

Jan 20006633

Smith
1974
111

T.

N° d'ordre :

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

en Productique : Automatique et Informatique Industrielle

par

Janette GARCIA GOMEZ

Ingénieur Université Simón Bolívar de Caracas (Venezuela)



APPROCHE BOND GRAPH POUR LA MODELISATION DES EFFETS THERMIQUES DANS LES COMPOSANTS DE COMMUTATION EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

Soutenue le 07 AVRIL 1997 devant le jury d'examen

Rapporteurs :

Mme. **M. DELGADO**
M. **R. LE DOEUFF**
M. **S. SCAVARDA**

Examineurs :

M. **R. BAUSIERE**
M. **W. BORUTZKY**
Mme. **G. DAUPHIN-TANGUY**
M. **H. MOREL**
M. **C. ROMBAUT**

Thèse réalisée à l'Ecole Centrale de Lille au Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle de Lille (L.A.I.L. URA CNRS D 1440) et au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance (L.2.E.P. EP CNRS 0121), sous la co-direction de Madame le Professeur G. DAUPHIN-TANGUY et de Monsieur le Professeur C. ROMBAUT.

A mis padres et à Stéphane

Avant - propos

AVANT-PROPOS

Le travail que nous présentons dans ce mémoire a été effectué conjointement au Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle de Lille (LAIL) et au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance (L2EP) à l'Ecole Centrale de Lille sous la direction de Madame le Professeur G. DAUPHIN-TANGUY, Professeur à l'Ecole Centrale de Lille et Directeur du LAIL et de Monsieur le Professeur C. ROMBAUT, Professeur à l'Ecole Centrale de Lille et Directeur du L2EP. Leur amabilité, leurs conseils et la qualité de leurs rapports humains nous ont permis d'achever dans les meilleures conditions les travaux entrepris.

Ce travail s'insère dans le cadre d'une collaboration Franco - Vénézuélienne entre l'Université Simón Bolívar de Caracas, Vénézuéla, et l'Ecole Centrale de Lille, France, réalisé grâce au financement du CONICIT (Conseil National de Science et Technologie) de Venezuela et CEFI (Comité d'Etudes sur les Formations d'Ingénieurs) de France, au sein du PCP (Programmes de Coopération Post-Gradués) Automatique.

Nous tenons à remercier chaleureusement Madame M. DELGADO, Professeur à l'Université Simón Bolívar de Caracas qui grâce à ses nombreux contacts nous a donné l'opportunité de réaliser notre thèse en France. Nous sommes très honorée qu'elle est bien voulue être rapporteur de nos travaux.

Nous sommes redevable à Messieurs S. SCAVARDA, Professeur à l'INSA de Lyon et R. LeDOEUFF, Professeur au LARGE-ESAIGELEC de Saint Nazaire, pour l'honneur qu'ils nous font en acceptant d'examiner ce travail et d'être rapporteurs de cette thèse.

Nous remercions également Messieurs les Professeurs W. BORUTZKY, Professeur au Department of Computer Science, Polytechnique de Cologne, H. MOREL chercheur CNRS HDR à l'UPRESA 5005 de l'INSA de Lyon, et R. BAUSIERE Professeur à l'université de Lille I d'avoir accepté de participer à notre jury.

Nous voudrions adresser une pensée amicale aux membres du LAIL, au personnel de l'Ecole Centrale de Lille et spécialement à l'équipe Bond Graph, l'équipe Commande ainsi que l'équipe Production Manufacturière (Philippe, David, Stéphane, Jean-Marc, Laurent, François, Régis, Wajdi, Hervé, William, Roger) pour la bonne humeur et la sympathie qu'ils entretiennent au laboratoire.

SOMMAIRE

SOMMAIRE

Introduction générale.....15

Chapitre I.....21

I. Généralités sur la modélisation des éléments de commutation en électronique de puissance..... 23

I.1 Introduction 23

I.2 Modélisation du semi-conducteur 24

I.3 Modélisation de la fonctionnalité interrupteur..... 24

I.3.1 Méthodes à topologie variable : interrupteurs idéaux..... 24

I.3.2 Causalité variable en fonction de l'état: Approche bond graph 25

I.3.2.1 Cas idéal 25

I.3.2.2 Cas non-idéal 27

I.3.3 Méthode à topologie fixe : interrupteurs non idéaux..... 29

I.3.4 Topologie fixe : Approche bond graph 30

I.3.4.1 Causalité fixée par l'environnement 30

I.3.4.2 Causalité unique quel que soit l'état de l'interrupteur 31

I.4 Conclusion..... 31

Chapitre II.....33

II. Généralités sur la modélisation des éléments de commutation en électronique de puissance..... 35

II.1 Introduction..... 35

II.2 Modèle bond graph électrique d'un interrupteur..... 35

II.2.1 Modélisation d'un interrupteur 36

II.2.2 Résolution des problèmes..... 38

II.2.2.1 Problème des jonctions 0 sans causalité..... 38

II.2.2.2 Cas où un interrupteur et une inductance sont en série 41

II.2.3 Exemple d'application 42

II.2.4 Conclusion 47

II.3 Modèle bond graph thermique d'un interrupteur 48

II.3.1 Rappel sur la modélisation bond graph des effets thermiques 49

II.3.2 Modélisation bond graph des échanges thermiques 52

II.3.2.1 Conduction 52

II.3.2.2 Convection..... 55

II.3.2.3 Rayonnement.....	55
II.3.2.3.1 Rappel sur le rayonnement.....	55
II.3.2.3.2 Modélisation bond graph du rayonnement.....	57
II.3.3 Modèle bond graph monodimensionnel d'un transistor.....	58
II.3.4 Modèle bond graph 3D d'un transistor.....	60
II.4 Couplage du modèle bond graph des parties thermiques et électriques des composants de commutation.....	64
II.5 Modèle bond graph électrothermique des éléments de commutation en électronique de puissance.....	64
II.5.1 Diode.....	65
II.5.2 MOSFETs.....	67
II.5.3 Exemple d'application.....	69
II.6 Discussion sur la simulation du modèle électrothermique.....	72
II.7 Conclusion.....	73
Chapitre III.....	75
<i>III. Détermination des valeurs numériques des éléments du modèle bond graph thermique</i>	<i>77</i>
III.1 Introduction.....	77
III.2 Détermination des valeurs de paramètres à partir des données constructeur.....	78
III.3 Identification des valeurs des résistances et capacités de la jonction, du boîtier et du radiateur.....	82
III.3.1 Interrupteur sans radiateur.....	82
III.3.1.1 Première étape : boîtier intact.....	83
III.3.1.1.1 Etude du régime permanent.....	83
III.3.1.1.2 Etude de la dynamique.....	86
III.3.1.2 Seconde étape : boîtier ouvert.....	88
III.3.1.2.1 Entrée en échelon.....	88
III.3.1.2.2 Entrée créneaux.....	90
III.3.2 Prise en compte d'un radiateur.....	92
III.3.2.1 Etude en régime permanent.....	93
III.3.2.2 Etude en dynamique.....	95
III.3.3 Vérification de l'identification.....	96
III.3.4 Conclusion.....	98
III.4 Conclusion.....	99
Chapitre IV.....	101
<i>IV. Modélisation bond graph des effets de commutation.....</i>	<i>103</i>
IV.1 Introduction.....	103
IV.2 Etude des commutations des éléments commandés.....	104
IV.2.1 Etude des commutations des MOSFETs.....	105
IV.2.1.1 Amorçage du MOSFET.....	107
IV.2.1.1.1 Circuit MOSFET avec une charge résistive.....	107
IV.2.1.1.2 Circuit MOSFET avec une charge inductive.....	111
IV.2.1.2 Blocage du MOSFET.....	116
IV.2.1.2.1 Circuit MOSFET avec une charge résistive.....	117
IV.2.1.2.2 Circuit MOSFET avec une charge inductive.....	120

IV.2.1.3 Conclusion	124
IV.2.2 Etude des commutations d'un transistor IGBT	125
IV.3 Cellule de commutation	125
IV.3.1.1 Etat passant	126
IV.3.1.2 Etat bloqué	127
IV.3.1.3 Transition état bloqué - état passant (t_{on})	127
IV.3.1.4 Transition état passant - état bloqué (t_{off})	130
IV.3.1.5 Résumé des logiques de commutation	130
IV.3.2 Résultats de simulation	132
IV.4 Etude comparative des pertes par commutation dans un transistor	136
IV.5 Conclusion	137
Chapitre V	139
<i>V. Détermination du modèle moyen d'un circuit en électronique de puissance à partir de son modèle bond graph</i>	<i>141</i>
V.1 Introduction	141
V.2 Modèle moyen sans les pertes par effets de commutation	142
V.2.1 Procédure d'obtention du modèle bond graph moyen	142
V.2.1.1 <u>Etape 1</u> : Construction du sous-modèle bond graph	143
V.2.1.2 <u>Etape 2</u> : Définition des entrées-sorties du sous-modèle bond graph	144
V.2.1.3 <u>Etape 3</u> : Détermination du modèle moyen du sous-modèle bond graph	145
V.2.1.3.1 Principe de construction	145
V.2.1.3.2 Procédure de construction	146
V.2.1.4 <u>Etape 4</u> : Modèle bond graph moyen	148
V.2.1.5 Simulation	149
V.2.2 Exemples	150
V.2.2.1 Convertisseur boost	150
V.2.2.2 Convertisseur boost avec éléments parasites	152
V.2.2.3 Convertisseur buck-boost	154
V.2.2.4 Convertisseur buck-boost à trois états	156
V.2.2.4.1 Comparaison avec la méthode de modélisation par graphe de fluence des commutations	158
V.2.3 Obtention du modèle petits signaux	160
V.3 Modèle bond graph moyen en prenant en compte les pertes par effets de commutation ...	164
V.3.1 <u>Etape 1</u> : Construction du sous-modèle bond graph	165
V.3.2 <u>Etape 2</u> : Définition des entrées-sorties du sous-modèle bond graph	165
V.3.3 <u>Etape 3</u> : Détermination du modèle moyen du sous-modèle bond graph	166
V.3.3.1 Principe de construction	166
V.3.3.2 Procédure de construction	172
V.3.4 <u>Etape 4</u> : Modèle bond graph moyen	174
V.3.5 Simulation	176
V.4 Conclusion	177
Conclusion générale	179
Références bibliographiques	183

Annexes.....	195
Annexe A.....	197
<i>A. Méthodologie bond graph.....</i>	199
A.1 Introduction.....	199
A.2 Modélisation par bond graph.....	199
A.3 Notion de Causalité.....	203
A.4 Détermination de l'équation d'état associée à un modèle bond graph.....	206
A.4.1 Vecteur d'état.....	206
A.4.2 Détermination de l'équation d'état.....	206
A.5 Notions de relation causale, de chemin causal et de signal.....	208
Annexe B.....	211
<i>B. Modélisation des circuits électriques sans interrupteur par bond graph.....</i>	213
B.1 Circuits avec point de référence apparent.....	213
B.1.1 Construction du schéma bond graph :.....	213
B.1.2 Procédure d'affectation des causalités.....	213
B.2 Prise en compte d'un neutre isolé.....	214
Annexe C.....	217
<i>C. Détermination des parties lentes et rapides d'un modèle bond graph.....</i>	219
C.1 Détermination du bond graph rapide.....	219
C.2 Détermination du bond graph réduit lent.....	220
Annexe D.....	223
<i>D. Méthode de la modélisation moyenne.....</i>	225
D.1 Introduction.....	225
D.2 Exemple.....	227

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés en collaboration entre deux laboratoires de l'Ecole Centrale de Lille, le Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle de Lille (L.A.I.L.) au sein de l'équipe bond graph, et le Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance (L.2.E.P.).

Le développement actuel de l'électronique de puissance conduit à des systèmes fonctionnant à des fréquences et des puissances de plus en plus élevées. Le problème de l'étude de la dissipation de la chaleur se pose avec de plus en plus d'acuité et devient une étape nécessaire dans la conception de systèmes d'électronique de puissance. Une modélisation couplée des effets électriques et thermiques des convertisseurs présente des multiples avantages.

Les systèmes électroniques sont soumis à des contraintes de plus en plus sévères. Les dimensionnements des refroidisseurs nécessitent une évaluation correcte des pertes et de leur évacuation. De plus, un bon modèle électrothermique des composants de commutation permet un ajustement des calibres des composants. La bonne évacuation de la chaleur est également vitale pour la longévité et la fiabilité des éléments de commutations. Ainsi par exemple, les différences de propriétés thermomécaniques des matériaux des différentes couches entraînent des dilatations différentes au niveau des interfaces et peuvent conduire à la rupture des soudures.

Un dernier avantage à disposer d'un modèle électrothermique est de pouvoir analyser et prendre en compte les phénomènes d'instabilité thermique. L'étude des caractéristiques statiques directes $i_{DS}=f(v_{DS})$ typiques d'un transistor IGBT montre qu'à courant de drain constant la puissance électrique dissipée dans l'interrupteur augmente avec la température d'où une possibilité d'emballement thermique [Schaeffer 1992].

Ce dernier aspect montre qu'un modèle électrothermique des interrupteurs est nécessaire dans l'élaboration d'une loi de commande des interrupteurs. Dans ce cas, le modèle thermique

doit évidemment rester très simple pour permettre le calcul de la commande, mais être suffisamment précis pour pouvoir rendre compte d'éventuelles divergences. C'est dans ce cadre que s'inscrivent les modèles d'interrupteurs développés dans ce mémoire.

Nous avons choisi le formalisme bond graph pour réaliser cette modélisation. Ce choix présente de nombreux avantages.

Les systèmes en électronique de puissance font souvent apparaître des phénomènes venant de différents domaines des sciences physiques : électrique, mécanique, thermique. Le langage bond graph présente l'avantage d'être un langage de description des systèmes avec un formalisme unique quel que soit le domaine physique. Les couplages entre les différents sous-systèmes, permettant le transfert de la puissance d'un sous-système à un autre, peuvent alors être modélisés de façon très simple.

Si le langage bond graph donne la structure physique du système, il en donne également la structure causale, ou autrement dit, la structure de calcul. Il permet d'obtenir de manière systématique les variables et équations d'état. Mais bien plus que cela, il permet l'analyse des propriétés du système (commandabilité, observabilité, surveillabilité, découplabilité) et donne même la structure des lois de commande (placement de pôles, rejet de perturbation, ...), et ceci à partir d'une simple analyse graphique.

Dans le domaine des convertisseurs de l'électronique de puissance, il existe deux démarches classiques. La première, dite à "topologie variable", consiste à définir deux états (passant ou bloqué) par composant et conduit à 2^n modèles différents si le système possède n interrupteurs. La seconde, dite à "topologie fixe", consiste à représenter le composant par une résistance à deux valeurs, faible à l'état passant et grande à l'état bloqué. Le premier chapitre rappelle ces différentes approches et présente les diverses solutions de modélisation par bond graph des convertisseurs proposées dans la littérature.

Le deuxième chapitre aborde la modélisation bond graph électrothermique des interrupteurs. Une approche générale de modélisation des interrupteurs est développée et appliquée sur les éléments de commutations classiques intervenant dans les convertisseurs

(Diode, transistor, GTO,...). Le modèle bond graph du comportement électrique des interrupteurs s'appuie sur une démarche originale à topologie fixe. Cette approche permet l'obtention d'un modèle unique valable quelque soit l'état des interrupteurs. Les procédures d'analyse de propriétés ou de détermination de lois de commande sont ainsi applicables sur les modèles bond graph des circuits. Le modèle bond graph obtenu sert de base pour les autres modèles développés dans ce mémoire.

Le troisième chapitre traite de l'identification des valeurs des éléments intervenant dans la partie thermique du modèle bond graph des interrupteurs. Les modèles bond graph associés aux dynamiques lentes et rapides étant déterminés par une procédure entièrement graphique, une méthode très simple est développée à partir des réponses en température sous l'effet d'une puissance électrique dissipée dans l'interrupteur échelon, puis périodique. Cette procédure d'identification est appliquée sur un MOSFET à partir de relevés expérimentaux.

La prise en compte des pertes par commutation dans la modélisation bond graph de l'interrupteur est réalisée dans le quatrième chapitre. Si l'ordre de grandeur des commutations est de quelques micro-secondes, les pertes qu'elles engendrent deviennent rapidement significatives par rapport aux pertes en conduction avec l'augmentation de la fréquence de commande (dès quelques KHz). Le modèle est développé sur une cellule de commutation.

Les modèles développés jusqu'alors sont intéressants pour l'analyse des circuits, la détermination de loi de commande ou pour l'analyse du comportement du convertisseur. La simulation des effets thermiques demande cependant souvent une durée de simulation de plusieurs centaines de secondes entraînant des temps de simulation démesurément trop longs. Le cinquième chapitre est donc consacré à la déduction d'une procédure entièrement graphique permettant de trouver un nouveau modèle beaucoup plus rapide à simuler. Cette procédure donne un modèle bond graph ayant le comportement moyen du modèle bond graph initial sur une période. Etant entièrement graphique, cette procédure est plus facile à mettre en œuvre que la procédure de calcul d'un modèle moyen couramment répandu en électronique de puissance. Elle permet de plus de prendre en compte les pertes par commutation.

CHAPITRE I

GENERALITES SUR LA MODELISATION DES ELEMENTS DE COMMUTATION EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

I.1 Introduction	23
I.2 Modélisation du semi-conducteur	24
I.3 Modélisation de la fonctionnalité interrupteur.....	24
I.3.1 Méthodes à topologie variable : interrupteurs idéaux.....	24
I.3.2 Causalité variable en fonction de l'état: Approche bond graph	25
I.3.2.1 Cas idéal	25
I.3.2.2 Cas non-idéal	27
I.3.3 Méthode à topologie fixe : interrupteurs non idéaux.....	29
I.3.4 Topologie fixe : Approche bond graph	30
I.3.4.1 Causalité fixée par l'environnement	30
I.3.4.2 Causalité unique quel que soit l'état de l'interrupteur	31
I.4 Conclusion.....	31

I. Généralités sur la modélisation des éléments de commutation en électronique de puissance

I.1 Introduction

Les convertisseurs de l'électronique de puissance sont essentiellement constitués d'éléments réactifs et de semi-conducteurs fonctionnant en commutation. Les non-linéarités que ces derniers introduisent rendent délicate la réalisation de bons simulateurs dans le domaine temporel. Les ordres de grandeur des phénomènes mis en jeu dans un convertisseur sont en effet très différents : les transitions des commutations peuvent s'effectuer en des temps de l'ordre de quelques nano-secondes, les dynamiques de la charge ou du système bouclé associé au convertisseur peuvent être de plusieurs secondes. Suivant l'objectif désiré une modélisation différente doit donc être choisie. Hormis les modèles de connaissance des semi-conducteurs très précis, deux grandes familles de modélisation permettent de répondre d'une manière différente à ce problème de modélisation : les modèles à topologie variable et ceux à topologie fixe [Le Doeuff 1989].

Cette classification apparaît également dans l'approche bond graph. Deux approches sont développées pour modéliser par bond graph les discontinuités en électronique de puissance. La principale différence entre ces approches est basée sur un critère fondamental : l'affectation de la causalité. La première approche s'appuie sur une affectation de la causalité qui change avec l'état de l'interrupteur, alors que la seconde propose de conserver la même affectation de la causalité du modèle de l'interrupteur quel que soit son état.

Dans ce chapitre, nous allons résumer les différentes modélisations possibles des interrupteurs électroniques, les classer et en donner les avantages et les inconvénients.

I.2 Modélisation du semi-conducteur

Des modèles détaillés menant en compte la physique des semi-conducteurs sont utilisés lorsque des résultats précis sont désirés sur un ou quelques cycles de commutation. Ces modèles prennent en compte la durée des commutations, et donnent l'évolution de la tension à leur bornes, du courant qui les traverse et les pertes par commutation pendant ces changements d'état. Le pas de calcul de la simulation doit être petit comparé à la durée de commutation, et chaque pas de calcul demande une résolution itérative coûteuse en temps de calcul. Pour une simulation sur plusieurs cycles, le temps de simulation devient le facteur limitant.

Peu de modèles bond graph fins des interrupteurs existent dans la littérature. On peut citer [Morel *et al.* 1993, Idir et Bausière 1993, Ducreux 1994, Morel *et al.* 1997].

I.3 Modélisation de la fonctionnalité interrupteur

Pour des simulations portant sur des systèmes nécessitant l'analyse sur un temps beaucoup plus long, les composants de commutation sont modélisés de façon beaucoup plus simple. Les simplifications sont justifiées par le fait que la durée des commutations est très inférieure au temps total de simulation, et que les erreurs produites en ignorant les détails des transitions sont négligeables et influencent peu les résultats pour des simulations de longue durée. De nombreuses méthodes destinées aux simulations sur de longues durées des convertisseurs de puissance ont été développées.

I.3.1 Méthodes à topologie variable : interrupteurs idéaux

Un interrupteur idéal a une impédance nulle à l'état passant (court-circuit), une admittance nulle à l'état bloqué (circuit ouvert), et commute entre ces deux états en un temps nul. Avec n interrupteurs idéaux, le circuit du convertisseur de puissance se réduit à un des 2^n circuits possibles sans interrupteurs. Il est pratique de représenter l'état des interrupteurs par une variable Booléenne (s). L'état de l'interrupteur peut être une fonction de ses variables internes, tension aux bornes de l'interrupteur, courant qui le traverse et/ou de ses variables externes déterminées par le circuit de commande. En négligeant les imperfections du composant et de sa commande rapprochée, la commande externe peut être représentée par une autre variable

Booléenne (c) appelée fonction de commutation. Dans le cas particulier des interrupteurs entièrement commandables, l'état s de l'interrupteur est déterminé seulement par la fonction de commutation (et $s=c$).

L'approche consiste, alors, à écrire et à résoudre les équations d'état pour chaque circuit associé à une configuration donnée des interrupteurs, et d'établir les conditions de transition entre chaque circuit. Les inconvénients de cette approche par espace d'état résident dans la difficulté à obtenir l'ensemble des équations à partir de la description de la topologie du circuit, et le changement du nombre de variables d'état d'une configuration à l'autre. Une bonne connaissance du circuit est habituellement nécessaire pour formuler les conditions des transitions entre circuits et pour limiter le nombre de configurations possibles.

Une variante de la précédente solution consiste à utiliser des interrupteurs semi-idéaux. Elle se traduit par l'utilisation de branches à deux états (PECSIM [Anschütz 1995]). Dans cette solution l'interrupteur est remplacé par une branche avec une faible résistance à l'état passant, cette branche est supprimée à l'état bloqué. Les équations obtenues sont toujours d'ordre minimal, ce qui conduit à des équations relativement rapides à simuler. Une contrainte inhérente à toutes ces méthodes à topologie variable est que chaque commutation conduit à une nouvelle topologie et nécessite la mise à jour des équations du circuit.

I.3.2 Causalité variable en fonction de l'état: Approche bond graph

I.3.2.1 Cas idéal

A l'état passant un interrupteur idéal est caractérisé par une tension nulle à ses bornes. Le courant le traversant est déterminé par le reste du circuit. Il est donc naturel de représenter un interrupteur passant par un source de tension nulle comme présenté Figure I.1 (b).

A l'état bloqué un interrupteur idéal est modélisé par une source de courant nulle comme présenté Figure I.1 (c). La tension aux bornes du composant est maintenant déterminée par le reste du circuit. Dans ce cas idéal aucune puissance n'est dissipée dans l'interrupteur. On peut

alors noter que l'état du composant peut être représenté uniquement par la considération de la causalité. Une topologie distincte apparaît donc par état de chaque interrupteur.

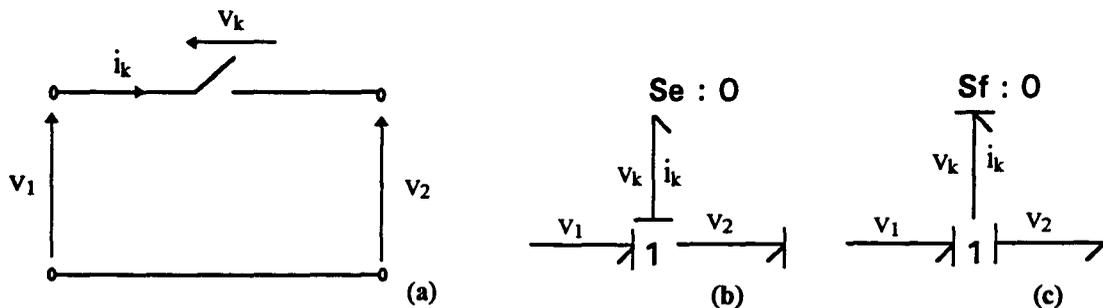


Figure L1 : Modèle bond graph à causalité variable d'un interrupteur idéal

Certains auteurs abordent l'étude de la modélisation des interrupteurs en introduisant ces composants comme de nouveaux éléments de base [Strömberg *et al.* 1993, Lorenz et Haffaf 1993 ; Söderman *et al.* 1993, Michel *et al.* 1993, Cellier *et al.* 1995, Edström *et al.* 1997]. Le fonctionnement de cet élément S_w est résumé par la définition graphique simple de la Figure I.2.

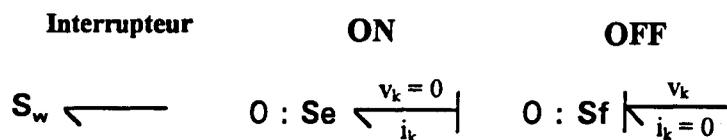


Figure L2 : Définition d'un élément interrupteur

D'autres auteurs préfèrent une représentation particulière de la causalité variable [Bidard *et al.* 1993, Blotch *et al.* 1993] Figure I.3.

