la possibilité de **co-simulation** permettant d'intégrer et simuler un modèle généré par RelucTool en lien avec ou dans un autre logiciel, dans le but de réaliser une simulation multi-physique.

Une autre fonctionnalité souhaitée est de permettre le dimensionnement de dispositifs électromagnétiques à partir d'optimisations s'appuyant sur leurs modèles créés avec RelucTool. L'optimisation via des modèles statiques (cf. chapitre II, paragraphe II.1.1) précédemment réalisée par B. du Peloux [DUPELOUX] permet un dimensionnement sur un ou plusieurs points de fonctionnement. Notre but à moyen terme, qui dépasse le cadre de cette thèse, est de pouvoir réaliser une optimisation dynamique. Ceci consiste à prendre en compte des critères liés au fonctionnement temporel du composant à concevoir. Le terme **optimisation dynamique** sera dorénavant utilisé pour cette fonctionnalité.

Nous pouvons ainsi résumer les grandes motivations de nos travaux:

- capitalisation de modèles : cela consiste à conserver les modèles dans des **bibliothèques** et aussi à formuler ces modèles pour les rendre **réutilisables et portables**.
- construction de modèles pour la simulation dynamique et la co-simulation
- construction de modèle pour l'optimisation dynamique à moyen terme

Pour pouvoir répondre à ces besoins, une méthodologie en génie logiciel sera employée lors de la construction de l'outil RelucTool v2.

III.1 Les besoins des concepteurs d'actionneurs, de capteurs

III.1.1 Capitalisation de modèles par deux méthodes

Dans nos travaux, la « capitalisation » peut revêtir plusieurs aspects : la conservation des connaissances et du savoir mis en œuvre dans les modèles et également la possibilité de réutiliser ces modèles le plus possible dans les différentes simulations sans avoir à les adapter à chaque fois.

Cette question de capitalisation a été longuement étudiée au sein de l'équipe « Modèles, Méthodes et Méthodologies Appliqués au Génie Electrique » (MAGE) du G2elab. Face au besoin d'une réponse à cette problématique, aussi bien dans le milieu de la recherche que celui de l'industrie, deux solutions ressortent. La première consiste à créer une base de données de modèles. Cette solution demande néanmoins un effort permanent pour entretenir la base elle-même et pour la mise à jour des logiciels associés en cas d'évolution de ces derniers. La deuxième voie intervient plus en amont, dans la conception même des modèles et leur implémentation logicielle. Il s'agit de construire des modèles de telle manière qu'ils puissent être portables et réutilisables.

Ces deux idées ont été introduites dans l'ensemble des logiciels de conception conçus au sein du laboratoire durant ces dernières années. Nous pouvons citer pour exemple MacMMems (outil de modélisation des systèmes micro électromécanique [RAKO]), ou ECM (outil de modélisation fréquentielle des circuits électriques passifs [DURET]). RelucTool s'inscrit dans le même contexte pour son domaine spécifique : la modélisation des dispositifs électromagnétiques par l'approche des réseaux de réluctances. La gestion des modèles par des bibliothèques est appliquée pour les éléments constituant des systèmes modélisés par l'outil, comme : les réluctances, les sources et les modèles de matériaux magnétiques. Pour rendre les modèles de calcul portables et réutilisables, un concept consiste à définir une architecture informatique commune afin d'importer, de distribuer et d'exploiter les modèles quelque soit leur nature physique. La notion de « **composant logiciel** » est ainsi définie dans ce contexte [FISCHER]. Plus loin, nous allons donner plus de détails sur la définition d'un tel composant et comment l'implémenter par rapport à nos modèles. Une telle implémentation existait déjà pour les modèles statiques, au début de nos travaux. Ainsi, notre but est de poursuivre la même logique dans le cas des modèles dynamiques et ainsi enrichir les fonctionnalités de l'outil RelucTool v2 et de ses modèles.

III.1.2 Besoins de la simulation temporelle et de la co-simulation dans la conception

III.1.2.1 La simulation temporelle

Avec les progrès des logiciels, la simulation temporelle, appelée encore la simulation dynamique devient une étape de plus en plus importante dans la conception des produits. Elle

permet aux concepteurs d'observer le comportement du dispositif en régime transitoire et d'étudier son évolution selon les jeux de paramètres d'entrée du modèle.

Une simulation temporelle nécessite un solveur qui pilotera le modèle à simuler. Dans un cas de simulation avec la gestion adaptative du pas de temps (cf. paragraphes II.3 et II.4), ce solveur va prendre en charge non seulement la résolution des systèmes des équations différentielles (ODE) [PRESS] du modèle, mais aussi la gestion du pas adaptatif (cf.

Figure 3. 1).

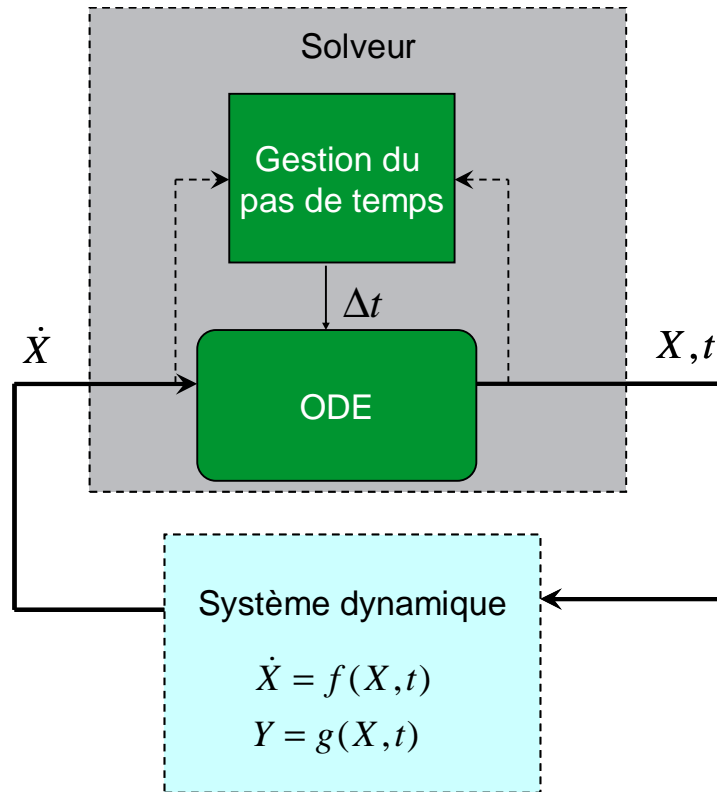


Figure 3. 1: Solveur temporel

D'un point de vue exploitation des modèles dynamiques, nous distinguons trois cas de simulation :

Simulation temporelle d'un modèle RelucTool

Dans le premier cas, il s'agit d'une simulation d'un actionneur ou d'un capteur modélisé par un modèle décrit dans le chapitre II, II.1.2.2 & II.2.4 pour un outil simulateur dynamique. Ce modèle dynamique sera résolu par le solveur du simulateur (cf. figure 3.2).

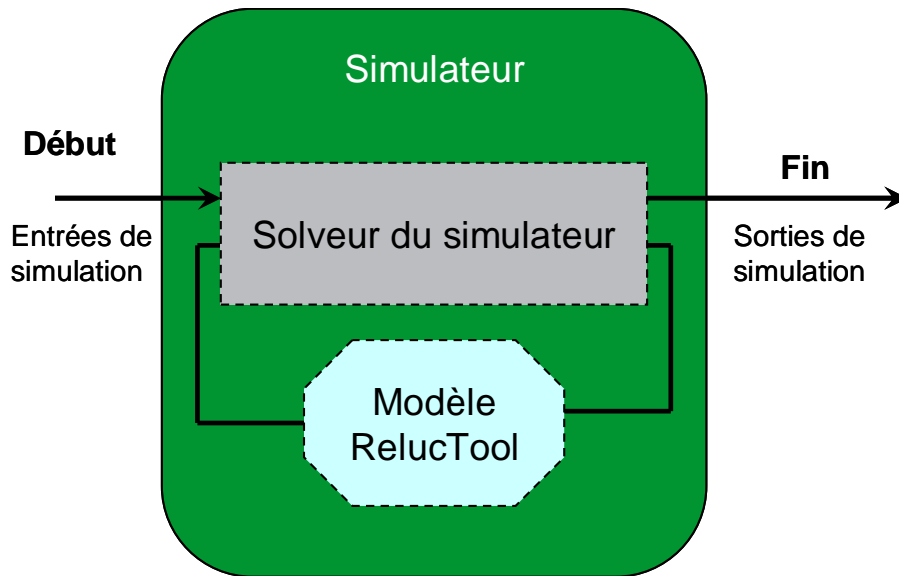


Figure 3. 2 Simulation d'un modèle RelucTool avec solveur intégré

Simulation système avec l'intégration d'un modèle RelucTool

Dans l'ensemble des logiciels de simulation, nous distinguons deux types :

- les outils dit « spécialistes » qui sont destinés à simuler les composants des domaines physiques spécifiques ; nous pouvons citer pour exemple ici le logiciel PSPICE [PSPICE] pour l'électronique et le logiciel FLUX [FLUX] pour la simulation électromagnétique et thermique.
- les logiciels de type « système » ou multi-physique ; ces derniers ont pour vocation de représenter le comportement d'un ensemble de plusieurs éléments de natures physiques différentes ; parmi des outils systèmes, nous pouvons citer AMESim [AMES], PORTUNUS [PORT] ou plus couramment utilisé MATLAB/Simulink [MATLAB].

De manière générale, les modèles réalisés par un logiciel spécifique décrivent avec précision les grandeurs caractéristiques des domaines physiques dont il est expert. Par ailleurs, la modélisation par ces logiciels est adaptée aux problématiques du domaine, cela permet aux utilisateurs d'un tel outil de se focaliser sur des études approfondies.

Les logiciels dits « système », eux, peuvent éventuellement fournir la possibilité de modéliser tous les composants constituant un système multi-physique par un langage de modélisation (VHDL-AMS dans Portunus et Modelica dans AMESim) ou un langage de programmation (C ou m pour Matlab/Simulink). L'utilisateur doit dans ce cas, construire chacun des composants manquants, puis leur connexion pour créer un système plus complet.

Dans ce contexte, il est intéressant de pouvoir utiliser un modèle généré par un logiciel de type « spécialiste » dans une simulation système. Dans ce cas, le modèle est vu comme un bloc couplé avec d'autres modèles (cf. Figure 3. 4), pour former un système dynamique global qui sera exploité par le solveur de l'outil système.

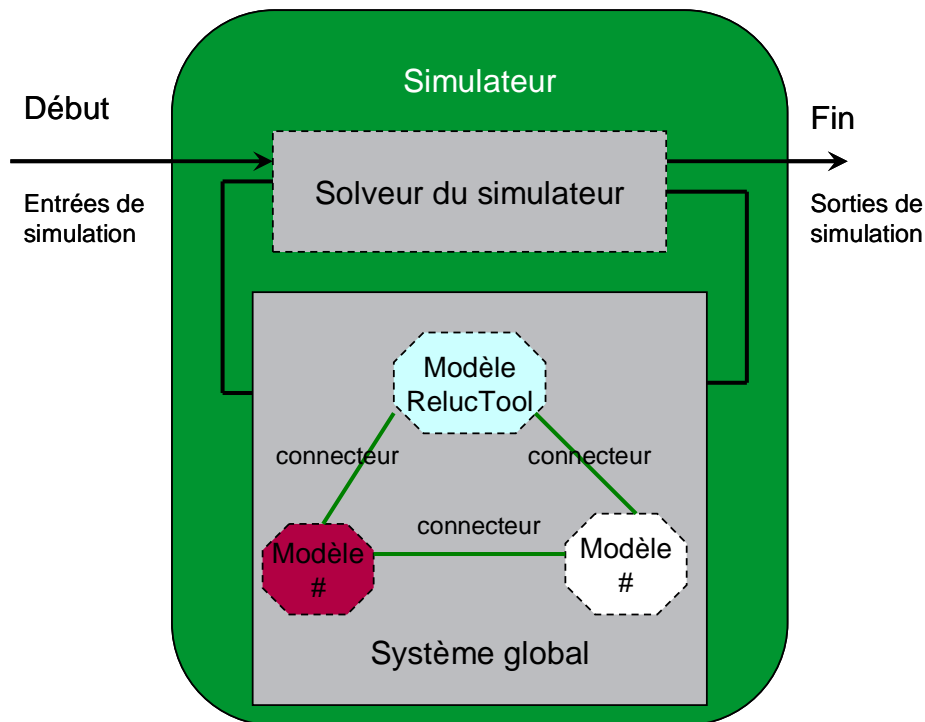


Figure 3. 3 Simulation avec des « blocs intégrés »

Modèle autonome pour une simulation temporelle

Le troisième cas consiste à réaliser un modèle **autonome** de simulation. C'est-à-dire, il est possible de réaliser une simulation temporelle en exécutant seul le modèle sans avoir besoin d'un solveur extérieur. Cette possibilité permet d'exploiter le modèle dynamique de RelucTool v2 dans un outil qui ne contient pas de solveur temporel ou ses solveurs ne sont pas compatibles avec le modèle.

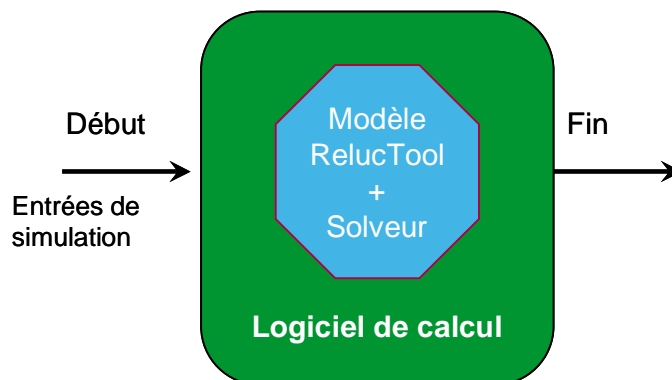


Figure 3. 4 Simulation d'un modèle autonome

III.1.2.2 La co-simulation dynamique

Il s'agit d'une autre façon d'intégrer un modèle d'un outil « spécialiste » tel que RelucTool dans une simulation système. La différence entre une co-simulation à une simulation intégrée présentée dans III.1.2.1.b se trouve dans l'utilisation de plusieurs solveurs temporels. Dans

une co-simulation, chacun des modèles composants est résolu par son propre solveur temporel. L'environnement de simulation système doit établir les échanges entre ces modèles en synchronisant les solveurs pour obtenir une simulation système.

Une co-simulation est un moyen efficace afin de profiter des avantages des modèles spécifiques dans les simulations systèmes. De cette manière, la modélisation peut avoir un caractère hétérogène, multi-abstraction, et multi-architectures.

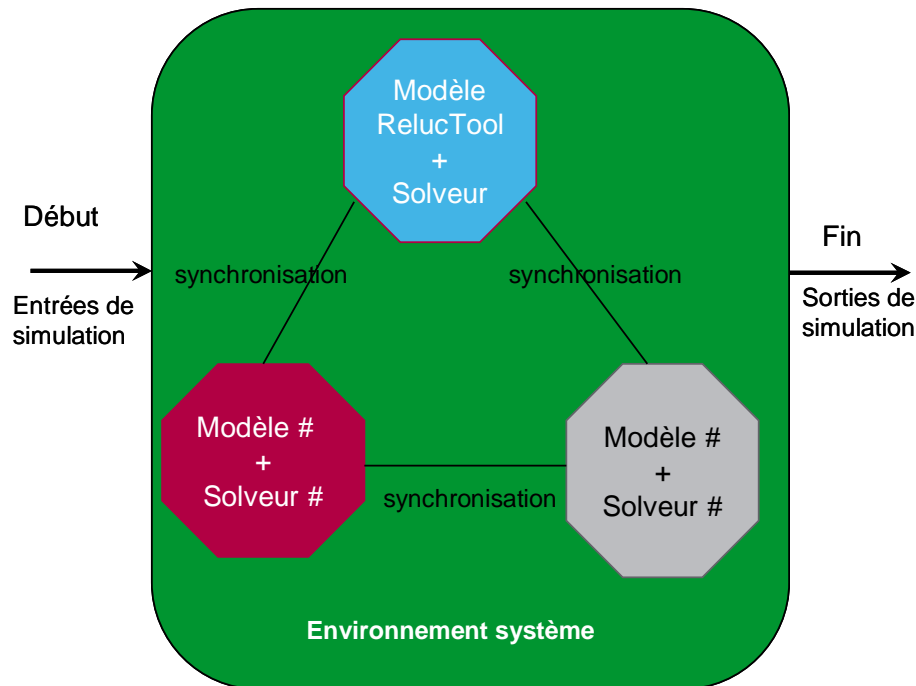


Figure 3. 5. Schéma d'une co-simulation

III.1.3 L'optimisation dynamique

Le pré-dimensionnement sur des modèles simplifiés comme ceux fournis par RelucTool permet d'obtenir des résultats avec un bon ordre de grandeur et de restreindre l'espace de travail, pour faciliter et accélérer le dimensionnement. La problématique est de pouvoir trouver les valeurs des entrées permettant d'obtenir des objectifs désirés en respectant les contraintes définies par un cahier des charges. L'optimisation est une solution utilisée pour répondre à cette question.

A l'issue de la thèse de B. du Peloux [DUPELOUX], l'optimisation était applicable sur des modèles statiques, c'est-à-dire sans l'intervention du temps.

Lorsque le temps a un impact sur le dimensionnement du système, il faut réaliser une optimisation sur un modèle dynamique. En effet, prenons l'exemple d'une simulation dynamique d'un actionneur, le résultat de la simulation fournit l'évolution temporelle de ses paramètres. Le temps de fermeture t_f (respectivement d'ouverture en fonction du type de l'actionneur) correspondant au moment où l'entrefer x s'annule (respectivement atteinte une certaine valeur x_f) est un critère important à calculer. Un exercice couramment posé au concepteur est de pouvoir minimiser ce temps. Une optimisation sur le modèle dynamique de l'actionneur est donc recommandée.

III.1.4 Moyens techniques pour répondre aux besoins de la conception

Tout d'abord, portons notre attention sur l'approche « bibliothèque » utilisée dans RelucTool pour la capitalisation des modèles. Cette approche sera appliquée au niveau des éléments constituant les réseaux de réluctances.

Dans le chapitre précédent, nous avons spécifié la manière de modéliser des actionneurs et les capteurs électromagnétiques du point de vue dynamique (cf. chapitre II, paragraphe II.1.2 et II.2). Nous allons présenter plus loin, comment traduire informatiquement cette modélisation pour permettre à un tel modèle, soit de s'intégrer dans une simulation temporelle, soit de fonctionner en co-simulation. Pour cela, nous décrivons l'architecture des composants logiciels utilisés et la plateforme logicielle permettant de les générer et de les exploiter. Ensuite, leurs applications afin de réaliser chacune des fonctionnalités précédentes seront présentées.

En ce qui concerne l'optimisation dynamique, les premières ébauches seront décrites permettant de confirmer la faisabilité grâce à l'exploitation du concept des composants logiciels et de spécifier le reste de travail pour réaliser cette tâche.

III.2 RelucTool : une bibliothèque évolutive de modèles

Comme nous l'avons abordé dans II.1.1.1, un modèle RelucTool se compose de différents éléments : des réluctances, des bobines et des aimants. Ces modèles sont stockés dans une librairie (cf. Figure 3. 6) mise à disposition des utilisateurs de l'outil. En plus, les utilisateurs peuvent venir y ajouter de nouveaux composants.

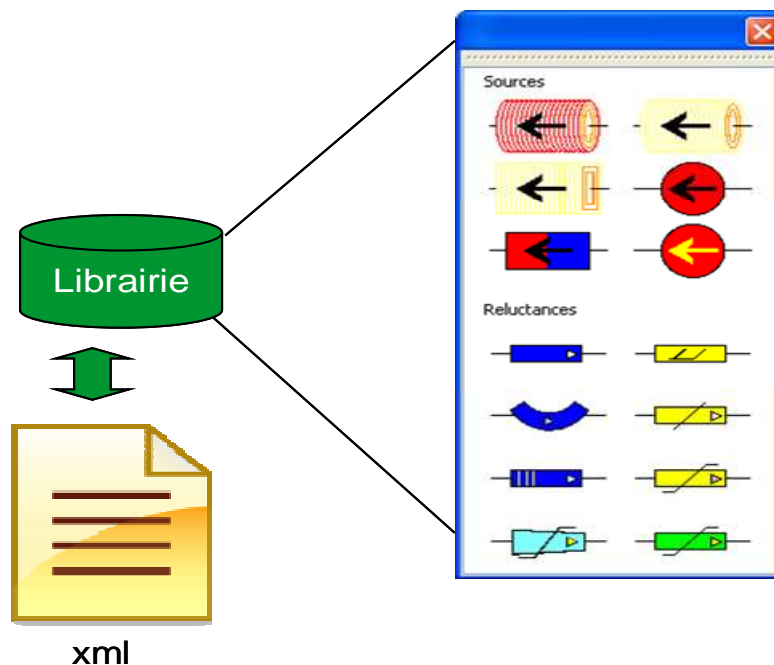


Figure 3. 6 : Bibliothèque des composants de réseaux de réluctances dans RelucTool

III.2.1 Rajout des réluctances et des sources dans la bibliothèque

Chacun des éléments (réluctance ou source) peut être considéré comme un modèle de calcul indépendant avec ses variables d'entrée et celles de sortie. La possibilité d'ajouter les éléments analytiques dans la bibliothèque avec une interface a été offerte dès la version Reluctool v1 [DUPELOUX]. Il suffit d'aller dans le menu Model/LibraryManager, la fenêtre correspondante dans laquelle nous trouvons la liste de tous les éléments existants va s'ouvrir. Pour créer un nouvel élément, il faut commencer par choisir son type (réluctance ou source). Ensuite, les informations des paramètres d'entrée et de sortie peuvent être données en rajoutant les « param » et « output » (cf. Figure 3. 7). Le principe de la gestion de cette bibliothèque « en ligne » se base sur la gestion d'un fichier en XML. Un exemple est donné dans l'annexe 3. Ce fichier contient l'arbre d'informations où chaque élément est un nœud et ses informations sont les attributs. L'utilisation d'XML ici permet d'assurer une certaine pérennité des modèles. En effet, ce formalisme est lisible par tout éditeur de texte tout en conservant la structuration des données.

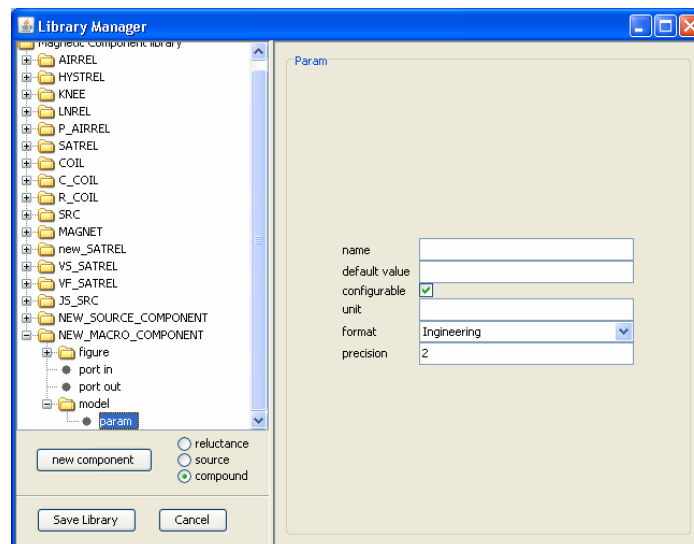


Figure 3. 7: Rajout d'éléments magnétiques dans la bibliothèque

III.2.2 Gestion des modèles de matériau dans la base de données des modèles

Seules les réluctances avec hystérésis sont manipulées différemment. En effet, la caractéristique principale d'une telle réluctance est qu'elle est associée à un modèle de matériaux (cf. paragraphe II.2.1). Il est ainsi possible de créer une nouvelle réluctance avec hystérésis en passant par l'ajout d'un nouveau modèle de matériaux. Les modèles de matériaux étant de formes différentes (cf. chapitre I), soit sous forme d'un algorithme (J&A et chimique), soit sous forme d'un ensemble de valeurs numériques (DSHM) ; une autre technique sera utilisée pour gérer ces modèles d'une façon commune. Nous verrons ceci plus en détail dans le paragraphe III.4.1.

III.3 Composant logiciel

III.3.1 Modélisation « boîte blanche » et modélisation « boîte noire »

Un modèle boîte blanche décrit le système modélisé dans un contenu lisible par l'utilisateur. Ce contenu peut être décrit par un langage de modélisation comme VHDL-AMS ou un langage de programmation comme m de Matlab, C, Java, etc. Un modèle boîte blanche constitue une approche « open source » car il est modifiable. A l'exploitation, il doit être interprété ou compilé, d'où le besoin d'outils supplémentaires compatibles aux caractéristiques de programmation du modèle.

Un modèle « boîte noire » (cf. Figure 3. 8) est un modèle qui n'est caractérisé que par ses paramètres d'entrée et ses paramètres de sortie. Les relations entre ces paramètres sont masquées aux yeux de l'utilisateur. Une des représentations d'un modèle boîte noire est un code informatique compilé, baptisé « composant logiciel ». Le modèle est ainsi compact et robuste car son contenu est complètement protégé. Alors, si la boîte noire est décrite en respectant une norme, son utilisation est possible pour tout outil d'exploitation implémentant cette norme. Cette norme de composant logiciel va également permettre d'avoir une architecture commune pour tout modèle, quelque soit sa nature physique (électrique, mécanique, etc. ou un modèle couplé) et faciliter ainsi la connexion des différents modèles et leurs exploitations par différents outils.

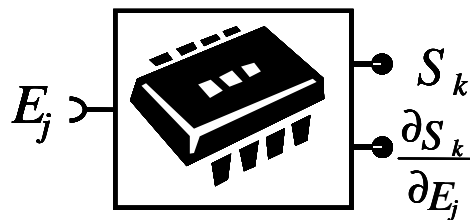


Figure 3. 8 : Modèle « boîte noire »

Nous avons retenus cette approche de composant logiciel muni d'une norme. Au sein de l'équipe MAGE, une architecture commune a été longuement étudiée pour des modèles de conception de différents domaines appliqués dans le génie électrique (électromagnétisme, circuit électronique, micro-système, etc.). Il résulte de ces études une norme nommé ICAR (Interface for Component ARchitecture) [DEL_1] que nous allons présenter maintenant.

III.3.1.1 La norme de composant logiciel ICAR

Les caractéristiques principales de la norme ICAR peuvent se résumer dans les points suivants.

- Le langage de base est Java. Le composant implémentant la norme est programmé selon une architecture java. Une partie du composant, voire l'intégralité est ainsi dans ce langage.
- Cependant, un composant peut contenir d'autres éléments, à savoir: des données (les matrices numériques par exemple), des dll (cf. Annexe 4) compilés à partir des langages C ou Fortran, des programmes exécutables. Le langage Java offre la possibilité de créer des interconnexions entre ces différents types de ressources. La norme ICAR définit comment ces

dernières doivent être rajoutées au modèle. L'ensemble des éléments du modèle sera compilé dans une archive *.jar* (cf. Figure 3. 9).

○ Les propriétés fondamentales d'un composant ICAR (terme utilisé désormais pour des modèles compilés implémentant cette norme) sont gérées par les interfaces Java (cf. Figure 3. 10). Par exemple, l'interface *Component* (cf. Figure 3. 13) permet de connecter le modèle avec les programmes qu'il utilise via ses informations essentielles : le vecteur des entrées, celui des sorties et les fonctionnalités disponibles.

D'autres interfaces sont celles des fonctionnalités appelées encore les *facettes* (cf. Figure 3. 12). Chaque facette détermine une fonctionnalité précise permettant, à partir des entrées, de fournir des sorties spécifiques. Ainsi, pour avoir une certaine fonctionnalité, un modèle doit absolument implémenter la facette correspondant. Pour illustrer ceci, considérons la facette « ModelSolver » (cf. Figure 3. 13) pour le calcul en statique et la facette « JacobianSolver » pour le calcul du jacobien du modèle. Toutes ces interfaces héritent à leur tour d'une interface nommée *Facet* qui impose leurs caractères communs. Cette interface est fondamentale. En effet, à l'exploitation du modèle, la détection de sa présence servira à identifier les fonctionnalités disponibles dans le composant logiciel.