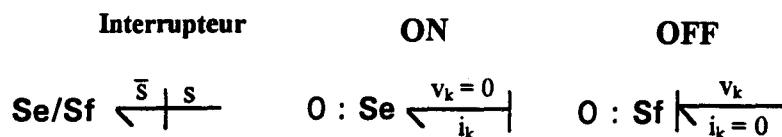


Figure L3 : Notation graphique pour une causalité variable

s est une variable logique associée à l'état de l'interrupteur (s est vrai à l'état passant, s est faux à l'état bloqué).

Une autre approche utilise des impulsions de Dirac pour prendre en compte les discontinuités [Buisson 1993, Lorenz 1993]. Si la causalité intégrale de certains éléments dynamiques n'est pas préservée lors du changement de causalité des interrupteurs, la dimension du vecteur d'état indépendant change lors des commutations. Ceci conduit à des variables de l'état subissant un pulse de Dirac.

I.3.2.2 Cas non-idéal

A cause des difficultés associées avec des interrupteurs idéaux (dégénérescence de dimension suivant la configuration des interrupteurs par exemple) [Borutsky *et al.* 1993], ou parce que l'hypothèse qu'il n'y a pas de perte de puissance dans le composant n'est pas satisfaisante, on peut remplacer un élément interrupteur idéal par un élément interrupteur non idéal. Dans ce cas, un exemple de caractéristique statique peut être celle donnée Figure I.4.

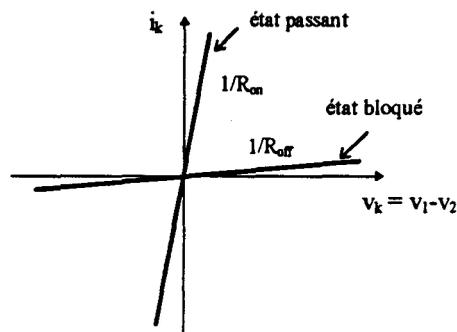


Figure I.4 : Caractéristique statique d'un interrupteur non-idéal

L'interrupteur se comporte comme une résistance très faible (R_{on}) mais non nulle à l'état passant, imposant une faible tension au reste du circuit, ce que se traduit en bond graph par l'affectation de la causalité montrée Figure I.5 (a). A l'état bloqué l'interrupteur est modélisé par une conductance très faible ($1/R_{off}$) mais également non nulle, imposant un faible courant au reste du circuit Figure I.5 (b).

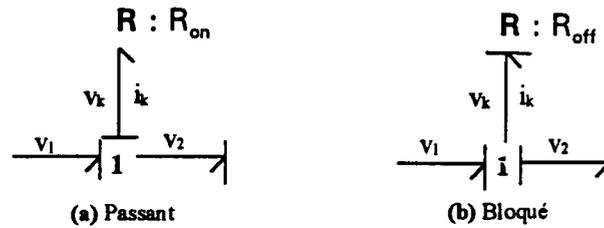


Figure I.5 : Affectations de la causalité pour un interrupteur non-idéal

Cette approche ne demande plus d'approximation ou d'idéalisation et permet d'éviter un changement dans la structure de la matrice système. Cependant, elle n'est en rien une panacée. En effet, le nombre d'opérations nécessaires à la résolution d'un système est le même que l'on considère le cas idéal ou non. La prise en compte des défauts introduit des dynamiques très rapides. Les équations du système sont beaucoup plus raides que dans le cas idéal où un changement de causalité d'un élément actif évitant ces constantes de temps très faible.

Une autre solution est proposée par [Asher 1993, Buisson 1993]. On introduit un élément R afin de "prendre" la causalité pour que l'ordre du système ne change pas. Un tel élément est adjoint à chaque composant comme montré dans la Figure I.6.

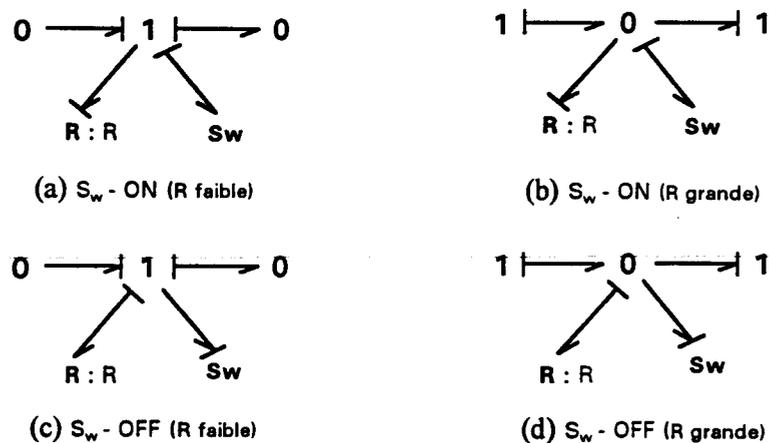


Figure I.6 : Modèle bond graph de l'interrupteur proposée par [Asher 1993]

La valeur de cet élément R (dit de causalité) est faible quand il est en série avec l'interrupteur (jonction 1), et est grande quand il est en parallèle (jonction 0).

Pour conclure avec l'approche à causalité variable, il faut citer les travaux de [Cellier *et al.* 1995]. Dans cet article, l'auteur revient à la source du problème: " la contrainte que l'on a de devoir affecter une causalité" et développe un code Dymola [Cellier 1991] pour un interrupteur. Si cette solution est très intéressante du point de vue de la simulation elle ne permet pas une analyse du circuit et donc une détermination d'une loi de commande. Cette remarque peut être également faite pour toutes les autres approches précédemment citées basées sur une causalité variable. En effet la présence de n interrupteurs entraîne a priori 2^n modèles. Si cette solution est envisageable pour la simulation elle l'est pas dans une approche analyse - commande.

I.3.3 Méthode à topologie fixe : interrupteurs non idéaux

Afin de garder la même topologie du circuit quel que soit l'état des interrupteurs, il faut considérer les interrupteurs comme non idéaux. Ils sont modélisés par de faibles résistances à l'état passant et des fortes résistances à l'état bloqué. Se pose alors le problème de la valeur de ces résistances. Un choix arbitraire de valeurs très petites à l'état passant et très grandes à l'état bloqué, pour tendre vers l'interrupteur idéal, augmente le temps de calcul, un rapprochement de leurs valeurs diminue la précision de la simulation, mais la durée des simulations peut être réduite considérablement. Un compromis est donc à trouver. Plusieurs modélisations d'interrupteurs non idéaux sont possibles :

a) Résistances à deux valeurs :

Certains modèles représentent les interrupteurs par une faible résistance R_{on} à l'état passant, et par une grande résistance R_{off} à l'état bloqué, avec une transition continue depuis R_{on} vers R_{off} . Le circuit est décrit par des matrices de structure constante, où seules varient les valeurs des résistances des interrupteurs entre l'état passant et l'état bloqué. Un mauvais choix de R_{on} et R_{off} conduit à des systèmes d'équations raides ("stiff") et les temps de simulations peuvent devenir extrêmement longs, car les commutations nécessitent toujours des pas de calcul très faibles.

Cette modélisation a été retenue dans les logiciels suivants : PSpice [PSpice], KREAM [Nilssen et Mo 1990] et PSIM [Jin 1994].

b) Résistance-inductance combinaison à deux valeurs et résistance-inductance-capacité combinaison à deux valeurs :

D'autres modèles représentent les interrupteurs par une faible résistance et une faible inductance à l'état passant, et par une forte résistance et une forte inductance à l'état bloqué. La raideur des équations qui en découlent est évitée. L'inconvénient est l'augmentation de l'ordre des équations ce qui conduit à des équations longues à simuler.

L'introduction d'un condensateur supplémentaire conduit également à une élimination de la raideur des équations, mais présente le même inconvénient que précédemment.

Cette modélisation a été retenue dans les logiciels suivants : NETASIM [Mehring *et al.* 1978] et ATOSEC [Rajagopalan *et al.* 1992].

c) Capacité ou inductance : L'interrupteur se représente par une faible inductance L_s à l'état passant, et par une faible capacité C_s à l'état bloqué. La structure du modèle est toujours la même. L'avantage de cette méthode est sa simplicité de mise en œuvre puisqu'elle ne nécessite aucune connaissance a priori des conditions de fonctionnement du circuit pour réaliser sa simulation, l'état de chaque interrupteur étant déterminé individuellement, à partir d'une logique de commutation prédéterminée. Il n'est pas nécessaire d'établir les conditions de transition des commutations. La forme du modèle des interrupteurs élimine les problèmes de discontinuités éventuelles de l'état. L'inconvénient de cette méthode est la difficulté qu'elle introduit pour l'estimation des pertes par conduction et par commutation.

I.3.4 Topologie fixe : Approche bond graph

I.3.4.1 Causalité fixée par l'environnement

Si nous supposons que la courbe tension - courant caractéristique de l'interrupteur est toujours celle donnée Figure I.4, il est alors possible de modéliser un interrupteur par un simple élément résistif. La causalité affectée à cet élément est appliquée sans préférence liée à l'élément, mais plutôt imposée en fonction du reste du circuit. Contrairement au paragraphe précédent la causalité ne dépend plus de l'état de l'interrupteur, une fois la causalité affectée elle ne change plus quelque soit l'état passant ou bloqué. La prise en compte du changement

d'état va se faire dans ce cas par un changement de la valeur R_k de la résistance, R_{on} (très petite) dans l'état passant et R_{off} (très grande) à l'état bloqué.

Nous obtenons donc un modèle unique permettant une analyse structurelle du circuit. Cette méthode présente toutefois l'inconvénient d'introduire des constantes de temps extrêmement petites.

I.3.4.2 Causalité unique quel que soit l'état de l'interrupteur

Dans le second chapitre, nous montrerons l'approche originale qui a été développée au sein du L.A.I.L. et du L.2.E.P. [Ducreux *et al.* 1991, Ducreux *et al.* 1992]. Elle repose sur une affectation obligatoire et unique de la causalité d'un modèle bond graph spécifique pour les interrupteurs. Cette méthode conduit à des modèles uniques à paramètres fixes. L'analyse du courant et surtout la détermination d'une loi de commande peut donc se faire directement à partir du modèle bond graph contrairement à toutes les modélisations que nous avons rappelées.

Remarque : Une modification de cette modélisation a été réalisée dans [Borutsky 1995/a, Borutsky 1995/b].

I.4 Conclusion

L'approche bond graph des phénomènes de commutation reprend les deux grandes familles de modèles déjà utilisés en électronique de puissance, les modèles à topologie fixe ou ceux à topologie variable. Les modèles à topologie variable entraînent des équations faciles à simuler entre chaque instant de commutation mais avec un traitement des commutations difficile à gérer (variation de l'ordre du système, pic de Dirac, détection des commutations). Les modèles à topologie fixe sont associés à des équations d'ordre constant, mais le plus souvent ces équations sont raides, c'est-à-dire avec des constantes de temps très faibles, ce qui nuit à la qualité et à la rapidité des simulations.

La modélisation bond graph est cependant beaucoup plus qu'une simple redite des solutions déjà existantes en électronique de puissance. En effet, si l'on retrouve bien la structure

topologique du système, le modèle bond graph en donne également une structure causale. Cette causalité sert tout d'abord à obtenir de manière systématique les variables et équations d'état, mais permet également de mettre en évidence de manière simple les propriétés du système (commandabilité, observabilité, surveillance). Certains problèmes numériques peuvent de plus être immédiatement détectés. Ainsi la présence de boucles causales entre éléments R engendrent des équations implicites, la présence d'éléments dynamiques en causalité dérivée implique un système algébro-différentiel et peut se résoudre souvent par une modélisation plus fine des imperfections (capacités parasites, résistance ou inductance de ligne...).

De plus, elle permet de construire un modèle complet de l'association convertisseur - machine électrique, prenant en compte les différents aspects de la physique (électrique, magnétique, thermique, mécanique), avec un langage de représentation unique et la prise en compte des phénomènes énergétiques.

CHAPITRE II

MODELISATION BOND GRAPH DES ELEMENTS DE COMMUTATION EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

II.1 Introduction.....	35
II.2 Modèle bond graph électrique d'un interrupteur.....	35
II.2.1 Modélisation d'un interrupteur	36
II.2.2 Résolution des problèmes.....	38
II.2.2.1 Problème des jonctions 0 sans causalité.....	38
II.2.2.2 Cas où un interrupteur et une inductance sont en série	41
II.2.3 Exemple d'application	42
II.2.4 Conclusion	47
II.3 Modèle bond graph thermique d'un interrupteur	48
II.3.1 Rappel sur la modélisation bond graph des effets thermiques	49
II.3.2 Modélisation bond graph des échanges thermiques	52
II.3.2.1 Conduction	52
II.3.2.2 Convection.....	55
II.3.2.3 Rayonnement	55
II.3.2.3.1 Rappel sur le rayonnement	55
II.3.2.3.2 Modélisation bond graph du rayonnement	57
II.3.3 Modèle bond graph monodimensionnel d'un transistor	58
II.3.4 Modèle bond graph 3D d'un transistor.....	60
II.4 Couplage du modèle bond graph des parties thermiques et électriques des composants de commutation.	64
II.5 Modèle bond graph électrothermique des éléments de commutation en électronique de puissance.....	64
II.5.1 Diode.....	65
II.5.2 MOSFETs	67
II.5.3 Exemple d'application	69
II.6 Discussion sur la simulation du modèle électrothermique	72
II.7 Conclusion	73



II. Généralités sur la modélisation des éléments de commutation en électronique de puissance

II.1 Introduction

Au cours du premier chapitre nous avons vu différentes modélisation bond graph possibles du comportement électrique d'un interrupteur. Dans la première partie de ce chapitre nous allons rappeler la modélisation développée au sein des équipes du L.A.I.L et du L.2.E.P. [Ducreux *et al.* 1991, Ducreux *et al.* 1992]. Cette approche s'appuie sur une modélisation à causalité et paramètres fixés. Le modèle bond graph obtenu est alors exploitable aussi bien du point de vue de la simulation comme les autres modèles mais aussi, et surtout, du point de vue de l'analyse et de la commande. La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à la modélisation bond graph du comportement thermique d'un interrupteur [Garcia *et al.* 1995, Garcia *et al.* 1996/a]. Plusieurs modèles sont proposés suivant la complexité de modélisation désirée.

On présente alors le couplage entre ces deux modèles électrique et thermique permettant de modéliser la dépendance de certains paramètres électriques en fonction de la température. Cette modélisation électrothermique est alors appliquée dans la dernière partie sur les éléments de commutations d'électronique de puissance.

II.2 Modèle bond graph électrique d'un interrupteur

Le but de cette partie est d'exposer une modélisation originale des éléments de commutation. Nous avons vu en effet dans le premier chapitre que le fait de choisir une causalité variable des interrupteurs entraînait une multiplicité du nombre de modèles du système global (2^n pour un système à n interrupteurs). Imposer la même causalité quel que soit l'état (bloqué ou passant) de l'interrupteur présente au contraire l'avantage de conduire à une modélisation unique du système global [Dauphin-Tanguy et Rombaut 1993], mais peut amener dans certains cas quelques problèmes causaux.

II.2.1 Modélisation d'un interrupteur

Nous considérons l'interrupteur comme un composant avec une borne d'entrée et une borne de sortie, la puissance transitant par des connexions supplémentaires est en effet généralement négligeable devant celle transitant par ces bornes. L'interrupteur est donc modélisé par un élément 1-port comme représenté Figure II.1.

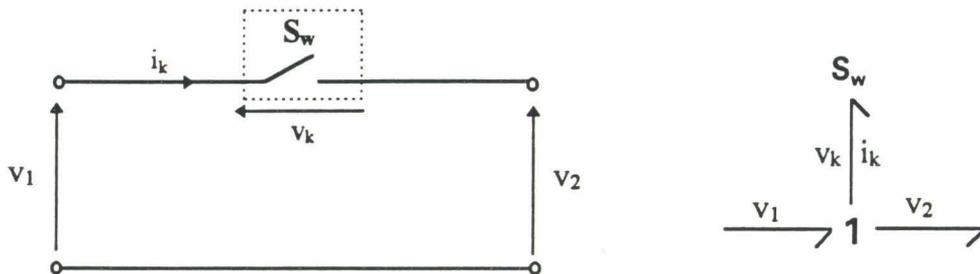


Figure II.1 : Modèle bond graph d'un interrupteur (élément 1-port)

Les composants électroniques tels que les diodes, les transistors, les thyristors sont considérés comme des composants ayant deux états: passant et bloqué. Si on tient compte de la perte de puissance dans le composant, l'interrupteur S_w peut être considéré comme une résistance R_{off} de grande valeur à l'état bloqué ou comme une résistance R_{on} de faible valeur à l'état passant. Pour disposer d'un modèle unique des interrupteurs, valable quel que soit leur état passant ou bloqué, seule la chute de tension à l'état passant est prise en compte, ce qui est assez proche de la réalité physique, puisque celle-ci, bien que faible, est significative, alors que les courants de fuite à l'état bloqué sont eux vraiment très faibles. La caractéristique statique des interrupteurs est alors la suivante (Figure II.2) :

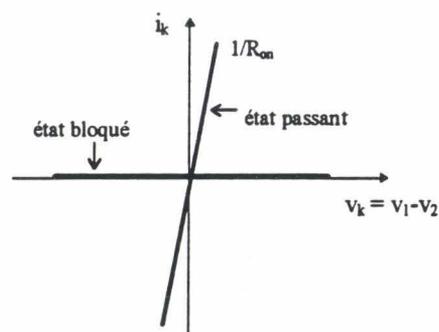


Figure II.2 : Caractéristique statique d'un interrupteur supposé idéal dans l'état bloqué

Cette modélisation prend donc en compte les pertes quand l'interrupteur est passant, mais pas celles correspondant à l'état bloqué. Le modèle bond graph correspondant à ce choix peut se constituer par une association de deux éléments : un élément caractérisant la perte de puissance dans le composant correspondant à l'état passant, et un élément caractérisant la logique de commutation sous forme d'une variable m modulant un transformateur. Dans un premier temps nous supposons que cette variable est Booléenne, prenant la valeur 0 ou 1 suivant l'état bloqué ou passant du composant. Cette modélisation implique un courant i_k nul à l'état bloqué. La causalité de l'élément de commutation doit donc permettre de représenter le fait que le composant d'imposer le courant, ce qui correspond à une causalité effort entrant - flux sortant (Figure II.3).

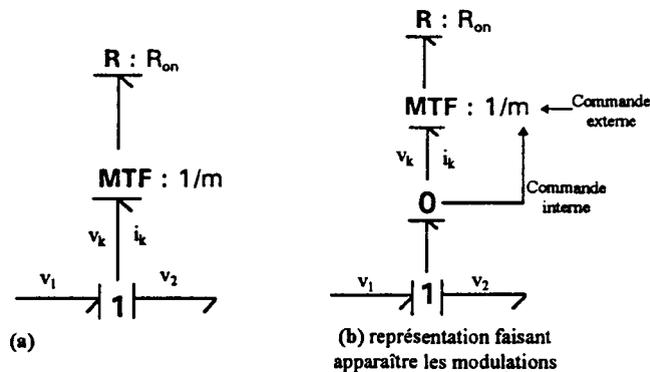


Figure II.3 : Modèle bond graph d'un interrupteur (causalité fixe)

Ce modèle nous permet de déduire l'équation :

$$i_k = \frac{m^2}{R_{on}}(v_1 - v_2) \quad (\text{II.1})$$

Ce modèle est valable quel que soit le type de composant de commutation: diode, transistor, thyristor, GTO. La différence intervient dans la logique de commutation, comme l'indique la Figure II.4, où v_{k0} est la tension de seuil.

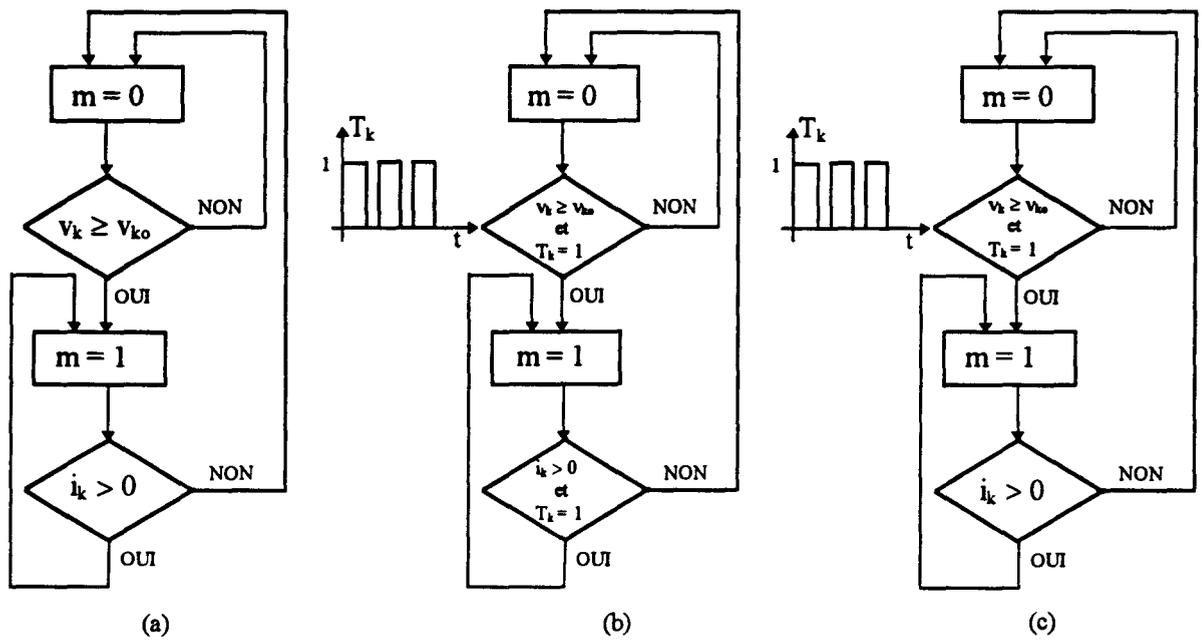


Figure II.4 : Logique de commutation : (a) Diode (b) Transistor (c) Thyristor (T_k - commande externe)

II.2.2 Résolution des problèmes

Le modèle bond graph d'un interrupteur donné Figure II.3 impose toujours le flux (c'est-à-dire le courant) au reste du circuit. Ce choix peut entraîner des problèmes pour l'affectation de la causalité du modèle bond graph complet. Ces problèmes sont de deux types : jonction 0 sans lien lui imposant l'effort et jonction 1 où deux éléments (interrupteur et inductance) imposent le courant. Nous allons donc voir maintenant comment modifier et compléter la modélisation de l'interrupteur.

II.2.2.1 Problème des jonctions 0 sans causalité

Dans certains cas l'affectation d'une causalité effort entrant - flux sortant à tous les éléments modélisant les interrupteurs conduit à des conflits de causalité sur des jonctions 0. Pour illustrer ce problème reprenons l'exemple d'une cellule de commutation développé dans [Dauphin-Tanguy et Rombaut 1993] donné Figure II.5.

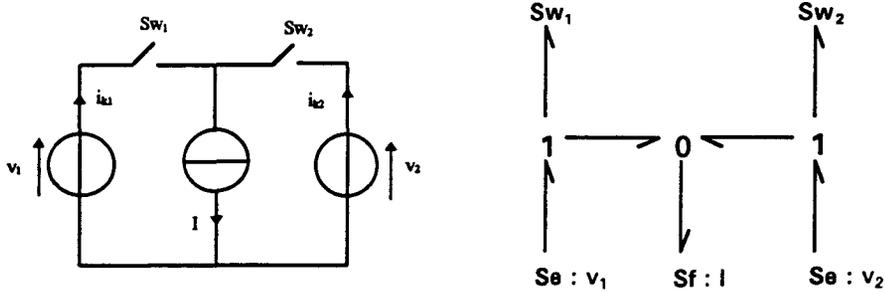


Figure II.5 : Cellule élémentaire de commutation (schéma et modèle bond graph acausal)

Si l'on utilise le modèle bond graph de la Figure II.3 comme modèle des interrupteurs, on obtient après affectation de la causalité le bond graph de la Figure II.6.

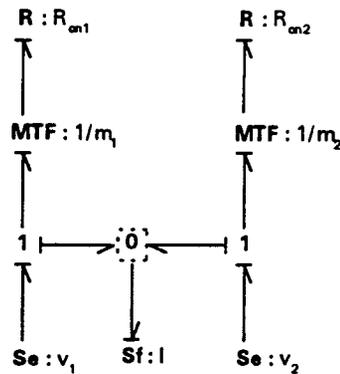


Figure II.6 : Modèle bond graph de la cellule de commutation avec causalité

On constate qu'il y a un problème de causalité sur la jonction 0. Ce problème de causalité s'explique simplement par le fait que lorsqu'un des interrupteurs est ouvert, le courant passant dans l'autre interrupteur est physiquement imposé par la source de courant et non pas par l'interrupteur. Pour résoudre ce problème il a été proposé d'ajouter un élément capacitif sur la jonction 0 (Figure II.7).

La valeur de cet élément doit être de faible valeur afin que les dynamiques introduites par cet élément soient très rapides devant les autres constantes de temps du circuit. Cette capacité peut avoir une explication physique et représenter un effet parasite entre le point de jonction des interrupteurs et la masse.

De par le fait des dynamiques rapides introduites par un élément C parasite, les modèles bond graph ainsi obtenus conduisent toujours à des équations d'états raides. Pour éviter ce problème il est possible d'utiliser la méthode des perturbations singulières [Kokotovic *et al.* 1986] afin d'éliminer les dynamiques rapides. Il suffit pour cela d'annuler les dérivées des états associés aux éléments C parasites.