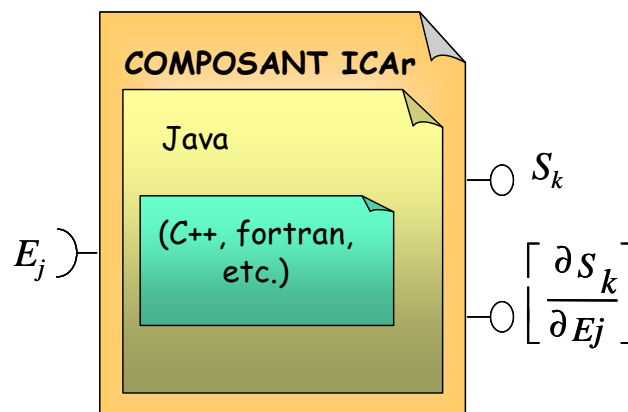
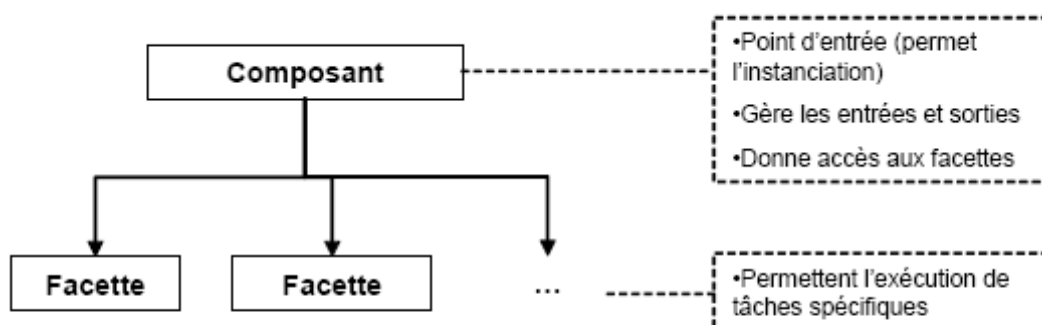


Figure 3. 11 Contenu de codage d'un composant ICAR



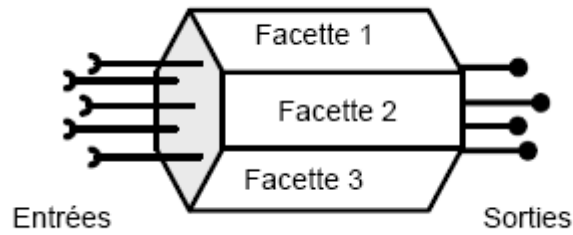


Figure 3. 12 : La structure polymorphisme avec des facettes d'un composant ICAr

[DUPELOUX]

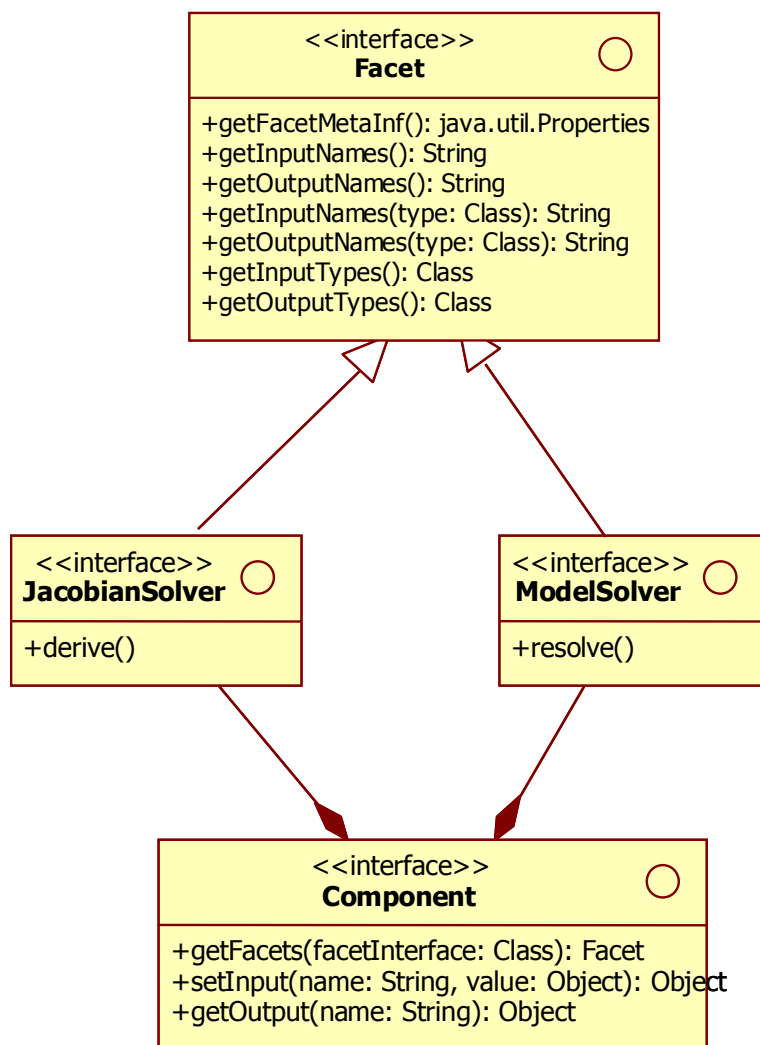


Figure 3. 13 : Les interfaces d'un modèle de dimensionnement

Grâce à toutes ces propriétés bien définies, la norme ICAr permet une exploitation identique des modèles, quelque soit leur nature physique, par les logiciels implémentant la norme. L'exploitation des composants ICAr est actuellement possible par une suite de logiciels

réalisés au sein de l'équipe, dénommée CADES (Component Architecture for the Design of Engineering System).

III.3.1.2 La plateforme CADES

III.3.1.3

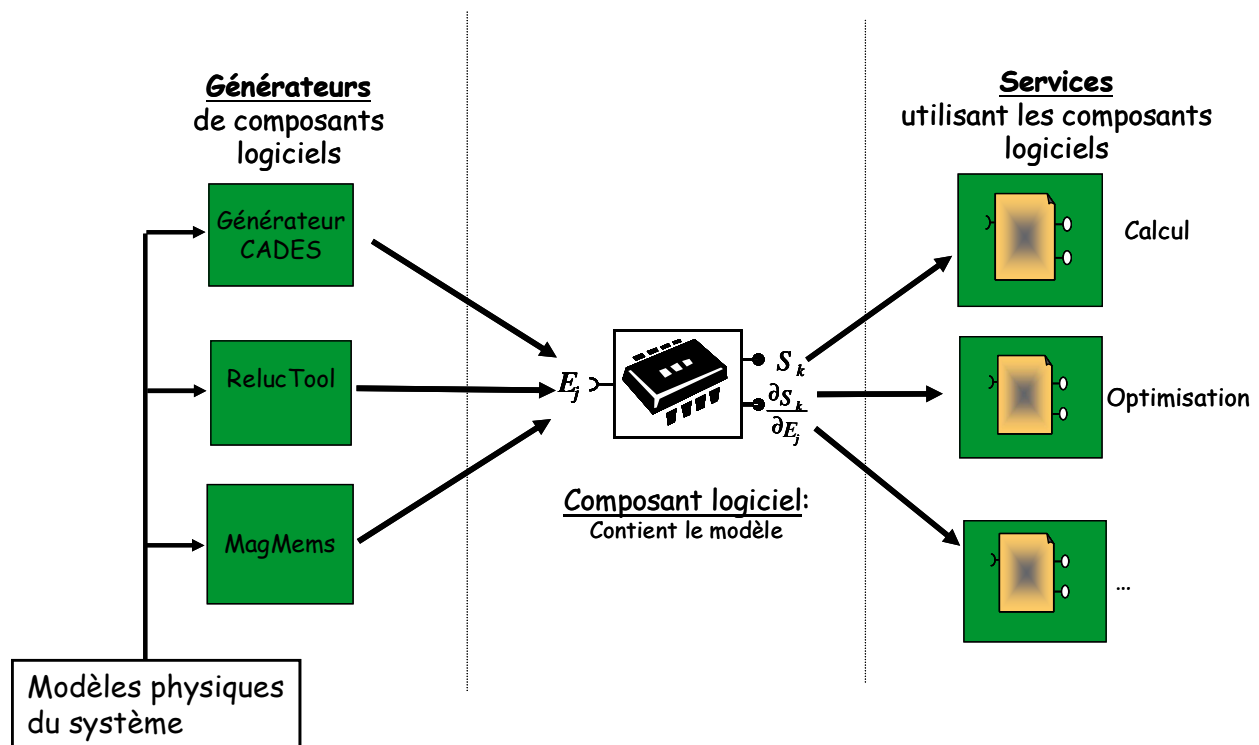


Figure 3. 14 : Plateforme CADES

La plateforme CADES (cf. Figure 3. 14) contient des outils pouvant être classés en deux groupes :

- des générateurs de composants logiciels implémentant la norme ICAR.
- des outils qui exploitent ces composants ; les services présents dans ces composants seront utilisés par les outils correspondant.

Parmi les générateurs, se trouve le générateur générique baptisé ComponentGenerator (cf. Figure 3. 15). Cet outil génère des composants ICAR à partir d'un modèle mathématique décrit dans le langage sml (System Modeling Language) [DEL_1]. Ce langage a été développé afin de décrire simplement des modèles analytiques scalaires ou vectoriels. Il permet aussi d'appeler un code de calcul implémenté dans des langages natifs (Java, C, Fortrand).

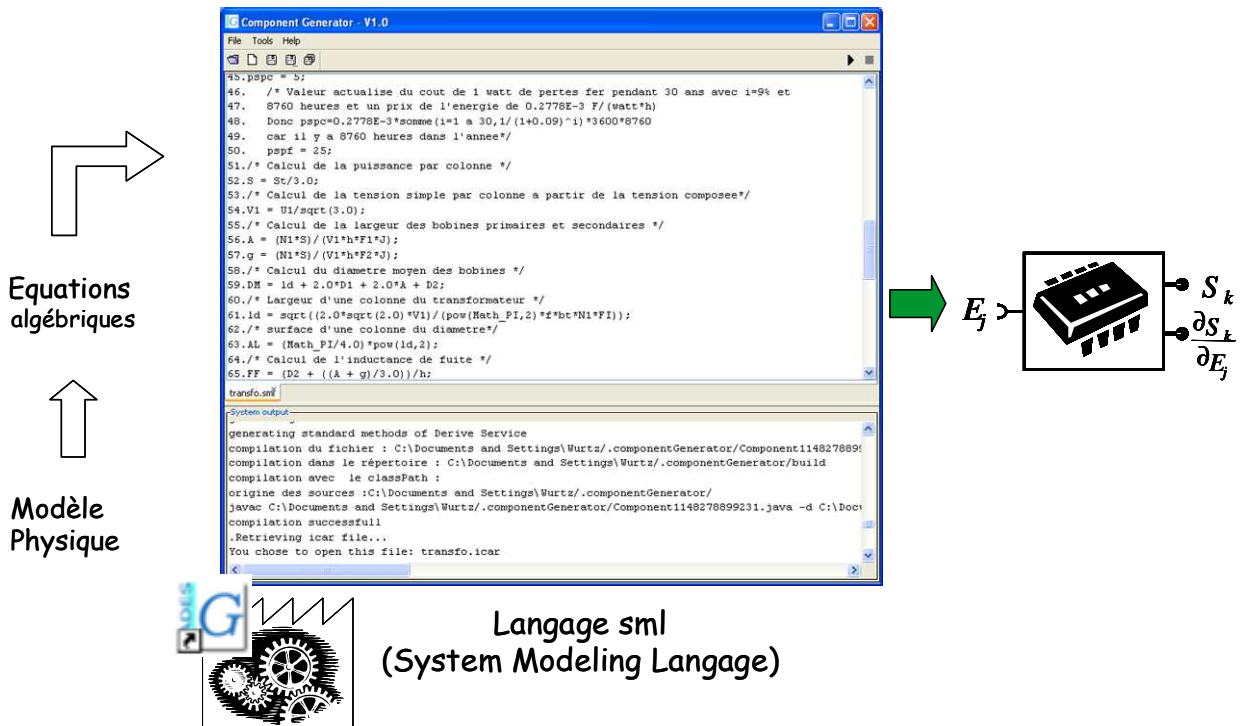


Figure 3. 15 : Outil Générateur CADES

D'autres générateurs ont été conçus pour des applications plus spécifiques. Ils possèdent en général une interface graphique adaptée au domaine d'utilisation. Ils permettent une approche de modélisation avec des algorithmes dédiés au domaine physique appréhendé. Cela consiste à transformer des informations graphiques d'un métier en des équations, pour obtenir un modèle. RelucTool, spécialisé dans la modélisation électromagnétique par réseaux de réluctances, fait partie de ces générateurs.

D'autres générateurs métiers peuvent être cités :

- L'outil MacMMems [RAKO] (cf. Figure 3. 16) qui a été développé pour la modélisation des systèmes micro-magnétiques par l'approche des moments magnétiques

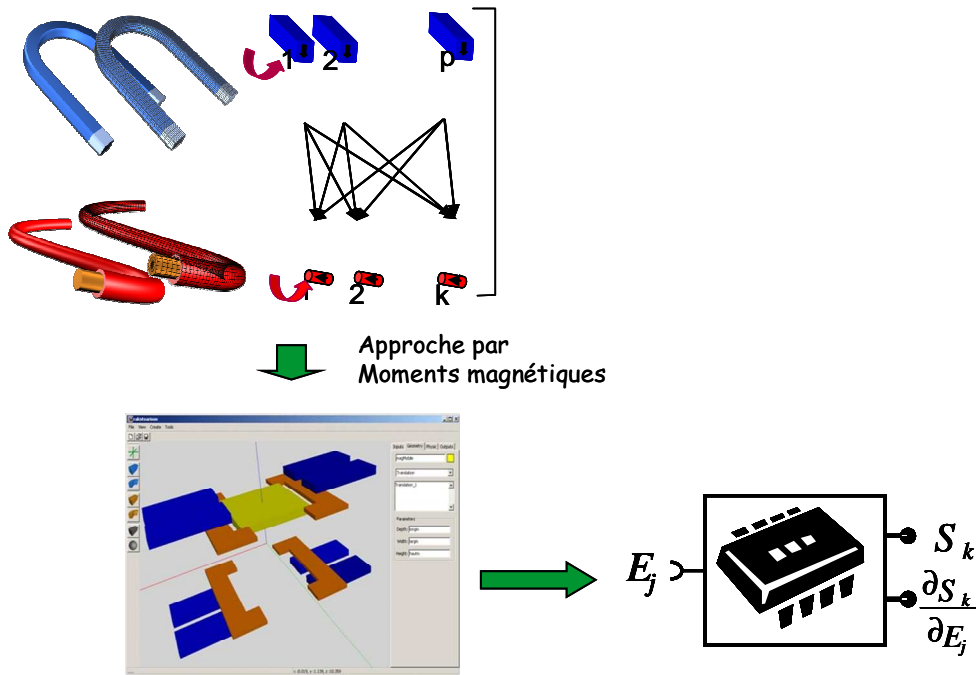


Figure 3. 16 : Outil MacMMems

- L'outil ECM (Electrical Circuit Modeler) [DURET] (cf. Figure 3. 17) qui a été développé pour la modélisation fréquentielle des circuits passifs électroniques.

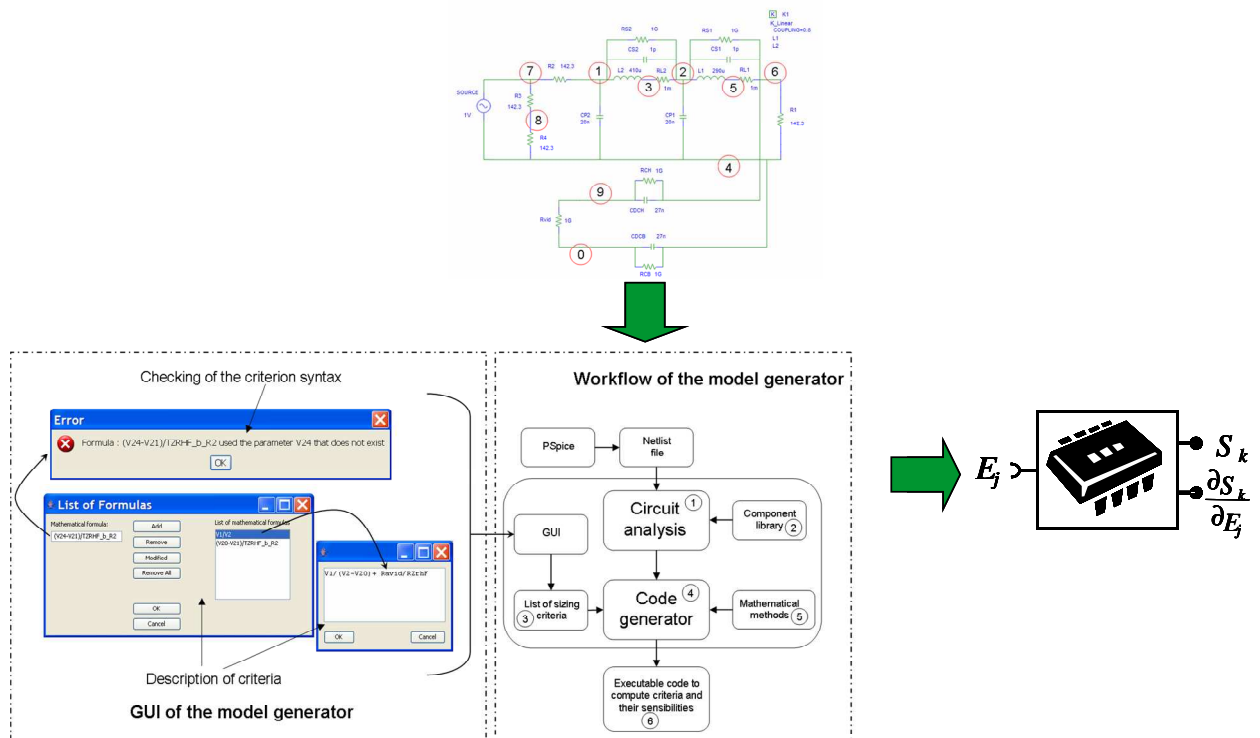


Figure 3. 17 : Outil ECM

Une fois que le composant logiciel est généré par un des générateurs ci-dessus, il peut être exploité par un des outils d'exploitation suivants:

○ Le logiciel ComponentCalculator [FISCHER] permet un calcul statique et donc de décrire l'évolution des paramètres de sortie du modèle et de leurs dérivées partielles par rapport aux paramètres d'entrée (cf. Figure 3. 18). Pour cela, l'outil exploite juste les facettes : ModelSolver pour le calcul des sorties et JacobianSolver pour le calcul des sensibilités disponibles dans le composant logiciel.

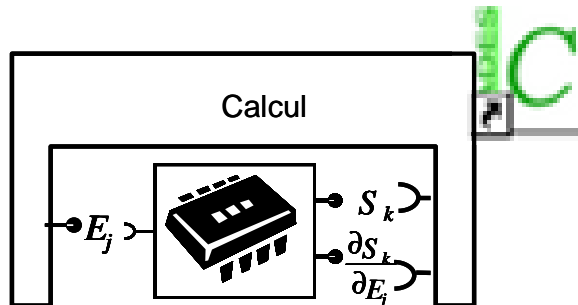


Figure 3. 18 : ComponentCalculator dans CADES

○ Pour l'optimisation : un outil nommé ComponentOptimizer a été réalisé [MAGOT] capable de prendre en charge des composants ICAR. Il prend comme entrées :

- le modèle à optimiser
- le choix d'un algorithme d'optimisation
- le cahier des charges fournissant les contraintes et la fonction objectif. Le principe d'une optimisation réalisée par l'outil est illustré sur la Figure 3. 19.

Selon ce qui a été expliqué dans 2.1.1.3, pour l'optimisation déterministe reposant sur des calculs de gradients dans le cas des composants RelucTool, la matrice jacobienne est nécessaire. Pour cela, cet outil d'optimisation exploite la facette JacobianSolver.

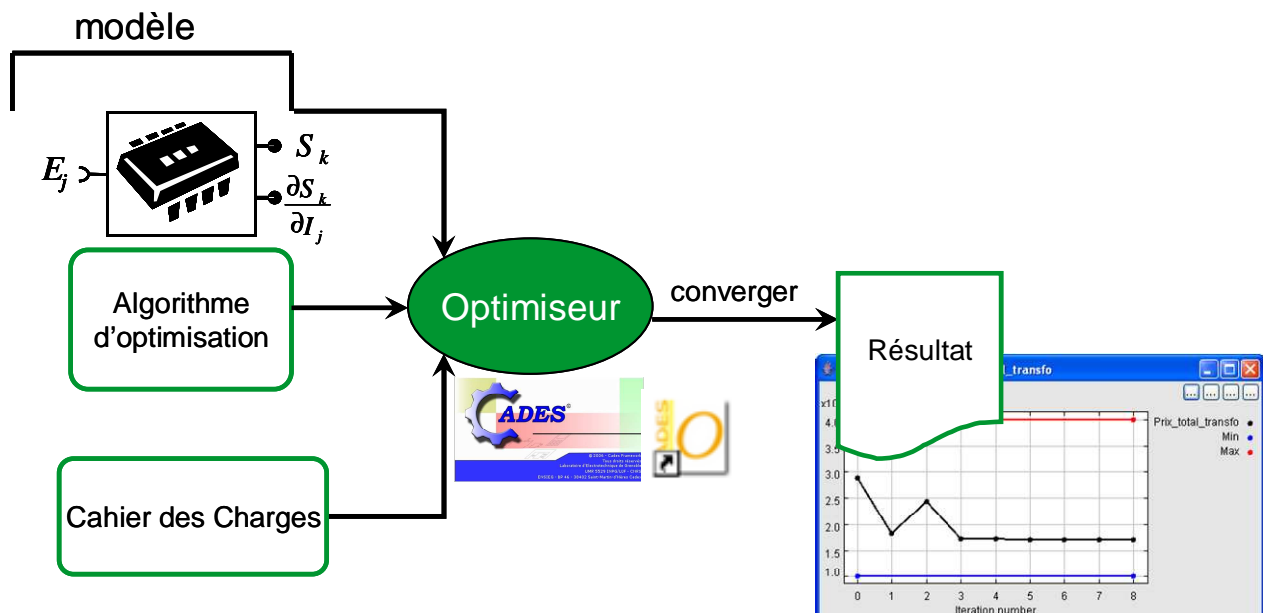


Figure 3. 19 : ComponentOptimizer dans CADES

III.3.2 Apport de cette approche à nos problématiques

L'utilisation d'une approche reposant sur des composants logiciels permet de capitaliser les modèles. Nous allons d'abord montrer comment les modèles de réluctances avec hystérésis peuvent être gérés grâce à une extension par l'approche de composant logiciel.

Nous constatons que l'implémentation de la norme ICAR permet de répondre à un besoin de capitalisation notamment en termes de portabilité et de réutilisation des modèles. Par exemple, lorsque le logiciel générateur change de version par exemple, si la norme est la même, le modèle sera toujours utilisable dans la nouvelle version.

La norme ICAR impose ainsi les spécifications à suivre pour la construction et l'exploitation des modèles. Partant de ces spécifications, nous allons chercher à les faire évoluer afin d'élargir les fonctionnalités visées, c'est-à-dire réaliser :

- une simulation temporelle
- une co-simulation
- une optimisation dynamique.

III.4 Utilisation des composants logiciels

III.4.1 Définition d'une interface spécifique pour la capitalisation des modèles de matériaux

Considérons une réluctance avec hystérésis. Le modèle de matériau associé peut être un des modèles disponibles dans la bibliothèque de modèles de matériaux (cf. paragraphe I.3.5). Ces modèles, de formulations mathématiques différentes, fournissent les mêmes informations au modèle de réluctance.

Ainsi, nous avons défini l'interface *MatModel* (cf. Figure 3. 20) pour regrouper toutes les propriétés communes des modèles de matériaux.

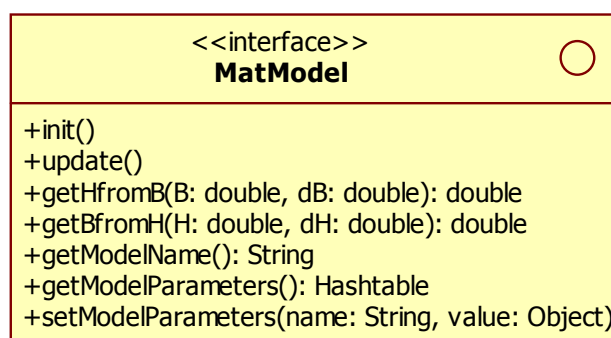


Figure 3. 20: Interface java pour les modèles hystérésis de matériaux

Les propriétés principales données par les classes java décrivant les modèles de matériaux qui implémentent cette interface sont :

- *init()* : pour initialiser le modèle. Cela peut concerner les paramètres du modèle ou l'état magnétique du matériau (par exemple pour initier la valeur B_0 de l'induction)
- *update()* : pour recalculer les paramètres intermédiaires du modèle

- *getHfromB(B, dB)* : pour fournir la valeur de H à partir de B et de dB (dB/dt)
- *getBfromH(H, dH)* : pour fournir la valeur de B à partir de H et de dH (dH/dt).
- *getModelName()* : pour renvoyer le nom du modèle (chimique, J&A, DSHM, etc.)

Lorsque l'utilisateur ajoute un nouveau modèle dans la base (cf. paragraphe IV.1.2.2), une classe Java correspondante sera générée automatiquement. Cette classe implémentera l'interface *MatModel* et sera reliée à la réluctance correspondante en tant qu'un paramètre de cette dernière.

III.4.2 L'extension des facettes du composant logiciel pour la simulation temporelle et la co-simulation

Les modèles implémentant la norme ICAR peuvent être utilisés via un service s'ils possèdent la facette correspondante à celui-ci. Pour introduire de nouvelles fonctionnalités, de nouvelles facettes doivent être ajoutées dans la norme ICAR et puis il faut implémenter le modèle en respectant cette évolution de la norme.

III.4.2.1 Application à une simulation temporelle causale

Selon le schéma illustratif de la Figure 3. 1, le modèle dynamique contenant le système d'équations différentielles fournit :

- les dérivées des variables d'état \dot{X}
- les sorties algébriques Y

Nous avons ainsi créé une facette nommée *StateSystem* (cf. Figure 3. 21). Elle contient les méthodes permettant de solliciter le calcul des équations du modèle, de manipuler les données du système et « d'interagir » avec un solveur temporelle de type causal, pour réaliser les étapes de la simulation dynamique d'un système d'état (cf. Figure 2.19) :

- *initialization()* : pour initialiser les variables dans les sous-systèmes du modèle ; cela signifie en réalité l'affectation des valeurs initiales des variables d'état et des valeurs des paramètres non variables pendant la simulation.
- *update()* : pour la mise à jour des discontinuités à prendre en compte dans la gestion des pas
- *getTimeOfNextVarHit(t)* : pour calculer la prochaine date importante t en fonction des informations concernant l'évolution du système, donc pour estimer le prochain pas de calcul
- *getOutputs(t)* : pour calculer des variables de sortie à l'instant t .
- *getDerivatives(t)* : pour calculer des dérivées des variables d'état.
- *getZeroCrossing(t)* : pour détecter si l'un des seuils des événements discrets est franchi ; si c'est le cas, un signal est renvoyé pour recalculer le pas ; il s'agit de la correction du pas de temps adaptatif.

Les méthodes *getDerivatives* et *getOutputs* sont sollicitées à chaque pas mineur.

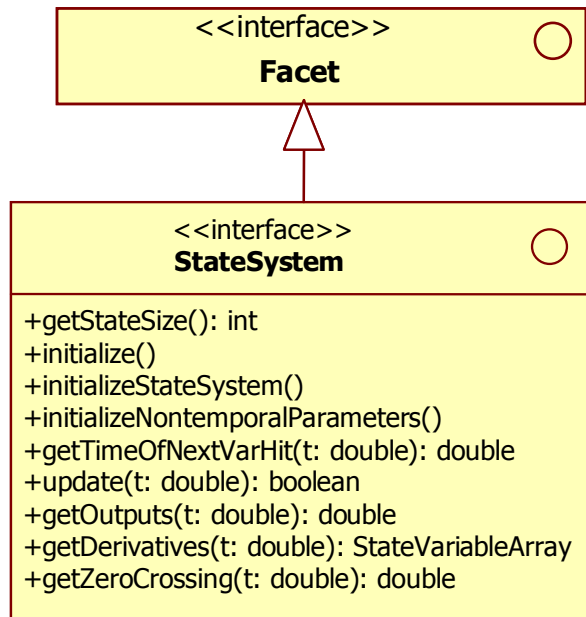


Figure 3. 21 Schéma UML de l'interface StateSystem pour la simulation temporelle

Un composant dynamique de RelucTool v2 contenant un système d'état implémentant la facette *StateSystem*, peut être couplé avec un solveur capable de l'exploiter dans une simulation temporelle. Le module ComponentSimulator (cf. Figure 3. 22) permettant une telle exploitation a été ainsi construit dans la plateforme CADES. Les applications correspondant aux simulations dynamiques des actionneurs et des capteurs seront présentées dans le chapitre IV pour illustrer cette fonctionnalité.

Cette facette, fournissant le système d'état du modèle RelucTool, peut être également utilisée dans une simulation de système (le cas *b*) du paragraphe III.1.2.1). Le système d'état global regroupe alors de tels systèmes d'états composants. Le solveur de l'outil de simulation système va ensuite piloter ce système global.



Figure 3. 22 : ComponentSimulator

III.4.2.2 Besoin d'une nouvelle facette pour une simulation autonome ou une co-simulation

Pour que la simulation soit autonome sans avoir recours à un solveur extérieur, le composant RelucTool doit contenir un solveur temporel. Nous avons ainsi créé la facette *StateSystemSimulator* pour définir les propriétés que doit implémenter un tel solveur. Cette facette contient les méthodes permettant de manipuler les données d'entrée et de sortie de la simulation et de résoudre le système d'état du modèle dynamique (cf. Figure 3. 23). Nous pouvons citer quelques exemples de fonctions :

- *setStateSystem(component, stateSystemFacet)* : pour associer le solveur au composant ICAr *component* et à sa facette *StateSystem*
- *setMethod(method)* : pour définir le choix de méthode de résolution ODE
- *setStepmin(stepmin)* : pour définir le pas de temps minimal de simulation
- *setStepmax(stepmax)* : pour définir le pas de temps maximal de simulation.
- *setTMax(tmax)* : pour définir le temps maximal de simulation
- *run()* : pour activer la simulation

En réalité, l'outil ComponentSimulator et les composants dynamiques de RelucTool contiennent le même solveur.

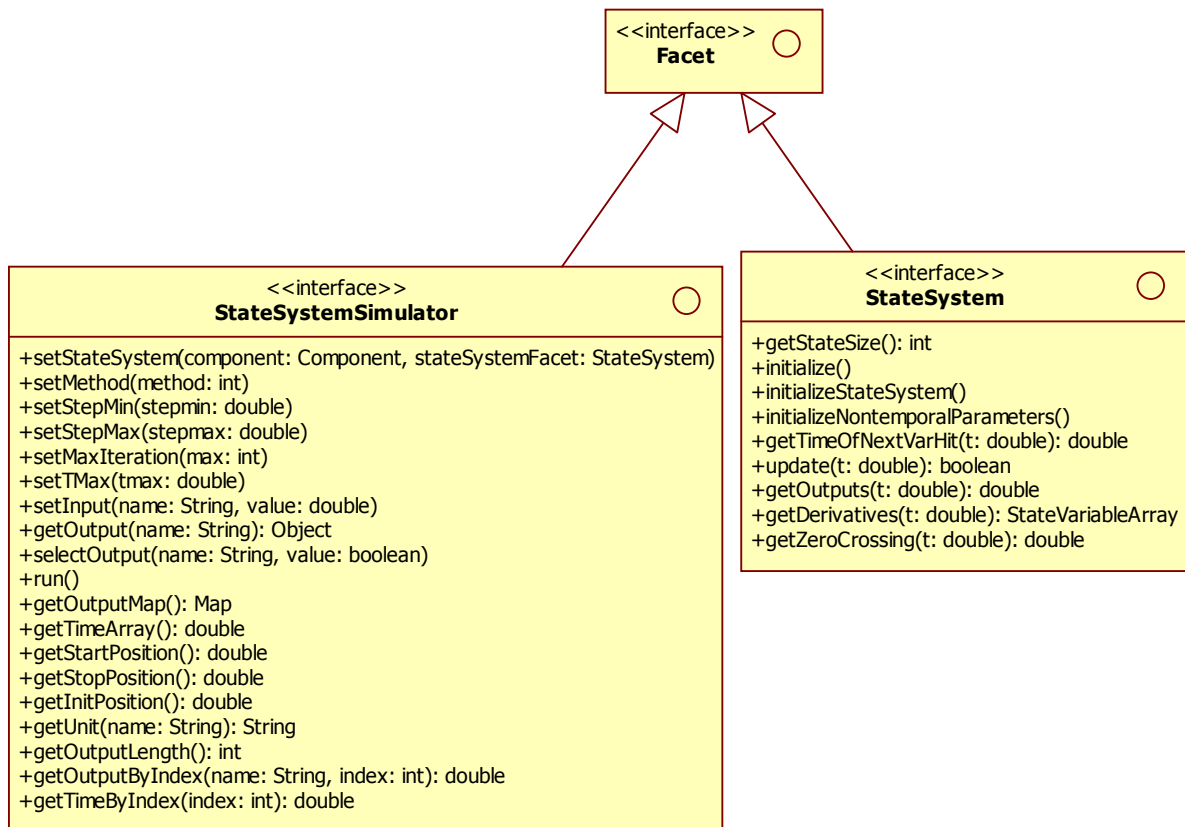


Figure 3. 23 Deux facettes d'un modèle indépendant pour une co-simulation

Ainsi, pour répondre aux deux problèmes de simulation et de co-simulation, le composant dynamique implémentera les deux facettes *StateSystem* et *StateSystemSimulator*. La première est appelée dans tous les cas de figures alors que la deuxième facette sera utilisée uniquement en cas de besoin.

Le composant implémente ainsi des facettes qui lui permettent d'être exploitable pour une simulation avec ou sans un solveur dynamique. Cependant, pour que son exploitation dans d'autres logiciels que ComponentSimulator soit possible, il faut encore créer les fonctions dites « interfaces » entre les langages de ces logiciels et le langage Java utilisé par le composant à simuler.

III.4.2.3 Interfaçage entre RelucTool et d'autres outils de calcul pour la simulation intégrée et la co-simulation dynamique

Au cours de ses travaux au sein de l'équipe, Sylvain Gamiche [GALMICHE] a mis en œuvre de différents « plug-in » pour établir une connexion entre un composant ICAr généré par RelucTool et les logiciels de calcul: Excel, Matlab, AMESim, iSHIGHT –FD [iSiGHT].

Comme nous l'avons dit, pour que ces logiciels puissent « appeler » un composant généré par RelucTool, il faut qu'ils arrivent à interpréter le composant via ses différentes facettes. Pour Matlab/Simulink et iSIGHT-FD qui possèdent une machine virtuelle Java, l'appel des fonctions dans le composant est direct à condition que la norme soit implémentée dans ces

logiciels. Pour les logiciels qui ne possèdent pas de machine virtuelle Java comme Excel et AMESim, un passage intermédiaire est nécessaire.

Ce passage peut se réaliser par biais d'une implémentation du JNI (Java Native Interface) [JNI] permettant d'appeler les fonctions en Java dans un programme écrit en un autre langage (par exemple C). Ce programme est ensuite compilé dans une dll (Dynamic Link Library) qui est une bibliothèque de fonctions utilitaires, spécifique aux applications Windows, et dont les fonctions peuvent être appelées facilement depuis un autre logiciel.

Enfin, il faut appeler ce dll dans le logiciel destinataire. Cet appel se fait selon le langage de programmation du logiciel, par exemple, via des commandes en Visual Basic (VBA) dans Excel et en C dans AMESim (cf. figure 3.24).

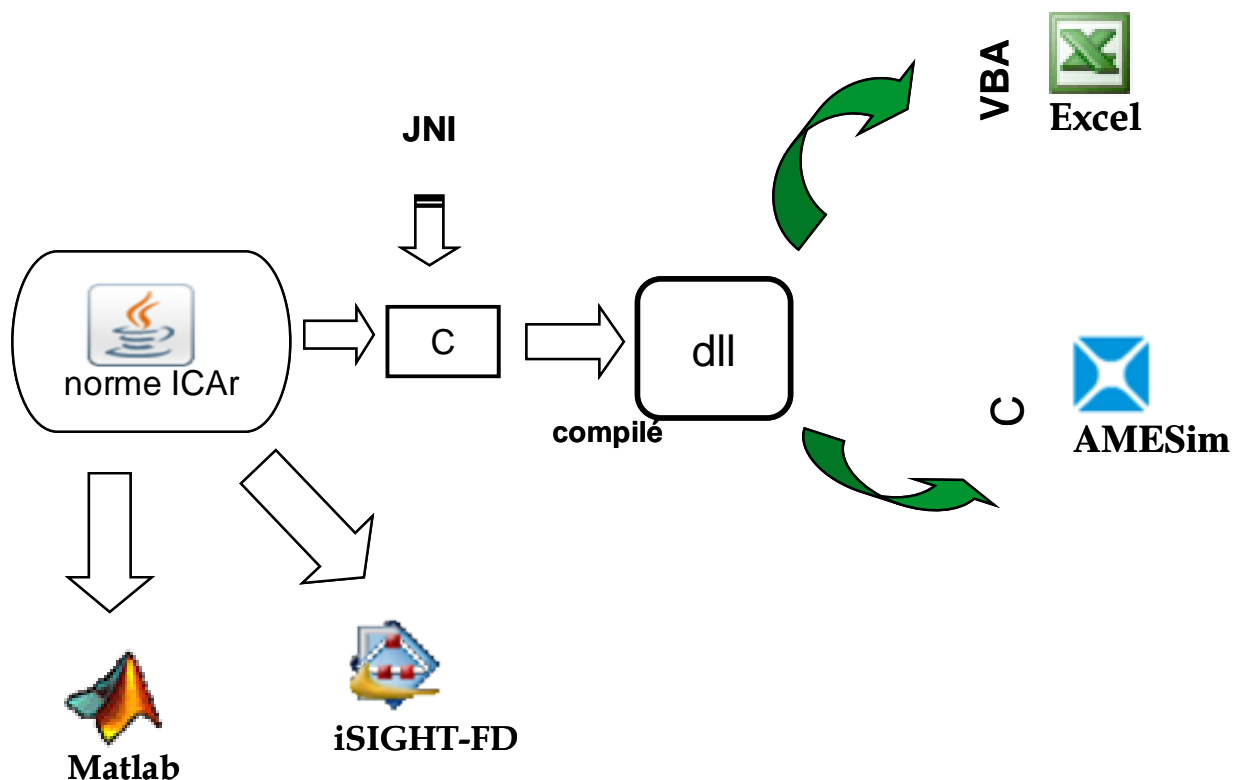


Figure 3. 24 « Plug-in » de composant ICAr dans des logiciels système

Ainsi, par rapport aux besoins de simulation dynamique exposés précédemment, les « plug-in » suivants ont été essayés :

- Un plug-in de composant RelucTool dans l'outil Excel a été réalisé permet de lancer une simulation autonome du composant dynamique.
- Un plug-in de composant RelucTool en tant qu'un bloc S-function dans Matlab/Simulink. Il est ainsi ensuite possible d'utiliser ce bloc dans une simulation de système avec ce logiciel
- La faisabilité d'un plug-in de composant RelucTool dans AMESim et dans iSIGHT- FD a été également prouvée. Cela offre une ouverture vers une co-simulation d'un système dans lequel le modèle RelucTool est un modèle élémentaire. Cependant, cette étude a besoin d'être

menée plus loin pour résoudre des problèmes apparaissant lors d'une co-simulation, par exemple la synchronisation entre les solveurs.

III.5 Optimisation sur modèles dynamiques : résultats préliminaires d'un travail exploratoire

Ici, nous explorons les démarches permettant de réaliser une optimisation sur des composants dynamiques. Le processus d'optimisation utilisé est décrit par le schéma de la Figure 3. 25 dans lequel le modèle se trouve au cœur et interagit avec un algorithme d'optimisation via le contrôle de l'ensemble des entrées du modèle. Ceci fonctionne parfaitement pour des composants statiques. Notre objectif est de réaliser la même chose lorsque le composant est dynamique.

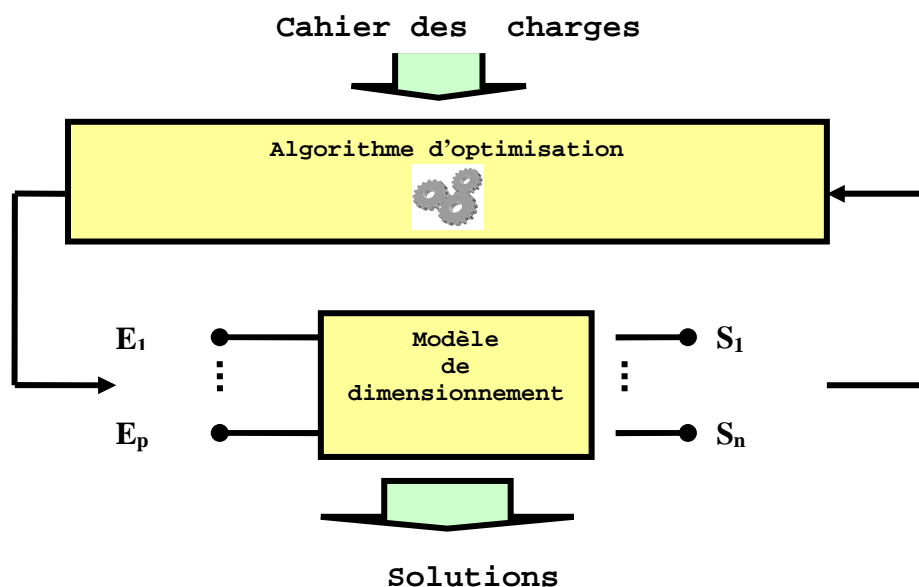


Figure 3. 25: Un processus d'optimisation

Dans la suite, nous commençons par décrire l'approche d'optimisation utilisée. Nous spécifierons les modifications à apporter aux composants logiciels de RelucTool pour atteindre ce but. Des moyens techniques seront exposés, parmi lesquels nous ferons notre choix de méthode à utiliser. Finalement, les modifications appliquées sur ces composants seront présentées. Faute de temps, cette démarche n'a pas été menée jusqu'au bout. Nous ferons un bilan sur le travail restant à faire et donc les perspectives qui en découlent.

III.5.1 Le choix de méthodes d'optimisation déterministes SQP

Parmi de nombreux algorithmes d'optimisation existant [NEO_1], les algorithmes déterministes ont pour avantage d'être capables de donner une solution pour un problème ayant de nombreuses contraintes. Dans cet ensemble de méthodes, celles de type gradient permettent de donner une convergence rapide et précise pour un problème analytique [WURTZ_1], à condition que la précision du calcul du gradient des sorties du modèle par rapport à ses entrées soit maîtrisée. En fait, ces méthodes utilisent le gradient des fonctions

objectifs et des contraintes pour rechercher une direction dans l'espace de recherche. Dans le cas d'un modèle statique existant dans RelucTool v1, le calcul du gradient est disponible pour l'optimisation : le modèle contient les calculs des dérivées partielles exactes (formulation formelle exacte).

La méthode SQP (Sequentiel Quadratic Programming) [POW_1] est une des méthodes déterministes par gradients la plus performante pour la programmation non-linéaire. Malgré ses limites sur le risque d'obtenir des optima locaux, nous la choisissons en raison de sa rapidité et de son contrôle très efficace des contraintes de dimensionnement dont le nombre peut être de plusieurs dizaines à plusieurs centaines.

A partir de ce choix, nous devons calculer toutes les dérivées partielles du modèle dynamique, de la manière la plus précise possible, pour pouvoir réaliser une optimisation.

III.5.2 Besoin de dérivées des composants contenant des algorithmes complexes

Pour l'application évoquée ci-dessus, et l'optimisation du temps de réponse t_f d'un actionneur, nous avons besoin de calculer les dérivées partielles $\frac{\partial t_f}{\partial E_j}$, $j = 1..m$, où E_j un paramètre

d'entrée du modèle. Sachant que t_f est une sortie de la simulation dynamique, sa valeur dépend de la résolution du système d'état par l'algorithme implémenté dans le solveur. En considérant la structure informatique du modèle dynamique de l'actionneur, il apparaît de manière évidente, que la « fonction » calculant t_f ne contient pas uniquement des formules analytiques mais aussi des algorithmes. En d'autres termes, le programme du modèle contient certainement des boucles de condition « if...else » pour tenir compte des discontinuités dans son système d'état ou des tests pour le calcul du pas de temps dans le solveur. Le problème de calcul des dérivées $\frac{\partial t_f}{\partial E_j}$, $j = 1..m$ se transforme en la recherche de méthodes de calcul des dérivées des algorithmes informatiques.

III.5.3 La dérivation automatique de codes par ADOL_C

Il découle de ce qui vient d'être développé précédemment, qu'un dérivateur ne permettant de dériver que des modèles analytiques, comme celui utilisé pour le modèle statique ne sera pas suffisant. Nous nous orientons vers deux approches pouvant être valables pour nos modèles non analytiques : la dérivation par *différences finies* et la dérivation par la technique de *dérivation automatique de programmes*.

La première méthode, applicable pour tous les systèmes, quelle que soit leur forme, se base sur l'*approximation* de la dérivée par la formule :

$$\frac{\partial t_f}{\partial P_i} = \frac{t_f(E_j + \Delta E_j) - t_f(E_j)}{\Delta E_j} \quad j = 1..m$$

Notons ici que cette approximation est d'autant plus exacte si ΔE_j tend vers 0.

Dans notre cas, cela consiste à réaliser n fois la simulation numérique pour n évaluations de dérivées correspondant à n pas de variation de la variable E_j . Cette méthode dont la précision fortement sensible par rapport au pas de calcul, exige un coût de temps de calcul élevé. De plus, un pas trop petit peut engendrer des instabilités numériques. Tous ces inconvénients limitent ainsi l'usage de cette méthode.

La technique de dérivation de code, encore appelée « différentiation automatique de programmes », a beaucoup gagné en maturité ces dernières années [ENCIU]. Il s'agit d'une technique *numérique précise* permettant de calculer les valeurs des dérivées partielles de façon très précise d'une fonction en un point spécifié par l'utilisateur. Parmi les différentes approches existantes, nous avons choisi l'approche par graphe de Kantorovitch [GILBERT], couramment utilisée en raison de sa simplicité. Son principe s'appuie sur la représentation de la fonction à dériver sous forme d'un graphe, dont chaque nœud représente une variable d'entrée ou intermédiaire. Un arc reliant deux nœuds v_i et v_j représente la relation mathématique entre les deux variables en question. Pour faciliter la compréhension de cette technique de dérivation de codes, nous allons utiliser l'exemple décrit sur la figure suivante:

```
x = {x1, x2}  
if (x1 > 2)  
    a = x1 + x2  
else  
    a = x1 * x2  
  
y1 = a/x2  
y2 = sin(a)  
f = {y1, y2}
```

Figure 3. 26: Exemple de fonction $f(x)$ à dériver

Au point $x = \{x_1 = 3.0; x_2 = 1.5\}$, nous avons $x_1 = 3.0 > 2.0$. Le graphe de calcul correspondant avec la fonction $f(x)$ peut être décrit par la figure 3.27:

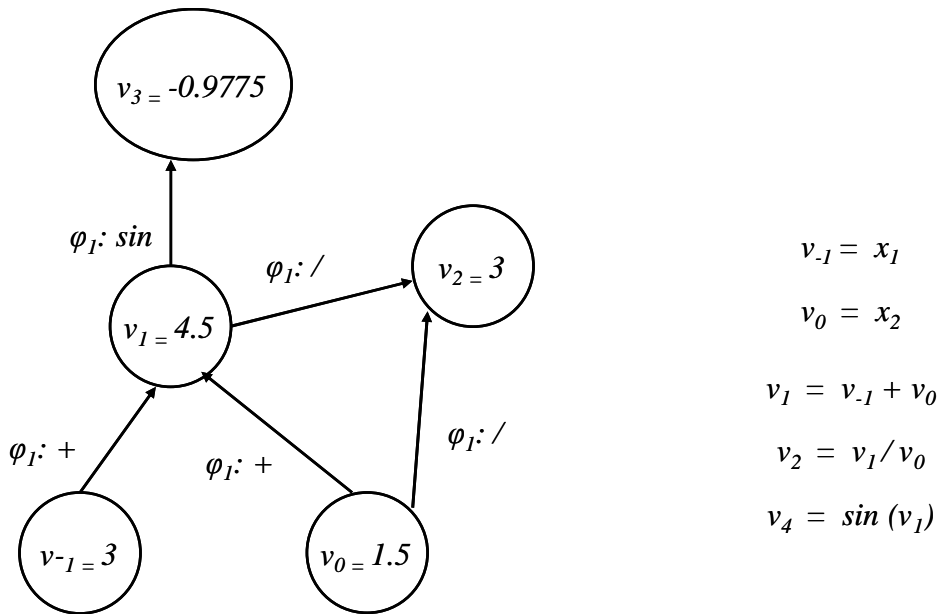


Figure 3. 27: La représentation par graphe de calcul de la fonction $f(x)$

Ainsi, tous les nœuds du graphe sont exprimés par cette relation :

$$v_i = \varphi_i(v_j)_{j < i} \quad i > 0 \quad (3. 1)$$

Ensuite, le calcul des dérivées partielles de la fonction $f(x) = \{y_1, y_2\}$ par rapport aux paramètres d'entrée $\{x_1, x_2\}$ peut s'effectuer selon deux modes :

○ le mode direct : les calculs des dérivées partielles sont propagés (calculs récurrents) dans la même direction que les calculs de la fonction, c'est-à-dire à partir du bas du graphe de calcul vers le haut; ainsi, les valeurs de la fonction et de ses dérivées sont calculées en parallèle :

$$\begin{cases} v_i = \varphi_i(v_j)_{j < i} & i > 0 \\ \frac{\partial v_i}{\partial x_k} = \sum_{j < i} \frac{\partial}{\partial v_j} \varphi_i(v_j) \cdot \frac{\partial v_j}{\partial x_k} & k = 1, 2 \end{cases} \quad (3. 2)$$

○ le mode inverse : les dérivées sont propagées dans le sens inverse de celui des calculs de la fonction, c'est-à-dire à partir du haut du graphe de calcul vers le bas; dans ce cas, le calcul des dérivées exige, au préalable, celui de toutes les variables intermédiaires $v_i, i > 0$.

$$\frac{\partial y_l}{\partial v_j} = \sum_{i > j} \frac{\partial y_l}{\partial v_i} \cdot \frac{\partial}{\partial v_j} \varphi_i(v_j) \quad l = 1, 2 \quad (3. 3)$$

Il a été démontré que le mode direct est plus intéressant pour le calcul des dérivées partielles d'un problème dont le nombre de sorties est supérieur à celui des entrées [ENCIU]. Dans le cas contraire, où le nombre d'entrées est plus important, il est préférable d'employer le mode inverse.

Cette technique a été implémentée dans plusieurs outils pour dériver différents langages de programmation. Dans les travaux de P. Enciu, l'outil ADOL_C [ADOL_C] utilisant les

langages C/C++ s'avère adapté avec notre problème de modélisation en génie électrique. P. Enciu a notamment implémenté cette technique dans l'outil générateur ComponentGenerator de CADES. Cela a permis de générer un composant logiciel calculant les dérivées des sorties d'un modèle contenant non seulement les équations analytiques mais aussi des algorithmes. Pendant son stage au sein de l'équipe MAGE, Thang Dang Quoc [DANG] a défriché la voie de dérivation d'un modèle dynamique en s'appuyant sur l'analyse du calcul d'un circuit électronique comportant les éléments non-linéaires (cf. Figure 3. 28). Son modèle dynamique contient ainsi non seulement des expressions analytiques mais aussi une part algorithmique (des tests de l'état de l'interrupteur). La dérivation d'algorithme par ADOL_C s'avère très efficace dans ce cas en comparaison avec les calculs exacts. Plus de résultats sur cette étude sont donnés dans l'annexe 4.

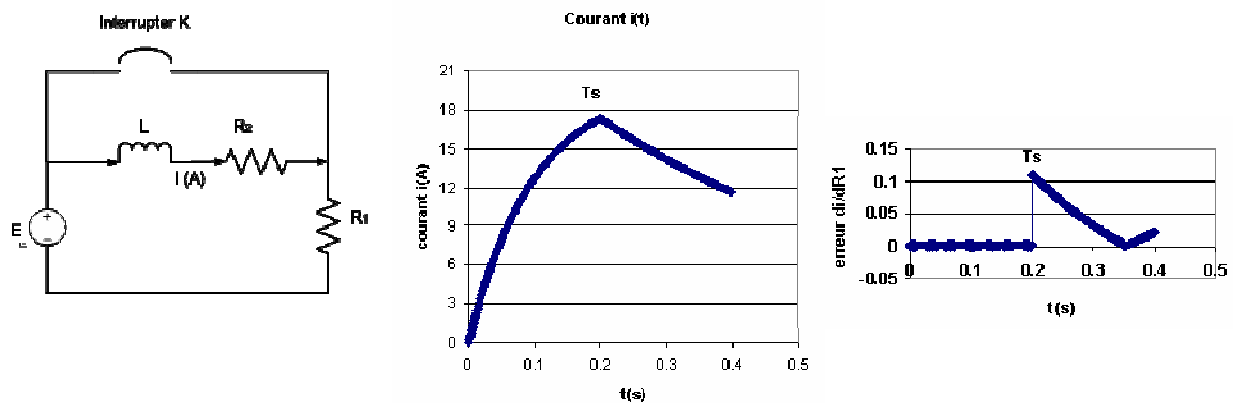


Figure 3. 28 Exemple de calcul de dérivée du modèle discontinue d'un circuit électrique:

(a) Circuit testé ; (b) Courant passant par inductance $i(t)$; (c) Erreur de calcul la dérivée $\frac{\partial i}{\partial R_1}(t)$ calculée par ADOL_C

III.5.4 Spécifications de procédure afin d'implémenter la dérivation de code dans les composants de l'outil RelucTool v2

Revenons au cas du modèle dynamique d'un actionneur dans RelucTool, x étant une variable d'état et t_f le temps de réponse. Nous pouvons écrire :

$$x(t_f, E_j) - x_f = 0 \quad j = 1..m \quad (3.4)$$

où x_f est la position d'arrêt de la partie mobile de l'actionneur.

En appliquant le théorème des fonctions implicites [CIARLET], nous obtenons:

$$\frac{\partial t_f}{\partial E_j} = - \frac{\frac{\partial x}{\partial E_j} \Big|_{t_f}}{\frac{\partial x}{\partial t} \Big|_{t_f}} = - \frac{1}{v(t_f)} \frac{\partial x}{\partial E_j} \Big|_{t_f} \quad j = 1..m \quad (3.5)$$

avec $v(t_f)$ la vitesse du déplacement à t_f

Nous devons ainsi calculer les dérivées $\frac{\partial x}{\partial E_j} \Big|_{t_f} \quad j = 1..m$

Or, avec une simulation à pas fixe pour simplifier le problème, la décomposition du modèle montre, pour l'exemple d'une simulation avec la méthode de Runge-Kutta, qu'à chaque itération i , nous faisons le calcul suivant:

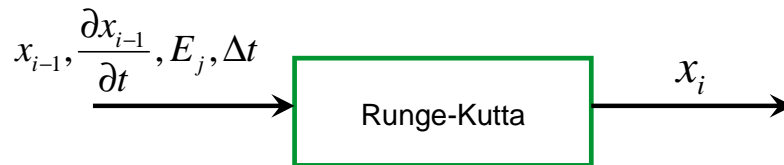


Figure 3. 29: Calcul pas à pas

On peut alors écrire :

$$x_i = RK(x_{i-1}, \frac{\partial x_{i-1}}{\partial t}, E_j, \Delta t) \quad i = 1..n, j = 0..m \quad (3. 6)$$

où $RK()$ symbolise la fonction représentée par l'algorithme.

Nous avons ainsi :

$$\frac{\partial x_i}{\partial E_j} = \frac{\partial RK}{\partial x_i} \frac{\partial x_i}{\partial E_j} + \frac{\partial RK}{\partial \dot{x}_i} \frac{\partial \dot{x}_i}{\partial E_j} + \frac{\partial RK}{\partial E_j} \quad i = 1..n, j = 0..m \quad (3. 7)$$

Nous en déduisons qu'il faut calculer les dérivées de l'algorithme de résolution (Runge Kutta

ici) et les termes $\frac{\partial x_i}{\partial E_j}$, $\frac{\partial \dot{x}_i}{\partial E_j}$.

$\frac{\partial x_i}{\partial E_j}$ étant connu par récurrence, $\frac{\partial \dot{x}_i}{\partial E_j}$ peut être calculé en dérivant le système d'état du modèle.

Par manque de temps, l'implémentation de la dérivée de code sur les composants de RelucTool v2 n'a pas été menée jusqu'au bout. En effet, pour réaliser cette tâche, des développements importants sont nécessaires :

- lors de la génération du modèle dynamique, il faut générer les algorithmes à dériver en C/C++, le langage de ADOL_C. Dans RelucTool, ils sont actuellement en Java.
- il faut créer les fonctions interfaces (dll par exemple) pour réutiliser les dérivées calculées (en C/C++) dans l'outil d'optimisation.
- il faut reconstruire le composant dynamique au niveau de l'implémentation des facettes de dimensionnement ModelSolver et JacobianSolver pour que le composant ICAr soit exploitable dans l'outil d'optimisation.

Néanmoins, la faisabilité a été démontrée. Le travail restant peut faire l'objet de perspectives à moyen terme.

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé les moyens informatiques mis en place pour la création des modèles dynamiques dans RelucTool v2. Nous avons vu que, l'application de

bonnes méthodologies en génie logiciel est primordiale pour la capitalisation des modèles. La richesse et la force du travail se trouve vraiment au niveau de la plateforme logicielle CADES et de la norme de composant logiciel ICAR, résultant du travail collaboratif depuis plusieurs années au sein du laboratoire G2ELAB. Cela a fourni de très bonnes bases, nous permettant de poursuivre et développer les nouvelles fonctionnalités dans RelucTool v2 : la simulation dynamique et le couplage en vue d'une co-simulation.

Nous allons voir maintenant, dans le chapitre qui suit, comment tout cela se concrétise au travers de plusieurs applications.

Chapitre IV

Chapitre. IV

Applications : Simulation temporelle électromagnétique avec RelucTool v2

IV.1 Introduction de l'outil RelucTool v2

Les aspects théoriques introduits dans les trois premiers chapitres ont été implémentés dans la nouvelle version de RelucTool que nous allons présenter dans ce chapitre.

Nous commençons par une « visite guidée » de l'outil pour comprendre son architecture modulaire avec la fonction de chacun des modules. Ensuite nous faisons une description rapide de l'interface graphique qui est dédiée à la modélisation des actionneurs et des capteurs électromagnétiques avec les onglets spécifiques des différents domaines physiques (magnétique, électrique, mécanique).

Pour illustrer l'aspect des modèles d'hystérésis des matériaux exposé dans le chapitre I, nous proposerons de réaliser une simulation dynamique d'un capteur de courant. Une comparaison des résultats de simulation obtenus avec les résultats expérimentaux permettra de valider le modèle.

Dans le cas de la modélisation des actionneurs, dû à leurs caractères mécaniques, les évènements discrets apparaissent au cours de leurs mouvements. Ces évènements introduisent des discontinuités dans la simulation dynamique qu'il faut prendre en compte. Un exemple d'actionneur est modélisé et simulé dans RelucTool, en montrant les deux alternatives de gestion du pas de temps : une à pas fixe et l'autre à pas adaptatif. Le résultat illustrera que les discontinuités sont bien prises en compte et permettra d'affirmer que les algorithmes de gestion du pas de temps (cf. paragraphe II.4) sont efficaces pour notre problème.

La suite du chapitre fournira des exemples de simulation d'un modèle de RelucTool v2 dans un autre logiciel de simulation. Cela mettra en évidence la possibilité d'une « connexion » avec d'autres outils, soit par une simulation intégrée, soit par une co-simulation (cf. paragraphe III.4.2). Ces exemples permettent de situer l'outil RelucTool au sein de l'ensemble des logiciels de simulation.

Par ces différentes fonctionnalités, l'outil doit permettre de faciliter la montée en compétence du concepteur.

IV.1.1 Architecture modulaire

Du point de vue fonctionnel, RelucTool est structuré en plusieurs modules, ayant chacun une fonction précise. La version RelucTool v1 se compose :

- d'une interface graphique : l'utilisateur rentre ici la configuration graphique (schémas équivalents, paramétrage) du système à modéliser

- d'un modeleur de circuit réloquent: ce module se charge de la transformation des données graphiques en équations analytiques et des traitements de ces équations pour la génération d'un programme informatique.
 - de deux modules d'exploitation des modèles venant de CADES :
 - la calculette (ComponentCalculator) pour effectuer des calculs
 - l'optimiseur (ComponentOptimizer) pour faire de l'optimisation.
- La version dynamique RelucTool v2 contient un module supplémentaire : le simulateur dynamique. Ce module permet d'exploiter le modèle dynamique compilé, pour simuler le comportement temporel d'un dispositif.