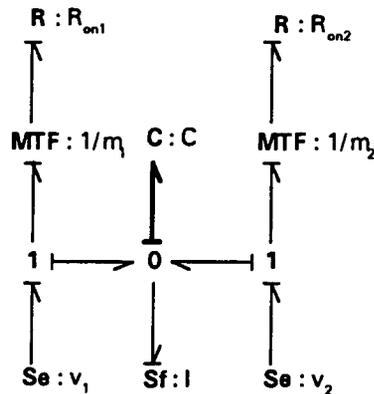


Figure II.7 : Modélisation de la cellule de commutation élémentaire avec capacité additionnelle

Ainsi dans le modèle bond graph de la Figure II.7 l'équation d'état régissant la charge dans le condensateur est donnée par :

$$\frac{dq_c}{dt} = -\left(\frac{m_1^2}{R_{on1}} + \frac{m_2^2}{R_{on2}}\right) \frac{q_c}{C} + \frac{m_1^2}{R_{on1}} v_1 + \frac{m_2^2}{R_{on2}} v_2 - I \quad (\text{II.2})$$

On obtient alors en imposant $\dot{q}_c = 0$ la valeur de la tension de la jonction 0 (v_c), qui est la tension appliquée à la source de courant.

$$v_c = \frac{1}{m_1^2/R_{on1} + m_2^2/R_{on2}} \left(\frac{m_1^2}{R_{on1}} \cdot v_1 + \frac{m_2^2}{R_{on2}} \cdot v_2 - I \right) \quad (\text{II.3})$$

Remarque : On retrouve bien que les deux interrupteurs ne peuvent être ouverts en même temps ($m_1=m_2=0$) mais qu'ils peuvent être fermés simultanément grâce aux résistances de l'état passant.

On peut vérifier que l'équation d'état obtenue après cette procédure consistant à ajouter des éléments C parasites et à supprimer ensuite les dynamiques qui leurs sont associées, conduit bien aux bonnes équations d'état. En effet l'opération d'annulation de la dérivée de l'état associé à un élément C parasite revient à remplacer cet élément par une source de flux nulle. Le modèle bond graph de la Figure II.7 redevient donc bien le modèle de la Figure II.6.

Le choix d'une affectation unique de la causalité, valable quels que soient les états des interrupteurs conduit donc à un modèle d'état unique. Ce modèle s'exprime sous la forme de l'équation d'état suivante :

$$\dot{x} = f(x, E, m_1, \dots, m_n) \quad (\text{II.4})$$

où $x=(p_I^T, q_C^T)^T$ est le vecteur d'état issu du modèle bond graph composé des flux magnétiques dans les bobines et des charges dans les condensateurs. E est un vecteur regroupant les sources de puissance et m_k ($k=1, \dots, n$) sont les variables associées à la logique des composants de commutation et qui servent à commander le système.

Remarque : Pour résoudre le problème de causalité, il est possible également d'ajouter un élément R de forte valeur à la place de l'élément C ou un élément R, en série ou en parallèle, avec un élément C. En effet, dans le cas où l'on ajoute un élément C, il est nécessaire que sa valeur soit très faible afin que la dynamique qui lui est associée soit très rapide devant les dynamiques du système. Cela oblige alors à prendre un pas de calcul très petit, ce qui peut poser des problèmes dans certains systèmes. Il faut noter cependant que le choix d'un élément R pour résoudre le problème de causalité a pour inconvénient de provoquer une erreur en régime permanent.

II.2.2.2 Cas où un interrupteur et une inductance sont en série

Dans le cas d'un circuit où un élément inductif est en série avec un interrupteur, l'affectation obligatoire de la causalité du modèle de l'interrupteur, amène un conflit de causalité avec l'inductance. Le problème ne provient pas de la modélisation de l'interrupteur mais de la modélisation de l'inductance qui impose un courant quand elle est traversée par un

courant, et une tension nulle quand aucun courant ne la traverse. La solution repose dans la mise en causalité dérivée de l'inductance. Les équations associées au système sont alors de nature algébro-différentielles. Il faut également dans ce cas utiliser un solveur capable de résoudre ces équations (DDASSL, SABER [Analogy 1996]).

II.2.3 Exemple d'application

Considérons le système physique [Ducreux *et al.* 1993] composé d'un convertisseur et d'une charge (Figure II.8). Le convertisseur envisagé est un onduleur autonome triphasé constitué de six interrupteurs unidirectionnels supposés dotés d'une double commande (fermeture et ouverture) et de six diodes montées en antiparallèle. La charge est constituée d'un ensemble résistance - inductance - force électromotrice en série pouvant représenter, de façon très schématique, un moteur électrique.

Le bond graph associé à ce système est représenté par la Figure II.9 :

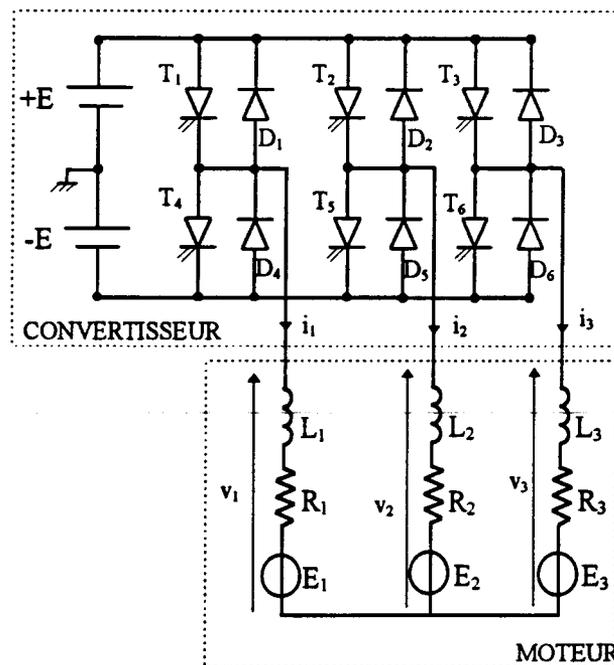


Figure II.8 : Convertisseur et charge

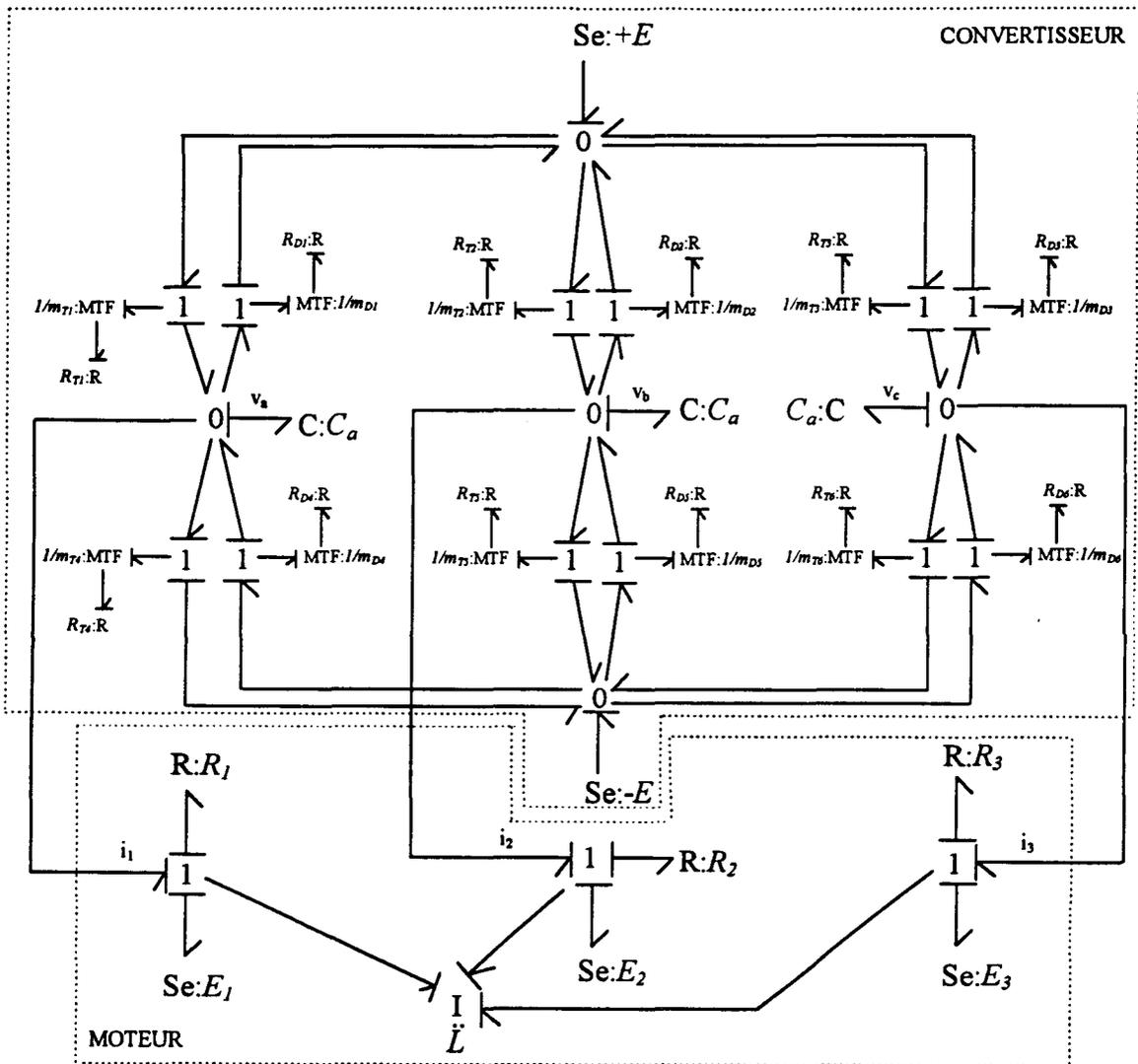


Figure II.9 : Modèle bond graph de l'association convertisseur - charge

Le convertisseur est modélisé en utilisant une causalité effort entrant - flux sortant unique pour tous les éléments de commutation (diodes et thyristors). Cependant, ce choix conduit à des jonctions 0 sans lien de causalité y imposant l'effort. Comme nous l'avons vu dans la §II.2.2.1 ce problème est résolu en ajoutant un élément C auxiliaire (C_a) sur chaque jonction 0 posant un problème. Les éléments C_a peuvent servir pour obtenir des valeurs des tensions simples, alors qu'on a là des tensions triphasés. La charge comportant un neutre isolé (annexe B), il faut alors introduire un champ I [Ducieux 1994] pour recréer un point de référence et pour prendre en compte le fait que la somme des courants est nulle ($i_1+i_2+i_3=0$). Pour des raisons de simplicité on suppose que : $L = L_1 = L_2 = L_3$, $R = R_1 = R_2 = R_3$ et que les résistances internes des interrupteurs ont la même valeur R_{on} .

Le multiport est caractérisé par les équations:

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

et

$$\begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

où $v_i = v_i - E_i$ ($i=1,2,3$), les i_k représentent les courants dans chaque phases, les ϕ_k sont les flux magnétiques (annexe A).

Les équations d'état déduites du bond graph (Figure II.9) sont alors :

$$\begin{aligned} \dot{\phi}_1 &= \frac{1}{3C_a} (2q_1 - q_2 - q_3) - E_1 \\ \dot{\phi}_2 &= \frac{1}{3C_a} (2q_2 - q_1 - q_3) - E_2 \\ \dot{\phi}_3 &= \frac{1}{3C_a} (2q_3 - q_1 - q_2) - E_3 \\ \dot{q}_1 &= - \left[\frac{m_1^2 + m_4^2}{R_{on} C} \right] \cdot q_1 - \frac{\phi_1}{L} + \left[\frac{m_1^2 - m_4^2}{R_{on}} \right] \cdot E \\ \dot{q}_2 &= - \left[\frac{m_2^2 + m_5^2}{R_{on} C} \right] \cdot q_2 - \frac{\phi_2}{L} + \left[\frac{m_2^2 - m_5^2}{R_{on}} \right] \cdot E \\ \dot{q}_3 &= - \left[\frac{m_3^2 + m_6^2}{R_{on} C} \right] \cdot q_3 - \frac{\phi_3}{L} + \left[\frac{m_3^2 - m_6^2}{R_{on}} \right] \cdot E \end{aligned} \quad (\text{II.7})$$

avec $m_i^2 = m_{Ti}^2 + m_{Di}^2$ ($i=1,2,\dots,6$).

Pour ne pas tenir compte des capacités auxiliaires qui introduisent des dynamiques très rapides, on applique la méthode des perturbations singulières en posant $\dot{q}_i = 0$ ($i = 1, 2, 3$). On obtient alors le système d'équations d'état unique :

$$\begin{aligned} \dot{\phi}_1 &= -\frac{2}{3L} \cdot R'_{14} \cdot \phi_1 + \frac{1}{3L} \cdot R'_{25} \cdot \phi_2 + \frac{1}{3L} \cdot R'_{36} \cdot \phi_3 - E_1 + \frac{2}{3} \xi_1 - \frac{1}{3} \xi_2 - \frac{1}{3} \xi_3 \\ \dot{\phi}_2 &= \frac{1}{3L} \cdot R'_{14} \cdot \phi_1 - \frac{2}{3L} \cdot R'_{25} \cdot \phi_2 + \frac{1}{3L} \cdot R'_{36} \cdot \phi_3 - E_2 - \frac{1}{3} \xi_1 + \frac{2}{3} \xi_2 - \frac{1}{3} \xi_3 \quad (\text{II.8}) \\ \dot{\phi}_3 &= \frac{1}{3L} \cdot R'_{14} \cdot \phi_1 + \frac{1}{3L} \cdot R'_{25} \cdot \phi_2 - \frac{2}{3L} \cdot R'_{36} \cdot \phi_3 - E_3 - \frac{1}{3} \xi_1 - \frac{1}{3} \xi_2 + \frac{2}{3} \xi_3 \end{aligned}$$

$$R'_{i,i+3} = \frac{R_{on}}{m_i^2 + m_{i+3}^2}$$

avec :

$$\xi_i = \frac{m_i^2 - m_{i+3}^2}{m_i^2 + m_{i+3}^2} \cdot E \quad i = 1,2,3$$

Cependant si le solveur utilisé accepte les constantes de temps faibles et donc les très petits pas de calcul et les dynamiques très différentes, il est possible de garder le modèle complet.

La commande utilisée pour les thyristors du convertisseur est telle que seulement deux des points v_1, v_2, v_3 ont leur potentiel fixé à $+E$ ou $-E$. Le potentiel du troisième point ne peut être connu a priori et dépend de la conduction des diodes de la branche correspondante. Le Tableau II.1 montre la séquence de commande des transistors aussi que les valeurs des tensions qui en résultent (\emptyset représente une tension de phase non déterminée par la seule commande).

Numéro de séquence	Commandes		Tension v_1	Tension v_2	Tension v_3
1	T1	T5	+E	-E	\emptyset
2		T6		\emptyset	
3	T2		\emptyset	+E	\emptyset
4		T4	-E		
5	T3			\emptyset	+E
6		T5	+E	-E	

Tableau II.1 : Séquence de commande des thyristors et valeurs des tensions

Pendant une phase T_i le transistor i est à l'état passant ($m_{Ti}=1$), il est à l'état bloqué sinon. La commande utilisée dans la suite est alors une succession périodique des phases 1 à 6. Nous

allons nous intéresser au comportement des courants dans chaque phase. Ces courants sont en effet très utiles dans la pratique pour dimensionner les éléments du convertisseur. Afin de mettre en évidence la diversité des formes d'ondes de courant rencontrées, la simulation du circuit est faite pour différents points de fonctionnement pris dans neuf zones différentes.

Ces zones sont définies en fonction de deux paramètres: le déphasage (φ) de la source de tension alternative par rapport à la commande et A_m , un paramètre modulant l'amplitude des sources de tensions alternatives, soit :

$$\begin{aligned} E_1(t) &= \frac{2\sqrt{2}}{3} \cdot A_m \cdot E \cdot \sin(\omega t + \varphi) \\ E_2(t) &= \frac{2\sqrt{2}}{3} \cdot A_m \cdot E \cdot \sin(\omega t + \varphi - 120^\circ) \\ E_3(t) &= \frac{2\sqrt{2}}{3} \cdot A_m \cdot E \cdot \sin(\omega t + \varphi - 240^\circ) \end{aligned} \quad (\text{II.9})$$

où E est la valeur d'une de deux sources de tension continue. Le Tableau II.2 résume les différentes zones où sont pris les points de fonctionnement.

ZONE	Zone 1	Zone 2	Zone 3	Zone 4	Zone 5	Zone 6	Zone 7	Zone 8	Zone 9
A_m	0.9	1.1	0.9	0.7	1	2.5	1.0	0.7	1.5
φ	+50°	+50°	0°	+20°	+20°	+80°	-30°	+80°	+30°

Tableau II.2 : Zones des points de fonctionnement

Les autres valeurs numériques des paramètres sont :

$$E = 350\text{V}$$

$$R_{on} = 0.01\Omega$$

$$C_a = 1\mu\text{F}$$

$$L = 20\text{mH}$$

$$f = 50\text{Hz}$$

Les résultats des simulations sont donnés par la Figure II.10. L'allure du courant dans une phase est montrée pour les différentes zones.

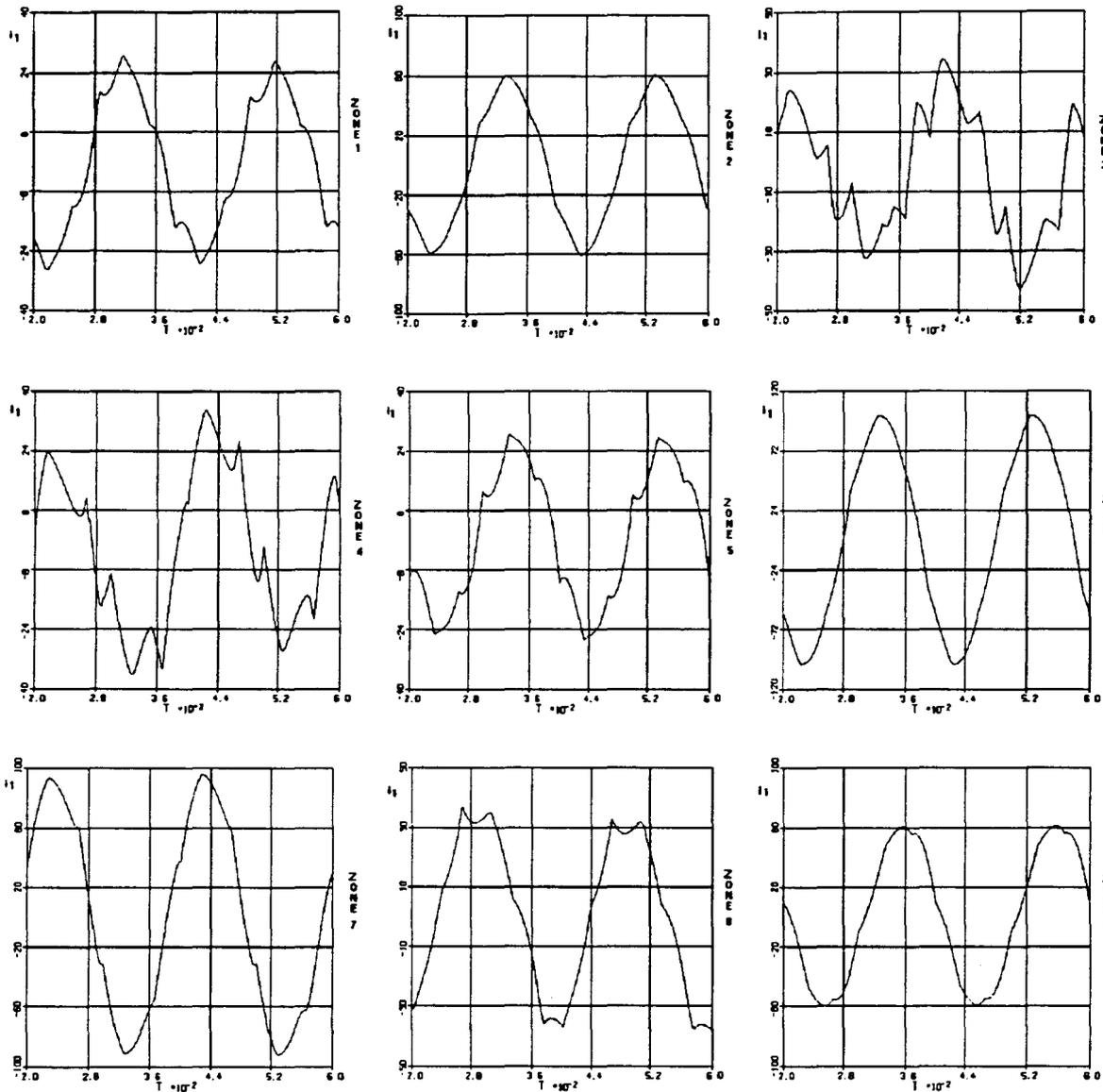


Figure II.10 : Simulation dans chaque zone

On retrouve alors bien les mêmes formes d'onde qui avaient été obtenues dans [Foch 1974] par relevés expérimentaux. Cette étude valide donc le modèle utilisé pour modéliser les éléments de commutations.

II.2.4 Conclusion

Nous avons donc vu une méthode de modélisation bond graph des éléments de commutation conduisant à un modèle unique des circuits d'électronique de puissance. Ce

modèle est bien sûr exploitable et surtout intéressant pour une phase d'analyse et d'étude de lois de commande. Contrairement aux modèles à causalité variable, il est possible d'analyser les propriétés d'un circuit (commandabilité, observabilité) directement sur le modèle bond graph [Rimaux 1995]. De plus, cette modélisation conduit à une équation d'état unique. La détermination d'une loi de commande des interrupteurs s'en trouve nettement simplifiée [Abadie et Dauphin-Tanguy 1993, Abadie 1994].

Nous avons considéré ici que les phénomènes transitoires qui apparaissent lors des commutations sont négligeables car leur durée est nettement inférieure aux constantes de temps rencontrées dans les associations convertisseur - machine. Ceci nous a conduit à une variable de commande m , modulant les transformateurs intervenant dans la modélisation des interrupteurs, dont la valeur ne peut être que 0 ou 1. L'objet du chapitre IV sera de modéliser plus finement les phases de commutation en prenant en compte les temps de commutation. Ces phases sont en effet très importantes du point de vue thermique, car elles donnent lieu à des pertes de commutation qui peuvent être significatives à haute fréquence.

II.3 Modèle bond graph thermique d'un interrupteur

La dissipation de l'énergie électrique dans les composants conduit à des phénomènes thermiques. La puissance électrique (P_e) est convertie en chaleur dans la jonction du composant et est échangée vers l'extérieur par l'intermédiaire du boîtier puis du radiateur. La modélisation thermique d'un élément de commutation est construite à partir de l'hypothèse que cet élément a une configuration comme indiquée Figure II.11 où quatre principales températures sont définies afin d'étudier la distribution dynamique de la température dans le composant [Hefner et Blackburn 1993]. Pour cela, on suppose que le composant semi-conducteur, le boîtier et le radiateur ont chacun une température uniforme. Nous noterons T_j , T_b , T_r les températures de la puce, du boîtier et du radiateur respectivement, et T_a la température ambiante. Une décomposition plus fine de la puce est également envisageable [Lisik *et al.* 1995, Hefner et Blackburn 1994]. Pour obtenir un modèle très simple, tous les éléments de la puce sont supposés à la température moyenne de la jonction. Dans la suite, la puce est décomposée en un seul volume dont la température est celle de la jonction.

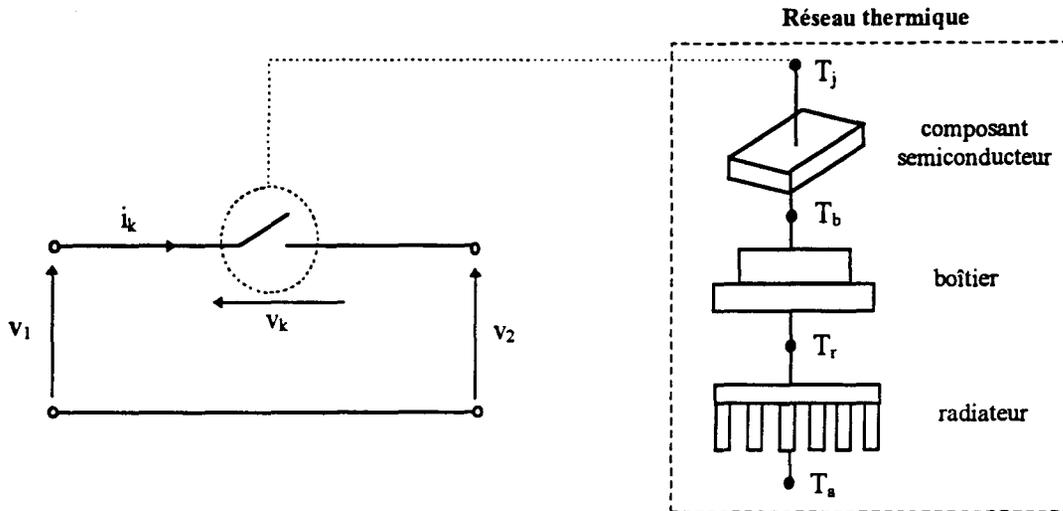


Figure II.11 : Configuration thermique de l'élément de commutation

Dans la dernière partie de ce paragraphe une modélisation bond graph détaillée d'un interrupteur est également étudiée. Cette modélisation permet l'obtention de résultats plus précis mais au prix d'une complexité nettement accrue. Ce modèle est donc intéressant dans une phase de simulation mais est trop complexe pour la détermination de lois de commande.

II.3.1 Rappel sur la modélisation bond graph des effets thermiques

Dans un bond graph, la puissance transportée par un lien de puissance est égale au produit des deux variables qui lui sont associées (annexe A). Le Tableau A.1 montre ces deux variables, effort et flux pour différents domaines physiques. Il apparaît que le flux entropique est la variable de flux dans le domaine thermique. Cette variable est associée à la température (absolue en K). Le flux d'énergie thermique \dot{E} (et donc la puissance thermique) est donc bien égal au produit de la température (T) et le flux d'entropie (\dot{S}).