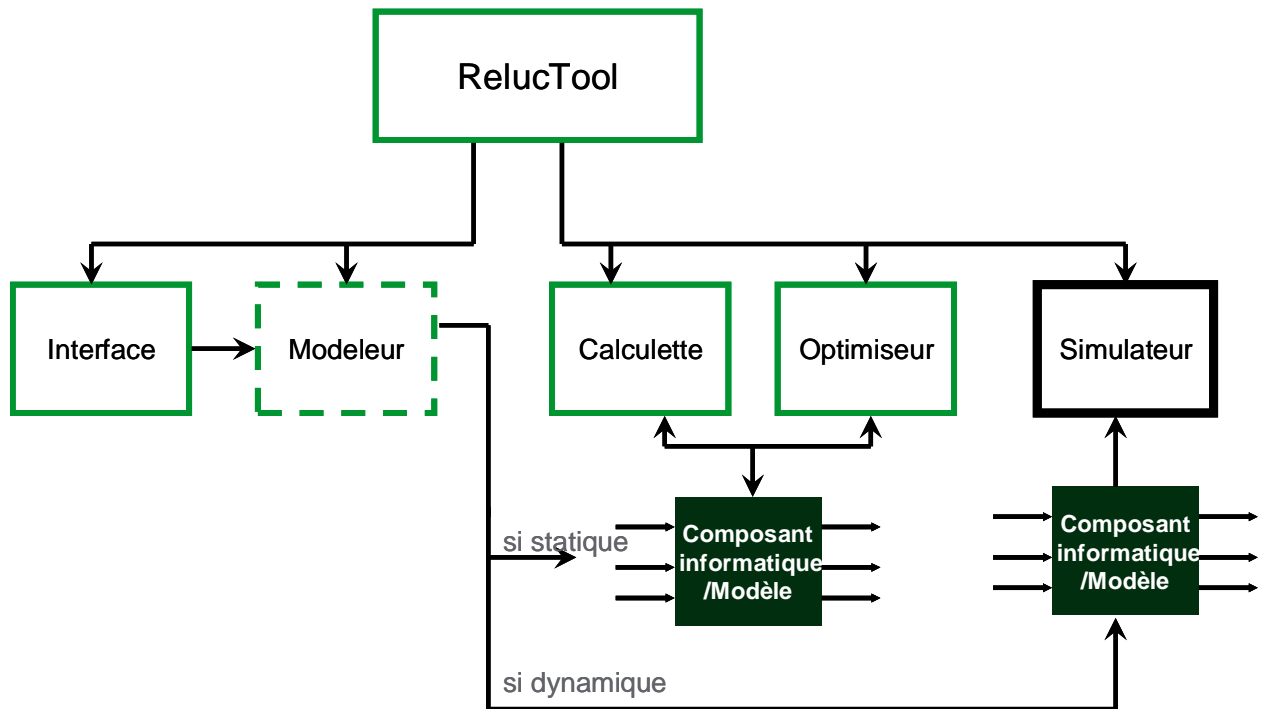


Figure 4. 1: Architecture de RelucTool v2 statique/dynamique

IV.1.2 Interface graphique métier

Nous avons essayé de rendre l'interface graphique la plus simple et intuitive possible pour le concepteur. Elle se compose d'onglets spécifiques pour chaque domaine physique : magnétique, électrique et mécanique. Des onglets différents apparaissent en fonction du choix de modèle (statique ou dynamique), donné par l'utilisateur. Ainsi, l'utilisateur commence par sélectionner un des deux cas de figure suivant: modélisation statique ou modélisation dynamique (cf.

Figure 4. 2).

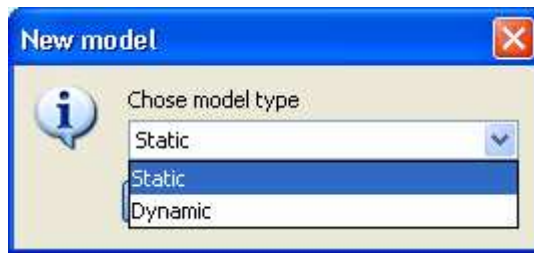


Figure 4. 2 : Choix de type de modèle

Dans le cas « statique », seul l’onglet magnétique sera activé. Dans le cas « dynamique », l’utilisateur va spécifier son choix d’application entre un actionneur et un capteur, puis comment le circuit magnétique sera représenté (cf. Figure 4. 3).

L’outil offre deux possibilités pour modéliser la partie magnétique: soit par des réseaux de réluctances, soit par des tables (cf. chapitre III.4.2).

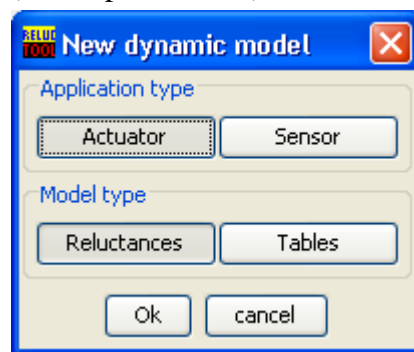


Figure 4. 3: Choix de type de modèle dynamique

Lorsqu’il y a une bobine dans la partie magnétique, un onglet électrique s’ouvrira pour modéliser le circuit électrique correspondant. Dans le cas d’un actionneur, un onglet mécanique destiné à la description du déplacement de la partie mobile va se rajouter.

L’ensemble de cette interface dédiée « métier » a été configurée pour rendre simple et rapide la modélisation graphique.

IV.1.2.1 Onglet magnétique pour la construction des schémas de réluctances

L’utilisateur peut aisément créer son réseau de réluctances par de simples gestes :

- glisser-déposer des éléments depuis la bibliothèque de composants (cf. Figure 4. 4). Comme nous l’avons expliqué dans le paragraphe III.2.1, cette bibliothèque est évolutive.
- connecter ces éléments ensemble en tirant les « fils »
- paramétrer chaque élément au travers d’une boîte de dialogue spécifique. Les paramètres analytiques peuvent être saisis par une valeur numérique ou par un nom de paramètre. Dans le deuxième cas, ce paramètre sera traité comme une variable du système d’équations du modèle.

En plus, d’autres équations formelles peuvent être ajoutées dans la zone « Equations ». Ces équations seront traitées au même titre que celles générées à partir du réseau de réluctances.

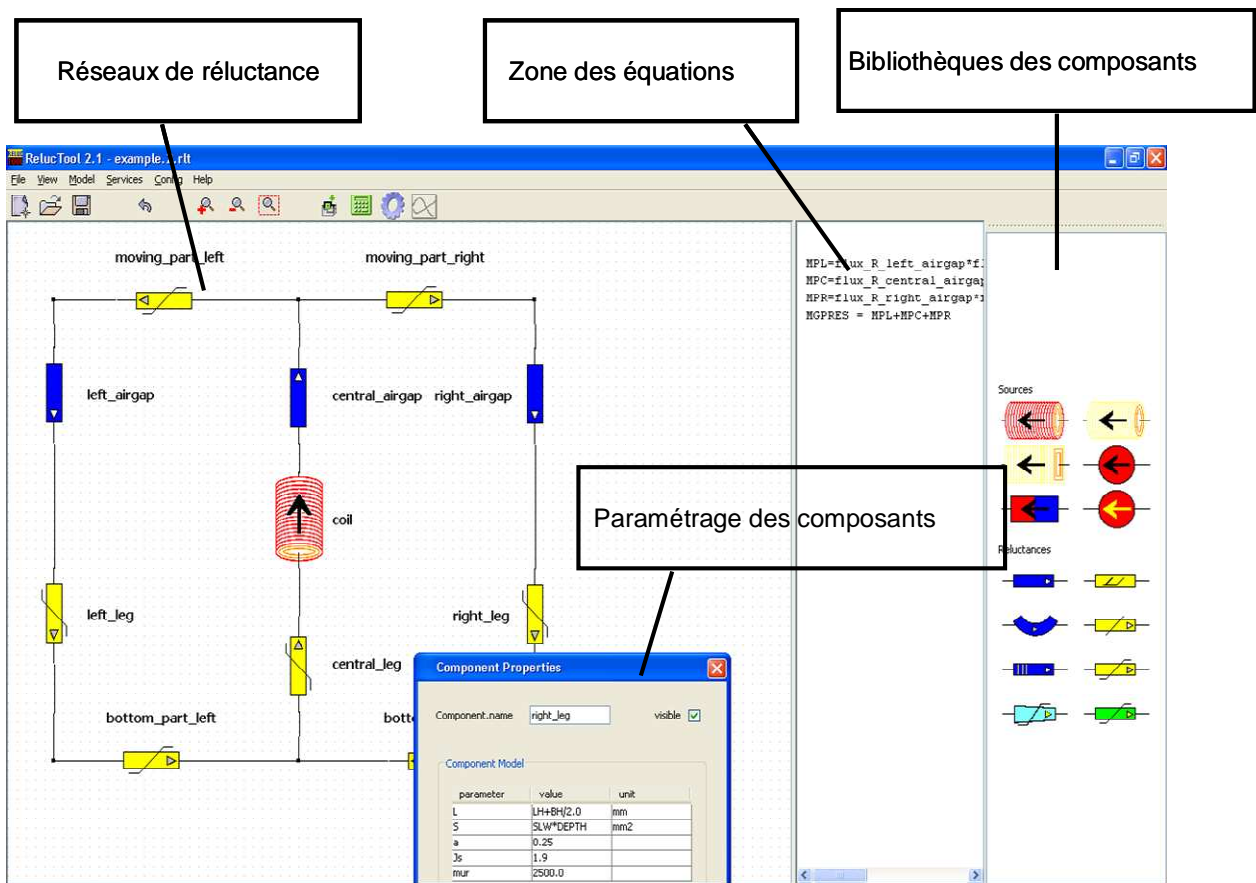


Figure 4. 4 : Onglet magnétique pour les schémas de réductances

IV.1.2.2 Onglet « Base de modèles de matériaux » et les réductances d’hystérésis

Les réductances de type hystérésis ont en paramètre, un des modèles de matériaux exposés dans le chapitre I, en complément des paramètres géométriques. Ce paramètre sera choisi parmi les modèles disponibles dans l’onglet spécifique « Material Data Base » (cf. Figure 4. 5). Cette « bibliothèque » de modèles de matériaux peut être enrichie par l’utilisateur.

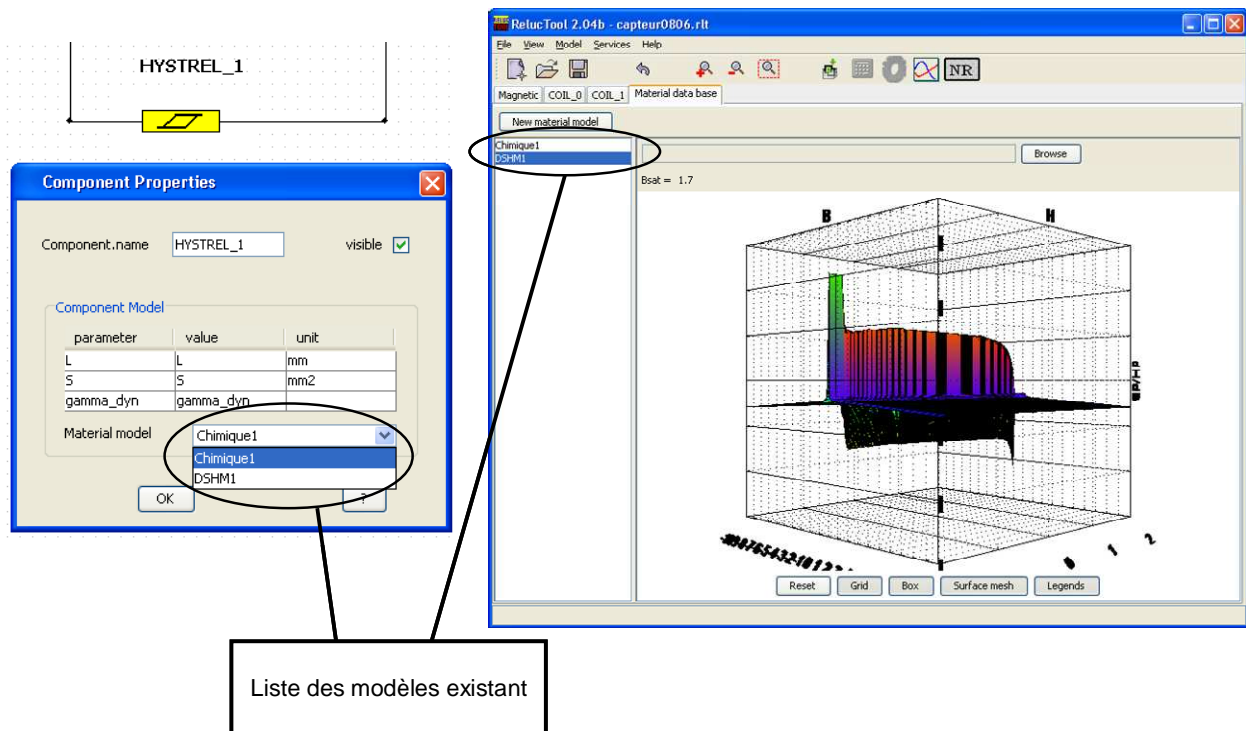


Figure 4. 5 : Paramétrage d'une réductance d'hystérésis avec un modèle de matériau depuis la bibliothèque des matériaux

IV.1.2.3 Modélisation magnétique par les tables

La possibilité de réaliser la modélisation de la partie magnétique par des tables de données offre une méthode complémentaire et alternative à la modélisation par des réseaux de réductances. En effet, cela permet d'utiliser des résultats numériques d'une modélisation avec un autre outil électromagnétique, par exemple le logiciel FLUX en remplaçant le réseau réductant par des données issues de simulations FLUX.

Grâce aux onglets spécifiques (voir cf. Figure 4. 6), les matrices fournissant les résultats de modélisation magnétique en statique peuvent être chargées sous forme d'un fichier texte (.txt) ou d'un tableau d'Excel (.xls). Ensuite, l'utilisateur sélectionne la méthode d'interpolation numérique. De plus, ces données sont fournies dans une zone précise où les axes (le courant et le déplacement) avec des valeurs positives et croissantes. Afin de permettre une exploitation complète des données, quelques options de traitement numériques sont également offertes, par exemple l'inversion de l'abscisse, l'inversion du signe des données.

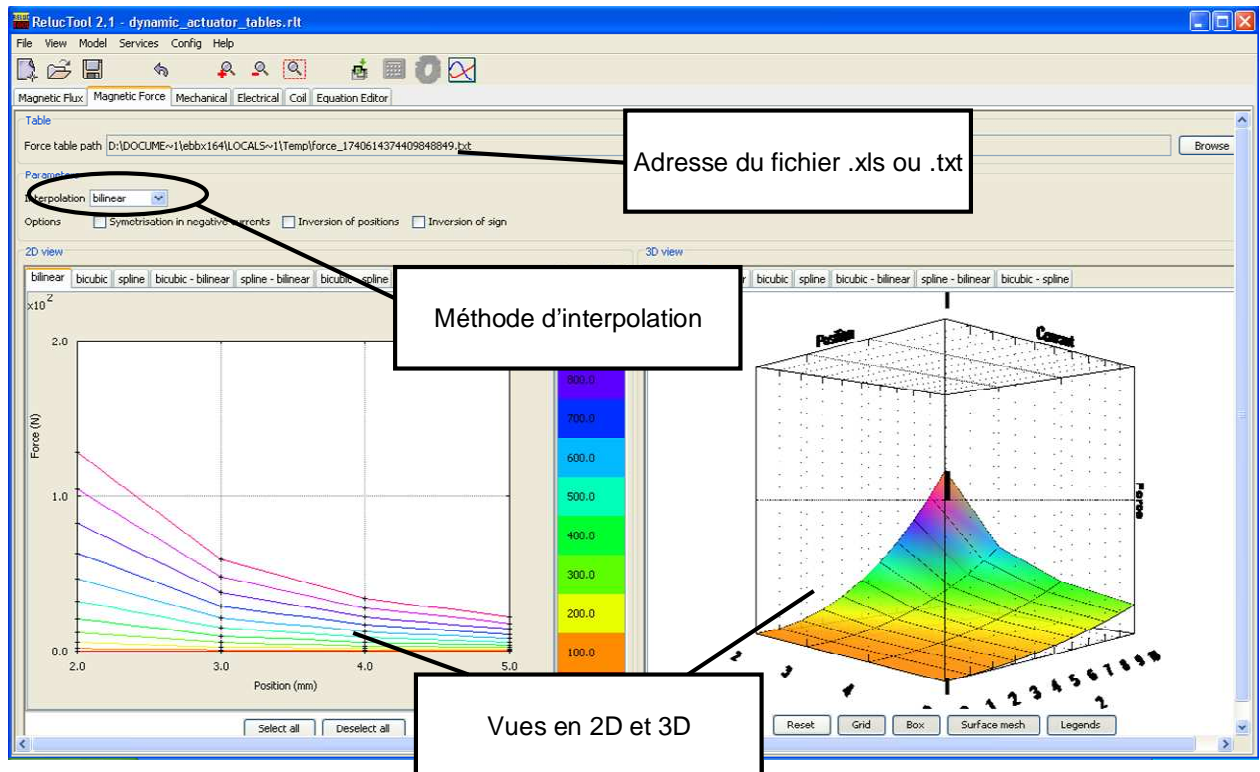


Figure 4. 6 : Modélisation magnétique par les tables

IV.1.2.4 Onglet électrique

La structure d'un onglet électrique est conçue de manière semblable à celle de l'onglet magnétique destiné à la construction des réseaux de réductances (cf. Figure 4. 7). Son usage est ainsi aussi aisé.

Une bibliothèque de composants est disponible, contenant des éléments standards comme des sources de courant et de tension (AC et DC), des résistances, des condensateurs, des inductances et des éléments non-linéaires : des diodes et des interrupteurs. L'utilisateur peut construire son circuit ou en sélectionner un dans la liste des circuits prédéfinis mise à sa disposition et dans laquelle il peut aussi sauvegarder de nouveaux circuits.

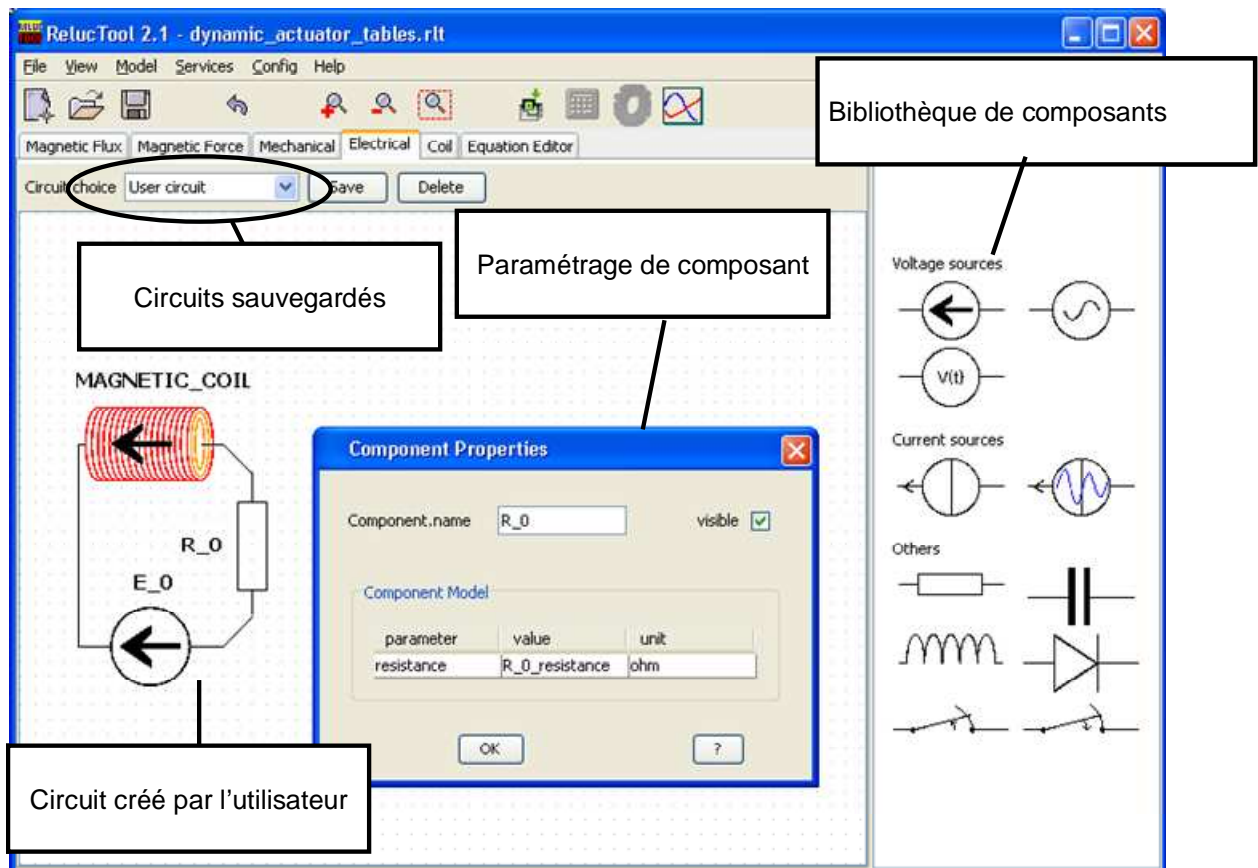


Figure 4. 7 : Onglet électrique

IV.1.2.5 Onglet mécanique

L'onglet mécanique permet d'agir sur les données intervenant dans l'équation mécanique de l'actionneur, par exemple la masse de la partie mobile, la configuration de la course et en particulier les forces extérieures. Ces dernières, comme nous l'avons expliqué dans le paragraphe II.2.2.2, sont prises en compte sous forme d'un tableau de valeurs. Ce tableau peut être soit saisi à la main, soit importé par un fichier texte (.txt) ou un fichier Excel (.xls).

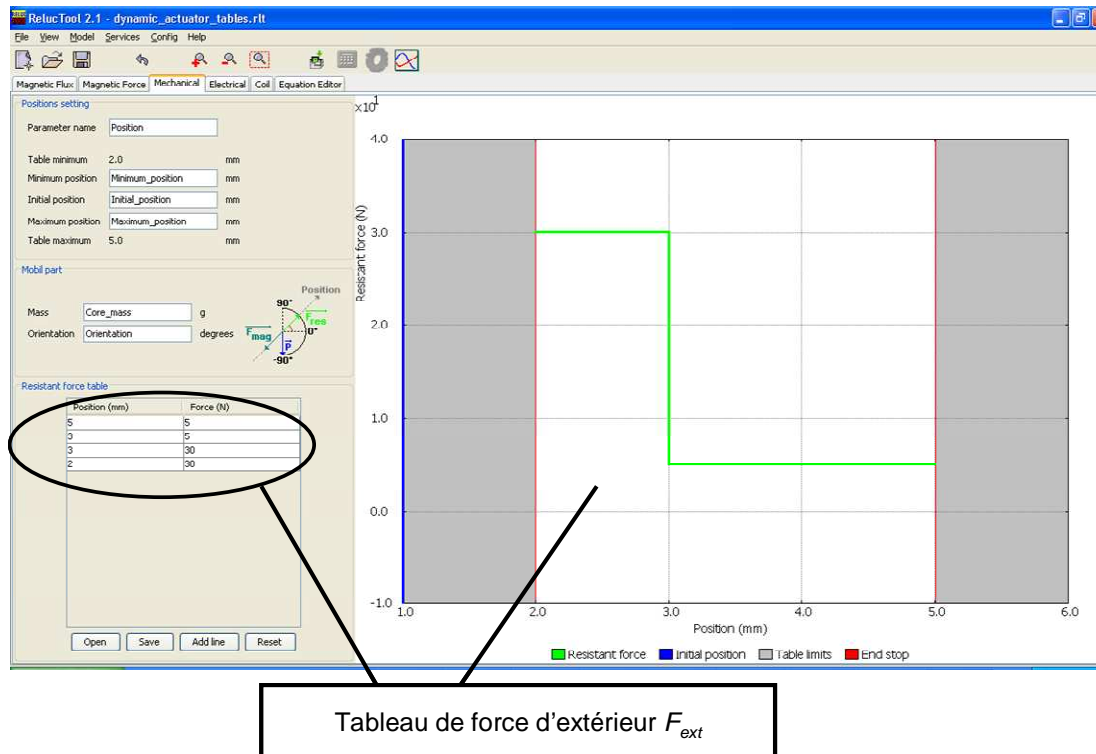


Figure 4. 8 : Onglet mécanique

IV.1.3 Modeleur : génération de modèles

Une fois que les informations concernant le modèle sont introduites via à l'interface de RelucTool, pour créer le composant logiciel, l'utilisateur doit faire une « compilation » de ce modèle graphique (par appui de bouton). Le module « modeleur », masqué auprès de l'utilisateur sera activé à cette étape. Son fonctionnement se divise en deux tâches :

- La mise en équations. Le système complet d'équations sera généré selon les spécifications présentées dans la partie II.1 et II.2.
- La génération du composant logiciel. A la sortie, nous obtenons un composant ICAr (fichier d'extension .rlt pour RelucTool)

IV.1.4 Calcuette (ComponentCalculator)

Comme nous l'avons vu dans III.2.2.2, la plateforme CADES propose une calculette [FISCHER] que nous avons récupérée pour exploiter les modèles statiques de RelucTool. Cela nous permet de faire des calculs à partir des modèles statiques générés. Lorsque les valeurs des paramètres d'entrée du modèle statique sont renseignées (cf. Figure 4. 9), les sorties peuvent être calculées. L'illustration de leurs évolutions en fonction d'une des entrées est également possible grâce à la partie graphique du module. Mise en avant comme un des grands avantages des outils de la plateforme CADES, la matrice jacobienne contenant toutes les dérivées partielles du modèle est calculée analytiquement. Cela nous permet aussi d'obtenir le calcul de la sensibilité des sorties du modèle par rapport aux entrées.

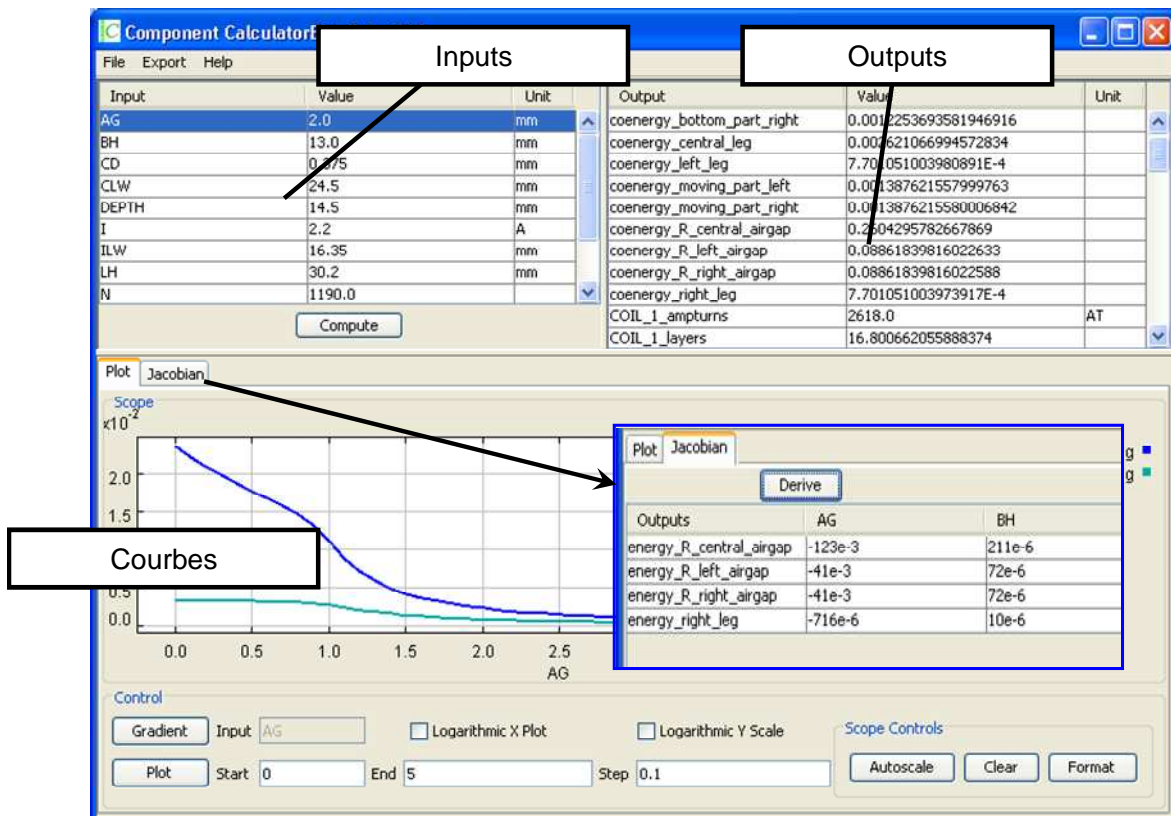


Figure 4. 9 : Interface de la calculette

Les résultats de calcul peuvent être exploités en dehors de l'outil, grâce aux exports de données (.txt ou .dat).

IV.1.5 Optimiseur (ComponentOptimizer)

Suite à III.5.1, nous rappelons que les modèles statiques générés par RelucTool contenant la matrice jacobienne comme sortie, sont aptes à être associés à l'algorithme d'optimisation SQP (cf. paragraphe III.5.1).

Selon le schéma de la Figure 3.17, l'outil d'optimisation ComponentOptimizer prend pour entrées d'optimisation :

- un composant statique à optimiser de RelucTool
- l'algorithme d'optimisation SQP
- les spécifications du cahier des charges.

Ces dernières comprennent les contraintes imposées sur les paramètres (d'entrée et de sortie) du modèle et la (ou les) fonction(s) objectif(s). L'interface de l'optimiseur (cf. Figure 4. 10) permet de saisir facilement ces informations.

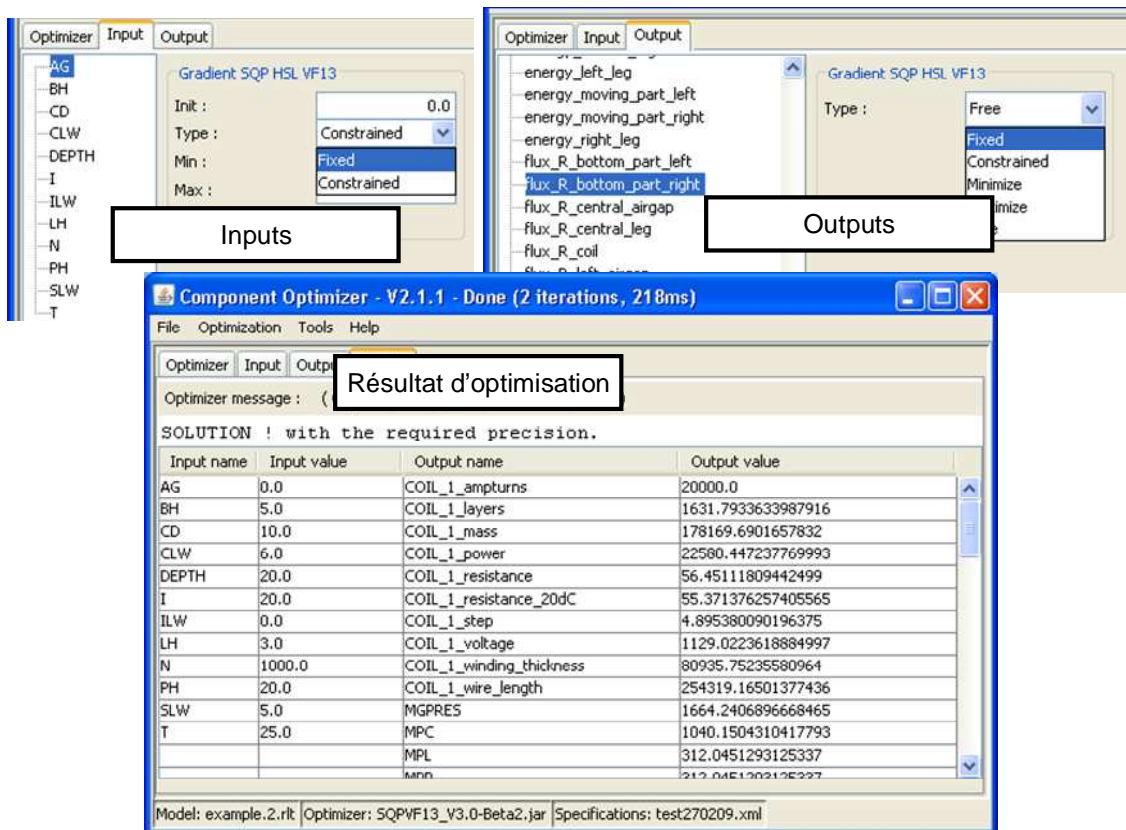


Figure 4. 10 : Interface de l'optimiseur CADES

Plus de détails sur les applications de l'optimiseur et de la calculatrice dans le pré-dimensionnement des dispositifs électromagnétiques sont disponibles dans le chapitre 5 de la thèse de B. du Peloux [DUPELOUX] portant sur les applications de RelucTool v1. Nous allons nous focaliser par la suite sur les applications dynamiques qui sont l'objectif des travaux de cette thèse.

IV.1.6 Simulateur

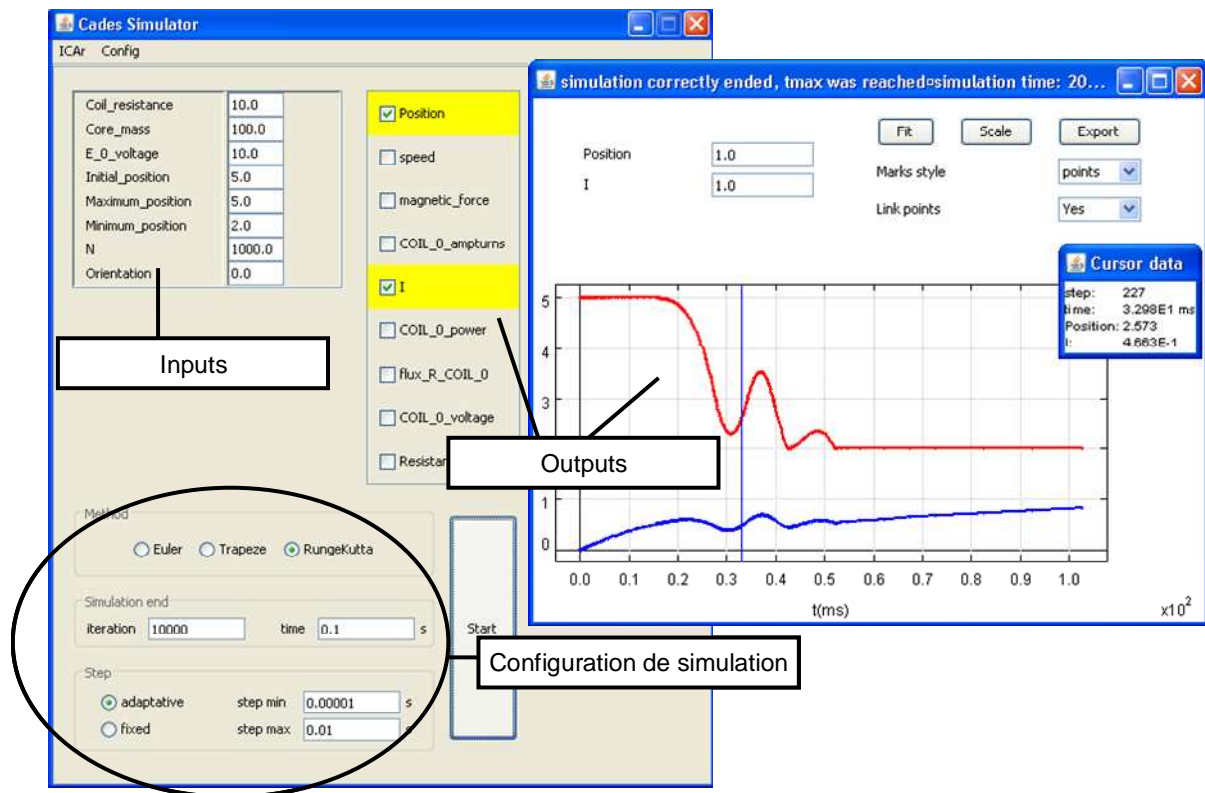


Figure 4. 11 : Interface du simulateur

L'interface du simulateur (cf. Figure 4. 11) permet de spécifier :

- Les valeurs des paramètres d'entrée
- La configuration de la simulation : le choix de méthode de résolution ODE (Euler, Trapèze ou Runge-Kutta), le pas de temps, les conditions limites de la simulation (le temps maximal ou le nombre maximal d'itérations). Il existe deux façons de gérer le pas de temps : fixe ou adaptatif. Dans un cas, l'utilisateur saisit la valeur du pas fixe, dans l'autre cas, il donnera deux valeurs extrêmes : le pas minimal et le pas maximal. Le pas de temps à chaque itération sera réglé automatiquement entre ces deux limites (cf. paragraphe II.4).

IV.2 Présentation des applications

Le groupe Schneider Electric est reconnu mondialement pour les produits utilisés dans la distribution électrique. Les systèmes de protection en font partie. Considérons une chaîne de protection décrite dans la Figure 4. 12. Cette chaîne se compose essentiellement des éléments tels que :

- des capteurs de courant. Ce sont en réalité des transformateurs de courant réalisant deux tâches : l'alimentation des parties électronique et la mesure des courants
- un actionneur pour la coupure
- des parties électroniques servant à la mise en forme des signaux pour les transformer en décision

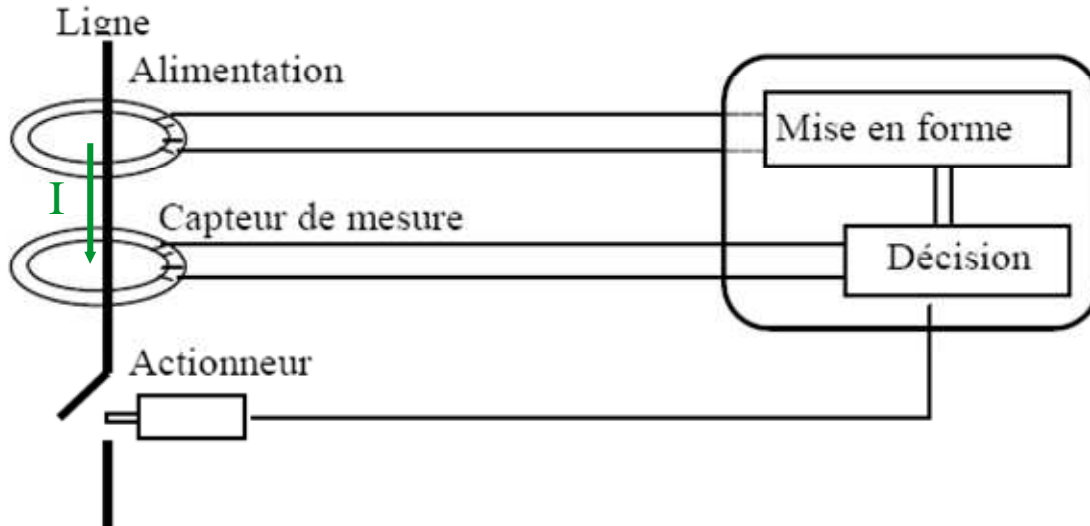


Figure 4. 12 : Exemple de chaîne de protection [SDOC]

Cette chaîne assure deux fonctions : la fonction Mesure et la fonction Protection, disponible selon la valeur du courant I . En-dessous du courant nominal I_n , la fonction mesure permet d'évaluer le courant. Au-dessus du courant nominal (c'est-à-dire en cas de défaut), la fonction protection prend le relais afin de mesurer le courant et d'ordonner sa coupure.

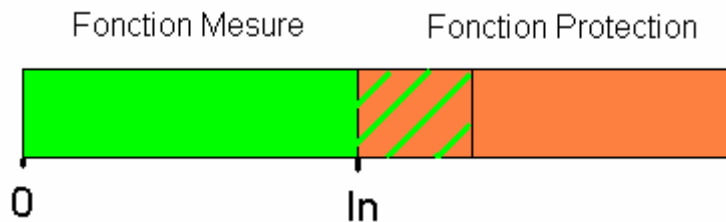


Figure 4. 13 : Principe de la chaîne de protection [SDOC]

Nous retrouvons ce principe de protection dans différents appareils de gestion électrique tels que les disjoncteurs ou les contrôleurs.

La modélisation de la chaîne complète nécessite l'utilisation d'un logiciel de type système, capable de décrire l'ensemble des éléments sur plusieurs aspects physiques : magnétique, électrique, mécanique, contrôle commande, etc. Ceci pose une problématique complexe qui porte sur deux niveaux :

- mettre en commun des connaissances spécifiques de chaque domaine qui sont fondamentalement différentes
- modéliser de manière précise ces éléments.

Il s'avère que ces deux niveaux ne sont pas toujours corrélés. En effet, vouloir prendre en compte avec une bonne précision l'intégralité des phénomènes entrainera des complexifications qui introduiront des erreurs dans la simulation du système global. De plus, cela augmentera le temps de simulation, ce qui n'est pas souhaitable. L'enjeu de la simulation système réside dans une recherche de compromis temps/précision de calcul. Ce dernier est

atteint avec un modèle global du système, regroupant les différents éléments le constituant et modélisés de manière simple mais non simpliste.

Les démarches qui ont été adoptées sont de commencer par la modélisation des éléments, puis de chercher à les associer dans une simulation intégrée ou une co-simulation.

Au sein de l'entreprise, la modélisation de chaque élément de cette chaîne a été longuement étudiée :

- les modèles purement magnétiques des capteurs sont étudiés sur le logiciel FLUX
- les modèles des capteurs associés à une partie électronique sont simulés grâce à Matlab/Simulink [VALETTE] [MICHAUD], Portunus ou même grâce aux couplages de logiciels Flux-Portunus [CARLUER]
- les modèles d'actionneurs sont étudiés grâce aux outils de calculs « classiques » comme Excel, Matlab, Mathcad [HALBY].

Des démarches pour réaliser une simulation « système » ont également été menées, avec la modélisation des éléments dans les outils multi-physiques possédant une « bibliothèque » ouverte. Nous citerons ici notamment l'expérience AMESim. Dans cette démarche, le concepteur construit les modèles de chaque élément manquant (langage Modelica ou C) et réalise les connexions entre les éléments.

Dans ce contexte, RelucTool est plus simple et plus pratique d'abord car il est dédié aux capteurs et actionneurs électromagnétiques. Sa structure et son interface permettent une modélisation facile et générique, contrairement à celles évoquées précédemment où les modèles sont construits au cas par cas. RelucTool permet également de tenir compte des paramètres importants du comportement de ces dispositifs grâce à sa capacité à modéliser le comportement hystérétique des matériaux magnétiques, ou de prendre en compte des événements discrets dans le mouvement mécanique. Nous avons choisi d'illustrer la simulation par RelucTool par deux exemples simples mais démonstratifs : un capteur de mesure et un actionneur à noyau plongeur.

Suite à la simulation de ces éléments, nous allons illustrer par la suite quelques exemples d'intégration de ces composants logiciels dans un autre outil de calcul afin de réaliser une simulation système.

IV.3 Prise en compte des pertes fer dans la simulation d'un capteur

IV.3.1 Introduction du capteur électromagnétique

L'objectif d'un disjoncteur est de couper un courant (de défaut) si et seulement si sa valeur dépasse celle d'un seuil prédéfini. La précision de mesure joue ainsi un rôle primordial dans la décision de déclenchement.

La structure du capteur de mesure dans notre étude est composée de :

- un tore magnétique
- une bobine secondaire

○ un primaire – qui est en réalité un câble faisant passer un courant I_p au milieu du tore magnétique.

La bobine secondaire est reliée à une résistance shunt (cf. Figure 4. 15). La valeur du courant secondaire I_s (image de I_p au travers du capteur) sera interprétée via la tension V_{shunt} .

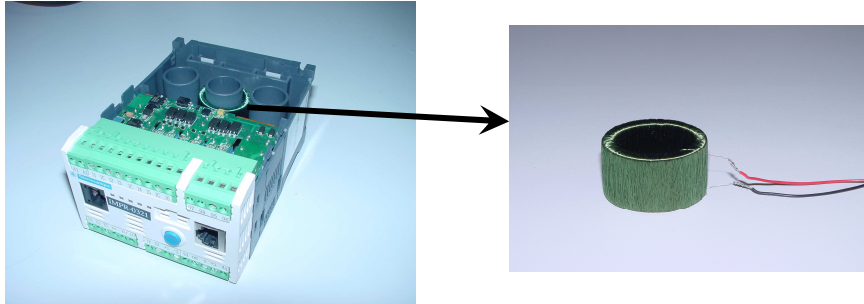


Figure 4. 14 : Un capteur de mesure dans son environnement

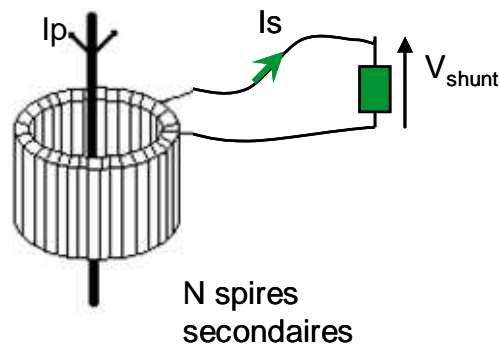


Figure 4. 15 : Capteur de mesure en fonctionnement

Le tore magnétique est constitué par une tôle FeSi, en gain orienté. Ses dimensions sont données dans le Tableau IV.2. Le cahier des charges du concepteur précise l'intervalle de fonctionnement du champ d'excitation du capteur : il sera compris entre quelques A/m et quelques dizaines de A/m, à la fréquence de 50Hz. Ces informations vont nous aider à identifier un modèle de matériau adéquat.

Nous avons ainsi l'ensemble des propriétés du capteur ainsi que les hypothèses permettant de le modéliser avec RelucTool.

Nous pouvons évaluer son taux de transformation de courant via l'estimation de ε :

$$\varepsilon = \frac{I_s - I_p / N_s}{I_p / N_s} \quad (4.1)$$

où N_s est le nombre de spires de la bobine secondaire.

Dans le cas d'un capteur idéal, ce coefficient ε est nul lorsque I_s est l'image parfaite de I_p , à un coefficient N_s près (car $N_p = 1$ dans notre cas):

$$I_s.N_s = I_p.N_p = I_p \quad (4.2)$$

Un ε proche de 0 qualifie un capteur de bonne précision.

IV.3.2 Modèle du capteur par schéma de réluctances dans RelucTool

La partie magnétique du capteur peut être représentée par un simple schéma réluctant composé d'une réluctance pour le tore et de deux bobines (cf. Figure 4. 16). Le FeSi de la réluctance nécessite d'être paramétré par un modèle d'hystérésis. Vu le besoin d'un modèle pour la zone « faible champ », nous allons utiliser le modèle chimique (cf. chapitre 1) pour notre matériau.

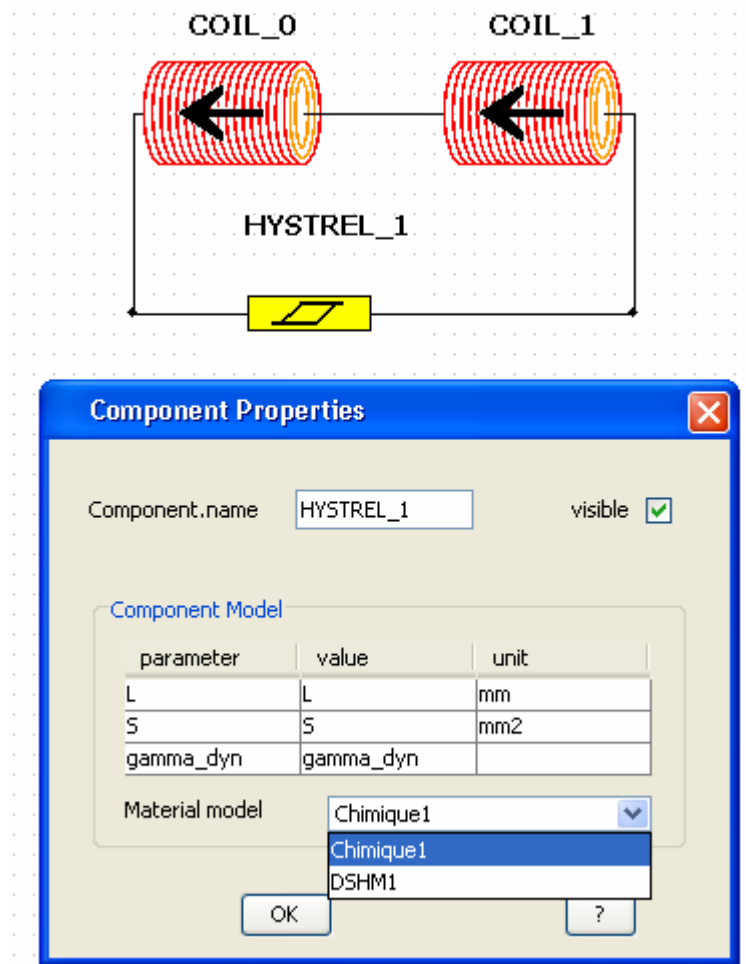


Figure 4. 16 : Schéma réluctant du capteur

En appliquant le protocole d'identification de modèles de matériaux exposé dans le chapitre 1, nous obtenons un ensemble de paramètres correspondant au modèle en question :

Jrenvmax	1.4
Hc	7.0
β	0.6
c0	12.0
Jrotmax	1.2
a	20.0
c1	10.0

k1	20.0
k2	5.4
γ_{dyn}	0.05

Tableau IV.1: Paramètres du modèle de matériau

Les circuits électriques correspondants aux bobines sont donnés sur la Figure 4. 17. Nous notons la présence de la résistance R_0 en parallèle de la source de courant alimentant la bobine primaire. En fait, ceci permet d'éviter d'introduire les nœuds inductifs aux circuits pour respecter nos hypothèses de modélisation (cf. paragraphe II.1.2.3) lorsque l'on relie une bobine, (considérée comme une source de courant) à une source de courant.

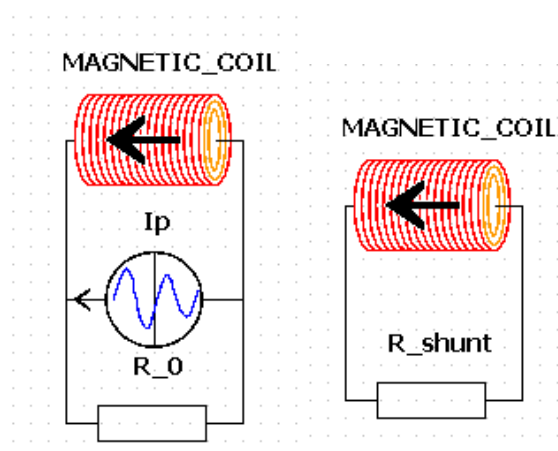


Figure 4. 17 : Circuits électriques : primaire (à gauche), secondaire (à droite)

Paramètres	Valeur	Commentaire
L (mm)	98.96	La longueur moyenne du tore
S (mm ²)	123.5	La section du tore magnétique perpendiculaire à la circulation du flux
Matériau magnétique	FeSi G.O	Fer Silicium à Grains Orientés
F (Hz)	50	Fréquence de fonctionnement
Ns (Nb de spires)	630	Nombre de spires secondaires
R_0 (Ω)	100000	Résistance parallèle
R_shunt (Ω)	1020	Résistance shunt
R_primaire(Ω)	négligeable	Résistance de bobine primaire
R_secondaire(Ω)	3	Résistance de bobine secondaire

Tableau IV.2 : Données du capteur

IV.3.3 Résultat : comparaison avec mesure

Une fois que le modèle est compilé, la simulation permet d'observer l'évolution des paramètres en fonction du temps. Nous nous intéressons notamment à l'évolution des courants primaire et secondaire (cf. Figure 4. 18).

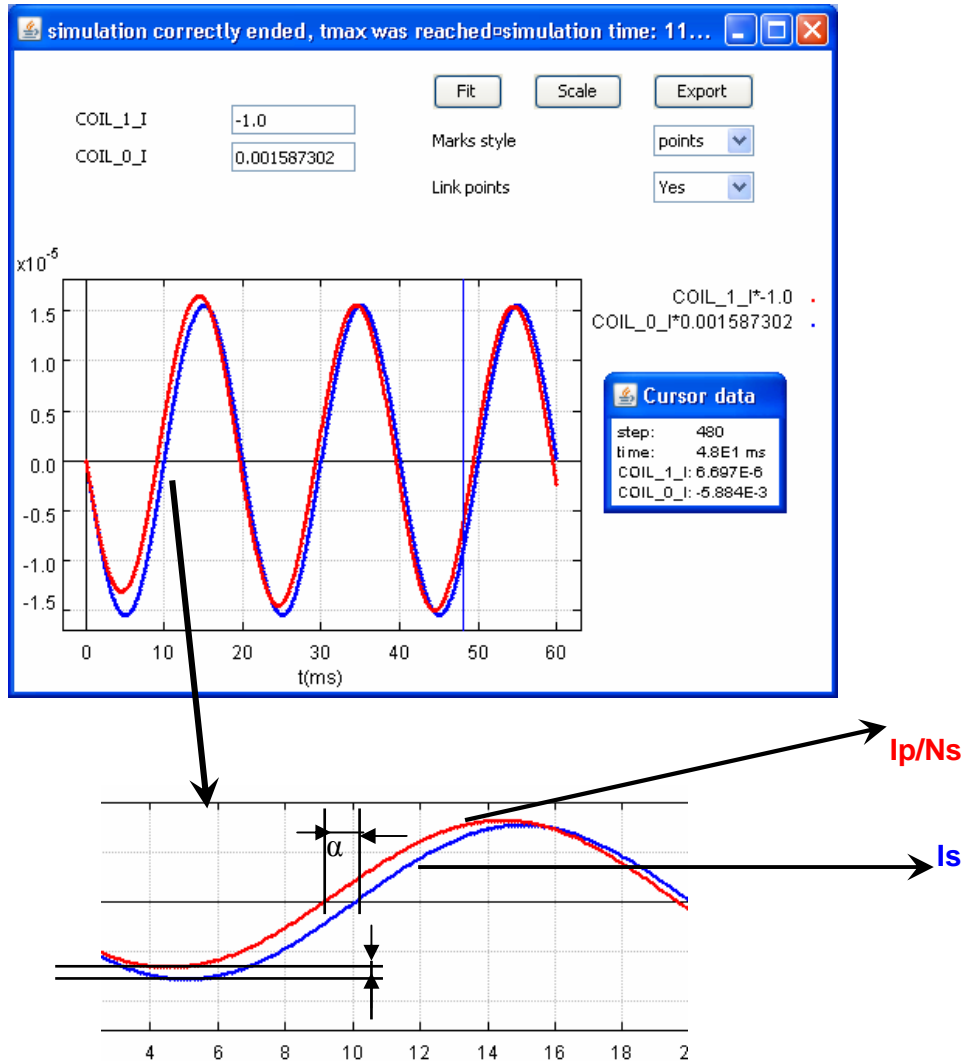


Figure 4. 18 : Simulation des courants I_p/N_s et I_s par RelucTool

Nous observons un écart en amplitude (relatif au coefficient ε) entre I_s et I_p/N_s . Nous observons un écart de phases entre les signaux I_s et I_p/N_s . Cet écart est dû à l'effet retardateur du matériau magnétique FeSi.

L'exportation des résultats nous permet de réaliser un bilan du fonctionnement du capteur en fonction de l'amplitude du courant primaire et d'effectuer une comparaison avec les mesures (cf. Figure 4. 20).

Ces courbes mettent en évidence la différence du rapport de transformation idéal entre les courants et le rapport réel. Quant à l'estimation du coefficient ε , la simulation suit mieux les mesures lorsque le courant primaire est faible ($I_p < 0.4$ A). Au dessus de cette zone, ε est surestimé. Néanmoins, la simulation décrit correctement la transformation de courant réalisée par le capteur via la relation entre I_s et I_p .

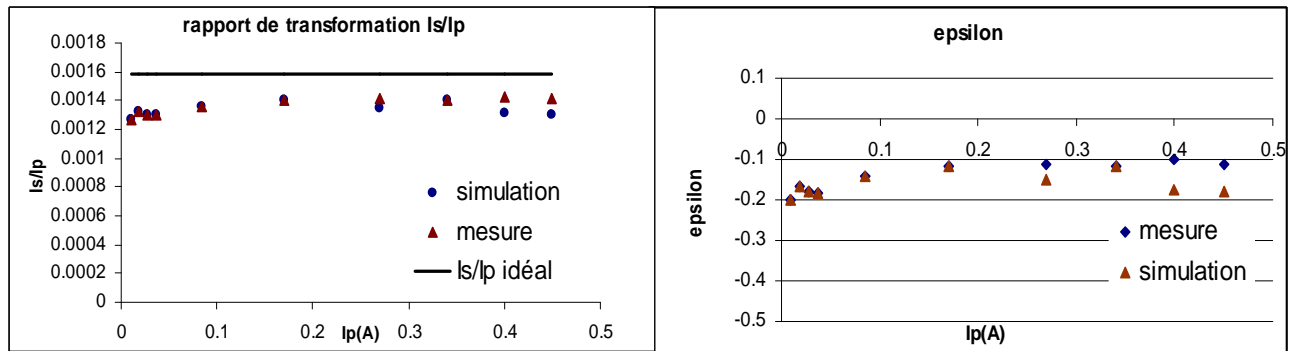


Figure 4. 19 : Comparaison avec mesures en signaux

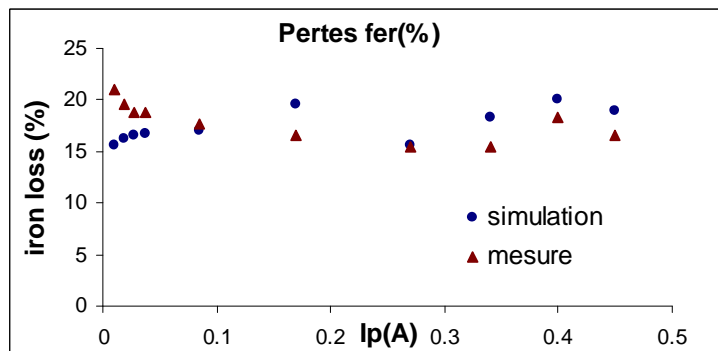


Figure 4. 20 : Comparaison avec mesures des pertes fer

Un bilan sur les pertes fer calculées en relatif par rapport aux pertes totales (dont les pertes joules sur les bobines) a été également tracé (cf. Figure 4. 210). Nous remarquons que la simulation suit bien les mesures à une différence de 5% près, ce qui est très encourageant.

IV.3.4 Conclusion

La modélisation du capteur avec RelucTool donne des résultats très proches de ceux de la mesure, aussi bien au niveau des signaux (courants) qu'au niveau des pertes. Ces bons résultats s'expliquent notamment par :

- Le circuit magnétique du capteur. C'est un tore, constitué de très fines couches de tôle superposées. Cette structure minimise les flux de fuite et justifie l'utilisation de la méthode de modélisation par des réseaux de réductances.
- Le modèle de matériau. Il a été bien identifié pour la plage de fonctionnement donnée.

Les valeurs ajoutées de l'outil se trouvent dans la construction très simple du modèle et dans sa manipulation. La génération du modèle et sa résolution sont génériques car la configuration des éléments magnétiques (le tore) et électriques (les bobines) peut être modifiée sans qu'il y ait une intervention supplémentaire de l'utilisateur dans le calcul. L'utilisation des modèles de pertes offre un grand avantage car l'utilisateur peut facilement tester son application par différents modèles de matériaux disponibles (ou il peut rajouter lui-même un nouveau modèle). Ceci lui permet, en comparaison avec les données de mesure ou par sa connaissance d'expertise, de déduire le modèle le plus adéquat à son application. Le fait d'avoir un modèle

précis de matériau autorise également le concepteur à tester plusieurs matériaux pour voir son influence sur les performances du capteur.

IV.4 Gestion du pas de temps adaptatif par simulation d'un actionneur à noyau plongeur

IV.4.1 Introduction du modèle

L'actionneur à noyau plongeur se compose de (cf. Figure 4. 22) :

- un circuit magnétique en U
- une partie mobile (c'est le noyau plongeur)
- une bobine
- des ressorts ; ils permettent d'appliquer une force résistante F_r qui maintient le noyau plongeur dans une position de repos.