Dans le cas de processus sans phénomène de "friction", donc réversibles, c'est-à-dire lorsque les flux entropiques entrant et sortant sont identiques, ce choix de variables de puissance est très satisfaisant. Ce n'est cependant plus ce choix qui est effectué dans le cas de processus avec phénomène de friction.

Dans un processus irréversible, l'irréversibilité est localisée dans les frictions (pertes classiques en électrique, mécanique et hydraulique, conduction de chaleur entre deux températures différentes, diffusion). En bond graph, les frictions sont toutes modélisées par des éléments R. Ces éléments R conservent la puissance dans le sens que l'énergie dissipée réapparaît sous forme de flux de chaleur. Par conséquent, ce sont tous des éléments 2-ports R comme l'indique la Figure II.12.



Figure II.12 : Modélisation des frictions

Cet élément R 2-ports est noté RS [Thoma 1990] indiquant que cet élément se comporte comme une résistance du coté électrique et une source (de débit entropique) du coté thermique. Une causalité préférentielle est indiquée sur le port thermique, mais sur le port non thermique les deux causalités sont possibles. L'autre choix dans la causalité du port thermique consisterait à imposer \dot{S} entrant pour l'élément R et en déduire la température. Ce choix n'est pas utile en pratique car cela pourrait conduire à l'obtention de température négative ou à la violation du second principe de la thermodynamique.

L'équation de la Figure II.12 indique que le choix de T et \dot{S} comme variables de puissance amène au calcul de la division de la puissance d'entrée par la température. Au contraire, le choix d'une variable de flux égale au flux d'énergie thermique conduit simplement à $f = \dot{E} = P_e$.

Considérons alors l'expression de Fourier pour la convection entre une paroi métallique et un fluide.

$$\dot{E} = K_T(T_1 - T_2) = K_T T \quad (\text{II.10})$$

avec K_T la constante de convection, T_1 la température du corps solide et T_2 la température des fluides. L'utilisation d'un pseudo bond graph [Karnopp *et al.* 1990] permet alors d'associer à cette équation un simple élément R dont le paramètre a une valeur constante.

$$\begin{array}{c} T \\ \vdots \\ \dot{E} \end{array} R : 1/K_T$$

Figure II.13 : Modèle en pseudo bond graph de l'équation (II.10)

Remarque : Il est habituel d'utiliser des pointillés pour les liens associés à un pseudo bond graph.

On donne à titre de comparaison la modélisation bond graph qui serait nécessaire si l'on gardait un vrai bond graph (par opposition à pseudo bond graph).

$$\begin{array}{c} T_1 \\ \hline \dot{S}_1 \end{array} \nearrow R \begin{array}{c} T_2 \\ \hline \dot{S}_2 \end{array} \searrow$$

Figure II.14 : Modèle en vrai bond graph de l'équation (II.10)

Les équations caractéristiques de cet élément R multiport sont :

$$T_1 \dot{S}_1 = T_2 \dot{S}_2 = \dot{E} \quad \text{Conservation de la puissance}$$

$$\dot{E} = K_T (T_1 - T_2) \quad \text{Loi de Fourier}$$

donc :

$$\dot{S}_1 = K_T (T_1 - T_2) / T_1 \quad \text{et} \quad \dot{S}_2 = K_T (T_1 - T_2) / T_2$$

Le choix de pseudo bond graph conduit donc la modélisation de la convection par un simple élément R 1-port avec une loi linéaire au lieu d'un élément R 2-ports avec une loi non linéaire.

Finalement, on peut dire que si le choix de conserver les variables d'un vrai bond graph est toujours possible, le choix d'utiliser un pseudo bond graph conduit à une modélisation qui est beaucoup plus simple. C'est donc ce choix qui sera fait dans tout le reste de ce rapport.

II.3.2 Modélisation bond graph des échanges thermiques

Les échanges de chaleur entre des corps de températures différentes peuvent s'effectuer suivant trois mécanismes: la conduction, la convection et le rayonnement. Ces trois mécanismes de transfert de chaleur obéissent au second principe de la thermodynamique, en effet le transfert d'énergie calorifique se fait toujours naturellement des zones les plus chaudes vers les zones les plus froides.

II.3.2.1 Conduction

La conduction thermique [Orfeuill 1981] caractérise essentiellement les transferts de chaleur à l'intérieur d'un corps solide ou entre des corps solides contigus. L'analyse de la conduction thermique est fondée sur la loi de Fourier (II.11) qui traduit la relation existant entre le flux de chaleur et le gradient de température, et la conservation de la quantité de chaleur (II.12).

$$\vec{j}_a = -\lambda \cdot \vec{\text{grad}} T \quad (\text{II.11})$$

$$\text{div} \vec{j}_a + \rho \cdot c \cdot \frac{\partial T}{\partial t} = \dot{E} \quad (\text{II.12})$$

\vec{j}_a [W/m²] est le vecteur flux de chaleur par unité de surface, $\vec{\text{grad}} T$ [K.m⁻¹] est le vecteur gradient de température, λ [W/(K.m)] est la conductivité thermique spécifique d'un matériau donné, c [K.Kg⁻¹] est la capacité calorifique du matériau, ρ [Kg.m⁻³] la masse volumique et \dot{E} [Wm⁻³] le flux d'énergie thermique. La combinaison des relations (II.11) et (II.12) conduit à l'équation de la propagation de la température (II.13).

$$\text{div} \cdot (\lambda \cdot \vec{\text{grad}} T) = \rho \cdot c \cdot \frac{\partial T}{\partial t} \quad (\text{II.13})$$

Si l'on suppose ρ , c et λ indépendants de la température l'équation (II.13) devient (II.14) :

$$\lambda \cdot \Delta T = \rho \cdot c \cdot \frac{\partial T}{\partial t} \tag{II.14}$$

où l'opérateur Δ est utilisé pour le Laplacien. Si l'on considère l'étude d'une propagation (unidirectionnelle suivant un axe x) de la chaleur dans un système, l'équation (II.14) devient (II.15) :

$$\lambda \cdot \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} = \rho \cdot c \cdot \frac{\partial T}{\partial t} \tag{II.15}$$

On sait alors qu'une décomposition de ce système en n volumes élémentaires suivant la direction de propagation (Figure II.15 (a)) permet une approximation de la solution de cette équation aux dérivées partielles [Cellier 1991, Granda et Kong 1993].

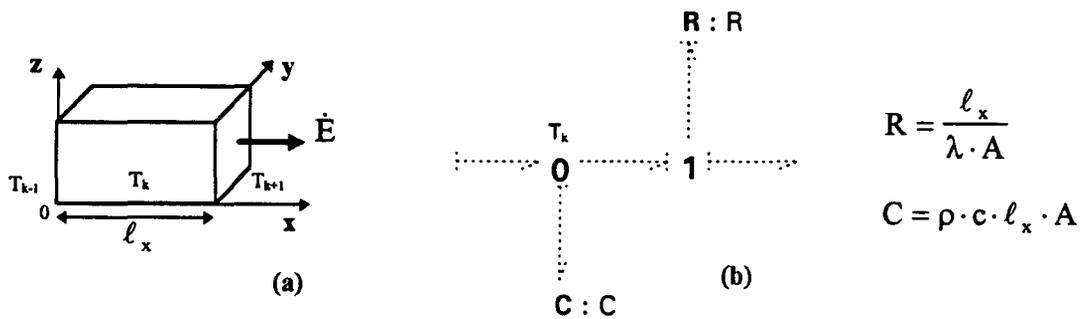


Figure II.15 : Modélisation d'un volume élémentaire (propagation unidirectionnelle de la chaleur)

La dérivée première d'une fonction f en un point x peut être approximée par $g(x) = \frac{f(x+h) - f(x)}{h}$ avec h suffisamment petit. L'approximation de la dérivée première de g est alors équivalente à une approximation de la dérivée seconde de f . Ainsi l'on prend $h = l_x$ l'épaisseur suivant l'axe x du volume élémentaire, x la coordonnée d'un point du volume élémentaire, et en notant $T(x) = T_k$, $T(x+h) = T_{k+1}$, $T(x-h) = T_{k-1}$, on a :

$$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} \approx \frac{T_{k+1}(t) - 2 \cdot T_k(t) + T_{k-1}(t)}{l_x^2} \tag{II.16}$$

Grâce à cette approximation l'équation (II.15) devient :

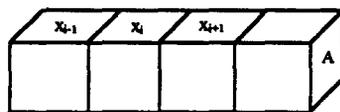
$$\frac{dT_k(t)}{dt} = \frac{\lambda}{c \cdot \rho \cdot \ell_x^2} \cdot (T_{k+1}(t) - 2 \cdot T_k(t) + T_{k-1}(t)) \quad (II.17)$$

En notant A la section suivant x du volume élémentaire, on obtient alors comme modèle bond graph d'un volume élémentaire le bond graph de la Figure II.15 (b). Pour obtenir la modélisation complète de la barre, il ne reste alors plus qu'à accoler n de ces bond graph élémentaires.

Considérons maintenant l'étude de la propagation de la chaleur toujours dans le cas unidimensionnel, mais avec un système d'axes quelconque. La discrétisation de (II.14) donne :

$$\frac{T_{i+1} - T_i}{R_{i,i+1}} - \frac{T_i - T_{i-1}}{R_{i-1,i}} = \frac{dH_i}{dt} \quad (II.18)$$

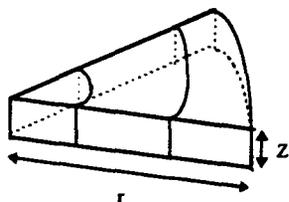
$H_i = C_i \cdot T_i$ est l'énergie stockée dans le volume élémentaire i et les valeurs des éléments $R_{i,i+1}$ et C_i sont alors calculées suivant le repère choisi (cartésien, cylindrique ou sphérique) dans la Figure II.16, la Figure II.17 et la Figure II.18 [Hefner et Blackburn 1993]. Ces valeurs sont données pour chaque cas.



$$R_{i,i+1} = \frac{x_{i+1} - x_{i-1}}{\lambda_{i,i+1} \cdot A}$$

$$C_i = \rho \cdot c \cdot A \cdot \frac{(x_{i+1} - x_{i-1})}{2}$$

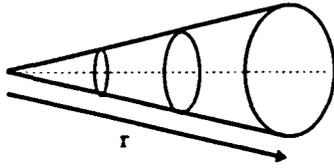
Figure II.16 : Coordonnées cartésiennes



$$R_{i,i+1} = \frac{1}{\lambda_{i,i+1} \cdot 2 \cdot \pi \cdot \alpha \cdot z} \cdot \ln\left(\frac{r_{i+1}}{r_i}\right)$$

$$C_i = \rho \cdot c \cdot \pi \cdot \alpha \cdot z \cdot \left[\left(\frac{r_{i+1} + r_i}{2}\right)^2 - \left(\frac{r_i + r_{i-1}}{2}\right)^2 \right]$$

Figure II.17 : Coordonnées cylindriques



$$R_{i,i+1} = \frac{1}{\lambda_{i,i+1} \cdot 4 \cdot \pi \cdot \alpha} \cdot \left(\frac{1}{r_i} - \frac{1}{r_{i+1}} \right)$$

$$C_i = \frac{4}{3} \cdot \rho \cdot c \cdot \pi \cdot \alpha \cdot \left[\left(\frac{r_{i+1} + r_i}{2} \right)^3 - \left(\frac{r_i + r_{i-1}}{2} \right)^3 \right]$$

Figure II.18 : Coordonnées sphériques

II.3.2.2 Convection

La convection [Orfeuil 1981] caractérise la propagation de la chaleur dans un fluide, un gaz ou un liquide, dont les molécules sont en mouvement. Ce phénomène est fondamental pour l'étude des échanges de chaleur dans un fluide mais aussi entre fluide et solide. Le flux de chaleur échangé entre un solide et l'air ambiant à travers une surface élémentaire entourant un point de la surface de ce solide s'exprime par :

$$\dot{E} = \alpha A (T_a - T_s) \tag{II.19}$$

où A est la surface d'échange [m²], T_a est la température ambiante [K], T_s est la température de surface du solide [K] et α est le coefficient de convection [W/m².K].

Cette équation peut alors être associée au pseudo bond graph de la Figure II.19 :

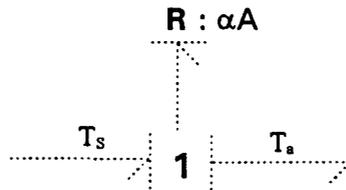


Figure II.19 : Modélisation bond graph de la convection

II.3.2.3 Rayonnement

II.3.2.3.1 Rappel sur le rayonnement

Le rayonnement [Orfeuil 1981] caractérise l'échange direct de chaleur entre deux corps de températures différentes séparés par un espace transparent à ce rayonnement. Le rayonnement thermique est un phénomène électromagnétique.

Le débit d'énergie par radiation d'une surface A d'un corps noir à la température uniforme est donné par la loi de Stefan Boltzman (II.20) :

$$\dot{E} = A \cdot \sigma \cdot T^4 \tag{II.20}$$

où σ est la constante de Stefan ($5.73 \times 10^{-8} \text{ W/m}^2$).

L'énergie émise par radiation depuis une surface n'est pas identique dans toutes les directions. Soit un élément de surface ds. L'intensité de la radiation dans une direction \vec{u} est donnée Figure II.20 :

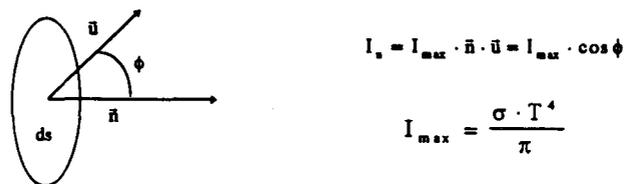


Figure II.20 : Intensité du rayonnement suivant l'angle

Considérons alors deux surfaces élémentaires de corps noir aux températures T_1 et T_2 et d'aires dA_1 et dA_2 . Les diverses notations utilisées par la suite sont données sur la figure suivante :

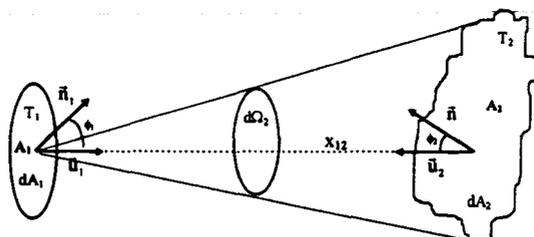


Figure II.21 : Angle solide

La puissance émise par dA_1 et qui arrive sur dA_2 s'exprime par (II.21) :

$$\dot{E}_2 = \frac{\sigma \cdot T_1^4}{\pi} \cdot d\Omega_2 \cdot dA_1 \cdot \bar{n}_1 \cdot \bar{u}_1 \tag{II.21}$$

$d\Omega_2$ représente l'angle solide selon lequel la surface dA_2 est vue depuis dA_1 .

En notant $x_{12} = \left\| \frac{\vec{A}_1 \cdot \vec{A}_2}{A_1 \cdot A_2} \right\|$ la valeur de l'angle solide $d\Omega_1$ est donnée l'équation (II.22).

$$d\Omega_2 = \iint \frac{\bar{u}_1}{x_{12}^2} \cdot d\bar{s}_2 \tag{II.22}$$

Dans ce cas les surfaces sont élémentaires. Elle sont donc supposées planaires. L'équation (II.22) devient alors (II.23) :

$$d\Omega_2 = \frac{dA_2 \cdot \cos\phi_2}{x_{12}} \tag{II.23}$$

et l'équation (II.21) s'écrit alors comme (II.24) :

$$\dot{E}_2 = \frac{\sigma \cdot T_1^4}{\pi \cdot x_{12}^2} \cdot \cos\phi_2 \cdot \cos\phi_1 \cdot dA_1 \cdot dA_2 \tag{II.24}$$

Une intégration de (II.24) sur toute la surface du corps noir donne donc la valeur de la puissance par rayonnement reçu par dA_1 de celui-ci.

II.3.2.3.2 Modélisation bond graph du rayonnement

Considérons d'abord le cas de la radiation d'une surface A à la température T sans que celle ci ne reçoive de puissance par radiation de l'extérieur. On obtient alors le modèle bond graph de la Figure II.22 :



Figure II.22 : Modèle bond graph du rayonnement (1^{er} cas)

Supposons maintenant que cette surface reçoive par rayonnement une puissance \dot{E}_{re} . On obtient alors le modèle bond graph suivant :

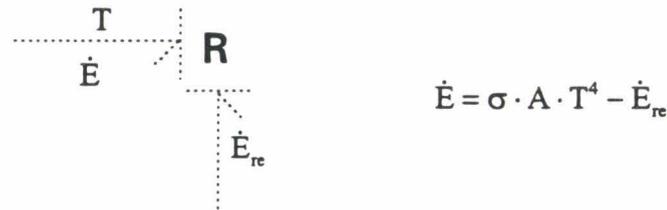


Figure II.23 : Modèle bond graph du rayonnement (2^{ème} cas)

Enfin, si l'on veut modéliser la puissance émise vers un corps 2, on a :

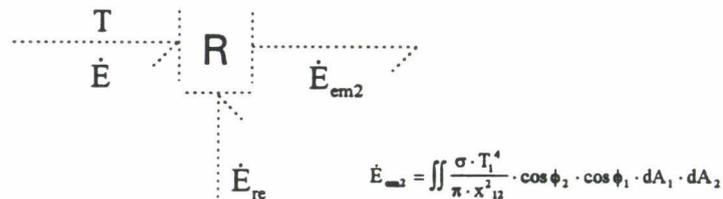


Figure II.24 : Modèle bond graph du rayonnement (cas général)

\dot{E}_{em2} étant l'énergie émise par le corps 1 et reçu par le corps 2. La puissance émise vers le corps 2 est en fait égale à $\kappa \cdot T_1^4$ ou κ est un coefficient qui ne dépend que de la géométrie du système. Dans le cas où les composants sont assez loin l'un de l'autre, le calcul de cette intégrale se simplifiera en supposant que les angles solides selon lesquels on voit le composant 2 depuis chaque surface élémentaire du corps 1 sont identiques. Cette même hypothèse est également nécessaire dans le cas qui nous intéresse ici, à savoir une décomposition des interrupteurs en trois parties : la jonction, le boîtier et le radiateur. Dans ce cas une évaluation d'un angle solide moyen est nécessaire.

II.3.3 Modèle bond graph monodimensionnel d'un transistor

Cette analyse des différents moyens de transport de la chaleur nous permet de donner maintenant une modélisation bond graph monodimensionnel d'un transistor.

Considérons un composant électrique composé de la partie semi-conducteur, du boîtier et du radiateur (Figure II.11). Une puissance électrique est dissipée au niveau du volume du semi-conducteur, la chaleur est alors diffusée par conduction au boîtier puis au radiateur, elle est alors diffusée à l'air ambiant par les trois mécanismes de transfert de chaleur: conduction, convection et rayonnement.

Si l'on considère les températures de la puce, du boîtier et du radiateur uniformes, on peut alors les assimiler à des volumes élémentaires. L'association de trois pseudo bond graphs associés à chaque volume élémentaire conduit alors au pseudo bond graph de la Figure II.25.

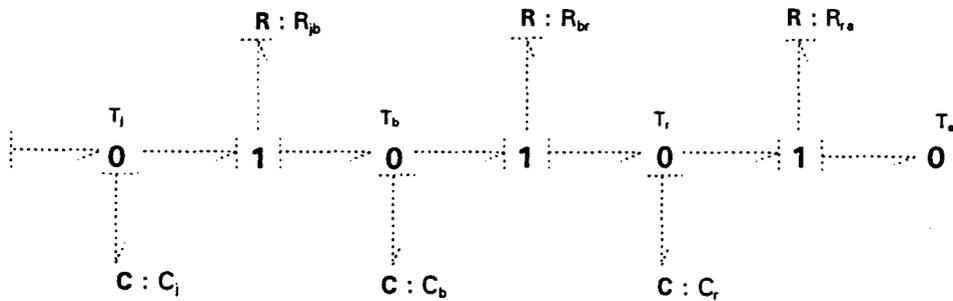


Figure II.25 : Modèle bond graph de la propagation de la chaleur par conduction dans les trois éléments

Il faut alors ajouter une source de flux égale à la puissance électrique dissipée sur la jonction 0 associée à la jonction PN du composant. Il faut également ajouter deux éléments R sur la jonction associée au radiateur afin de modéliser la convection et le rayonnement. On obtient alors le modèle pseudo bond graph de la Figure II.26 où l'on a regroupé dans la résistance R_{ra} la somme des trois résistances.

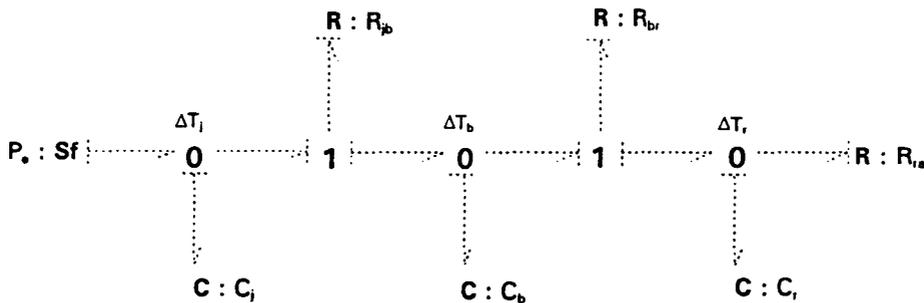


Figure II.26 : Modèle pseudo bond graph monodimensionnel

Puisque T_a est considéré comme un point de référence, le pseudo bond graph a été simplifié et toutes les températures sont exprimées relativement à T_a , soit $\Delta T_i = T_i - T_a$. Pour cela il est supposé que le rayonnement est proportionnel à la température.

Cette modélisation thermique de l'interrupteur est extrêmement simplifiée afin de pouvoir toujours conduire à des modèles exploitables du point de vue commande. Il est parfois désirable d'avoir un modèle plus fin du comportement thermique de l'interrupteur. Nous donnons donc pour information une méthode de modélisation beaucoup plus fine dans le prochain paragraphe permettant des simulations très précises de la réponse en température de l'interrupteur.

II.3.4 Modèle bond graph 3D d'un transistor

Une modélisation plus fine d'un interrupteur est également possible. Prenons comme modèle de transistor simplifié celui donné Figure II.27 :

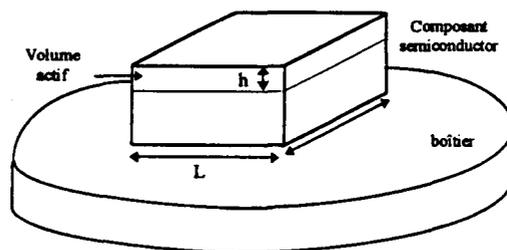


Figure II.27 : Modèle simplifié de transistor

Le transistor est composé d'un cube en silicium et d'un boîtier. Pour simplifier, nous ne considérons pas de radiateur. La pratique montre aussi que la chaleur dégagée par le fonctionnement électrique du composant en silicium est localisée dans une tranche d'épaisseur h .

Revenons tout d'abord sur la modélisation de la conduction. Les résultats obtenus dans le cas monodimensionnel conduisent au modèle bond graph d'un volume élémentaire présenté Figure II.28.

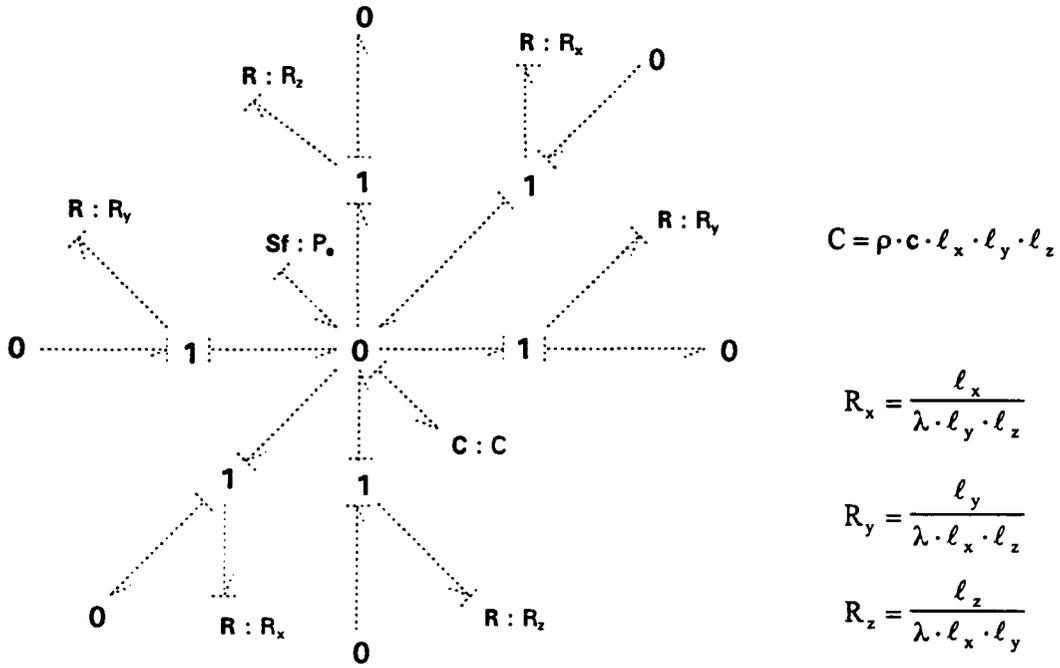


Figure II.28 : Modélisation d'un volume élémentaire (coordonnées cartésiennes)

La source de flux représente une éventuelle source de chaleur interne au volume élémentaire, l_x , l_y et l_z les dimensions du volume élémentaire suivant les trois axes.

Ce modèle bond graph est valable quel que soit le système d'axe choisi, seuls changent les valeurs des éléments R et C, donnés Figure II.28 pour un système d'axes cartésiens.