Lorsque la bobine est alimentée, un flux magnétique circulant dans le circuit va donner naissance à une force magnétique F_{mag} . Quand cette force vainc la force résistante, la partie mobile se déplace, causant la fermeture de l'actionneur.

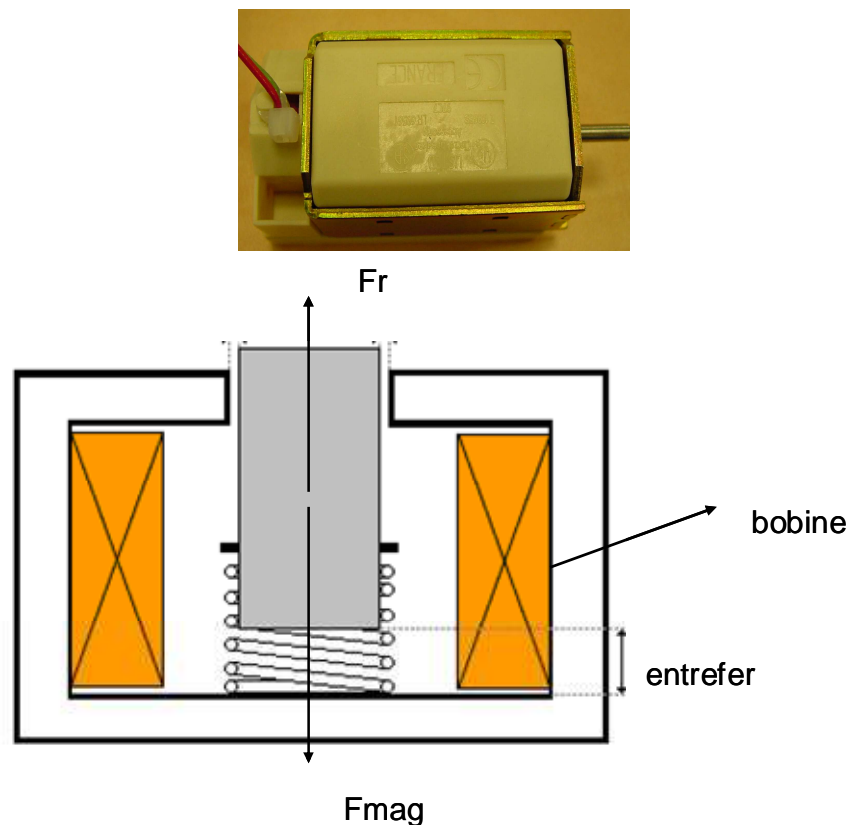


Figure 4. 22 : Actionneur à noyau plongeur

Dans notre étude, la particularité se trouve dans la discontinuité de la force F_r (cf. Figure 4. 23). Avec les évènements discrets tels que le passage en buté, cela induit les points discontinus dans la simulation transitoire du dispositif.

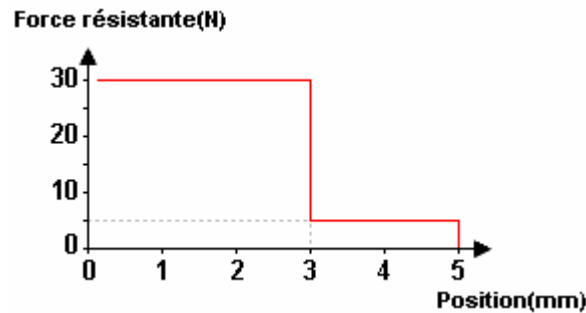


Figure 4. 23 : Force résistante en fonction de la position du noyau

Dans la phase de conception, lors de la phase d'optimisation, les méthodes de calcul utilisées couramment sur cet actionneur impliquent souvent un grand nombre de calculs (une dizaine de milliers lors d'un calcul Monte Carlo par exemple). Un gain de temps sur une simulation peut être très intéressant. Nous allons estimer ce gain avec le simulateur de RelucTool (cf. paragraphe II.4).

IV.4.2 Modèle de l'actionneur par schéma réductant dans RelucTool

La modélisation de l'actionneur dans RelucTool représente la modélisation de ses trois sous-systèmes : magnétique, mécanique, électrique (cf. Figure 4. 24)

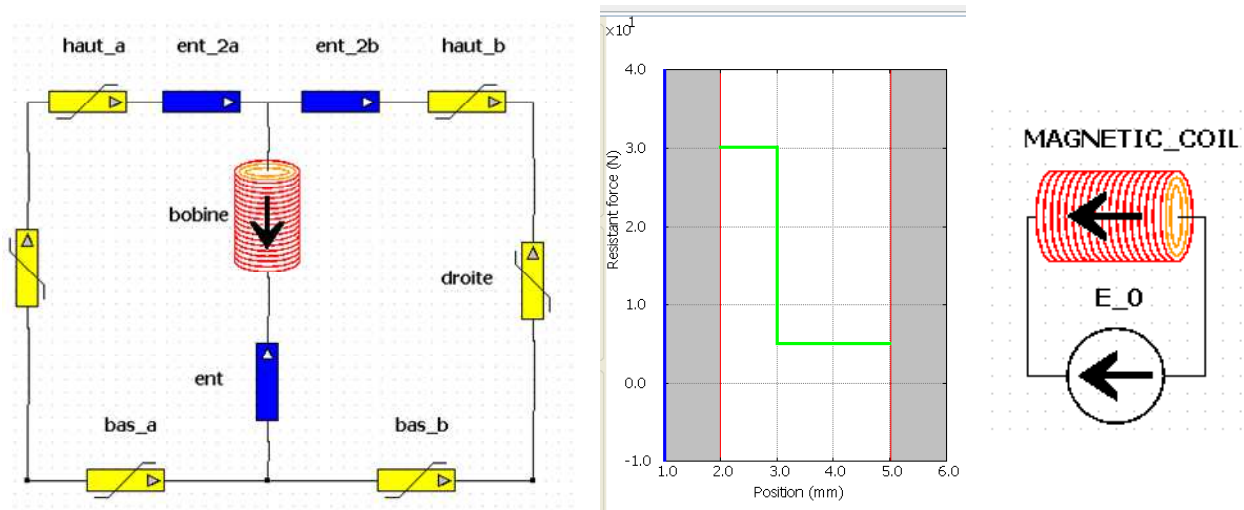


Figure 4. 24 : Modélisation de l'actionneur (magnétique, mécanique, électrique)

Nous savons que l'établissement d'un schéma réductant demande au concepteur de se poser les questions sur le comportement physique du système, par exemple la circulation du flux magnétique, la validité des hypothèses simplificatrices [REF]. Pour l'actionneur étudié, puisque l'énergie du système est principalement localisée dans les régions des entrefers (représenté par les réductances bleues dans la Figure 4. 24). Nous pouvons ainsi négliger les réductances correspondant au matériau constituant la culasse magnétique (les réductances jaunes). De plus, la longueur des entrefers latéraux (ent_2a et ent_2b) est très petite par

rapport à celle de l'entrefer du noyau (ent), de l'ordre de 1%. Le schéma réductant de l'actionneur peut être ainsi simplifié par un réseau contenant une seule réductance air (cf. Figure 4. 254), puisque l'énergie du système est principalement localisé dans cette région [DO_CEFC]. Nous obtenons les résultats identiques dans la simulation avec des schémas réductants.

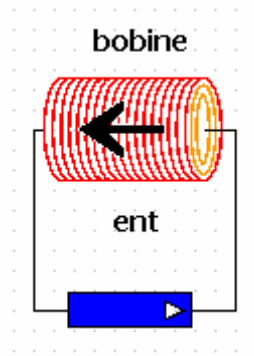


Figure 4. 25 : Schéma réductant simplifié de l'actionneur à noyau plongeur

IV.4.3 Résultats

Nous nous intéressons à la variation temporelle de trois paramètres caractéristiques de l'actionneur : la force magnétique, le déplacement du noyau et le courant de la bobine. Deux simulations sont réalisées avec la même méthode d'intégration numérique, celle de Runge-Kutta : une avec l'option « pas de temps fixe » et une avec le pas « adaptatif ».

Dans le premier cas, plus le pas est petit, plus la simulation sera précise. Nous diminuons ainsi le pas de temps jusqu'à ce que le résultat ne bouge plus pour obtenir un calcul de référence. Nous avons ainsi à $\Delta t = 1e - 4$ s, le résultat présenté sur la Figure 4. 26 :

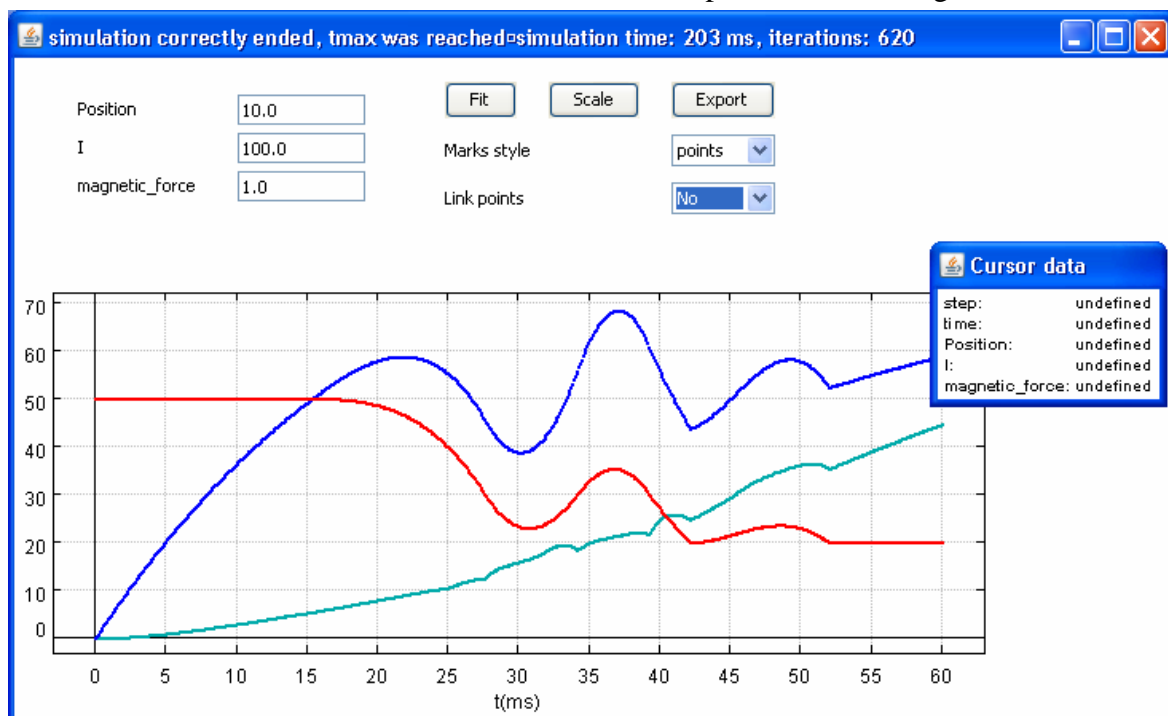


Figure 4.25 : Simulation à pas fixe

Nous observons bien l'évolution des paramètres sur la figure 4.25 avec les codes de couleur :

- la courbe de la position est en rouge
- la courbe du courant est en bleu
- la courbe de la force magnétique est en bleu turquoise

Notons que les valeurs de la position et du courant ont été mises à l'échelle (x10 et x100) pour une question de visibilité.

Le nombre d'itérations est de 620 et le temps de calcul est de 203ms.

Pour une simulation à pas de temps adaptatif, pas min = 0.001 s et pas max = 0.01 s, nous obtenons :

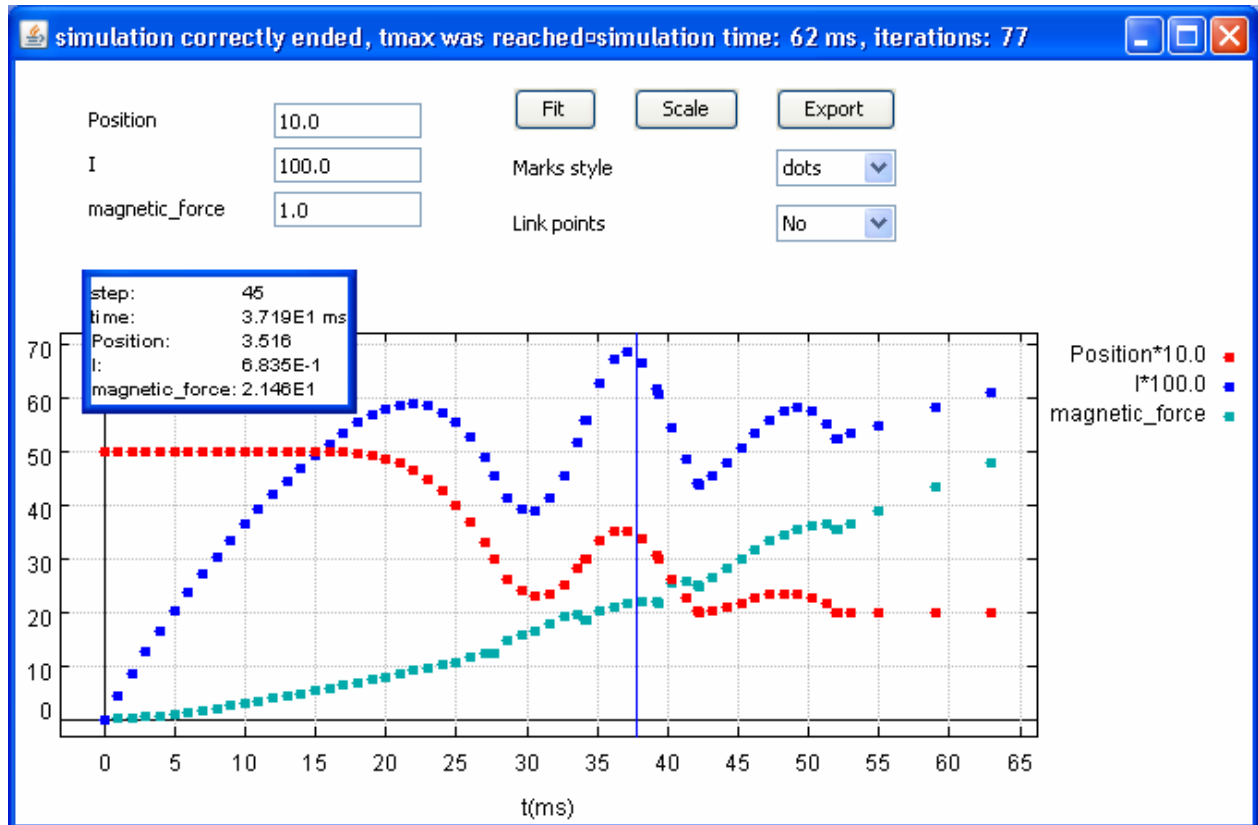


Figure 4. 26 : Simulation à pas adaptatif

Le nombre d'itérations est cette fois ci de 77 et le temps de calcul est réduit à 62ms.

Bien que l'estimation du temps de calcul soit relative (cela varie en fonction de l'état de l'ordinateur), ces données permettent tout de même de voir qu'avec la simulation à pas adaptatif, le gain de temps est d'un rapport de 3 pour cet actionneur. Ce gain varie selon le dispositif à simuler mais en général, il sera d'autant plus intéressant lorsque ce dernier varie d'une manière plus « complexe ».

Une comparaison de ces deux simulations nous donne ensuite une vue plus claire sur la précision de la deuxième simulation.

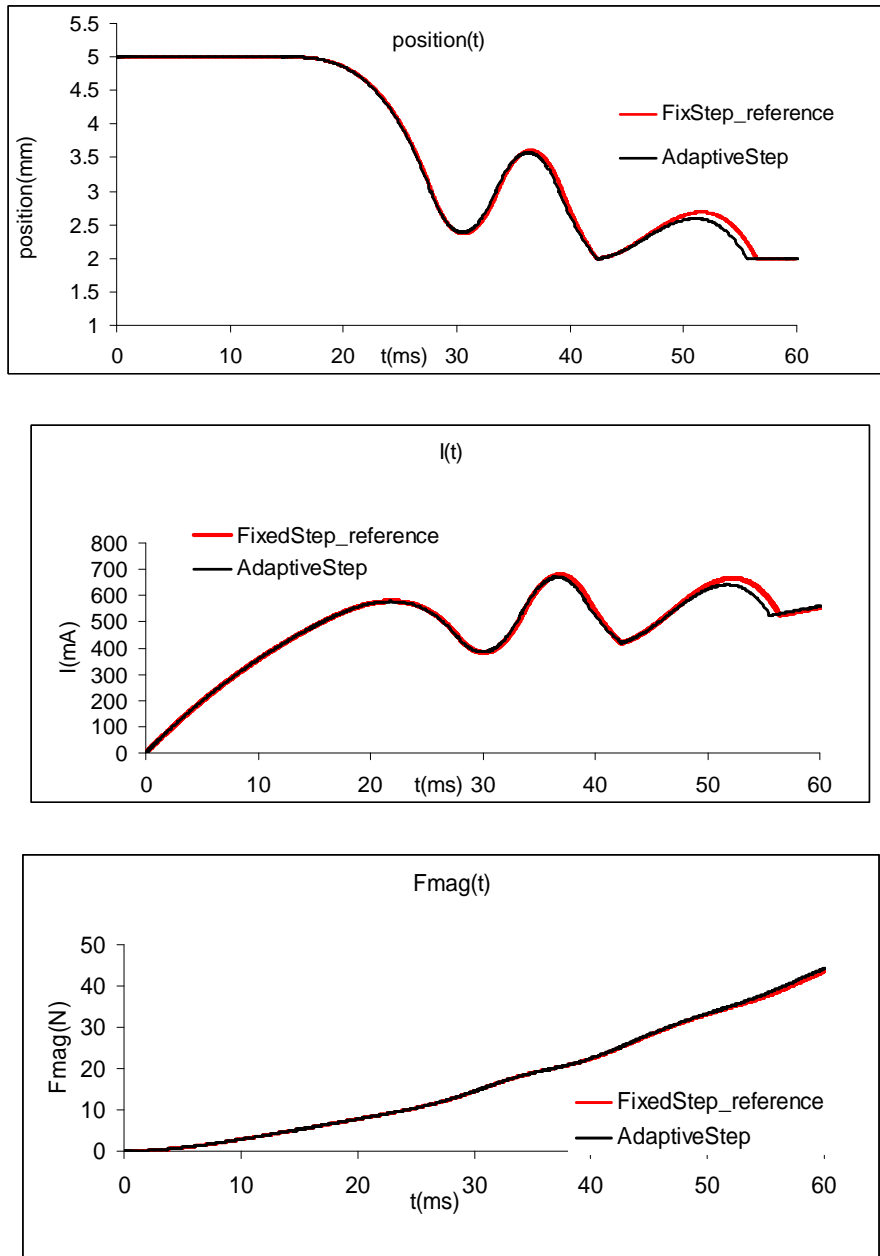


Figure 4. 27 : Comparaison entre simulation à pas fixe/pas adaptatif

L'erreur moyenne de la simulation à pas adaptatif est de moins de 2% sur les trois grandeurs comparées (la position, le courant, la force). Ce qui nous donne un compromis de temps/précision très intéressant.

IV.5 RelucTool au cœur des outils de simulation

L'objectif de cette partie est de visualiser la place de RelucTool dans l'environnement des logiciels couramment utilisés dans les milieux scientifiques et industriels. Différentes interconnexions sont possibles grâce à la capacité d'importer des données numériques pour la modélisation magnétique (cf. II.1.4.1) et l'architecture des composants logiciels présentée

dans III.4. Ainsi RelucTool peut être en lien avec le logiciel Flux, via à un import de données. Nous montrerons également la capacité de réutiliser les composants ICAR de RelucTool en dehors de son environnement CADES.

IV.5.1 Import de données depuis FLUX

Cette application exploite la capacité à réaliser un couplage entre les deux logiciels Flux et RelucTool. Nous rappelons que cela consiste à importer des résultats issus de Flux dans RelucTool afin de modéliser la partie magnétique d'un dispositif. Comme nous l'avons introduit dans le paragraphe II.1.4.1, cette possibilité permet de profiter de la précision de la modélisation magnétique par Flux dans les simulations dynamiques par RelucTool.

Le même actionneur étudié ci-dessus est simulé par cette approche. Nous obtenons le même résultat (cf. Figure 4. 288) qu'avec un réseau de réductance car les matrices ont été fabriquées sur la base d'une modélisation magnétique identique.

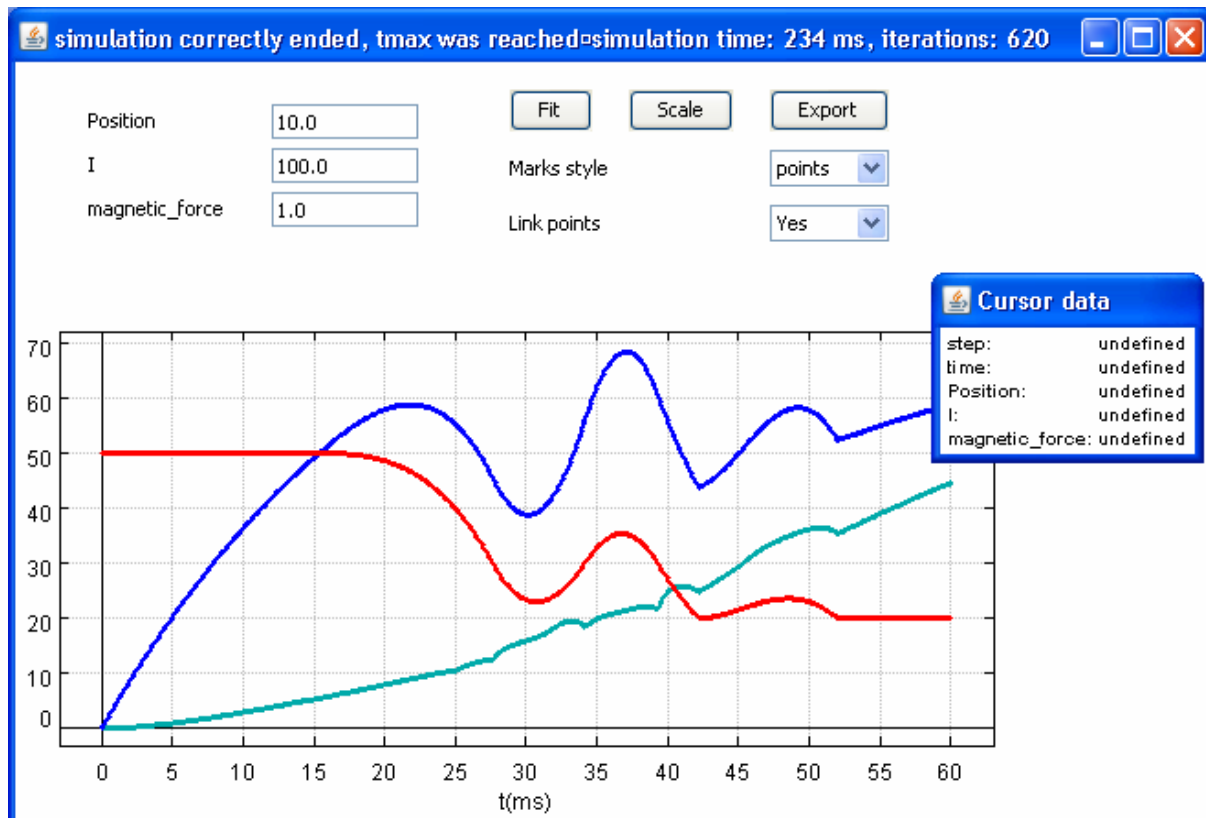


Figure 4. 28 : Simulation avec les matrices de Flux

L'objectif ici n'est pas de démontrer la précision de Flux ou celle de RelucTool mais de montrer cette possibilité de couplage entre les deux logiciels. La comparaison entre les deux approches : celle des éléments finis (EF) dans Flux et celle des réseaux de réductances dans RelucTool, a été détaillée sur les aspects de modélisation statique dans la thèse de B. du Peloux [DUPELOUX]. Nous retenons juste ici qu'il s'agit de deux méthodes complémentaires. La méthode EF est plus précise en cas général mais aussi plus coûteuse en temps. L'approche par réseaux de réductances est plus fonctionnelle et rapide. L'ouverture d'une combinaison de la précision offerte par Flux à la simulation dynamique de RelucTool

enrichit les modèles que l'outil peut traiter. Ce couplage justifie en particulier la vision d'une « capitalisation » des modèles.

IV.5.2 Intégration d'un composant RelucTool dans d'autres logiciels par les plug-ins

Différents « plug-ins » ont été réalisés et testés pour établir cette connexion entre un composant ICAR généré par RelucTool et les logiciels de types système : Excel, Matlab/Simulink, AMESim, iSHIGHT –FD [iSiGHT] suite aux travaux de S. Galmiche [GALMICHE]. L'ensemble de ces liaisons est décrit sur le schéma de la Figure 4. 29.

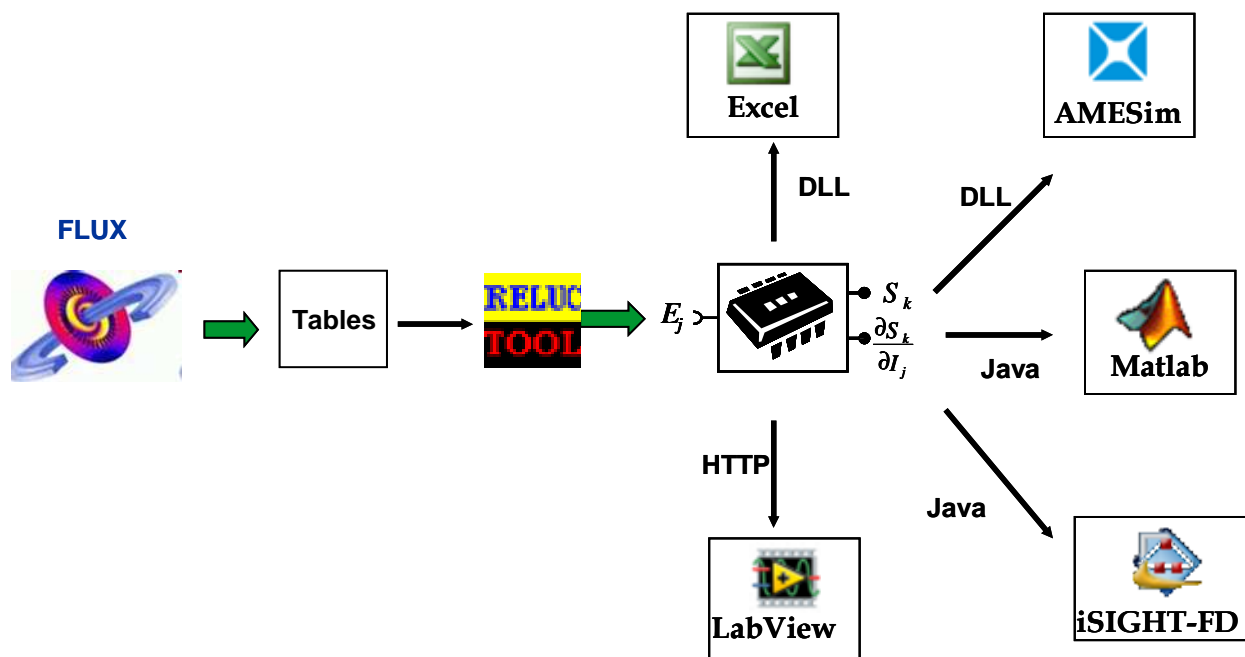


Figure 4. 29 RelucTool au coeur des logiciels du Designer

Rappelons que l'architecture des composants logiciels exposée dans le chapitre III.3 a été étudiée de sorte de pouvoir réaliser :

- un appel d'une simulation dynamique dans un outil
- un appel d'un composant dans une simulation de système
- un appel d'un composant intégré de solveur dans une co-simulation

Dans cet esprit, un appel de simulation dynamique a été fait dans Excel. Dans ce cas, Excel joue uniquement le rôle d'une interface graphique pour visualiser et accéder aux données, lancer la simulation dynamique et exploiter les résultats (Figure 4.30)

La même simulation dynamique a été également réalisée à l'aide du plug-in d'un composant dynamique de RelucTool dans Matlab/Simulink. De plus, ce composant étant intégré comme un bloc de calcul (associé à une S_function) dans le schéma de Simulink, il peut être donc relié avec d'autres blocs de calcul pour former une simulation d'un système plus complet.

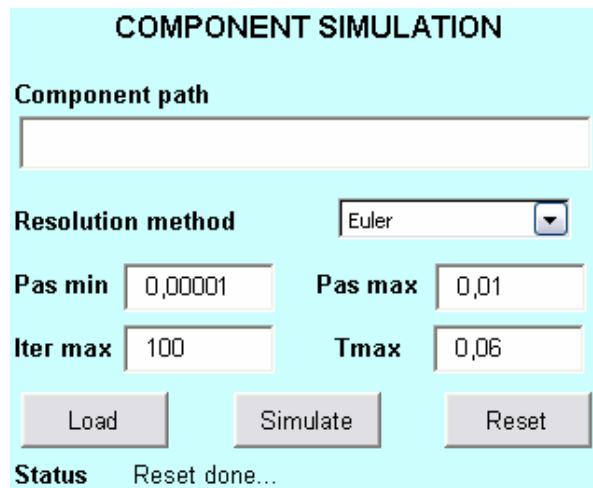


Figure 4.30 : Plugin de composant dynamique RelucTool dans Excel

La Figure 4.31 illustre la simulation du même actionneur à noyau plongeur présenté précédemment dans AMESim, en le considérant comme un système composé de trois sous-systèmes : le circuit magnétique, la bobine électrique, la partie mécanique. Le composant statique de RelucTool est intégré pour modéliser la partie magnétique.