Nous pouvons maintenant étudier la modélisation de l'interrupteur. Considérons d'abord la modélisation du composant en silicium. Etant donnée la géométrie choisie, un choix de coordonnées cartésiennes s'impose, aussi bien dans le volume actif que non actif. Les volumes élémentaires appartenant au volume actif auront une source de flux égale à :

$$S_f = \frac{P_e}{h \cdot L \cdot \ell} \cdot dx \cdot dy \cdot dz \tag{II.25}$$

dx , dy , dz sont les dimensions du volume élémentaire et P_e la puissance électrique totale perdue par effet Joule. Ce composant étant encapsulé dans le boîtier, l'hypothèse est faite qu'il est possible de négliger les échanges par radiation et convection. Si l'on effectue une

décomposition très simplifiée du composant silicium comme dans la Figure II.29 (a), on obtient alors le modèle pseudo bond graph Figure II.29 (b).

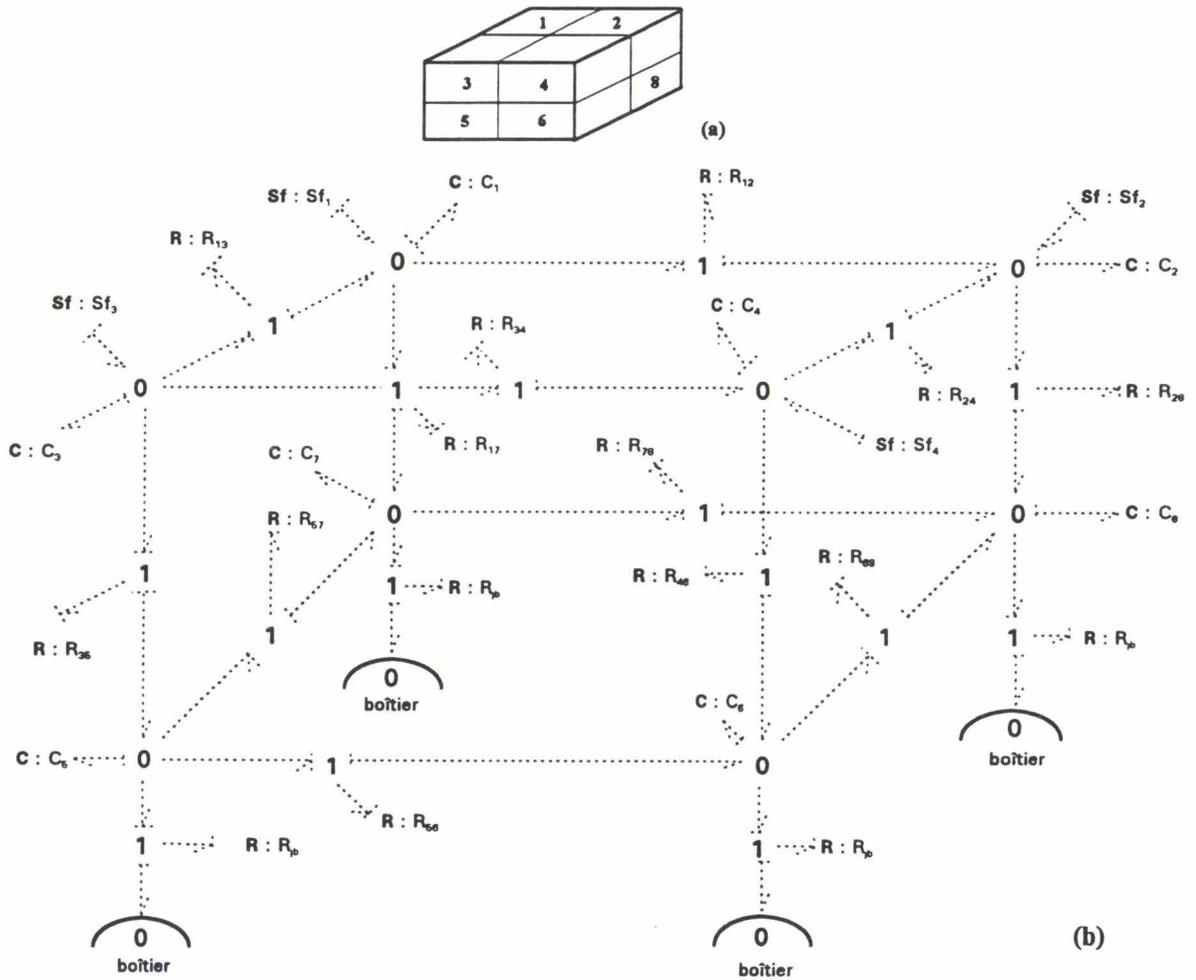


Figure II.29 : Modélisation bond graph de la jonction du transistor

Pour la modélisation du boîtier, on peut supposer par exemple une propagation en coordonnées cartésiennes sous le composant silicium, cylindriques depuis les bords du composant et sphériques depuis les angles du composant (Figure II.30).



Figure II.30 : Décomposition du boîtier en volumes élémentaires

Le modèle des éléments internes sera alors celui de la Figure II.14 où les valeurs des éléments R et C devront être calculées pour chaque volume élémentaire. De plus, la modélisation des éléments aux limites devra tenir compte des effets de convection et de radiation. On obtient alors le modèle de la Figure II.31, où \dot{E}_{re} est la puissance thermique reçue par rayonnement.

Remarque : Afin d'augmenter la précision de l'approximation sans augmenter le nombre de volumes élémentaires il est possible d'utiliser une grille logarithmique, c'est-à-dire que les dimensions des volumes varient avec la distance. Cette modélisation conduit à des modèles complexes permettant une simulation précise du comportement thermique du composant.

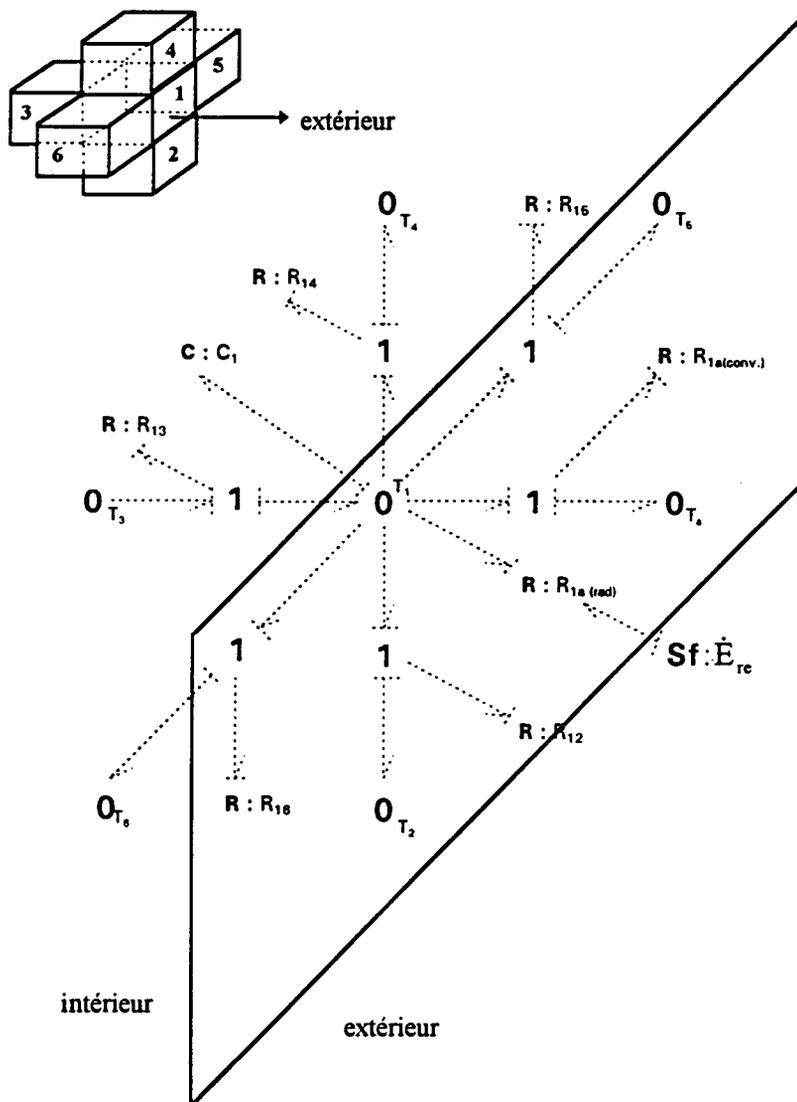


Figure II.31 : Modèle bond graph des éléments en surface du boîtier

II.4 Couplage du modèle bond graph des parties thermiques et électriques des composants de commutation.

Pour modéliser la conversion de la dissipation de la puissance électrique en chaleur dans l'élément de commutation, on a besoin d'un élément n'acceptant pas de réversibilité. Comme nous l'avons vu dans le §II.3.1, cet élément peut être un élément R 2-ports dont l'un est électrique et l'autre thermique [Karnopp *et al.* 1990, Thoma 1990]. Cet élément est non-réversible car la puissance ne se propage que de la partie électrique vers la partie thermique et jamais dans l'autre sens. La Figure II.32 montre le modèle bond graph de la partie électrique d'un interrupteur avec un élément RS et ses relations constitutives.

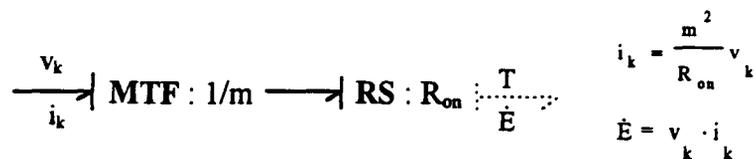


Figure II.32 : Modèle bond graph électrique - thermique de la liaison

Il reste alors à ajouter le modèle thermique de l'interrupteur considéré sur le port thermique de la résistance multiport.

II.5 Modèle bond graph électrothermique des éléments de commutation en électronique de puissance

Dans les parties précédentes nous avons étudié la modélisation bond graph des comportements électrique et thermique des interrupteurs ainsi que la manière de les coupler. Nous allons appliquer dans cette partie ces résultats sur les interrupteurs que l'on trouve en électronique de puissance. La modélisation thermique que nous allons utiliser est celle du §II.3.3 s'appuyant sur une décomposition très simple monodimensionnelle de l'interrupteur, mais il est tout à fait possible de compliquer la modélisation comme il a été montré précédemment.

II.5.1 Diode

Une diode [Arnould et Merle 1992] est un interrupteur dont la logique de commutation ne dépend que de la tension à ses bornes et du courant la traversant. La Figure II.33 (a) en donne une représentation schématique et indique les conventions de signe pour le courant i_{DFW} et la tension v_{DFW} . La caractéristique tension - courant de cet élément est donnée pour des températures différentes par la Figure II.33 (b).

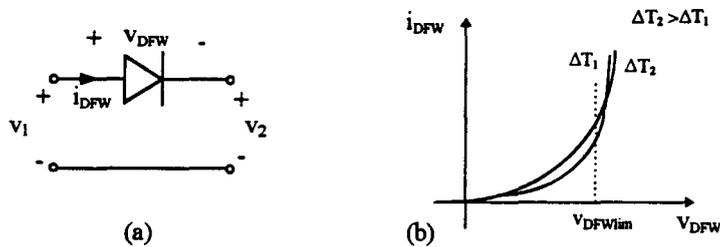


Figure II.33 : Représentation schématique d'une diode et sa caractéristique

Si au cours de fonctionnement de la diode, la tension v_{DFW} reste inférieure à une certaine valeur v_{DFWlim} , la caractéristique tension - courant de la Figure II.33 (b) est alors approximée par celle de la Figure II.34 (a).

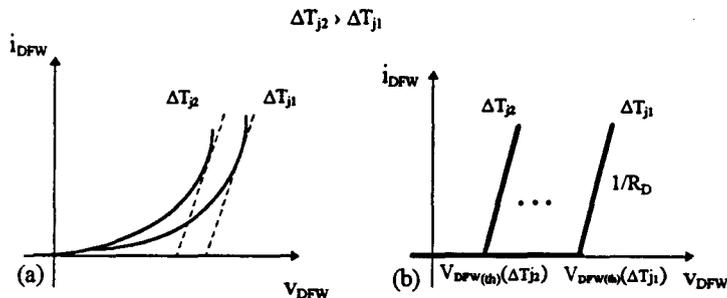


Figure II.34 : Caractéristique d'une diode et sa linéarisation (1^{er} cas)

La Figure II.34 (b) donne une approximation linéaire de cette caractéristique. On trouve une tension de seuil diminuant quand la température augmente, et une résistance à l'état passant indépendante de la température. La variation de la tension de seuil peut être représentée, dans un bond graph, par une source d'effort modulée par la température de la jonction, c'est-à-dire :

$Se = v_{DFW(th)}(\Delta T_j)$. Le modèle bond graph électrothermique est alors déduit des bond graphs de la Figure II.26 et la Figure II.32 et donné Figure II.35.

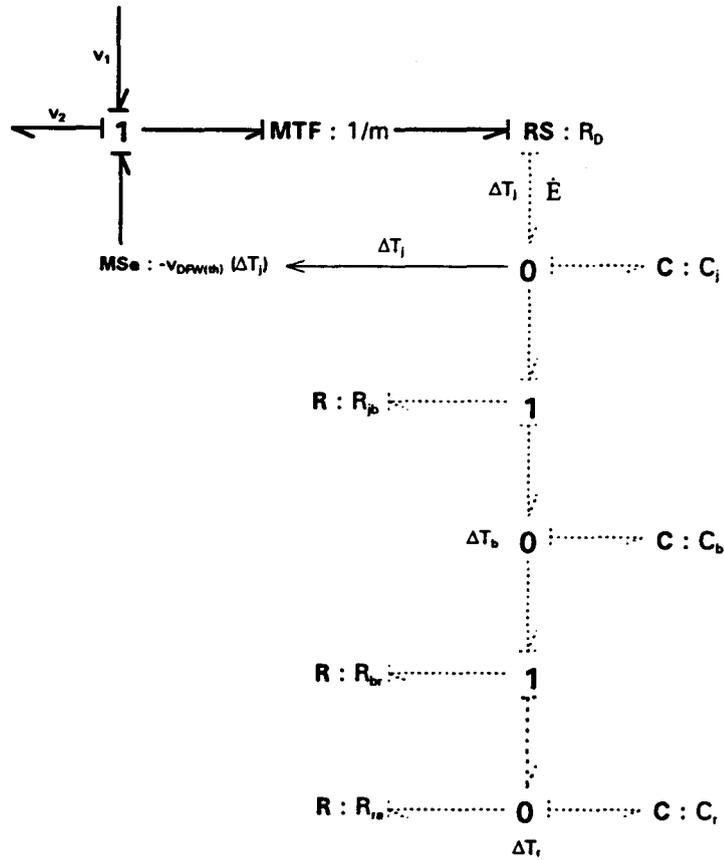


Figure II.35 : Modèle bond graph électrothermique d'une diode (1^{er} cas)

Si maintenant la tension v_{DFW} varie sur une plus grande plage, la linéarisation de la caractéristique devient celle donnée en gras par la Figure II.36.

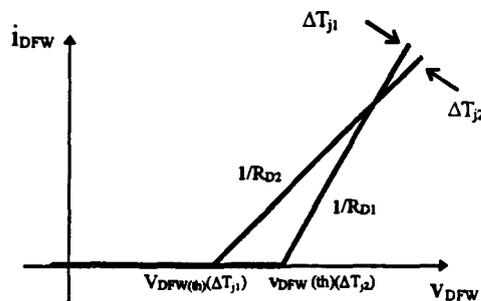


Figure II.36 : Linéarisation de la caractéristique d'une diode (2nd cas)

Dans ce cas le modèle électrothermique reste identique à celui de la Figure II.35 seul un lien d'information partant de la jonction 0 associée à la température, vient s'ajouter pour moduler la valeur de la résistance R_D de la diode (Figure II.37).

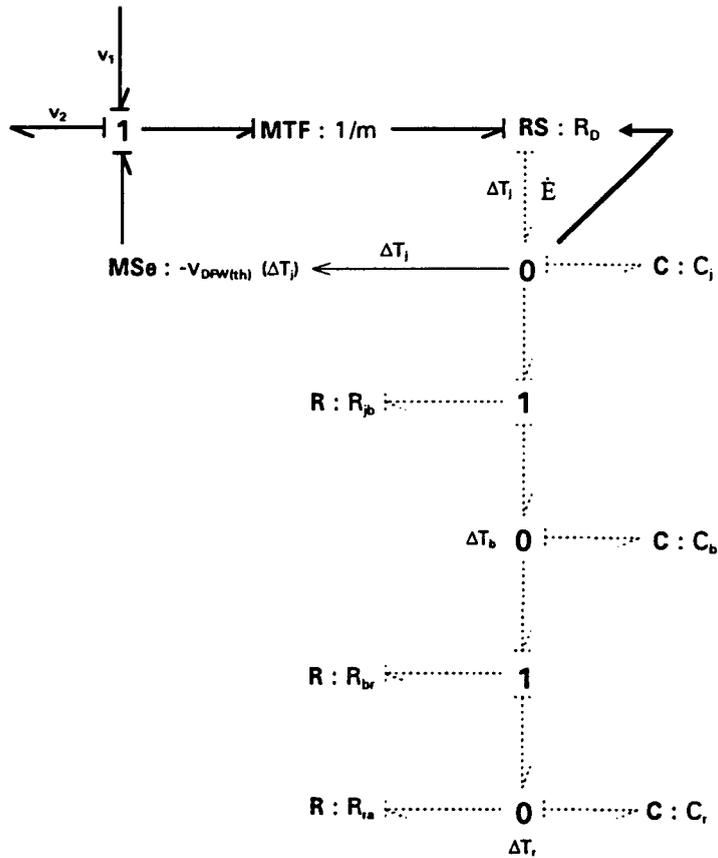


Figure II.37 : Modèle bond graph électrothermique d'une diode (2nd cas)

II.5.2 MOSFETs

Considérons le cas où l'élément de commutation est un MOSFET [Ramshaw 1993] (Figure II.38 (a)) :

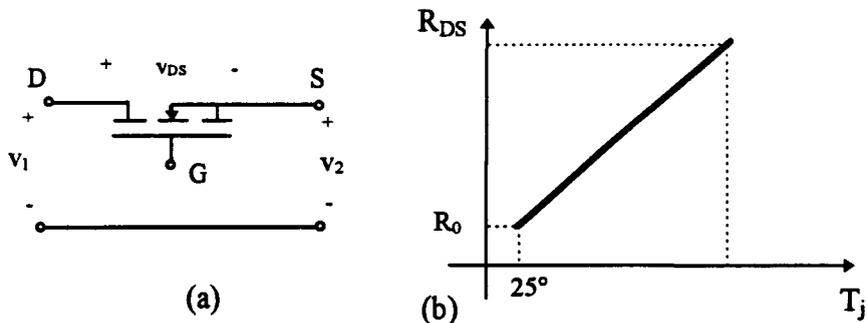


Figure II.38 : Représentation schématique d'un MOSFET et l'évolution de R_{DS} avec la température

En électronique linéaire, on travaille dans la zone où les caractéristiques $i_D = f(v_{DS})$ sont horizontales. Un MOSFET se conduit à l'état passant comme une résistance ohmique, la tension drain - source (v_{DS}) étant proportionnelle au courant de drain. Le rapport entre ces grandeurs est la résistance de l'état passant R_{DS} . La valeur de cette résistance augmente avec la température [Toshiba 1992] (Figure II.38 (b)) suivant la formule (II.26) :

$$R_{DS} = R_0 \cdot [1 + 0.007 \cdot (\Delta T_j + T_a - 25^\circ)] \tag{II.26}$$

où R_0 est la valeur de la résistance à 25°C. Ceci exprime que la résistance R_{DS} augmente de 0.7% par degré Celsius. Le modèle bond graph électrothermique est alors :

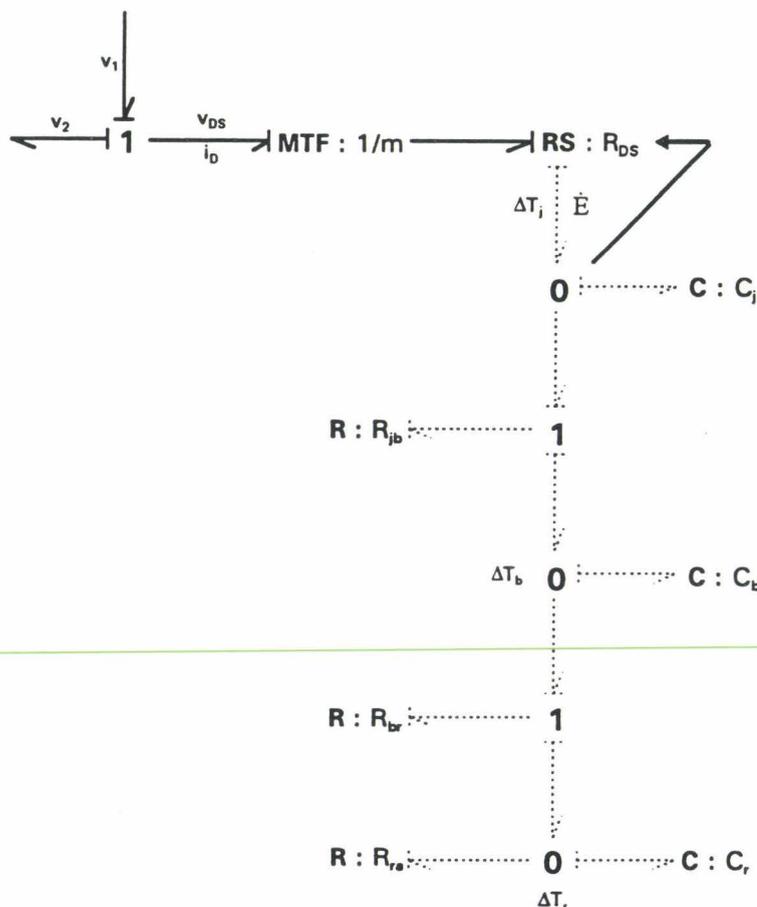


Figure II.39 : Modèle bond graph électrothermique d'un MOSFET

II.5.3 Exemple d'application

Pour illustrer la méthodologie qui a été proposée, considérons le circuit élémentaire de la Figure II.40. On suppose que les diodes ont une caractéristique comme celle donnée Figure II.34 (b). La sortie électrique du circuit est la tension sur la capacité (v_c).

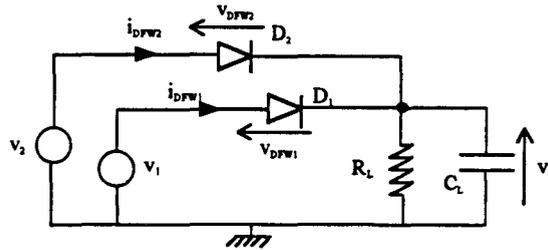


Figure II.40 : Exemple d'application

La Figure II.41 montre le bond graph complet du circuit présenté Figure II.40.

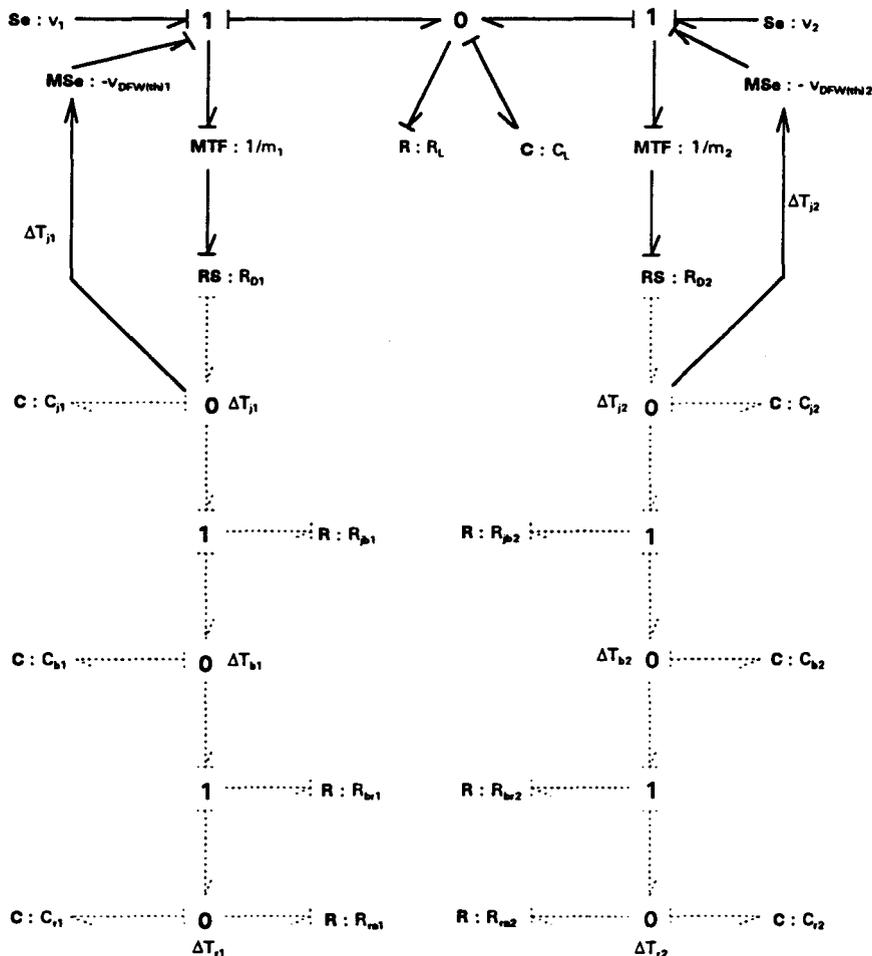


Figure II.41 : Modèle bond graph du circuit de la Figure II.40

Pour simuler le comportement électrothermique du modèle bond graph de la Figure II.41, nous avons utilisé l'environnement CAMP/G-ACSL [Granda *et al.* 1993]. Le logiciel CAMP/G [Granda 1997] sert d'interface graphique, il fournit à partir de la représentation bond graph un fichier directement exploitable par ACSL [Mitchel et Gauthier 1995] pour la simulation. Les résultats de la simulation sont donnés par la Figure II.42 et la Figure II.43.