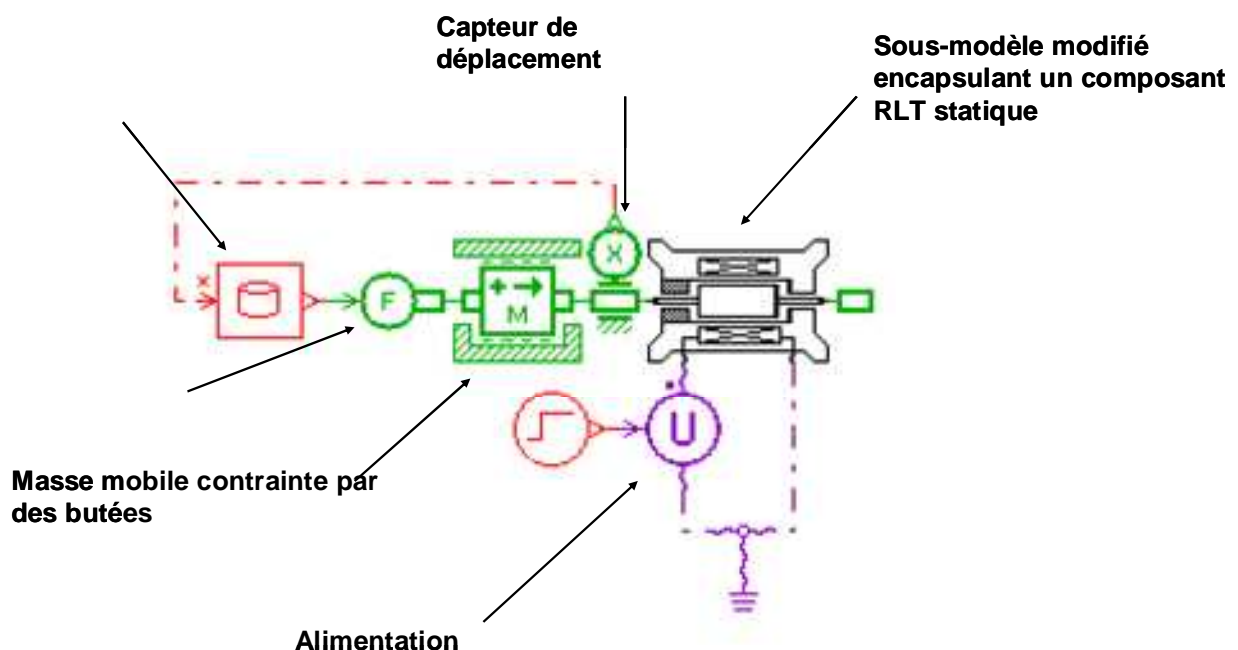


Figure 4.31: Plug-in de composant statique RelucTool dans AMESim

La simulation dynamique par AMESim donne le même résultat que précédemment. Par le même principe de plug-in de composant logiciel, il est ainsi possible d'intégrer le modèle dynamique de RelucTool dans AMESim pour réaliser une simulation dynamique d'un système plus complet.

Dans le cas d'iSIGHT, il s'agit d'une co-simulation car le logiciel va réaliser une synchronisation des simulations réalisées dans chacun des logiciels. Faute de temps, nous

avons seulement vérifié que l'intégration de composant RelucTool est possible mais nous n'avons pas encore pu valider une co-simulation complète.

IV.6 Conclusion

La nouvelle version RelucTool v2 réalisée à l'issue de nos travaux continue à conserver les avantages de l'outil RelucTool v1 : une interface conviviale et simple à maîtriser, la génération et la gestion automatique des équations pour former les modèles. En ce qui concerne la modélisation magnétique par des schémas réductants, le logiciel représente un réel moyen de monter en compétence pour l'utilisateur. En effet, il existe une infinité de schémas réductants pour chaque application électromagnétique selon l'approximation souhaitée. Face à ces différentes possibilités de modélisation, l'utilisateur doit associer ses connaissances de concepteur et les spécifications du cahier des charges pour trouver le niveau de simplification adapté à ses besoins de modélisation. L'exemple des deux schémas réductants de l'actionneur et du capteur présentés précédemment peut illustrer l'importance de la connaissance fonctionnelle du système. Cela permet de donner une modélisation simple mais pas simpliste et ainsi d'offrir une vue dégagée du système. Le concepteur peut donc être plus libre pour se focaliser davantage sur les études du comportement dynamique de l'actionneur comme les rebondissements mécaniques ou sur la sensibilité de ce comportement par rapport à un paramètre d'entrée.

De plus, RelucTool offre des vues métier, par exemple la modélisation de la partie mécanique des actionneurs est spécialement adaptée au besoin des concepteurs de Schneider. De telles vues permettent au concepteur de travailler dans un contexte qui lui est familier.

Les applications présentées dans ce chapitre permettent de montrer la capacité de réaliser avec RelucTool_v2 des simulations dynamiques d'actionneurs électromécaniques linéaires et de capteurs électromagnétiques. Malgré ses caractéristiques dédiées à certains types de dispositifs, les méthodes mises en place pour la construction et la résolution des modèles sont génériques pour tout système électromagnétique. La prise en compte des modèles d'hystérésis de matériaux de matériaux avec l'intégration d'une base de données des modèles est un grand plus de l'outil. En ce qui concerne la simulation temporelle à pas adaptatif, cette gestion automatique du pas de temps constitue une aide efficace dans la simulation.

Un autre aspect précédemment développé théoriquement est aussi démontré dans ce chapitre, c'est la possibilité de connecter l'outil RelucTool avec d'autres logiciels via des « plug-in » des composants logiciels RelucTool. Cela permet de simuler des composants RelucTool en dehors de l'outil pour une simulation autonome ou pour une simulation système. Dans cette dernière fonctionnalité, RelucTool se place comme un outil spécifique de la modélisation des actionneurs et des capteurs électromagnétiques, qui fournit les modèles de ces derniers dans une simulation système intégrée (tous composants du système ont le même solveur) ou une co-simulation dynamique (les composants sont simulés par leurs propres solveurs). Par manque de temps, nous n'avons pas été jusqu'à valider cette co-simulation, mais la faisabilité a été mise en évidence.

Conclusion générale

La première version de l'outil RelucTool_v1, disponible au début de nos travaux, fournissait un outil de modélisation, de calcul et de dimensionnement statique aux concepteurs d'actionneurs électromagnétiques. Avec cette version, de tels dispositifs sont décrits par des réseaux de réluctances représentant leurs circuits magnétiques. Ces modèles sont ensuite exploitables pour le calcul statique et l'optimisation statique avec un algorithme d'optimisation déterministe exploitant les gradients.

Dans cette thèse, nous avons fait évoluer l'outil et abouti à une nouvelle version, RelucTool_v2, qui est maintenant non seulement un outil de calcul et de dimensionnement, mais c'est aussi un outil de simulation dynamique des actionneurs et des capteurs électromagnétiques. Pour arriver à ces fins, nous avons appréhendé différentes problématiques concernant les modèles, les méthodes de résolution et l'implémentation informatique.

Ainsi, dans le chapitre I, nous avons étudié les modèles de matériaux prenant en compte les phénomènes d'hystérésis existants et sélectionnés par la suite trois modèles d'hystérésis statiques. Ils ont été couplés avec le modèle *global*, capable de modéliser les effets dynamiques d'une manière simple et efficace. Ces couplages formant les modèles dynamiques ont ensuite été testés et implémentés dans RelucTool_v2. Une étude comparative de ces modèles avec les données expérimentales a confirmé que le choix d'un modèle dépend du cahier des charges de l'application. Ainsi, nous avons mis en place une bibliothèque de modèles de matériaux. Celle-ci peut être utilisée par le concepteur afin d'évaluer facilement plusieurs modèles sur son application et donc choisir le plus adéquat.

Dans le chapitre II, nous avons montré que la formulation des modèles proposés initialement dans RelucTool_v1 ne permettait pas de prendre en compte les phénomènes d'hystérésis modélisés au chapitre I. Ainsi, pour introduire ces phénomènes dans les calculs des réluctances, nous avons modifié la résolution des équations magnétiques et le couplage entre les domaines magnétique et électrique. Cela nous a permis de réaliser le modèle dynamique d'un capteur électromagnétique.

Nous avons présenté deux approches différentes de simulation dynamique et conservé l'approche causale initialement choisie par B. du Peloux. Afin d'obtenir une simulation avec un meilleur compromis entre précision et temps de calcul, tout en prenant en charge des aspects continus et discontinus des modèles, nous avons mis en place les algorithmes de gestion du pas de temps. Pour les phénomènes physiques continus, nous avons testé des approches empiriques et des approches s'appuyant sur l'ordre de résolution des équations d'état. Pour les phénomènes discrets, nous avons évalué des méthodes prédictives et correctives. Au final, le pas de temps continu est géré de façon empirique et le pas de temps discret mixe les approches prédictives et correctives.

Dans le chapitre III, nous avons proposé deux moyens de capitaliser les modèles issus de RelucTool_v2. Le premier consiste à définir des bibliothèques d'éléments structurés : une pour les modèles de matériaux et l'autre pour les composants constituant des réseaux de réluctances.

Dans le second, nous avons utilisé la technologie et la norme des composants logiciels développée au sein de l'équipe MAGE au G2Elab. Cependant, pour gérer les modèles dynamiques dans RelucTool, nous avons dû étendre cette norme. Par l'utilisation de ces composants logiciels, les modèles peuvent être exploités à la fois au sein même de RelucTool_v2 mais aussi dans d'autres outils (calcul, simulation dynamique, optimisation). Nous avons terminé ce chapitre par une étude sur la dérivation des modèles dynamiques en vue de l'exploiter à moyen terme pour l'optimisation avec gradients. Nous avons évalué la technique dérivation de code, puis spécifié le travail restant à faire en vue de l'exploiter dans RelucTool_v2.

Dans le chapitre IV, après une présentation de l'interface homme-machine de RelucTool_v2, nous avons montré les différentes fonctionnalités offertes au concepteur. On notera les vues métiers dédiées à chaque domaine physique d'un dispositif : magnétique, électrique, mécanique. Ensuite, nous avons illustré la modélisation de l'hystérésis dans les matériaux magnétiques au travers de la simulation dynamique d'un capteur. L'association du modèle de réluctances avec le modèle d'hystérésis donne des résultats en accord avec les données expérimentales. Nous avons comparé les performances des méthodes de résolution dynamique choisies en modélisant et simulant un actionneur à noyau plongeur. Notamment nous avons montré l'intérêt de l'approche de résolution à pas adaptatif. Enfin, nous avons illustré différents couplages des modèles générés par RelucTool avec des outils de calcul utilisés en conception.

Suite à ces travaux, de nombreuses perspectives nous sont offertes.

Au sein de RelucTool, une bibliothèque de modèles de matériaux magnétiques a été réalisée. Son utilisation est restreinte à RelucTool.

A court terme, au sein du laboratoire Ampère, des travaux sont en cours afin de capitaliser et partager les modèles dans une bibliothèque accessible via un service web. Ainsi, tout utilisateur, selon ses droits d'accès à cette bibliothèque, peut soit récupérer ou ajouter de nouveaux modèles de matériaux, soit récupérer ou ajouter de nouvelles caractéristiques des matériaux.

La librairie des composants électriques de RelucTool ne contenant à présent que les éléments standards, il serait profitable d'enrichir les modèles afin de réaliser des configurations électroniques plus complexes qui sont souvent rencontrées avec la modélisation des capteurs.

Dans la modélisation dynamique d'un dispositif, un bilan énergétique durant une simulation fournirait des informations intéressantes au concepteur. Cela passera par un calcul

énergétique pour chaque élément de modélisation. Ce bilan énergétique pourra être intégré dans une modélisation thermique du dispositif. Pour réaliser cette modélisation thermique, il serait intéressant de mettre en place dans RelucTool une schématique électrique-thermique telle que cela a été fait pour les schémas réductants. On pourra s'appuyer sur la structuration des modèles et la mise en équations (calcul statique, intégration des équations différentielles, calcul des gradients, ...) déjà faite pour les réseaux réductants.

Nous avons vu dans le chapitre III que pour certains dimensionnements, il est nécessaire de faire une optimisation dynamique. Pour une optimisation s'appuyant sur une technique de gradients, on devra dériver à la fois le modèle dynamique et sa résolution. La dérivation de code par ADOL_C, largement utilisée dans la thèse de P. Enciu [ENCIU] offre une alternative pour ce calcul. Cependant, son utilisation va requérir des modifications non seulement de génération de code mais aussi de l'architecture des modèles générés comme nous l'avons spécifié dans le chapitre III.

Actuellement, RelucTool modélise en dynamique uniquement les actionneurs linéaires. Si l'on souhaite modéliser les machines tournantes, en statique, il est nécessaire de construire un schéma réductant pour différentes conditions de fonctionnement et positions du rotor de la machine. Il sera donc intéressant d'introduire dans RelucTool des connaissances métiers permettant d'une part de faciliter la modélisation en régime statique et d'autre part de réaliser la modélisation en régime dynamique. Dans ce contexte, on pourrait réaliser une bibliothèque de modèles réductants de rotors, stators, et entrefers, dont la géométrie serait prédéfinie. Cela permettrait au concepteur de modéliser facilement et rapidement une machine à partir de tels macro-modèles.

RelucTool génère aujourd'hui des modèles dynamiques dans des composants logiciels n'implémentant que des facettes supportant une résolution causale. Il serait intéressant de compléter la génération des modèles et d'ajouter les facettes permettant une résolution nodale. Ceci permettrait d'utiliser des modèles générés dans des outils tels que Portunus et Simplorer afin de mettre le dispositif modélisé dans une simulation systèmes par ces outils. En termes de co-simulation, nous n'avons montré qu'une faisabilité. Pour concrétiser ceci il va falloir formaliser l'interaction entre un solveur dynamique généré par RelucTool et d'autres solveurs de simulation dynamique.

A présent, les modèles sont générés sous forme de composant logiciel. Ce format de portabilité suppose que les outils d'exploitation soient bien instrumentés pour respecter la norme de composant logiciel.

Une autre façon de partager les modèles est d'utiliser des langages de programmation normalisés. Ainsi, il serait intéressant de générer ses modèles des dispositifs dans de tels langages, par exemple : VHDL-AMS ou Modelica. Cela offrirait une portabilité et pérennité supplémentaire des modèles, et aussi la possibilité de générer des modèles non orientés en

vue de simulation système (c'est-à-dire avec d'autres dispositifs modélisés par ailleurs et constituant un système global).

Références bibliographiques

Références bibliographiques

[ADOL_C] A. Walther, A. Griewank, “Adol-c: A package for the automatic differentiation of algorithms written in C, C++”. Technical report, Institute of Scientific Computing, Technische Universität Dresden, Dresden, Germany.

[AMES] <http://www.amesim.com/>

[ALLAIN] L.Allain, “*Capitalisation et traitement des modèles pour la conception en génie électrique* », Thèse de l’Institut National Polytechnique de Grenoble, 2003.

[BAUER] J. R. Bauer, S.H. Lee, Q.M. Chen “*Adaptive Time_Stepping in Nonlinear Transient Electromagnetic Finite Element Analyse*”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol..33, No 2, March 1997, pp. 1784-1787

[BENABOU] A. Benabou, J. V. Leite, S. Clenet, C. Simao, N. Sadowski, “*Minor loops modelling with a modified Jiles-Atherton model and comparison with the Preisach model*”, Journal of Magnetism and Magnetic Materials, Vol. 320, N°. 20, pages. e1034-e1038, 10-2008 .

[BERTOTI_1] G. Bertotti, “*Hysteresis in magnetism*”, Academic Press, San Diego, 1998

[BERTOTI_2] L. Dupré, G. Bertotti, V. Basso, F. Fiorillo and J. Melkebeek, “*Generalisation of the dynamic Preisach model toward grain oriented Fe–Si alloys*”.

[BORDY] F. Bordy, « *Synthèse des méthodes de simulation des convertisseurs statiques* », Thèse de l’INP Toulouse, 1985.

[BRISSONEAU] P. Brissoneau « *Magnétisme et matériaux magnétiques pour l’électrotechnique* », Paris, Hermes 1997.

[CASH] J. R. Cash, Alan H. Karp, “*A Variable Order Runge-Kutta Method for Initial Value Problems with Rapidly Varying Right-Hand Sides*”, ACM Transactions on Mathematical Software, Vol. 16, No. 3, September 1990.

[CARLUER] M. Carluer, « *Modélisation système d’un disjoncteur de courant et de son électronique associée* », Stage de fin d’étude, Schneider Electric, 2009.

[CHEVALIER] T. Chevalier, « *Modélisation et mesure des pertes fer dans les machines électriques, application à la machine asynchrone* », Thèse de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1999.

[CHARP] J.F Charpentier, « *Modélisation des ensembles convertisseurs statiques-machines électriques par couplage des équations de champ magnétique et du circuit électrique* », Thèse de l'INP Toulouse, 1996.

[CIARLET] P. CIARLET « *Introduction à l'analyse numérique matricielle et à l'optimisation* », Dunod, 1990, pp.142

[COUTEL] « *Contribution à la conception sous contraintes de dispositifs électromagnétiques* », Thèse de l'INP Grenoble, 1999

[DANG] T. Quoc Dang, « *Dérivation de Code pour le pré-dimensionnement de modèles de logiciel RelucTool* », Stage de fin d'étude, Schneider Electric et le laboratoire Génie Electrique de Grenoble (G2Elab), 2009.

[DEL_1] DELINCHANT B., WURTZ F., MAGOT D., GERBAUD L., « *A component-based framework for the composition of simulation software modeling electrical systems* », Simulation, Transactions of the Society for Modeling and Simulation International, Special Issue : Component-Based Modeling and Simulation, June 2004.

[DELLA] E. Della Torre, « *Magnetic Hysteresis* », Edition IEEE, ISBN : 0-7803-4719-6, EAN : 9780780347199 , 1999.

[DO_1] T.P. Do, F. Sixdenier, F. Morel, E. Morin, L. Gerbaud, F. Wurtz, “*Qualification protocol for hysteresis models of magnetic materials in static and dynamic modes. Application in design software*“, SMM, Turino, Italy, September 2009

[DO_2] T. P DO, L. Gerbaud, V. Leconte, E. Morin, F. Wurtz, “*A benchmark of discontinuous electromechanical system and solving by mixed adaptive time step numerical method*“, CEFC, Athena, May 2008.

[DO_3] T. P DO, F. Sixdenier, L. Morel, L. Gerbaud, E. Morin, F. Wurtz, “*Influence of Material Dynamic Hysteresis Modelling in Current Sensor Losses Computation*“, Compumag, Florianopolis, Brazil, 2009. Soumis pour IEEE

[DUCHARNE] B. Ducharne, « *Caractérisation et modélisation de circuits magnétiques : du global vers le local* », Thèse de l'Université Claude Bernard, Lyon1, 2003.

[DUPELOUX] B. du Peloux de Saint Romain, « *Modélisation des actionneurs électromagnétiques par réseaux de réluctances. Création d'un outil métier dédié au prédimensionnement par optimisation* », Thèse de l'Université Joseph Fourier, 2006.

[DUPELOUX_1] B. du Peloux, L.Gerbaud, F.Wurtz, V. Leconte, F. Dorschner, “*Automatic generation of sizing static models based on reluctance networks for the optimization of electromagnetic devices*”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.42, Issue 4, April 2006, pp. 715-718

[DURET] D. Duret, F. Wurtz, L. Gerbaud, J.P. Keradec, B. Cogitore « *Modelling of passive electronic circuits with sensibility analysis dedicated to the sizing by optimisation*”, KES2007 11th International Conference on Knowledge-Based and Intelligent Information & Engineering Systems, Vetri sul Mare, Italie (2007).

[ENCIU] P. Enciu, « *Dérivation automatique pour le calcul des sensibilités appliqué au dimensionnement en génie électrique* », Thèse de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 2009.

[ENCIU_1] P. Enciu, F. Wurtz, L. Gerbaud, D. Delinchant, “*Automatic Differentiation for Electromagnetic Models used in Optimization*”, COMPEL, Vol. 28, No.5, 2009.

[FLUX] <http://www.cedrat.com/en/software-solutions/flux.html>

[GALMICHE] S. Galmiche, “*Méthode numériques et interfaces graphiques pour un outil de simulation des actionneurs électromécaniques*”; Stage de fin d'étude, Schneider Electric et le laboratoire Génie Electrique de Grenoble (G2Elab), 2008.

[GAO] Y. GAO, K. Muramatsu, K. Fujiwara , “*Simple numeric modelling of anomalous eddy current taking account of domain wall motion in steel plate*”, *Compumag 2009*, Florianopolis, Brésil.

[GAUTREAU] T. Gautreau, «*Estimation des pertes fer dans les machines électriques. Modèle d'hystérésis loss surface et application aux machines synchrones à aimants* », Thèse de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 2005.

[GILBERT] J.C Gilbert, G. Le Vay, J.Mass, « *La différentiation automatique de fonctions représentées par des programmes informatiques* », Rapport de Recherche, Institut de

Recherche en Informatique et en Automatique, Unité de Recherche INRIA- Rocquencourt, Le Chesney, Cedex, France.

[HARBY] M. Harby, « *Modélisation et optimisation d'un actionneur électromagnétique* », Stage de fin d'étude, Schneider Electric, 2009.

[HASSANI] Hassani O. ; Mohellebi H. ; Hocini F. ; Chaibi R. ; Feliachi M., “*Eddy currents and hysteresis losses evaluation using dynamic Preisach model*”, *Journal of optoelectronics and advanced materials* ISSN 1454-4164, 2008, vol. 10, n°5, pp. 1093-1097.

[JILE_1] D. C. Jiles and Atherton, “*Theory of ferromagnetic hysteresis*”, *Journal of magnetism and magnetic materials*. 1986, Vol. 61, pp. 48-60.

[JILE_2] D. C. Jiles, Thoenke, J. B. and Devine, M. K. 1992. Numerical determination of hysteresis parameters for the modeling of magnetic properties using the theory of ferromagnetic hysteresis. *IEEE transactions on magnetics*. 1992, Vol. 28, 1, pp. 27-35.

[JNI] <http://java.sun.com/docs/books/jni/html/intro.html#1811>

[JUFER] M. Jufer, « *Electromécanique* », vol. 9 of *Traité d'Electricité*. Lausanne, Suisse : Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1995.

[JULYAN] Julyan H. E. Cartwright, Oreste , “*The Dynamics of Runge–Kutta*” Methods, *Int. J. Bifurcation and Chaos*, 2, 427–449, 1992

[KEDOUS_1] A. Kedous, D. Lebouc et P. Brissonneau, « *Etude des pertes dans les tôles magnétiques soumise à des variations d'induction $B(t)$ de forme trapézoïdale*», *Rev. Phys. Appliquée* 21, 1986, pp 48-60.

[KEDOUS_2] A. Kedous « *Matériaux magnétiques en génie électrique- de la caractérisation à la modélisation* ». Habilitation à Diriger des Recherches de l'INPG, Grenoble, 18 juin 1998

[MAGOT] D. Magot, “ *Méthodes et outils logiciels d'aide au dimensionnement. Application aux composants magnétiques et aux filtres passifs*”, Thèse de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 2004.

[MARION_1] R. Marion, et al. 2008. “*A comparison of identification techniques for the Jiles-Atherton model of hysteresis*”. *Proceedings of EPNC08 - Lille*. 2008.

[MARION_2] R. Marion, « *Contribution à la modélisation de l'aimantation dynamique : approche bidimensionnelle des systèmes tridimensionnels* », Thèse de l'Université Claude Bernard Lyon 1, 2010.

[MARTHOURET] F. Marthouret, « *Développement de modèles dynamiques comportementaux de circuits magnétiques. Prise en compte de l'hystérésis et de la géométrie* », Thèse de l'Institut National des Sciences Appliquées, 1995.

[MATLAB] <http://www.mathworks.fr/>

[MAYERGOYZ] I. D. Mayergoyz, « *Mathematical Models of hysteresis* », New York Belin Heidelberg, Springer –Verlag, 1991.

[MAZAURIC] M. Drouineau, V. Mazauric et al, « *Eco-design stakes of electrical steel: dynamic losses sensitivity* », Journal of Magnetism and Magnetic Materials 320 (2008) e1070–e1073.

[MAZAURIC_2] V. Mazauric, "From thermostatics to Maxwell's equations : a variational ap-proach of electromagnetism", IEEE Transactions on Magnetics, Volume 40, Issue 2, Part 2, March 2004, pp. 945-948

[MEUNIER] G. Meunier, O. Maloberti, A. Kedous-Lebouc, « *Perte dynamiques dans les matériaux magnétique* ».

[MICHAUD] G. Michaud, « *Modélisation de l'hystérésis des matériaux magnétiques* », Stage de fin d'étude, Schneider Electric, 2007.

[MODE] <http://www.modelica.org/documents/ModelicaSpec31.pdf>

[MOM] V. Fischer, « *Composants logiciels pour le dimensionnement en génie électriques. Application à la résolution d'équations différentielles* », Thèse de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 2004.

[NEO_1] http://wiki.mcs.anl.gov/NEOS/index.php/NEOS_Wiki

[NORMAND] O. Normand, S. Catellani and G. Champenois, "Use of simulation in failure detection on diagnosis of an electromechanical system", EPE'91, Firenze, 3-6 September 1991, pp 4.301-4.305

[NOURDINE] A. Nourdine, « *Modélisation de l'hystérésis dans les matériaux magnétiques et Introduction de modèles dans le logiciel de simulation aux éléments finis Flux3D* », Thèse de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 2002.

[PREISACH] F. Preisach, “*Über die magnetische Nachwirkung*”, *Zeitschrift für Physik*, 94:277-302, 1935

[LS] T. Chevalier et all., « *Loss-Surface a posteriori* », *Physica B: Condensed Matter*, Volume 275, Issues 1-3, January 2000, Pages 202-206.

[OSSART] Ossar F. « *Modélisation numérique de l'enregistrement magnétique* », Thèse de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, février 1991.

[PAUL] C.A.H Paul, “*The treatment of derivatives discontinuities in differential equations*”, Numerical analysis report, Manchester Centre for Computational Mathematics, Department of Mathematics, 1999. Traitement des discontinues dans les équations différentielles (C.A.H Paul)

[POW] D. Powel, “*On the quadratic programming algorithm of Goldfarb ans Idnani*”, *Mathematical Programming Study* 25 (1985) pp.46-61

[PORTUNUS] <http://www.cedrat.com/en/software-solutions/portunus.html>

[PRESS] W.H Press, S.A Teukolsky, W.T. Wetterling, B.P Flannery, “*Numerical Recipe in C: the art of scientific computing*”, ISBN 0-0521-431-08-5.

[PSPIICE] http://www.cadence.com/products/orcad/pspice_simulation/pages/default.aspx

[RAKO] H. L. Rakotoarison, « *Méthode et outil de génération automatique de modèle pour l'optimisation fortement contrainte des microsystèmes magnétiques*», Thèse de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 2007.

[ROT_78] H. Roters “*Electromagnetic Devices*”, NewYork, USA, John Wiley and Sons, 1941.

[ROUVE] Rouve L.L, Ossart F., Waeckerlé T., Kedous-Lebouc A., «*Magnetic flux and losses computation in electrical laminations* », *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.32, No 5, 1996, pp 4219_4221.

[SADT] Marca, D. and C. McGowan (1988). *SADT: Structured Analysis and Design Technique*. McGraw-Hill, NY.

[SDOC] Document technique de Schneider Electric sur les chaînes de protection

[SIMPLORER] <http://www.ansoft.com/products/em/simplorer/>

[SIXDENIER] F. Sixdenier, « *Prédiction de signatures électriques dans un actionneur en prenant en compte les lois de matériaux* », Thèse de l'Université Claude Bernard –Lyon 1, 2005.

[STEINMETZ] C.P Steinmetz, « *On the Law of Hysteresis* », AIEE Transactions, No.9 ; 1892, pp.3-51.

[TUROWSKI] J. Turowski, “*Reluctance networks in Computational Magnetism*”, J. K.Sykulski, Ed. New York: Chapman & Hall, ch. 4.

[VALETTE] C. Valette, « *Modélisation de composants magnétiques* », Stage de fin d'étude, Schneider Electric, 2008.

[VENTER] A. Venter, D. P Laurie “*A doubly adaptive integration algorithm using stratified rules*”,BIT 0006-3835/02/4201-0183, 2002, Vol. 42, No. 1, pp. 183–193.

[VHDL] Y. Hervé, « *VHDL-AMS - Applications et enjeux industriels . Cours et exercices corrigés* », EAN13 : 9782100058884, Dunod, 240 pages, 2002.

[WURTZ_1] « *Une nouvelle approche pour la conception sous contraintes de machines électrique* », Thèse de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1996.

[WURTZ_2] F. Wurtz, « *Conceptions de la conception pour le génie électrique* ». Rapport d'Habilitation à Diriger des Recherches, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 2008.

[XML] http://fr.wikipedia.org/wiki/Extensible_Markup_Language

[ZIRKA_1] S. Zirka & all, « *Loss separation in Non-oriented Electrical Steels* », SMM-19, Torino 2009.

[ZIRKA_2] S.Zirka “*Measurement and modeling of B_H loops and losses of High Silicon Nooriented Steels*”, IEEE Transactions on Magnetics, vol 42, No 10, October 2006

Annexes

A ANNEXE 1: L'ensemble complet des équations des modèles d'hystérésis statiques

A.1 Modèle Jiles-Atherton

Les 5 paramètres du modèle sont :

- α : coefficient lié à l'interaction entre les domaines
- M_s : aimantation à saturation
- a : facteur de forme pour M_{an} qui est la partie anhystérétique
- c : coefficient de réversibilité
- k : coefficient lié aux pertes par hystérésis

Les constants du modèle sont :

- B_{init} : induction initiale; cette valeur représente l'état de magnétisation initial du matériau.
- $\mu_0 = \pi \cdot 4 \cdot 10^{-7}$: la perméabilité du vide

L'aimantation M calculé à chaque point est défini par :

$$M = \frac{B}{\mu_0} - H \quad (0.1)$$

Le champ effectif vu par les domaines dans le matériau est calculé selon l'équation suivante :

$$H_e = H + \alpha \cdot M \quad (0.2)$$

où H est le champ appliqué au matériau.

L'aimantation anhystérétique décrivant l'état du matériau en l'absence de phénomènes d'hystérésis est exprimée de manière générale par :

$$M_{an} = M_s \cdot \left(\coth\left(\frac{H_e}{a}\right) - \frac{a}{H_e} \right) \quad (0.3)$$

Les composantes réversible et irréversible de l'aimantation totale sont liées par :

$$M = M_{rev} + M_{irr} \quad (0.4)$$

Après quelques considérations énergétiques sur la déformation d'une paroi [JILES] et pour de petits déplacements, Jiles et Atherton montrent que l'aimantation réversible est proportionnelle à la différence ($M_{an} - M_{irr}$), soit :

$$M_{rev} = c(M_{an} - M_{irr}) \quad (0.5)$$

Ainsi, la composante irréversible de l'aimantation M_{irr} est déduite :

$$M_{irr} = \frac{(M - c \cdot M_{an})}{(1 - c)} \quad (0.6)$$

D'après (A.2), nous avons :

$$\frac{dM_{an}}{dH} = \frac{dM_{an}}{dH_e} \left(1 + \alpha \frac{dM}{dH} \right) \quad (0.7)$$

$$\frac{dM_{irr}}{dH} = \frac{dM_{irr}}{dH_e} \left(1 + \alpha \frac{dM}{dH} \right)$$

Il a été démontré [JILES] que la susceptibilité différentielle associée au processus irréversible de l'aimantation peut être écrite sous la forme suivante :

$$\frac{dM_{irr}}{dH} = \frac{(M_{an} - M_{irr})}{\text{sign}(dH).k}$$

où la constante k est liée à la densité d'énergie moyenne d'ancrage des parois. Ainsi, nous obtenons l'équation différentielle du modèle J&A :

$$\frac{dM}{dH} = \frac{\left((1-c) \cdot \frac{dM_{irr}}{dH} + c \frac{dM_{an}}{dH} \right)}{\left(1 - \alpha.c \cdot \frac{dM_{an}}{dH} - \alpha(1-c) \cdot \frac{dM_{irr}}{dH} \right)} \quad (0.8)$$

Une intégration va permettre de déduire la valeur de M et ainsi de B selon:

$$B = H \cdot \mu_0 + M \quad (0.9)$$

A.2 Modèle chimique

Les paramètres du modèle sont :

- J'_0 : induction maximale due aux renversements des parois
- β : coefficient correspondant à la pente du cycle
- c_0 : coefficient lié à la largeur du cycle
- H_c : champ coercitif du cycle
- J''_0 : induction maximale due aux rotations
- k_1 : coefficient qui modifie la pente du modèle au voisinage du champ coercitif
- k_2 : coefficient modifiant la pente à très haute induction
- p_1 : paramètre lié aux pertes à haute induction
- c_1 : paramètre lié à la détermination des cycles mineurs

A l'état initial démagnétisé, nous commençons par calculer les paramètres de calcul intermédiaires :

- Pour la partie liée aux renversements des parois, on décrit :

$$K = e^{\beta.H_c} \quad (0.10)$$

$$\gamma = \frac{\beta \cdot \ln(c_0)}{\ln(K)} \quad (0.11)$$

- Pour la partie liée aux rotations des parois, on décrit :

$$b_1 = c_1 - 1 \quad (0.12)$$

Le modèle sépare les cycles en deux cas en fonction de l'évolution du champ H . Ainsi, lorsque H augmente, nous avons :

- l'induction liée aux renversements des parois s'écrit :

$$J' = J'_0 \cdot \tanh\left[\frac{\beta}{2\gamma}\right] \cdot \ln(\exp^{H \cdot \gamma} + b) - \frac{\beta \cdot H_c}{2} \quad (0.13)$$

Le champ actif h' à chaque point H est calculé par :

$$h' = \frac{1}{\alpha} \cdot \ln(b_1 + e^{\alpha \cdot H}) \quad (0.14)$$

- l'induction liée aux rotations des parois est définie par :

$$J'' = J''_0 \cdot \cos(\theta) \quad (0.15)$$

où l'angle de rotation θ est le résultat de la résolution de l'équation suivante :

$$k_1 \cdot sh(k_2(\theta - \frac{\pi}{2})) + h' \cdot \sin(\theta) - p_1 = 0 \quad (0.16)$$

Lorsque H diminue, l'équation de l'induction liée aux renversements des parois devient :

$$J' = -J'_0 \cdot \tanh\left[\left(\frac{\beta}{2\gamma}\right) \cdot \ln(\exp^{-H \cdot \gamma} + b) - \frac{\beta \cdot H_c}{2}\right] \quad (0.17)$$

Dans ce cas, le champ actif dans ce cas est calculé selon :

$$h' = \frac{1}{\alpha} \cdot \ln(b_1 + e^{-\alpha \cdot H}) \quad (0.18)$$

Dans tous les cas, l'induction totale est calculé par :

$$B = J' + J'' \quad (0.19)$$

Les paramètres intermédiaires γ et b_1 (appelés encore paramètres d'histoire) sont réévalués à chaque point de rebroussement des cycles (H_i, J_i), c'est-à-dire à chaque changement de sens de variation du champ H.

- Lorsque H augmente, nous avons :
- pour la partie liée aux renversements :

$$A = \frac{K * (J'_0 + J_i)}{(J'_0 - J_i)} \quad (0.20)$$

$$\gamma = \frac{\beta \cdot \ln(c_0)}{\ln(A \cdot e^{-\beta \cdot H_i})} \quad (0.21)$$

$$b = (c_0 - 1) \cdot e^{\gamma \cdot H_i} \quad (0.22)$$

- pour la partie liée aux rotations :

$$D = k_1 \cdot \sinh(k_2(\theta - \frac{\pi}{2})) \quad (0.23)$$

$$A_{rot} = \frac{e^{a-D}}{\sin(\theta)} \quad (0.24)$$

$$\alpha = \frac{\ln(c_1)}{\ln(A_{rot} \cdot e^{-H_i})} \quad (0.25)$$

$$b_1 = (c_1 - 1) \cdot e^{\alpha \cdot H_i} \quad (0.26)$$

- Lorsque H diminue, nous avons :
- pour la partie liée aux renversements

$$A = \frac{K * (J'_0 - J_i)}{(J'_0 + J_i)} \quad (0.27)$$

$$\gamma = \frac{\beta \cdot \ln(c_0)}{\ln(A \cdot e^{\beta \cdot H_i})} \quad (0.28)$$

$$b = (c_0 - 1) \cdot e^{-\gamma \cdot H_i} \quad (0.29)$$

- pour la partie liée aux rotations

$$D = k_1 \cdot \sinh(k_2(-\theta + \frac{\pi}{2})) \quad (0.30)$$

$$A_{rot} = \frac{e^{a-D}}{\sin(\pi - \theta)} \quad (0.31)$$

$$\alpha = \frac{\ln(c_1)}{\ln(A_{rot} \cdot e^{H_i})} \quad (0.32)$$

$$b_1 = (c_1 - 1) \cdot e^{-\alpha \cdot H_i} \quad (0.33)$$

B ANNEXE 2: Fichier xml modélisant un élément du schéma réductant

La figure B.1 ci-dessous montre l'exemple d'un modèle de réductance d'aire « AIRREL » représenté dans le fichier « components.xml » contenant tous les éléments d'un réseau de réductances.

Un tel élément peut être lui-même composé de plusieurs sous-éléments dont chacun est caractérisé par ses attributs. Cette structure permet une gestion facile de l'ensemble des propriétés d'un modèle, de ses paramètres d'entrée et de sortie. Par exemple, les éléments correspondant aux réductances modélisés dans RelucTool contiennent de manière générale deux sous-éléments : un pour sa représentation graphique et un pour son modèle de calcul.

L'élément graphique, intitulé « figure », contient des informations permettant la représentation graphique de cette réductance dans l'interface homme – machine. Nous citons pour exemple l'attribut *path* de l'élément *image*, qui fournit le cheminement permettant de trouver l'image de l'icône associée à cette réductance.

L'élément « model » contient les éléments permet les calculs relatifs à la réductance. Nous y trouvons les sous-éléments de type « param » pour les paramètres d'entrée et ceux de type « output » pour les sorties. Dans chacun de ces sous-éléments, les différents attributs permettent de stocker et d'exploiter les informations concernant à la grandeur représentée, par exemple son nom, sa valeur, son unité, la précision requise, etc.

Représentation graphique	}	<pre> *****MAGNETIC COMPONENTS***** --> - <MagneticComponent name="AIRREL" type="reluctance" description="Airgap"> - <figure defaultWidth="22" defaultHeight="11"> <image path="img/airrel.png"/> </figure> <port orientation="in" position="west"/> <port orientation="out" position="east"/> - <model> <param name="L" configurable="true" value="L" unit="mm" format="1" precision="2"/> <param name="S" configurable="true" value="S" unit="mm2" format="1" precision="2"/> <reluctance name="R_@MODELNAME" intern="false" value="1/mu0*1000*L/S" fluxname="flux_R_@MODELNAME" unit="H-1" format="1" precision="2"/> <output name="energy_R_@MODELNAME" intern="false" value="0.5*R_@MODELNAME*pow(flux_R_@MODELNAME, 2)" unit="J" format="1" precision="2"/> <output name="coenergy_R_@MODELNAME" intern="false" value="energy_R_@MODELNAME" unit="J" format="1" precision="2"/> <output name="losse_R_@MODELNAME" intern="true" value="0.0"/> </pre>
Modèle	}	

Figure 0.1 : Exemple de représentation d'un modèle de réductance par un élément dans un .xml

C ANNEXE 3: Application de la dérivation automatique de code sur un modèle dynamique simple

C.1 Circuit électrique de test

Nous cherchons à réaliser une simulation dynamique et à dériver le modèle dynamique du circuit électrique décrit sur la Figure IV.1. Les valeurs numériques pour cette simulation sont données ci-dessous :

- L : 0.05 H
- $R1$: 0.1 Ohm
- $R2$: 0.4 Ohm
- E : 10 V
- T_{fin} : 0.4 s
- T_s : 0.2 s

où T_{fin} est le temps de fin de simulation; T_s est l'instant où l'interrupteur K bascule.

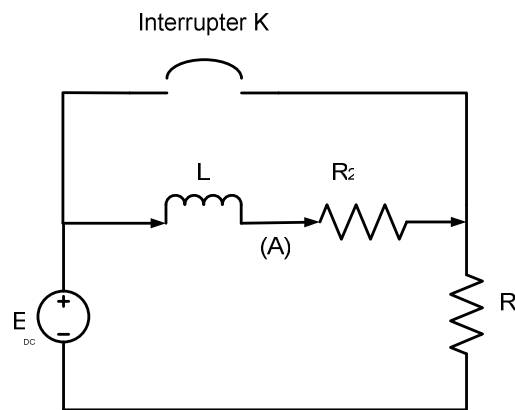


Figure IV.1 : Schéma de circuit électrique

Le comportement de ce circuit électrique se divise en 2 phases en fonction du temps t

- Phase 1 : Interrupteur ouvert

$$i(t) = \frac{E}{R1 + R2} \left(1 - e^{-\frac{R1+R2}{L} * t} \right) \quad (1.1)$$

- Phase 2 : Interrupteur fermé

$$i(t) = \frac{E}{R1 + R2} \left(1 - e^{-\frac{R1+R2}{L} * T_s} \right) \cdot e^{-\frac{R2}{L} * (t - T_s)} \quad (1.2)$$

Nous allons considérer l'évolution temporelle du courant i courant passant dans la branche L , $R2$. Une autre façon d'obtenir l'évaluation du courant $i(t)$ est de résoudre les équations différentielles :

- Phase 1 : Interrupteur ouvert

$$\frac{di}{dt}(t) = \frac{E}{L} + (R1 + R2).i(t) \quad (1.3)$$

- Phase 2 : Interrupteur fermé

$$\frac{di}{dt}(t) = -\frac{R2}{L}i(t) \quad (1.4)$$

Nous considérons ici la méthode de Runge-Kutta d'ordre pour résoudre ces équations. Ceci est similaire à la manière utilisée pour résoudre les modèles dynamiques de RelucTool en simulation dynamique. Nous remarquons en plus que le vecteur d'état du circuit électrique en question se compose d'une seule variable i , qui est continue par morceau. En effet, le fonctionnement de l'interrupteur K crée des événements discrets pendant la simulation dynamique du circuit électrique. Nous avons choisi ce circuit électrique car il est intéressant pour démontrer la performance de la technique de dérivation automatique de code à divers titres. Premièrement, nous connaissons bien le comportement du courant dans le circuit électrique (grâce aux équations (C.1) et (C.2)), cela nous permet d'avoir une référence exacte pour le calcul. Deuxièmement, bien que le modèle de ce circuit électrique soit très simple, il contient les caractéristiques semblables à un modèle dynamique dans RelucTool (un vecteur d'état avec des événements).

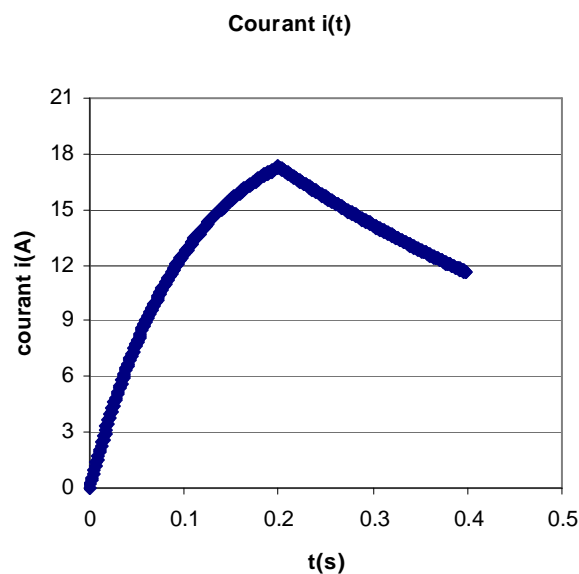


Figure 1.2 : courant intégré par la méthode Runge-Kutta

Nous cherchons à calculer les dérivées des paramètres de sortie du modèle par rapport à ses paramètres d'entrée. Dans notre cas, nous nous intéressons aux dérivées de courant i par rapport aux paramètres d'entrées : $E, R1, R2, L$.

Afin d'estimer l'erreur, nous avons choisi le calcul par calcul formel comme référence, que nous comparons aux résultats obtenus par ADOL-C. Nous introduisons le calcul d'erreur entre les deux méthodes.

$$erreur_relative = \frac{|valeur_calculée_par_Formel - valeur_calculée_par_Adolc|}{|valeur_Maximale_calculée_par_Formel|} * 100 \quad (1.5)$$

Nous allons tout d'abord considérer la différence entre le courant i donné analytiquement par (C.1) et (C.2) et celui donné par la résolution ODE avec Runge-Kutta.

L'erreur entre le courant calculé par le calcul formel et celui intégré par Runge-Kutta d'ordre 4 avec un pas de temps $\Delta t = 10^{-4}$ s est présentée dans le graphe ci-dessous :

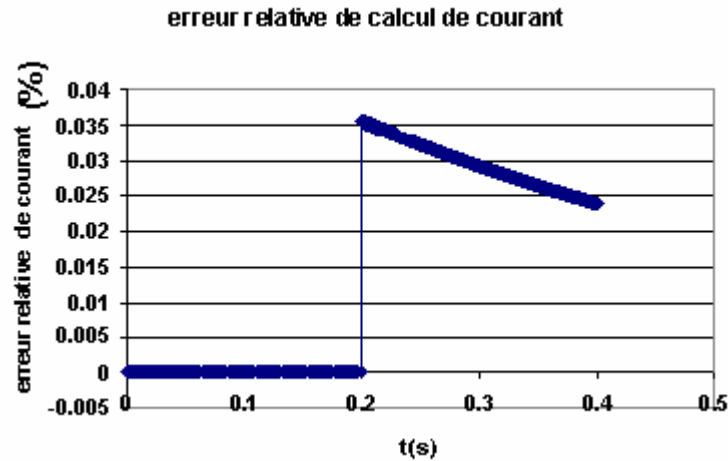


Figure I.3 : erreur de courant intégrée par la méthode Runge-Kutta et celui par le calcul formel

La valeur obtenue par calcul de courant montre que la méthode Runge-Kutta permet des résultats précis. A partir de la figure, l'erreur entre les 2 méthodes est inférieure à 0.04%. Cette erreur négligeable nous permet désormais de considérer indépendamment les erreurs dans les calculs de dérivées.

A.1 Dérivation du courant temporel i par rapport aux paramètres d'entrée

Nous allons comparer les calculs des dérivées partielles de i par rapport aux paramètres d'entrée $R1$, $R2$, L , E , réalisés avec ADOL_C et avec la dérivation formelle des équations (C.1) et (C.2).

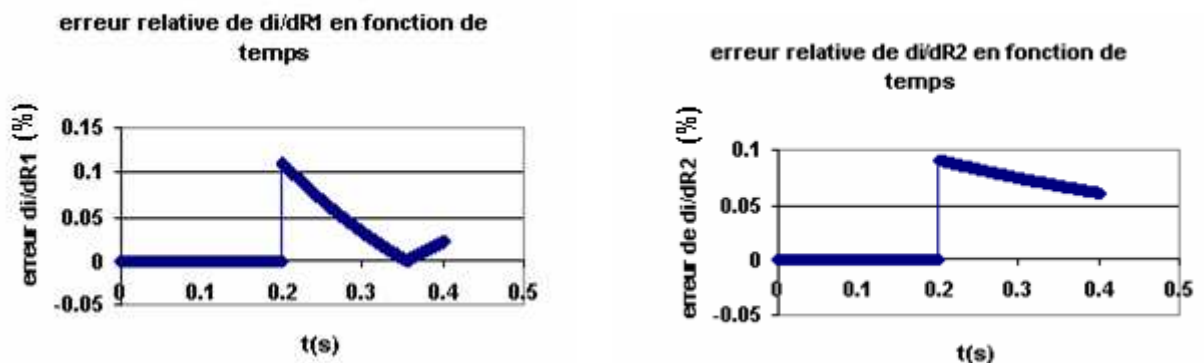


Figure I.4 : Erreur de calcul $di/dR1$ et $di/dR2$ entre ADOL-C et par le calcul formel

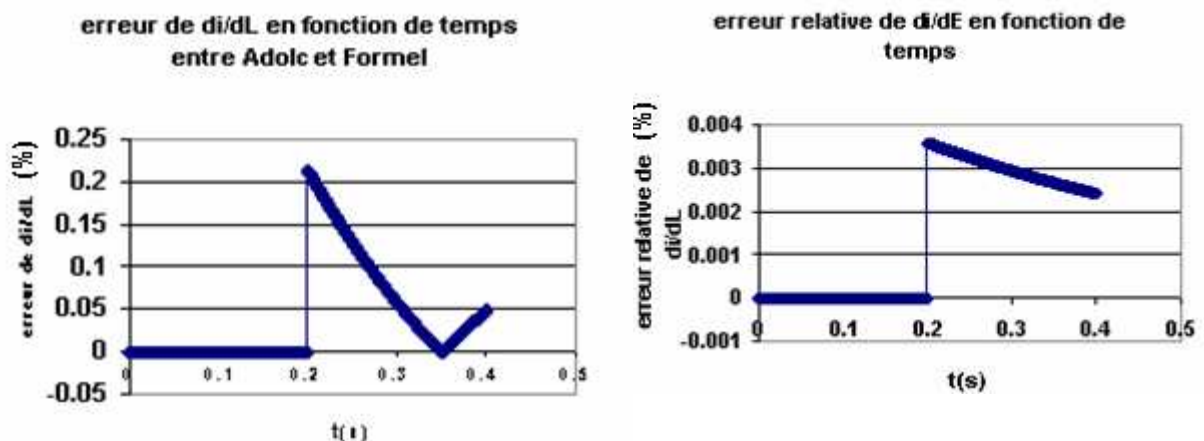


Figure I.5 : erreur de calcul di/dL et di/dE entre ADOL-C et par le calcul formel

Figure I.4 et Figure I.5 montrent que les dérivées par ADOL-C sont très proches de celles données par le calcul formel (erreur < 0.2%). Nous remarquons que les erreurs dans tous les cas sont plus importantes au point de discontinuité $T_s = 0.2$ s. Nous pouvons cependant réduire cet écart en adaptant le pas de calcul numérique pour Runge-Kutta à ce point là.

C.2 Dérivation du temps de réponse T_r par rapport au paramètre R1

Le terme « temps de réponse » est défini pour le temps T_r nécessaire pour que le courant i atteigne une certaine valeur i_f , ici fixée à $0.95 I_{max}$ (la valeur maximale du courant i). Pour notre circuit électrique, cette valeur maximale apparaît à l'instant T_s de fermeture de l'interrupteur. Ce courant maximal dépend des paramètres d'entrée ($R1$, $R2$, E) du système.

Nous cherchons à calculer les dérivées de T_r par rapport aux paramètres d'entrée. Ceci s'apparente à notre besoin de dériver le temps de fermeture des actionneurs (cf. chapitre III) afin de réaliser une optimisation dynamique sur une cette grandeur.

Afin de valider ma dérivation de code par ADOL_C sur un tel paramètre, nous proposons d'utiliser l'approche par les différences finies (DF). En effet, T_r étant une sortie de simulation dynamique d'un système discontinu, le calcul formel n'est plus adapté pour calculer ses dérivées partielles. Cependant, la technique des DF ne permet d'obtenir une bonne approximation des dérivées que si le pas de dérivation est bien adapté.

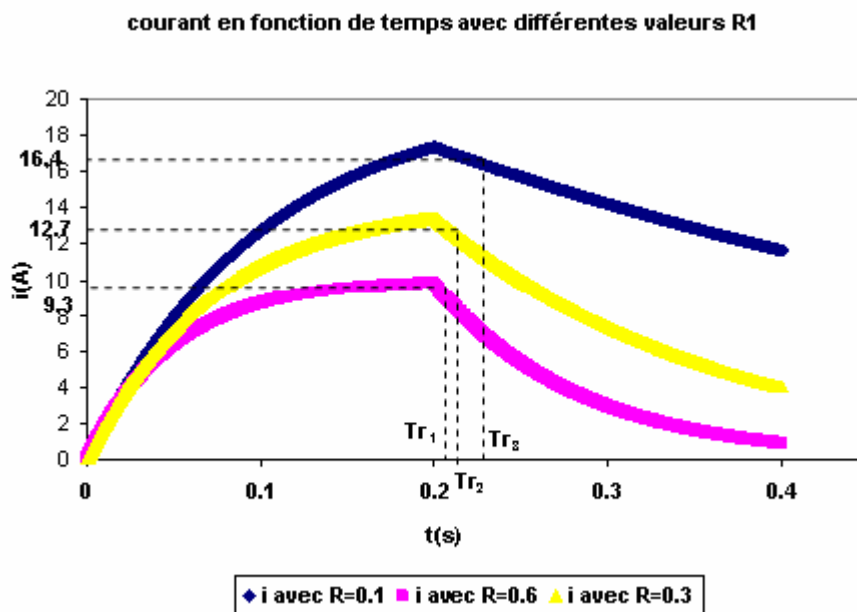


Figure I.6 : Comportement de courant en fonction de R1

Par exemple, nous allons illustrer ceci avec le calcul de la dérivée de T_r en fonction de R1.

T_r est la solution de l'équation implicite :

$$i(t) - i_f = 0 \quad (I.6)$$

où $i_f = 0.95 I_{max}$.

Les dérivées partielles du temps de réponse par rapport aux paramètres de dimensionnement E se calculent en appliquant le théorème des fonctions implicites [CIARLET] :

$$\frac{\partial T_r}{\partial P} = - \left[\frac{\partial i(T_r)}{\partial E} - \frac{\partial i_f}{\partial E} \right] \left[\frac{\partial i(T_r)}{\partial t} \right]^{-1} \quad (I.7)$$

L'outil développé avec le principe de différentiation automatique [ENCIU] permet de calculer des dérivées de temps de réponse en fonction des paramètres sous forme :

$$\frac{\partial T_r}{\partial P} = -\frac{\partial i(T_r)}{\partial E} \left[\frac{\partial i(T_r)}{\partial t} \right]^{-1} + \frac{\partial i_f}{\partial E} \cdot \left[\frac{\partial i(T_r)}{\partial t} \right]^{-1} \quad (1.8)$$

Le premier terme de (C.8) est calculé automatiquement par l'outil de dérivation de codes (ODEAD) grâce aux calculs récurrents sur la valeur $i(t)$ à chaque pas de simulation.

En connaissant la condition d'arrêt i_f , l'utilisateur peut calculer le deuxième terme.

La figure C.7 montre le résultat de l'évolution du temps de réponse T_r et sa dérivée par rapport à la valeur de R1.

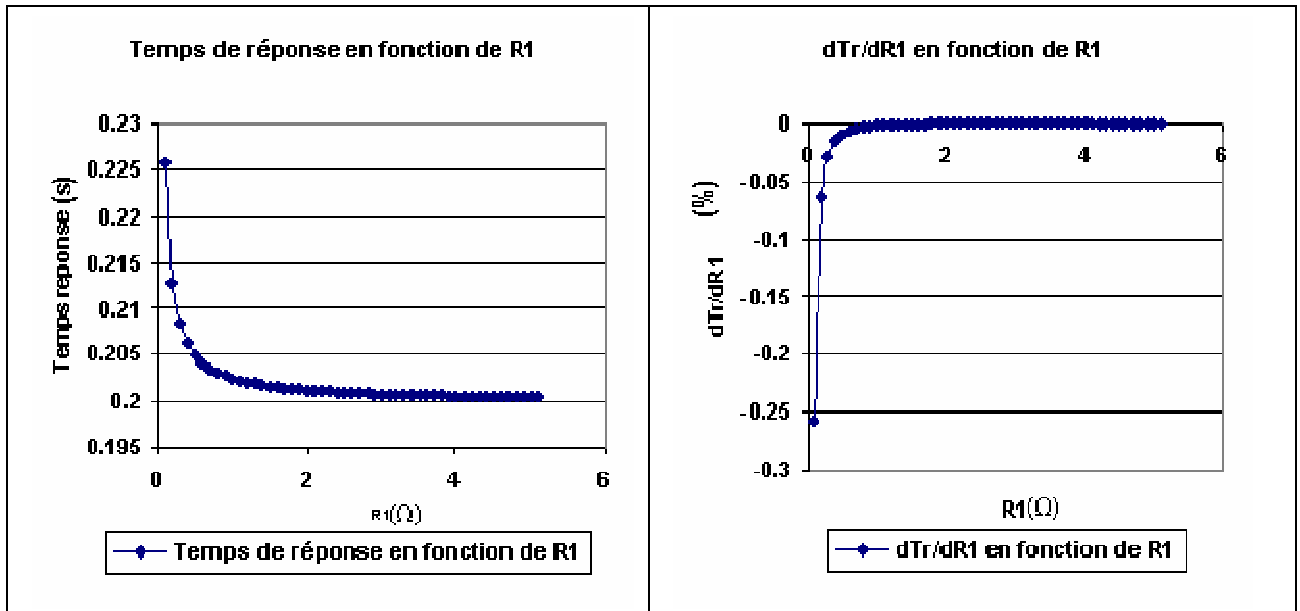


Figure I.7 : Temps de réponse et la dérivée de temps de réponse par rapport à R1 en fonction de R1 par l'ODEAD

Une comparaison entre le résultat obtenu par l'ODEAD et ceux avec la méthode DF avec trois pas de calcul différents $\Delta t = e-1, e-6, e-15$ (s) est montré sur la figure C.8. Le résultat confirme que la dépendance de la méthode DF vis-à-vis du pas de temps. En plus, un pas de temps minimal ($\Delta t = e-15$ s) cause des problèmes d'instabilité numérique.

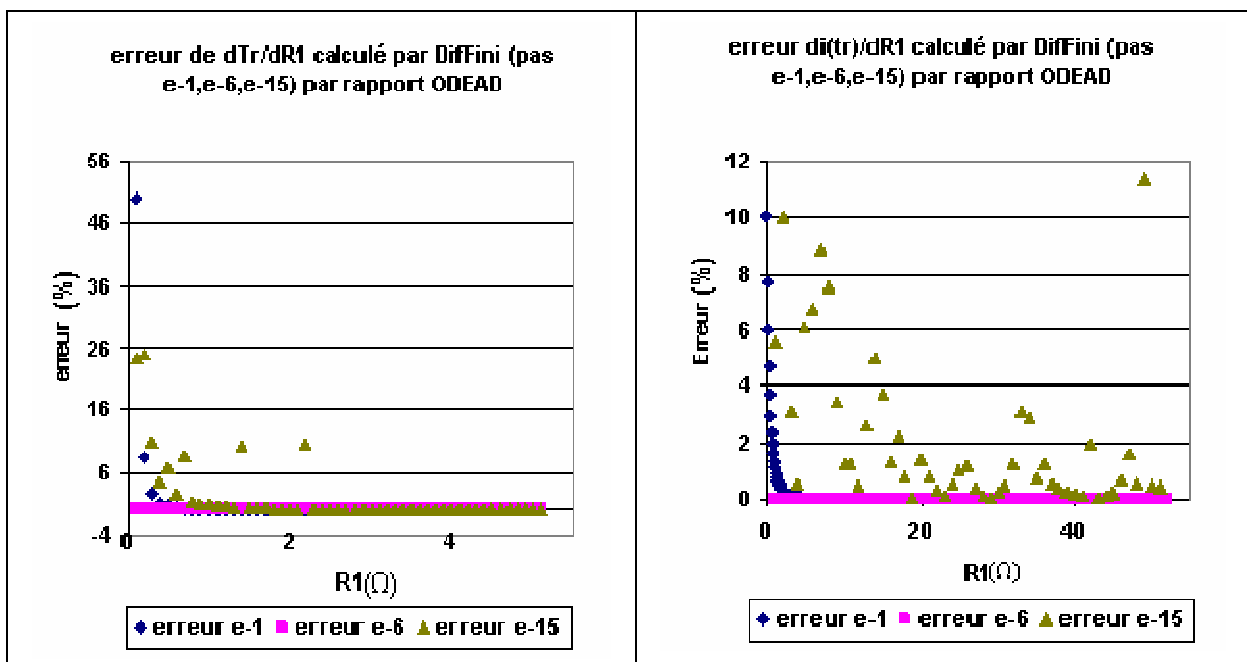


Figure I.8 : Erreurs de calcul de dérivée de temps de réponse (courant à temps de réponse) par rapport à R1 entre ADOL-C et DF avec 3 pas de calcul différents