Les valeurs numériques des éléments du modèle bond graph utilisées pour la simulation sont :

$$\begin{aligned}
 E_1(t) &= 220 \cdot \sqrt{2} \sin(\omega t) \\
 E_2(t) &= 220 \cdot \sqrt{2} \sin(\omega t + \pi) \\
 \omega &= 2\pi f \text{ avec } f = 50 \text{ Hz} \\
 R_L &= 5 \Omega \\
 C_L &= 500 \mu\text{F} \\
 R_{D1} &= R_{D2} = 0.06 \Omega \\
 C_{j1} &= C_{j2} = 247.58 \text{ mJ/K} \\
 C_{p1} &= C_{p2} = 2.74 \text{ J/K} \\
 C_{h1} &= C_{h2} = 10.37 \text{ J/K} \\
 R_{jp1} &= R_{jp2} = 70.47 \text{ mK/W} \\
 R_{ph1} &= R_{ph2} = 174.60 \text{ mK/W} \\
 R_{ha1} &= R_{ha2} = 0.001 \text{ K/W} \\
 v_{10} &= v_{20} = (0.0015) \cdot \Delta T_j - 0.35
 \end{aligned}$$

Les valeurs des paramètres thermiques ont été calculées par la procédure d'identification développée dans le troisième chapitre.

La Figure II.42 montre la montée en température de la jonction (régime transitoire). Cette montée en température a bien la même forme que celle donnée dans la littérature [Toshiba 1992].

La montée en température du composant (ΔT_j) avec différents radiateurs peut être simulée en changeant les valeurs numériques des composants thermiques. On trouve Figure II.43 les simulations pour deux radiateurs différents. La courbe inférieure est le résultat de la simulation pour $R_{ra} = 0.001 \text{ K/W}$, la courbe supérieure pour $R_{ra} = 0.1 \text{ K/W}$.

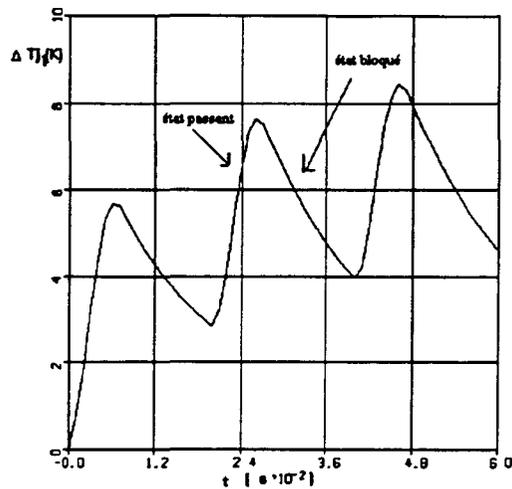


Figure II.42 : Simulation de la montée en température du circuit de la Figure II.40

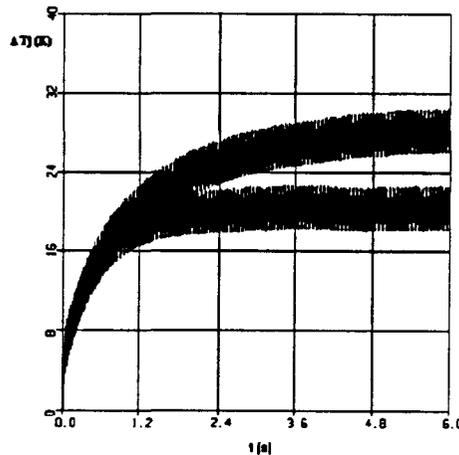


Figure II.43 : Simulation de la montée en température de la jonction pour deux radiateurs différents

On observe clairement dans ce cas la manière dont le choix du radiateur affecte la température de la jonction. Cette analyse importante doit être réalisée lors du calcul du radiateur pour maintenir la température de la jonction en fonctionnement inférieure à la température maximale admissible.

La comparaison des courbes obtenues avec les courbes fournies par les constructeurs nous permet de valider le modèle électrothermique. La détermination et la validation expérimentale des valeurs des composants feront l'objet du chapitre suivant.

II.6 Discussion sur la simulation du modèle électrothermique

La modélisation des éléments de commutation développée jusqu'à présent permet une analyse des propriétés d'un circuit ou la détermination de loi de commande [Abadie 1994]. Un problème se pose lorsqu'il s'agit de simuler le comportement électrothermique des composants d'un circuit électrique.

La première solution consiste à simuler directement les équations déduites du modèle bond graph du circuit. Dans ce cas, la température devient une variable d'état au même titre que les variables électriques. Les constantes de temps thermiques sont très grandes devant la période de commutation des interrupteurs, la simulation doit donc être réalisée sur un nombre très élevé de cycles de commutation. De plus, la valeur du pas de calcul doit être petite devant la période de commutation. Par conséquent, la simulation électrothermique d'un circuit de puissance commutant à une fréquence relativement élevée nécessite un temps de calcul définitivement prohibitif.

Une deuxième solution [Dorkel *et al.* 1996] consiste à séparer les étapes de simulation électrique et thermique. Pour cela une valeur élémentaire Δ d'élévation de la température est choisie. En supposant que la valeur de la température soit égale à T_j , une simulation électrique est réalisée pour calculer les valeurs des puissances dissipées dans le composant pour les températures T_j et $T_j + \Delta$; soient $P_e(T_j)$ et $P_e(T_j + \Delta)$ ces puissances. Une simulation thermique est alors réalisée entre les limites T_j et $T_j + \Delta$ en supposant que la puissance dissipée dans le composant est constante et vaut $P_e = 0.5 * (P_e(T_j) + P_e(T_j + \Delta))$. L'opération est alors reprise pour obtenir le comportement électrothermique général du composant (Figure II.44).

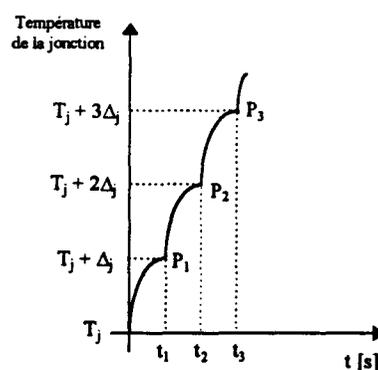


Figure II.44 : Principe de la simulation

Cette méthode permet donc la simulation électrothermique de circuits commutant à fréquence élevée. Cette méthode introduit cependant une erreur sur la dynamique de la montée en température du composant à cause du choix d'un pas de discrétisation Δ . Pour réduire cette erreur, Δ doit être pris aussi petit que possible, mais un choix de Δ trop petit engendre de nouveau des temps de calcul trop élevés. Un compromis doit donc être réalisé dans ce cas.

Une troisième solution a été étudiée dans ce mémoire. Elle s'appuie sur la détermination d'un circuit électrique sans élément de commutation ayant un comportement moyen du circuit électrique initial. C'est-à-dire qu'une variable du modèle moyen est égale à la valeur moyenne calculée sur une période de commutation de cette variable dans le modèle initial. Avec cette méthode, les dynamiques très rapides sont perdues mais les énergies dissipées dans les éléments de commutations et donc les réponses en températures sont exactes. Cette méthode est développée dans la dernière partie de ce mémoire.

II.7 Conclusion

Nous avons développé dans ce chapitre un modèle bond graph électrothermique des interrupteurs en électronique de puissance. Cette modélisation est basée sur une affectation fixe de la causalité de la partie électrique de l'interrupteur. Un modèle thermique fondé sur une approche par décomposition en éléments finis est rapidement présenté mais la modélisation que nous avons retenue est celle basée sur une décomposition simple de l'interrupteur en trois parties : la puce, le boîtier et le radiateur. Le modèle obtenu donne en effet de bons résultats de simulation, qui sont validés par comparaison avec les courbes fournies par les constructeurs.

Ce modèle nécessite la détermination des valeurs des paramètres des différentes résistances et capacités thermiques, leur détermination expérimental fait l'objet du prochain chapitre.

CHAPITRE III

DETERMINATION DES VALEURS NUMERIQUES DES ELEMENTS DU MODELE BOND GRAPH THERMIQUE

III.1 Introduction	77
III.2 Détermination des valeurs de paramètres à partir des données constructeur.....	78
III.3 Identification des valeurs des résistances et capacités de la jonction, du boîtier et du radiateur.....	82
III.3.1 Interrupteur sans radiateur	82
III.3.1.1 Première étape : boîtier intact	83
III.3.1.1.1 Etude du régime permanent	83
III.3.1.1.2 Etude de la dynamique.....	86
III.3.1.2 Seconde étape : boîtier ouvert	88
III.3.1.2.1 Entrée en échelon	88
III.3.1.2.2 Entrée créneaux.....	90
III.3.2 Prise en compte d'un radiateur	92
III.3.2.1 Etude en régime permanent	93
III.3.2.2 Etude en dynamique	95
III.3.3 Vérification de l'identification.....	96
III.3.4 Conclusion	98
III.4 Conclusion.....	99

III. Détermination des valeurs numériques des éléments du modèle bond graph thermique

III.1 Introduction

L'étude précédente fournit des modèles électrothermiques pour différents éléments de commutation. Il nous faut maintenant, pour simuler et valider ces modèles, déterminer expérimentalement les valeurs des éléments capacitifs et résistifs intervenant dans ceux-ci. Pour cela plusieurs méthodes sont possibles. La première, que nous ne détaillerons pas plus ici, se base sur la signification physique de chaque élément. Ainsi, les valeurs de capacités sont déterminées par l'évaluation de la capacité calorifique de chaque élément, ceci grâce à une mesure de leur volume donc de leur masse. Les résistances sont déterminées grâce aux formules (II.19), (II.20) et de la Figure II.15 pour lesquelles une mesure des aires d'échange de chaleur est nécessaire. Cette méthode demande une étude très précise et longue des caractéristiques géométriques du composant.

Les autres méthodes déjà existantes sont basées sur une détermination par identification des valeurs des divers éléments. Une première méthode suppose que le constructeur fournisse les valeurs des paramètres intervenant dans l'équation de l'impédance thermique. On réalise alors une transformation de ces données pour obtenir les valeurs des C et des R. Une deuxième méthode repose sur la détermination de la valeur des paramètres à partir de la courbe d'impédance thermique du composant [Skibinski et Sethares 1990]. Les autres méthodes reposent sur l'analyse des réponses en température à des entrées en puissance électrique données, fréquentielles avec la Δ méthode [Fashing 1995], ou échelon, impulsionnelle et pseudo aléatoire [Farjah *et al.* 1995]. Une méthode d'identification générale à partir du modèle bond graph a déjà été développée [Delgado et Garcia 1993].

Une méthode d'identification simple est développée dans ce chapitre en supposant qu'aucune donnée n'est fournie par le constructeur. Tous les paramètres sont déterminés grâce à une identification réalisée par l'analyse des réponses transitoires et permanentes à des entrées

en puissance échelon et harmonique [Garcia *et al.* 1996/b]. Nous allons voir certaines de ces méthodes, suivant les données fournies par le constructeur, sur l'interrupteur sans radiateur. La prise en compte du radiateur est réalisée dans la dernière partie.

La plupart de ces méthodes nécessite la mesure de températures sur le composant. Il existe pour cela deux grandes familles de solutions possibles. La première nécessite que le composant semi-conducteur soit visible. Des cristaux liquides [Lauriente et Ferguson 1967, Fleuren 1986], ou des phosphores thermographiques [Brenner 1971] peuvent alors être placés sur le composant. Une carte de la distribution en température est alors obtenue. La radio micrométrie infrarouge peut également être utilisée. Cette méthode présente l'avantage de fournir une information plus quantitative qu'avec des cristaux. Les méthodes de l'autre famille utilisent un paramètre électrique sensible à la température comme thermomètre. Elles peuvent être utilisées sur le composant encore entièrement encapsulé mais ne donne qu'une valeur moyenne de la température du composant.

Nous avons choisi d'utiliser ici une méthode de mesure des températures par radio micrométrie infra rouge. La modélisation développée ne demandant qu'une seule valeur moyenne de la température, un équipement modeste a suffit pour pouvoir réaliser l'identification des valeurs des paramètres thermiques des interrupteurs.

III.2 Détermination des valeurs de paramètres à partir des données constructeur.

Les données constructeur des éléments d'électronique de puissance fournissent habituellement la courbe de l'impédance thermique d'un composant. Dans certains cas, le constructeur fournit les valeurs des paramètres τ_i et r_i de l'expression (III.1) permettant d'approximer au mieux la courbe d'impédance thermique [SEMIKRON 1992].

$$\Delta T_j(t) = P_e(t) \sum_{i=1}^n r_i (1 - e^{-t/\tau_i}) \quad (\text{III.1})$$

La dimension des r_i est en K/W et les τ_i sont les constantes de temps (en seconde). Ceci s'exprime dans le domaine de Laplace par :

$$\frac{\Delta T_j(s)}{P_e(s)} = \sum_{i=1}^n \frac{r_i}{(\tau_i s + 1)} \tag{III.2}$$

Le nombre n de valeurs numériques données dépend du composant. Nous supposons dans la suite que $n=5$ mais tout autre choix (avec $n \geq 2$) est possible. L'équation (III.1) peut être associée à un circuit électrique analogue (Figure III.1 (a)) dont la représentation bond graph est donnée par la Figure III.1 (b).

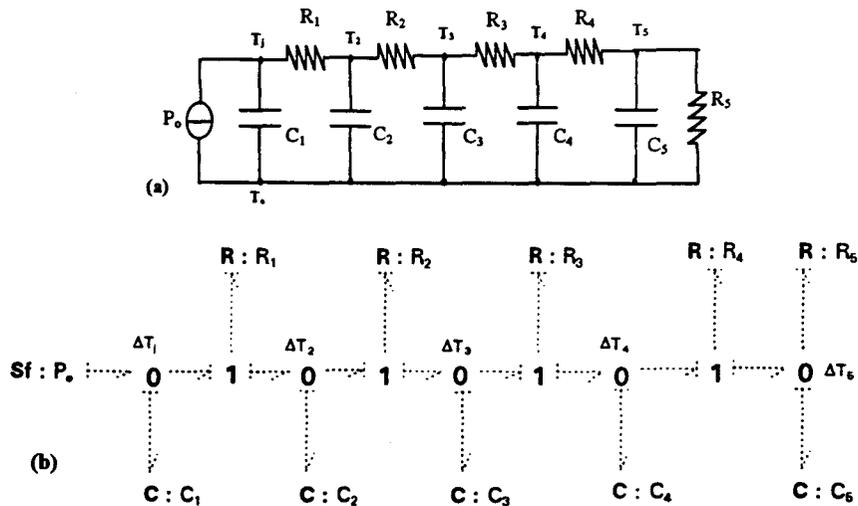


Figure III.1 : Circuit électrique et bond graph associé

On peut déduire du bond graph la fonction de transfert suivant :

$$\frac{\Delta T_j(s)}{P_e(s)} = \frac{b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \tag{III.3}$$

où les b_i et les a_i sont fonction des R_i et C_i . En identifiant les équations (III.2) et (III.3) en supposant les valeurs des r_i et τ_i connues d'après les données constructeurs, on peut alors en déduire les valeurs des éléments R_i et C_i .

Pour la diode particulière (SKKE 81) que nous avons utilisée dans l'exemple précédent (§II.5.3) nous avons :

$$\begin{array}{ll}
 \tau_1 = 0.7477 \text{ s} & r_1 = 0.19200 \text{ K/W} \\
 \tau_2 = 0.2337 \text{ s} & r_2 = 0.03085 \text{ K/W} \\
 \tau_3 = 0.0530 \text{ s} & r_3 = 0.03999 \text{ K/W} \\
 \tau_4 = 0.0058 \text{ s} & r_4 = 0.01697 \text{ K/W} \\
 \tau_5 = 0.0008 \text{ s} & r_5 = 0.00177 \text{ K/W}
 \end{array}$$

Il apparaît que les constantes de temps τ_3 , τ_4 et τ_5 sont très petites comparativement à τ_1 et τ_2 . On propose alors de réduire l'ordre du modèle en utilisant la méthode des perturbations singulières [Kokotovic *et al.* 1986] pour séparer les parties lentes et rapides.

L'équation d'état obtenue à partir du bond graph de la Figure III.1 (b), en regroupant les parties lentes et rapides, est de la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{pmatrix} B_1 \\ B_2 \end{pmatrix} P_e \quad (\text{III.4})$$

$$\Delta T_j = (C_1 \quad C_2) \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

où $x_1 = [q_{C1} \quad q_{C2}]^T$ et $x_2 = [q_{C3} \quad q_{C4} \quad q_{C5}]^T$.

Les valeurs propres de la matrice A_{22} sont $\{-23.58 \quad -134.32 \quad -989.43\}$ et celles de A_{11} sont $\{-1.58 \quad -6.45\}$. On peut remarquer que les valeurs propres de A_{22} sont plus grandes en valeurs absolues à celles de A_{11} . On peut donc faire l'hypothèse que les variables d'état associées aux éléments C_3 , C_4 et C_5 sont très rapides par rapport aux autres, soit $\dot{q}_{C3} = \dot{q}_{C4} = \dot{q}_{C5} = 0$. En appliquant la méthode des perturbations singulières avec cette hypothèse, l'équation d'état réduite est :

$$\dot{x}_s = \begin{pmatrix} -57.75 & 5.17 \\ 57.75 & -6.92 \end{pmatrix} x_s + \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} P_e \quad (\text{III.5})$$

$$\Delta T_j = (4.06 \quad 0) x_s$$

où x_s est le vecteur état des modes lents. On peut associer à l'équation (III.5) un système réduit de la forme :

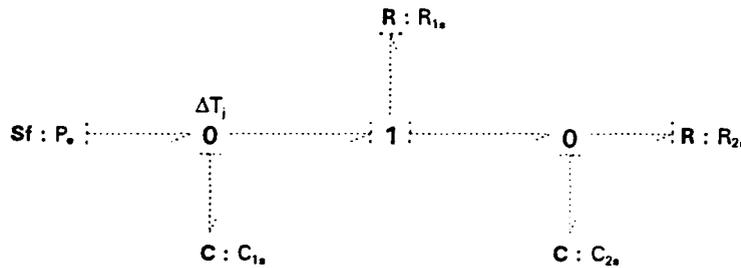


Figure III.2 : Modèle pseudo bond graph de la partie lente

où :

$$R_{1s} = 70.47 \text{ mK/W}$$

$$C_{1s} = 247.58 \text{ mJ/K}$$

$$R_{2s} = 174.60 \text{ mK/W}$$

$$C_{2s} = 2.740 \text{ mJ/K}$$

en considérant que le modèle réduit de la Figure III.2 correspond au modèle bond graph de la Figure II.26 dans lequel le radiateur a été supprimé. On est conduit à choisir: $R_{jb} = R_{1s}$, $R_{br} = R_{2s}$, $C_j = C_{1s}$, et $C_b = C_{2s}$. La méthode des perturbations singulières a permis de supprimer les constantes de temps rapides associées aux échanges thermiques entre les différentes couches constituant la jonction pour ne garder que les constantes liées aux échanges jonction- boîtier et boîtier - air.

III.3 Identification des valeurs des résistances et capacités de la jonction, du boîtier et du radiateur

III.3.1 Interrupteur sans radiateur

Nous supposons dans ce paragraphe que nous ne disposons d'aucune information du constructeur. Considérons le cas de l'élément de commutation MOSFET, commandé à l'ouverture et à la fermeture. L'identification des paramètres du MOSFET est réalisée lors de son utilisation comme interrupteur dans un circuit hacheur avec une charge résistive (Figure III.3 (a)). Il est connu alors que la diode de roue libre reste toujours bloquée, sa caractéristique ne jouera donc pas sur la procédure d'identification.

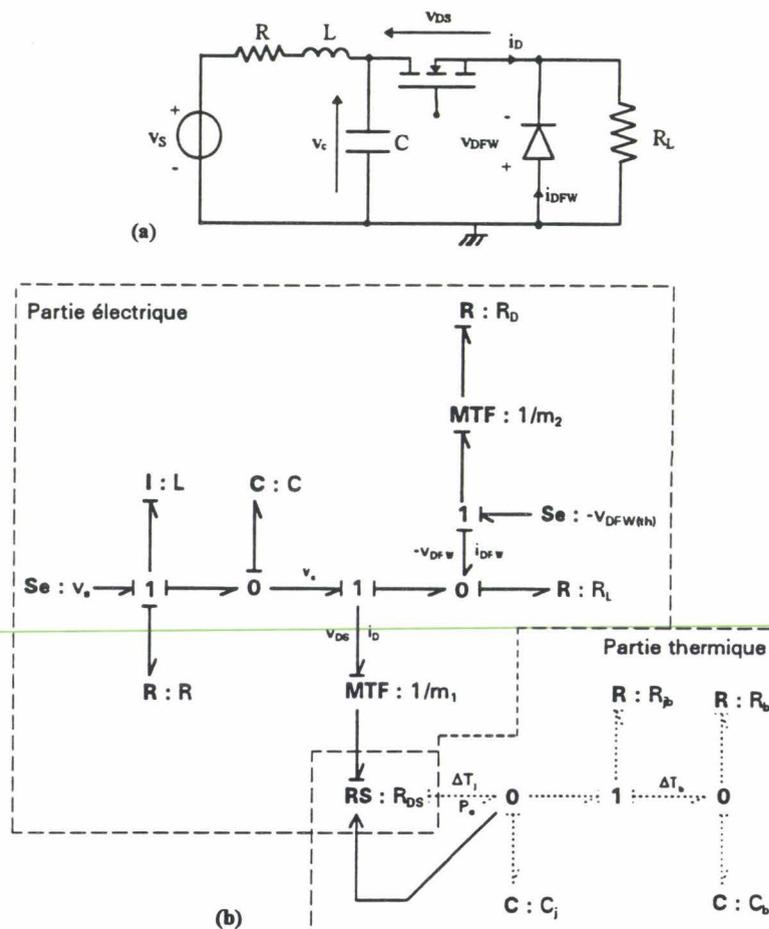


Figure III.3 : Circuit hacheur à MOSFET et son modèle bond graph électrothermique (sans radiateur)

avec : $v_s = 70 \text{ V}$, $R = 1\Omega$, $L = 1\mu\text{H}$, $C = 1500\mu\text{F}$, $R_L = 30\Omega$, $R_D = 0.1\Omega$.

Une série d'études basées sur les réponses en température de la jonction et du boîtier à une entrée échelon de la commande m_1 fournira les valeurs des paramètres de ces deux éléments. L'adjonction d'un radiateur sera prise en compte dans un second temps. La détermination des valeurs caractéristiques du radiateur se fera de la même façon.

Pour déterminer les valeurs des résistances et des capacités, une mesure des réponses en température de la jonction et du boîtier est nécessaire. Pour cela, nous utilisons un pyromètre. Cet appareil détermine la température d'un corps par une mesure des rayons infrarouges qu'il émet. Il n'est pas possible de mesurer la température de la jonction sans ouvrir le boîtier de l'interrupteur. Deux séries de mesures de réponses sont donc nécessaires. La première série est effectuée sur le boîtier intact. La seconde est effectuée sur le boîtier préalablement découpé afin de mettre à nu la jonction permettant la mesure de sa température.

III.3.1.1 Première étape : boîtier intact

III.3.1.1.1 Etude du régime permanent

Les premières relations entre les différents paramètres thermiques sont déduites de la réponse en température à un échelon de puissance thermique dissipée dans la jonction (Figure III.4).

Les variations de la température du boîtier sont données par rapport à la température ambiante qui était de 25°C lors de l'expérience. Une première relation est déduite de l'analyse du régime permanent, les valeurs des variables à l'infini étant notées avec un indice ss. La Figure III.5 (a) montre le modèle bond graph de la partie thermique du composant modélisé Figure III.3 (b). La Figure III.5 (b) donne alors le modèle bond graph thermique en régime permanent.

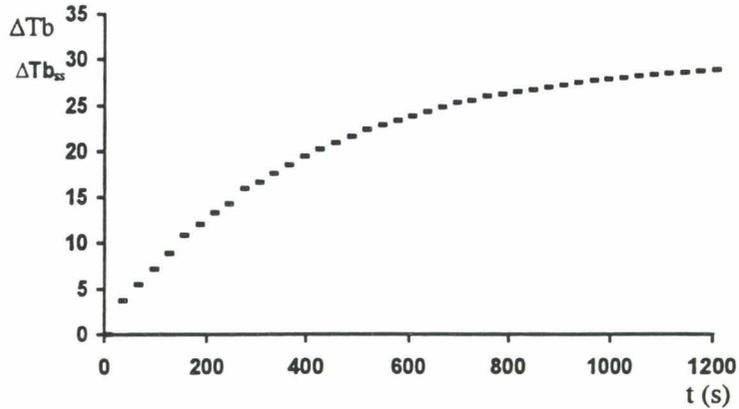


Figure III.4 : Température du boîtier en réponse à un échelon

Pour construire ce modèle en régime permanent, il faut remplacer les éléments dynamiques par une source de flux nul pour une capacité, et d'effort nul pour une inductance. Cette source modélise le fait que les variations de la variable d'état de l'élément dynamique sont nulles et que l'on est bien en régime permanent. Des détecteurs (De_1, De_2) sont également ajoutés pour connaître les valeurs des variables d'état complémentaires en régime permanent,

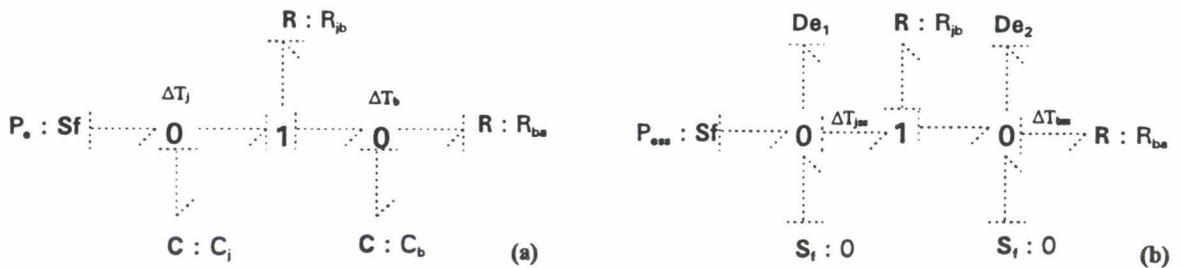


Figure III.5 : Modèle pseudo bond graph thermique. (b) Modèle pseudo bond graph thermique en régime permanent

P_e étant la puissance électrique dissipée dans le composant. A partir du modèle bond graph de la Figure III.5 (b), on obtient les équations (III.6) et (III.7).

$$De_1 = \Delta T_{jss} = (R_{jb} + R_{ba})P_{ess} \tag{III.6}$$

$$De_2 = \Delta T_{bss} = R_{ba}P_{ess} \tag{III.7}$$

Il nous faut alors calculer la variable P_{ess} . Pour cela la même procédure d'étude du régime permanent est réalisée sur la partie électrique du bond graph de la Figure III.3 (b). Nous étudions le régime permanent pour lequel le MOSFET conduit continuellement ($m_1=1$) puisque l'entrée de la partie thermique est supposée n'être qu'un simple échelon. Comme nous l'avons déjà dit la diode de roue libre est toujours bloquée ($m_2=0$) et se comporte donc pour simplifier comme une source de flux nulle. On obtient le modèle bond graph de la Figure III.6.

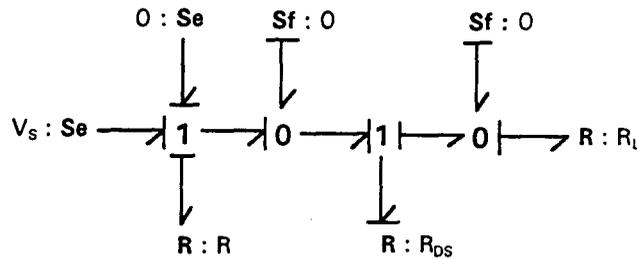


Figure III.6 : Modèle bond graph (en régime permanent) de la partie électrique

Ce modèle peut se simplifier en supprimant les sources de flux nul inutiles. Le modèle simplifié est représenté Figure III.7.

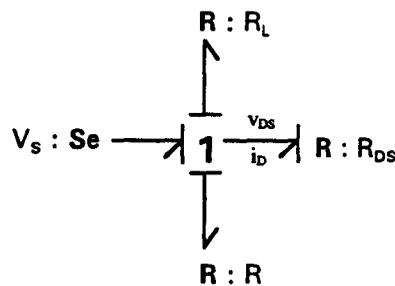


Figure III.7 : Modèle bond graph simplifié du régime permanent de la partie électrique

De ce modèle bond graph on obtient la valeur de la puissance électrique dissipée dans la jonction en régime permanent (III.8).

$$P_{\text{ess}} = v_{\text{DS}} i_{\text{D}} = \frac{R_{\text{DS}}}{(R_{\text{DS}} + R_{\text{L}} + R)^2} v_{\text{s}}^2 \tag{III.8}$$

Puisque la valeur de la résistance à l'état passant du MOSFET dépend aussi de la température (II.26), P_{css} en dépendra également. En substituant (II.26) avec $T_s=25^\circ$ dans (III.8), on obtient (III.9).

$$P_{\text{css}} = \frac{(0.007\Delta T_{\text{jss}} + 1)R_0}{\left((0.007 \cdot \Delta T_{\text{jss}} + 1)R_0 + R_L + R\right)^2} V_s^2 \quad (\text{III.9})$$

Comme P_{css} est en fonction de la variation de la température de la jonction en régime d'équilibre (ΔT_{jss}), on a donc besoin d'exprimer la relation liant les températures ΔT_{jss} et ΔT_{bss} . Celle-ci s'obtient facilement à partir des équations (III.6) et (III.7).

$$\Delta T_{\text{jss}} = \frac{R_{\text{jb}} + R_{\text{ba}}}{R_{\text{ba}}} \Delta T_{\text{bss}} \quad (\text{III.10})$$

La réunion des équations (III.7), (III.9) et (III.10) conduit à (III.11) :

$$\Delta T_{\text{bss}} = R_{\text{ba}} \frac{\left[0.007 \cdot \frac{R_{\text{jb}} + R_{\text{ba}}}{R_{\text{ba}}} \cdot \Delta T_{\text{bss}} + 1\right] R_0}{\left(R_L + R + \left[0.007 \cdot \frac{R_{\text{jb}} + R_{\text{ba}}}{R_{\text{ba}}} \cdot \Delta T_{\text{bss}} + 1\right] R_0\right)^2} V_s^2 \quad (\text{III.11})$$

On a donc une première relation entre les valeurs de R_{ba} et R_{jb} .

III.3.1.1.2 Etude de la dynamique

Une mesure de la pente à l'origine (notée a) de la réponse en température du boîtier (Figure III.4) va nous donner une autre relation entre des paramètres inconnus. Les valeurs des capacités thermiques sont directement reliées aux masses des composants. La capacité thermique de la jonction C_j peut donc être supposée très petite devant celle du boîtier C_b . Pour identifier le système nous allons séparer les modes rapides et lents en utilisant la méthode des

perturbations singulières directement sur le modèle bond graph [Sueur et Dauphin-Tanguy 1991] (annexe C).

Nous allons pour cela d'abord supposer que les dynamiques de la partie électrique sont très rapides devant les dynamiques de la partie lente, le modèle bond graph de la Figure III.3 (b) devient alors :

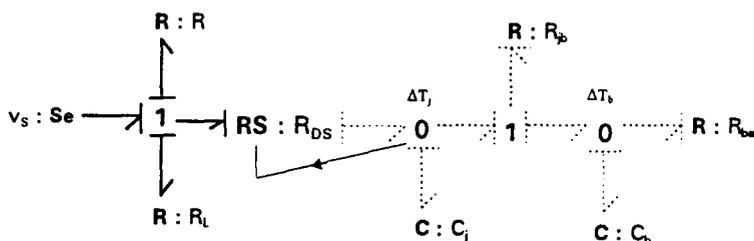


Figure III.8 : Modèle bond graph avec partie électrique en régime permanent

La partie lente de ce système est construite en supposant que la variable d'état associée à la capacité C_b est très lente comparée aux autres variables d'état. Pour appliquer la procédure d'obtention du bond graph de la partie lente (annexe C), on construit le bond graph réciproque donné Figure III.9 (a) puis le bond graph réciproque rapide dans la Figure III.9 (b) et enfin le bond graph réduit lent dans la Figure III.9 (c).

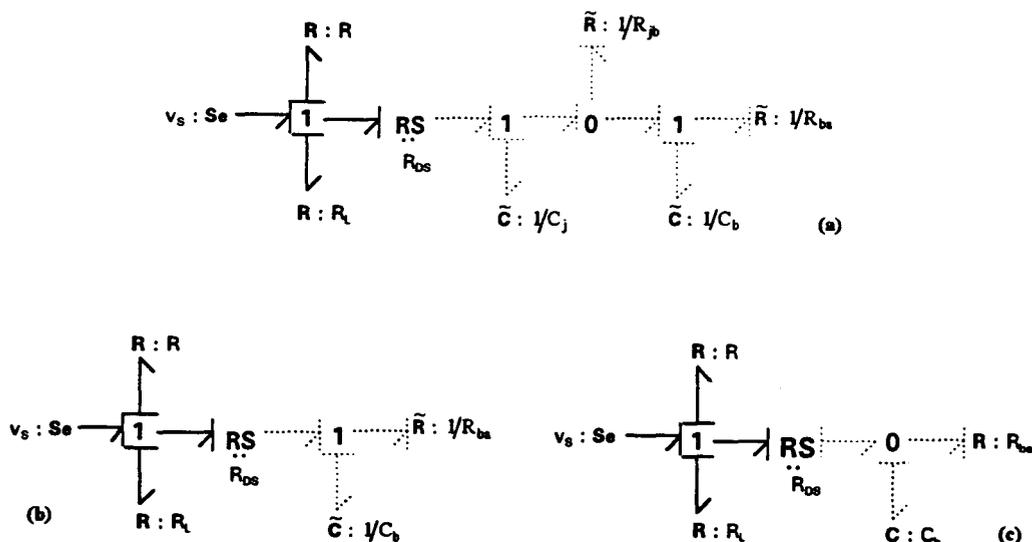


Figure III.9 : (a) Modèle bond graph réciproque de Figure III.8. (b) Modèle bond graph réciproque rapide. (c) Modèle bond graph lent

L'équation d'état associée du modèle bond graph lent (Figure III.9 (c)) est (III.12) :

$$\dot{q}_{c_b} = -\frac{1}{R_{b_a} \cdot C_b} q_{c_b} + \frac{R_{D_S}}{(R_L + R + R_{D_S})^2} v_s^2 \quad (\text{III.12})$$

$$\Delta T_b = \frac{1}{C_b} q_{c_b}$$

En mesurant la pente de la tangente à $t=0$ de la température du boîtier dans la Figure III.4, on peut en déduire la valeur de la capacité thermique du boîtier C_b . La pente à l'origine du système lent est en effet donnée par (III.13) en tenant compte qu'à l'origine $R_{D_S}=R_0$:

$$a = \frac{R_0}{C_b (R_L + R + R_0)^2} v_s^2 \quad (\text{III.13})$$

Une mesure de la pente à l'origine sur la réponse de la température du boîtier donne $a=0.1247\text{K/s}$ donc la valeur de la capacité $C_b = 15.94\text{J/K}$.

III.3.1.2 Seconde étape : boîtier ouvert

III.3.1.2.1 Entrée en échelon

Pour pouvoir continuer l'identification des paramètres, il faut enlever une partie du boîtier afin de pouvoir mesurer la température de la jonction. La masse de la partie de boîtier supprimée étant faible on peut supposer qu'il garde la même capacité thermique. Cette coupe entraîne cependant une variation notable de la surface de contact du boîtier avec l'air ambiant et donc du coefficient d'échange de chaleur. Nous noterons R'_{b_a} la nouvelle valeur de la résistance thermique du boîtier coupé. De la même façon que pour la première étape, on peut trouver une relation entre R_{j_b} et R'_{b_a} en réutilisant la formule (III.11) où R_{b_a} est maintenant égale à R'_{b_a} et en mesurant la température du boîtier coupé en régime permanent (Figure III.10), en réponse à un échelon de la commande m_1 .

$$\Delta T_{b_m} = R'_{ba} \frac{\left[0.007 \frac{R_{jb} + R'_{ba}}{R'_{ba}} \Delta T_{b_m} + 1 \right] R_0}{\left(R_L + R + \left[0.007 \frac{R_{jb} + R'_{ba}}{R'_{ba}} \Delta T_{b_m} + 1 \right] R_0 \right)^2 V_s^2} \quad (\text{III.14})$$

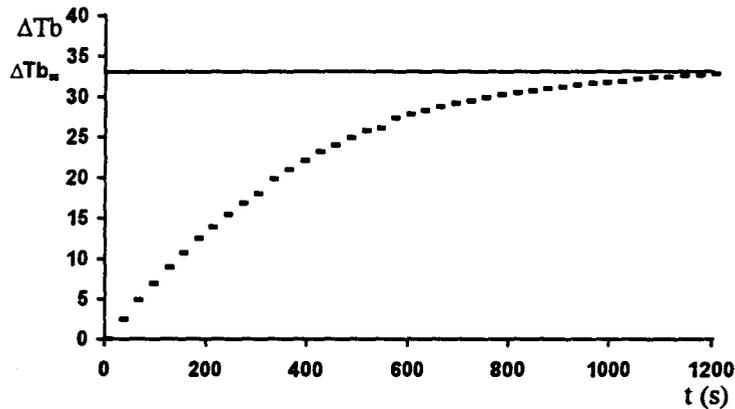


Figure III.10 : Température du boîtier coupe en réponse à un échelon

Une autre relation entre les deux valeurs de R_{jb} et R'_{ba} peut être trouvée à partir de la mesure de la température de la jonction avec toujours l'entrée échelon pour m_1 (Figure III.11).

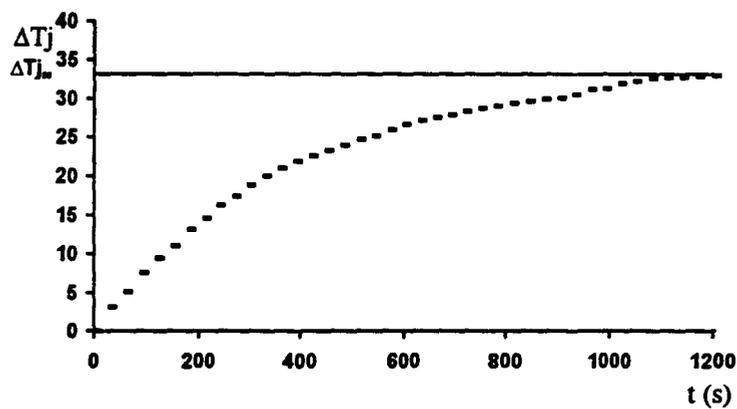


Figure III.11 : Température de la jonction en réponse à un échelon

D'après (III.6) on sait que :

$$\Delta T_{j_m} = (R_{j_b} + R'_{b_a}) P_{e_m} \quad (\text{III.15})$$

Pour trouver une relation entre les paramètres R_{j_b} et R'_{b_a} on a besoin de mesurer la température de la jonction en régime permanent Figure III.11. En utilisant l'équation (III.9) dans (III.15) on obtient la relation suivante :

$$\Delta T_{j_m} = (R_{j_b} + R'_{b_a}) \frac{[0.007 \Delta T_{j_m} + 1] R_0}{\left(R_L + R + [0.007 \cdot \Delta T_{j_m} + 1] R_0 \right)^2} v_s^2 \quad (\text{III.16})$$

On a donc trouvé deux relations (III.14) et (III.16) liant les paramètres R_{j_b} et R'_{b_a} . Connaissant les valeurs de v_s , R_L , R , $\Delta T_{j_{ss}}$ (Figure III.11) et $\Delta T_{b_{ss}}$ (Figure III.10) nous sommes alors en mesure de les calculer : $R_{j_b} = 0.13\text{K/W}$ et $R'_{b_a} = 13.44\text{K/W}$. A partir de l'équation (III.11) on peut maintenant calculer la valeur de $R_{b_a} = 12.13\text{K/W}$ en mesurant $\Delta T_{b_{ss}}$ (Figure III.4).

III.3.1.2.2 Entrée créneaux

Pour déterminer la dernière valeur inconnue C_j nous allons encore utiliser l'élément de commutation boîtier coupé afin de pouvoir mesurer la température de la jonction. L'application d'une commande à une fréquence de 0.22 Hz et un rapport cyclique de 0.5 conduit alors à la réponse donnée Figure III.12.

On voit apparaître les constantes de temps thermiques rapides et lentes de l'interrupteur. Si l'on suppose la fréquence de commande suffisamment rapide par rapport à la dynamique lente, la constante de temps rapide peut être déterminée grâce à la pente à l'origine des premières "dents".

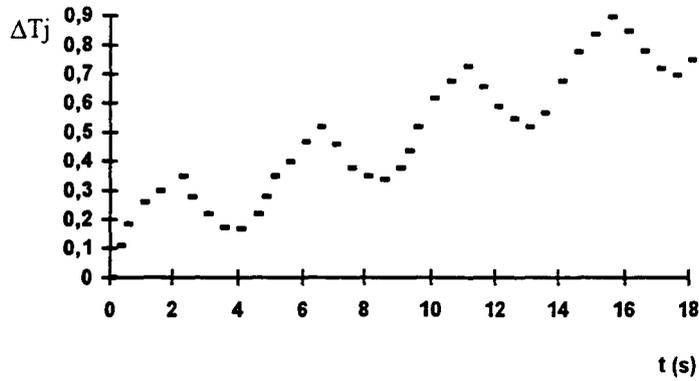


Figure III.12 : Température de la jonction pour une entrée à la fréquence de 0.22Hz

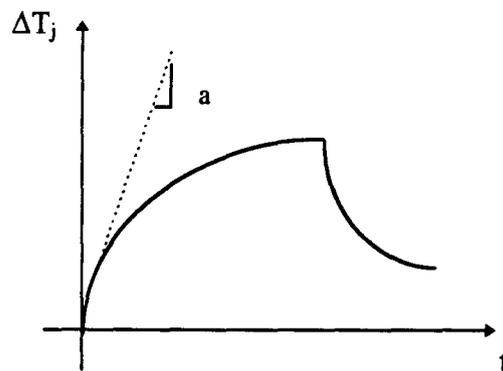


Figure III.13 : Détermination de la constante de temps rapide

Comme nous l'avons déjà vu, on peut donc supposer que la variable d'état associée à l'élément C_j est rapide par rapport à la variable d'état associée à C_b . La méthode des perturbations singulières dans le modèle bond graph de la Figure III.8 avec R_{ba} remplacé par R'_{ba} conduit à l'équation (III.17).

$$\dot{q}_{C_j} = -\frac{1}{C_j \cdot R_{jb}} q_{C_j} + \frac{R_{DS}}{(R_L + R + R_{DS})^2} v_s^2 \quad (III.17)$$

$$\Delta T_j = \frac{1}{C_j} \cdot q_{C_j}$$

La pente à l'origine des premières dents est donc en tenant compte qu'à l'origine $R_{DS}=R_0$:

$$a = \frac{R_0 v_s^2}{(R_L + R + R_0)^2 C_j} \tag{III.18}$$

En mesurant la pente à l'origine de la Figure III.12 ($a = 0.44K/s$), on obtient donc la valeur du quatrième paramètre $C_j = 4.52J/K$.

III.3.2 Prise en compte d'un radiateur

Nous allons maintenant compléter le système en ajoutant un radiateur à l'élément de commutation. Nous avons vu que le modèle bond graph thermique est alors celui de la Figure III.14.

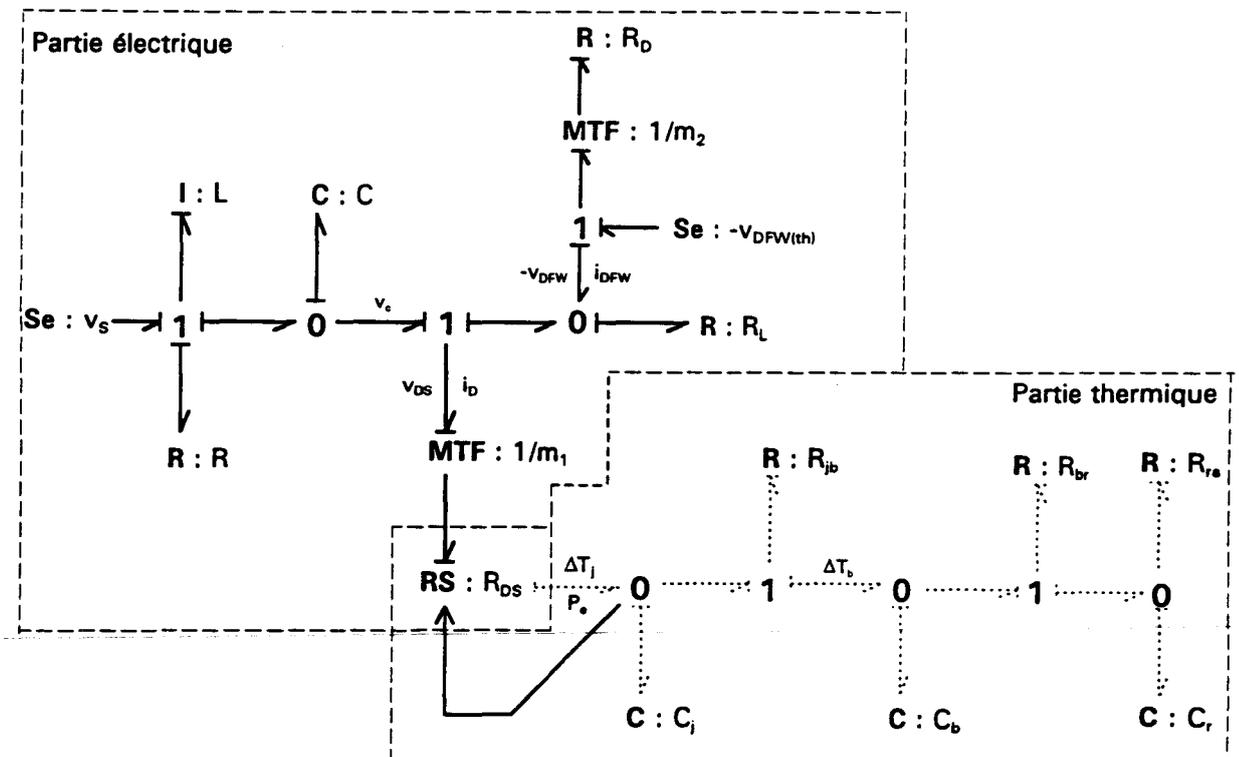


Figure III.14 : Modèle bond graph électrothermique (avec radiateur) du circuit hacheur à MOSFET

Les valeurs de R_{jb} , C_j et C_b restent inchangées. Cependant, la résistance thermique R_{ra} qui représentait les effets de conduction, de convection et de rayonnement avec l'air ambiant,

représente maintenant les échanges (conduction) avec le radiateur et sa valeur est donc modifiée (R_{br}) et doit donc être de nouveau déterminée.

III.3.2.1 Etude en régime permanent

Une première relation est obtenue en utilisant toujours une entrée échelon pour la commande m_1 et en mesurant la température du radiateur en état permanent.

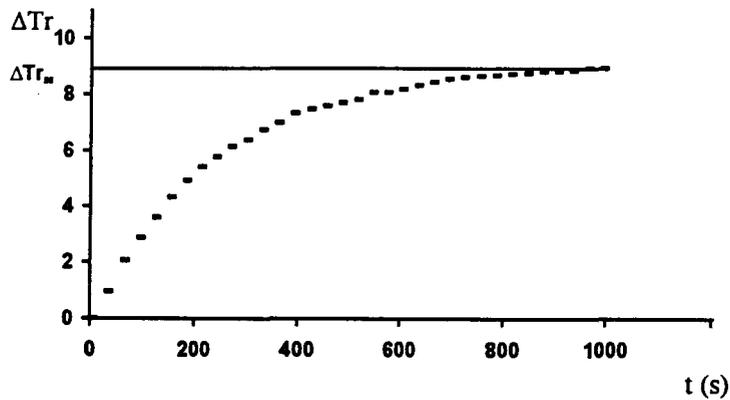


Figure III.15 : Température du radiateur en réponse à un échelon

De la partie thermique du bond graph de la Figure III.14, on obtient le modèle bond graph en régime permanent de la Figure III.16.

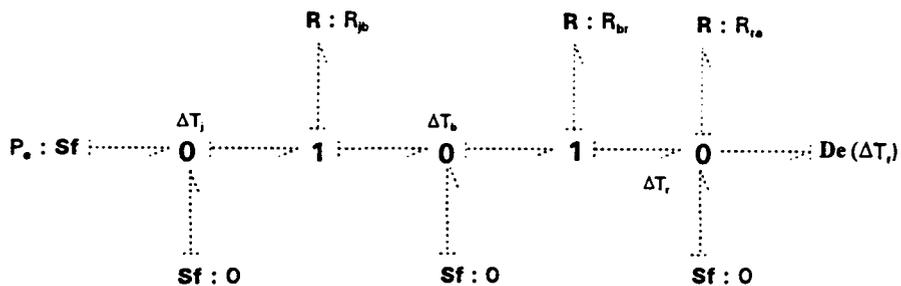


Figure III.16 : Bond graph de la partie thermique de la Figure III.14 en régime permanent

En régime permanent, on a donc :

$$\Delta T_{r_m} = R_{ra} P_{e_m} \tag{III.19}$$

Du bond graph de la Figure III.16 on peut également déduire la relation entre les température de jonction et du radiateur en régime permanent :

$$\Delta T_{j_m} = \frac{(R_{jb} + R_{br} + R_{ra})}{R_{ra}} \Delta T_{r_m} \tag{III.20}$$

On a finalement depuis les équations (III.9), (III.19) et (III.20).

$$\Delta T_{r_m} = R_{ra} \frac{\left[0.007 \frac{R_{jb} + R_{br} + R_{ra}}{R_{ra}} \Delta T_{r_m} + 1 \right] R_0}{\left(R_L + R + \left[0.007 \frac{R_{jb} + R_{br} + R_{ra}}{R_{ra}} \Delta T_{r_m} + 1 \right] R_0 \right)^2 v_S^2} \tag{III.21}$$

Comme on connaît les valeurs de R_{jb} , R_L , R , $\Delta T_{r_{ss}}$, et v_S , on obtient une première relation entre R_{br} et R_{ra} .

Pour obtenir une autre relation, on mesure la température de la jonction pour une entrée échelon (Figure III.17).

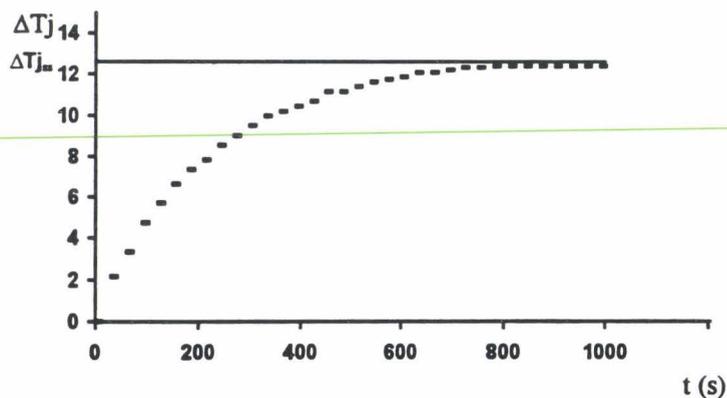


Figure III.17 : Température de la jonction en réponse à un échelon

D’après le bond graph de la Figure III.16 on a :

$$\Delta T_{j_m} = (R_{j_b} + R_{b_r} + R_{r_a}) P_{c_m} \tag{III.22}$$

En substituant (III.9) en (III.22) :

$$\Delta T_{j_m} = (R_{j_b} + R_{b_r} + R_{r_a}) \frac{[0.007 \Delta T_{j_m} + 1] R_0}{(R_L + R + [0.007 \cdot \Delta T_{j_m} + 1] R_0)^2} v_s^2 \tag{III.23}$$

Comme on connaît les valeurs de R_{j_b} , R_L , R , $\Delta T_{j_{ss}}$, et v_s , on obtient une deuxième relation entre R_{b_r} et R_{r_a} . Ces deux équations (III.21) et (III.23) nous fournissent donc les valeurs de $R_{b_r}=1.5K/W$ et $R_{r_a}=4.12K/W$.

III.3.2.2 Etude en dynamique

La détermination de la valeur de la capacité thermique C_r se fait de la même façon que pour celle de C_b dans le cas sans radiateur. La capacité thermique du radiateur étant beaucoup plus importante que celle du boîtier et de la jonction, on peut appliquer la méthode des perturbations singulières. Du bond graph de la partie thermique de la Figure III.14 on déduit le bond graph lent de la Figure III.18 (c).

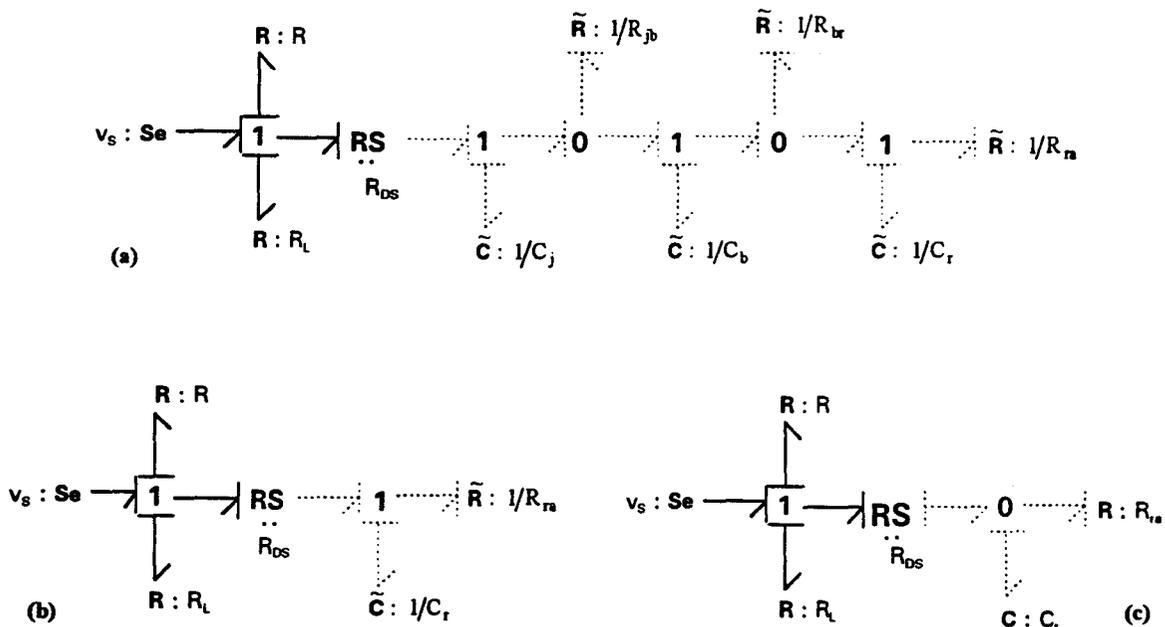


Figure III.18 : (a) Modèle bond graph réciproque (b) Modèle bond graph réciproque rapide (c) Modèle bond graph lent

L'équation d'état associée à ce bond graph (Figure III.18 (c)) est :

$$\dot{q}_{c_r} = -\frac{1}{C_r \cdot R_{ra}} q_{c_r} + P_e \quad (\text{III.24})$$

$$\Delta T_r = \frac{1}{C_r} \cdot q_{c_r}$$

La mesure de la pente à l'origine (notée a) de la réponse en température du radiateur (Figure III.15) avec une commande échelon donne donc :

$$a = \frac{R_0}{C_r (R_L + R + R_0)^2} v_s^2 \quad (\text{III.25})$$

d'où la valeur $C_r = 18.44 \text{ J/K}$ ($a = 0.1078 \text{ K/s}$).

III.3.3 Vérification de l'identification

Pour valider le modèle et les valeurs des paramètres R_{jb} , R_{br} , R_{ra} , C_j , C_b et C_r , nous allons comparer les résultats expérimentaux aux simulations obtenues pour des points de fonctionnement différents. Pour cela nous allons changer la puissance dissipée dans l'élément de commutation. Intéressons nous d'abord à la réponse en température sans radiateur pour une fréquence de commutation à 5Hz. La valeur de cette fréquence est choisie très faible pour que les pertes ne soient dues qu'à la conduction.

La Figure III.19 montre les résultats des mesures (traits pointillés) et des simulations (trait continu) de la température de la jonction en prenant une charge $R_L = 30.0 \Omega$. La Figure III.20 montre les résultats des mesures et des simulations de la température de la jonction en augmentant la puissance dissipée dans l'interrupteur ($R_L = 17.0 \Omega$). Enfin, la Figure III.21 donne les résultats de mesure et de simulation de la température de la jonction avec cette fois une puissance dissipée plus faible ($R_L = 42.0 \Omega$).

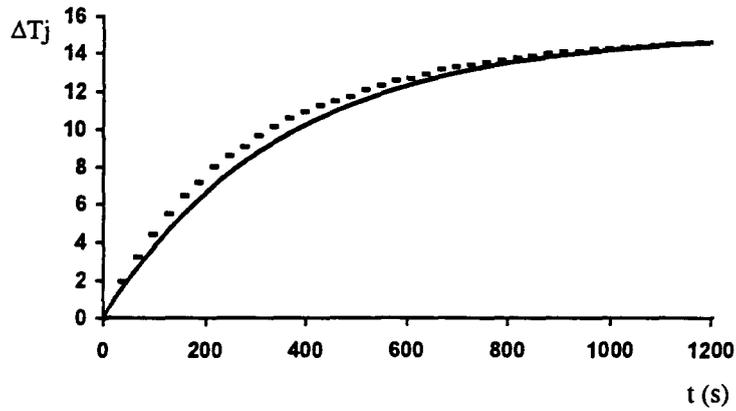


Figure III.19 : Mesure et simulation de la température de la jonction sans radiateur ($R_L = 30.0 \Omega$)

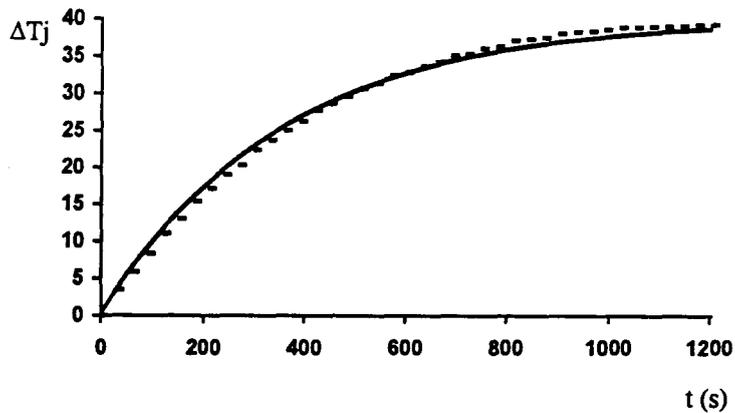


Figure III.20 : Mesure et simulation de la température de la jonction sans radiateur ($R_L = 17.0 \Omega$)

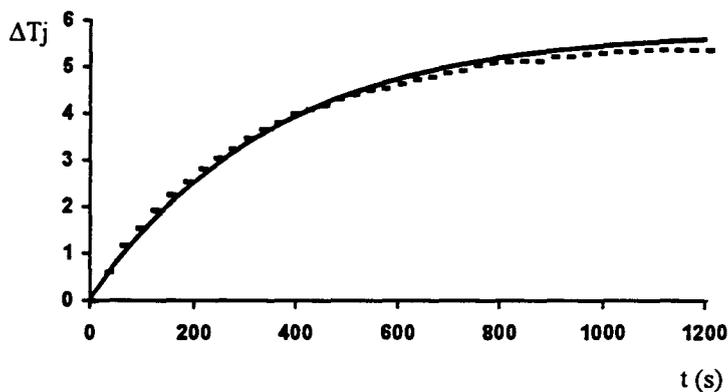


Figure III.21 : Mesure et simulation de la température de la jonction sans radiateur ($R_L = 42.0 \Omega$)

On constate une bonne correspondance entre la courbe réelle et la simulation dans chacun des cas. Les petits écarts peuvent se justifier par la difficulté de mesure de la température avec

le pyromètre dont nous disposons ainsi que par les erreurs de mesure des pentes à l'origine des réponses.

Pour valider le modèle avec radiateur, nous procédons de la même façon en changeant toujours le point de fonctionnement du système. Les nouveaux points de fonctionnement seront ceux déjà utilisés dans la partie précédente. Les résultats sont donnés Figure III.22 et Figure III.23.

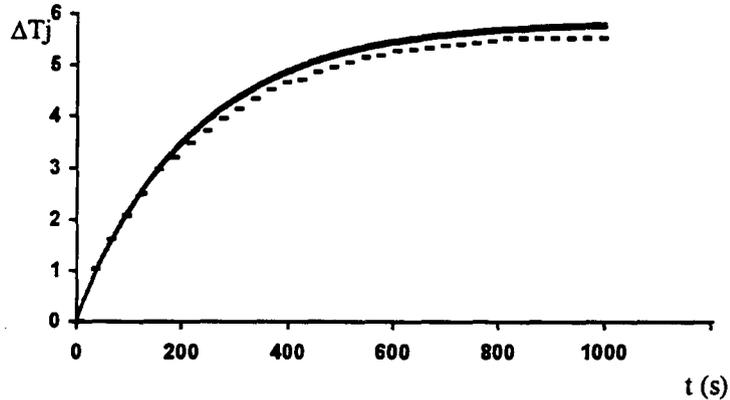


Figure III.22 : Mesure et simulation de la température de la jonction avec radiateur ($R_L = 30.0\Omega$)

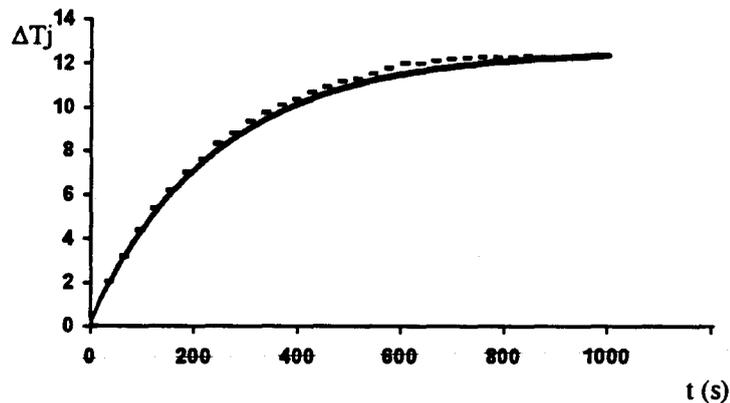


Figure III.23 : Mesure et simulation de la température de la jonction avec radiateur ($R_L = 17.0\Omega$)

On vérifie la bonne adéquation entre les résultats expérimentaux et ceux des simulations.

III.3.4 Conclusion

Nous avons développé dans ce paragraphe une méthode permettant la détermination des valeurs numériques des éléments R et C thermiques intervenant dans la modélisation des

éléments de commutation dans le cas d'un transistor. Cette identification repose sur les mesures des températures de boîtier et de jonction et plus particulièrement de leurs valeurs en régime permanent et de leurs pentes à l'origine. Cependant, la mesure de la température de jonction nécessite de couper le boîtier. L'identification étant destructive, il faudra supposer que les caractéristiques ne varient pas d'un composant à un autre de même type.

III.4 Conclusion



Différentes méthodes sont possibles pour obtenir les valeurs des éléments thermiques intervenant dans la modélisation électrothermique des interrupteurs développée dans ce rapport. Une méthode simple est proposée dans ce chapitre, le lecteur désireux d'une plus grande précision dans l'identification des valeurs des paramètres thermiques pourra utiliser une des méthodes plus sophistiquées présentées dans l'introduction. Une méthode d'identification très complexe serait, cependant, en contradiction avec le choix de la structure du modèle très simple.

Le modèle électrothermique des interrupteurs développé jusqu'à présent ne permet pas de prendre en compte les pertes qui apparaissent lors des commutations. La modification du modèle électrothermique des interrupteurs, pour prendre en compte ces effets, fait l'objet du prochain chapitre. Pour cela, seule la modélisation de la partie électrique est changée, la modélisation thermique des composants est reprise telle quelle, et les valeurs des paramètres thermiques sont identiques, que l'on considère, ou non, les pertes par commutation.

Les simulations des chapitres précédents se sont révélées très coûteuses en temps de calcul. En effet les constantes en temps des parties électriques et thermiques sont très différentes ce qui implique une simulation sur de grands temps de calcul avec très faible pas de calcul. Pour pouvoir aborder la modélisation plus fine des interrupteurs en prenant en compte les effets de commutation il nous faudrait encore baisser le pas de calcul ce qui est impossible d'un point de vue pratique. Les électroniciens connaissent bien ce problème et ont donc développé pour cela la méthode du modèle moyen. Nous allons voir dans le chapitre V comment cette méthode peut être applicable directement sur le modèle bond graph.

CHAPITRE IV

MODELISATION BOND GRAPH DES EFFETS DE COMMUTATION

IV.1 Introduction	103
IV.2 Etude des commutations des éléments commandés.....	104
IV.2.1 Etude des commutations des MOSFETs	105
IV.2.1.1 Amorçage du MOSFET.....	107
IV.2.1.1.1 Circuit MOSFET avec une charge résistive.....	107
IV.2.1.1.2 Circuit MOSFET avec une charge inductive	111
IV.2.1.2 Blocage du MOSFET	116
IV.2.1.2.1 Circuit MOSFET avec une charge résistive.....	117
IV.2.1.2.2 Circuit MOSFET avec une charge inductive	120
IV.2.1.3 Conclusion	124
IV.2.2 Etude des commutations d'un transistor IGBT	125
IV.3 Cellule de commutation.....	125
IV.3.1.1 Etat passant.....	126
IV.3.1.2 Etat bloqué.....	127
IV.3.1.3 Transition état bloqué - état passant (t_{on})	127
IV.3.1.4 Transition état passant - état bloqué (t_{off})	130
IV.3.1.5 Résumé des logiques de commutation.....	130
IV.3.2 Résultats de simulation.....	132
IV.4 Etude comparative des pertes par commutation dans un transistor.....	136
IV.5 Conclusion	137



IV. Modélisation bond graph des effets de commutation

IV.1 Introduction

Jusqu'à présent nous avons considéré qu'un interrupteur ne pouvait être qu'à l'état passant ou bloqué. La commutation de l'interrupteur, qui est le passage d'un état sur la caractéristique statique à un autre, se faisait en un temps considéré nul. Nous allons dans ce chapitre prendre en compte la dynamique de la commutation [Garcia *et al.* 1996/c, Garcia *et al.* 1997/a]. Comme nous le verrons, le régime transitoire de la commutation dépend du composant, du changement d'état, de la nature de la commande et du circuit extérieur. Nous pouvons schématiser cette évolution dynamique par la trajectoire décrite par le point M passant sur la caractéristique statique de l'état M_1 à l'état M_2 .

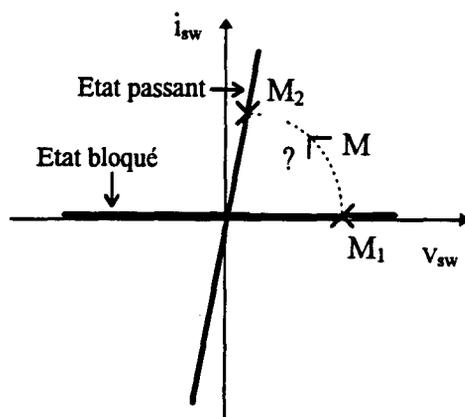


Figure IV.1 : Exemple de dynamique de commutation

Nous allons donc dans ce chapitre, étudier comment modifier la modélisation bond graph des interrupteurs, développée dans les parties précédentes, afin de prendre en compte leurs dynamiques de commutation, et donc de pouvoir évaluer les pertes par commutation.

Lorsque les commutations sont considérées idéales, nous avons proposé un modèle bond graph électrique d'un interrupteur valable quel que soit son état, composé de l'association d'un élément R avec un transformateur modulé. La causalité est de plus toujours prise effort entrant-flux sortant, ce qui suppose que l'interrupteur impose le courant dans la branche où il

se situe. Le rapport de transformation du transformateur est dans ce cas déduit d'une logique de commutation propre à chaque interrupteur mais avec en tout état de cause, une valeur Booléenne : 0 pour l'état bloqué, 1 pour l'état passant (correspondant aux points M_1 et M_2 de la courbe de la Figure IV.1). Afin de pouvoir modéliser un passage en un temps non nul entre ces deux états il est donc nécessaire de changer cette logique de commutation. Celle-ci doit maintenant fournir un rapport de transformation de l'élément MTF pouvant varier continûment entre 0 et 1.

Nous étudierons d'abord la modélisation des interrupteurs commandés dans un circuit. Cette étude est faite plus particulièrement sur les transistors MOSFET et sur les diodes. Nous verrons alors comment tenir compte de plusieurs éléments de commutations dans le même circuit. La physique des semi-conducteurs utilisée pour expliquer la théorie des commutations se trouve dans de nombreux ouvrages [Ionescu *et al.* 1994, Ramshaw 1993].

IV.2 Etude des commutations des éléments commandés

Dans cette partie nous étudions la modélisation des composants commandés et plus spécialement celle du MOSFET. La procédure retenue est généralisable aux autres composants (transistors bipolaires, IGBT, GTO...), nous présenterons les cas d'un IGBT.

Deux cas seront envisagés :

- le débit d'une source de tension dans une résistance à travers le MOSFET, dans ce cas les commutations du MOSFET ne dépendent que de lui même car la résistance est un élément non dynamique,
- le débit d'une source de tension dans un circuit résistif et inductif à travers le MOSFET, dans ce cas les commutations dépendent également de l'environnement. Il est nécessaire d'ajouter un autre composant dont les commutations spontanées permettent un fonctionnement correct de l'ensemble. Pour ne pas être gêné par les imperfections de ce composant supplémentaire (diode), on supposera dans ce paragraphe que ses commutations sont instantanées. La diode est donc idéalisée.

IV.2.1 Etude des commutations des MOSFETs

Un interrupteur MOSFET de puissance a la caractéristique idéale en régime permanent illustrée Figure IV.2 (b). Un exemple de circuit de test est montré dans la Figure IV.2 (a). Il comprend une source de tension idéale, l'interrupteur et une charge résistive, pour rendre les commutations indépendantes de l'environnement. Si l'interrupteur S_w est ouvert, aucun signal n'est appliqué à la grille G du MOSFET. Le MOSFET est alors bloqué dans cette condition. Par conséquent, la valeur de la résistance R_{DS} entre le drain D et la source S est infiniment grande, le courant de drain i_D est nul et la tension v_{DS} est égale à la tension d'alimentation. Lorsque l'on ferme l'interrupteur S_w du circuit de grille, l'état du MOSFET change. Le composant s'amorce. La résistance R_{DS} devient très petite et le courant de drain prend alors la valeur $I_D = V_S / (R_L + R_{DS})$. Ces deux cas représentent les deux branches de la caractéristique statique idéale du composant.

Les caractéristiques en régime permanent données par les constructeurs s'écartent du cas idéal et s'approchent plus de celles montrées dans la Figure IV.2 (c). Trois fonctionnements différents d'un MOSFET peuvent être identifiés sur la caractéristique courant - tension de ce composant. Ces régions sont identifiées comme étant les régions bloquée, active et ohmique.

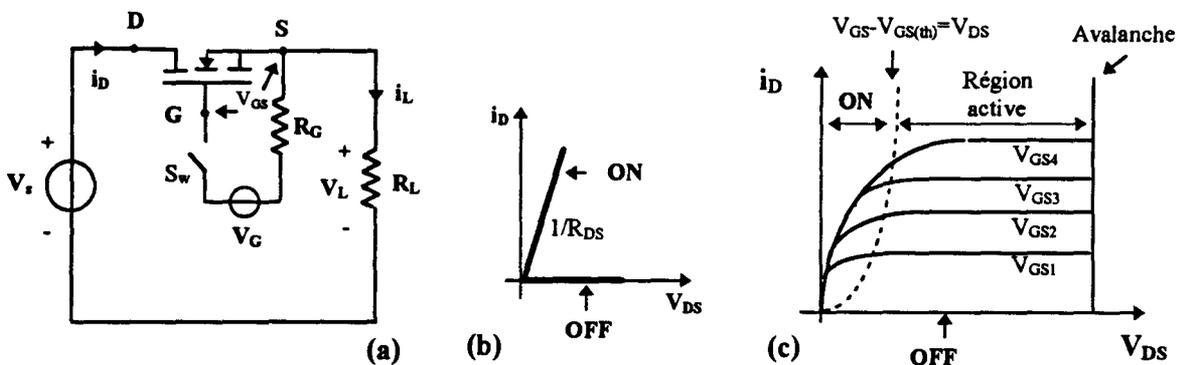


Figure IV.2 : MOSFET (a) Circuit (b) Caractéristique I-V idéal (c) Caractéristique I-V non-idéal

La valeur de v_{GS} à partir de laquelle apparaît un changement de l'état du MOSFET est appelée la tension de seuil $V_{GS(th)}$. Sous cette tension de seuil l'interrupteur est donc à l'état bloqué.

1) Région (i) : Région bloquée

L'état bloqué du MOSFET est défini par $v_{GS} < V_{GS(th)}$ et $v_{DS} \geq 0$. Il n'y a alors aucun courant de drain dans cette région comme montré dans la Figure IV.2 (c). Dans cet état le MOSFET se comporte comme une source de courant nulle.

2) Région (ii) : Région active

Les conditions pour que le MOSFET opère dans la région active, comme montré dans la Figure IV.2 (c), sont $v_{GS} > V_{GS(th)}$ et $v_{GS} - V_{GS(th)} < v_{DS}$. Une source de courant modulée peut modéliser le MOSFET dans cette région. Le fonctionnement du composant dans la zone active conduit à une caractéristique très utile. Pour une valeur particulière de la tension v_{GS} , correspond une valeur particulière du courant de drain i_D . La courbe i_D en fonction de la variable de commande indépendante v_{GS} est appelée la caractéristique de transfert (Figure IV.3).

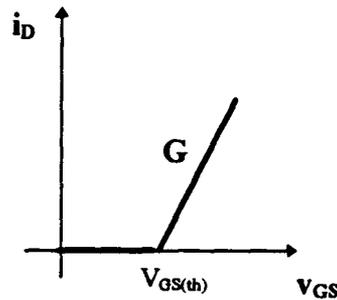


Figure IV.3 : Caractéristique de transfert d'un MOSFET

La valeur du courant de drain peut donc s'exprimer comme suit :

$$i_D = G(v_{GS} - V_{GS(th)}) \quad (IV.1)$$

où la valeur de la transconductance G est obtenue à partir des données du constructeur.

3) Région (iii) : Région ohmique.

L'état passant du MOSFET est défini par les conditions $v_{DS} > 0$ et $v_{DS} \leq v_{GS} - V_{GS(th)}$. Dans cet état le MOSFET se comporte comme une simple résistance R_{DS} .

IV.2.1.1 Amorçage du MOSFET.

Le passage de l'état bloqué à l'état passant nécessite que le MOSFET traverse la région active. Par conséquent, le modèle dynamique de la mise en conduction de l'interrupteur doit tenir compte de la caractéristique de transfert qui implique une source de courant (IV.1) et une résistance R_{DS} , le temps nécessaire au courant de drain pour atteindre sa valeur en régime permanent pouvant être déduit des données du constructeur.

Les temps de commutation sont directement associés au temps nécessaire au changement de la tension grille-source v_{GS} . La valeur de cette tension v_{GS} est une fonction temporelle ayant pour paramètres la valeur de la résistance à l'état passant mais aussi celle de capacités internes du MOSFET qui par le temps nécessaire pour les charger ou les décharger limitent la rapidité des commutations. On peut vérifier par expérience que ces capacités ne dépendent pas de la température, ou autrement dit, que les durées de commutations elles mêmes ne dépendent pas de la température.

Le MOSFET traverse une phase de transition pour passer de l'état bloqué à l'état passant, pendant laquelle la tension aux bornes du composant et le courant le traversant ont simultanément des valeurs élevées. Les pertes dans l'interrupteur correspondant à cette phase doivent donc être examinées. Nous allons, pour cela, étudier dans la suite les cas provoquant des pertes minimales et maximales. Etudions donc, dans chacun de ces cas, la manière de modifier la logique de commutation du modèle bond graph de l'interrupteur pour prendre en compte ces pertes de commutation à la fermeture.

IV.2.1.1.1 Circuit MOSFET avec une charge résistive.

Considérons le circuit de la Figure IV.2 (a), où la charge est purement résistive. La Figure IV.4 montre l'allure de la réponse à la mise en conduction du MOSFET du courant et des tensions.

On donne dans la Figure IV.5(a) le modèle bond graph du circuit (Figure IV.2 (a)). Le circuit de commande n'apparaît pas dans la structure du modèle bond graph, mais est pris en compte dans la logique de commande comme il sera montré dans la suite.

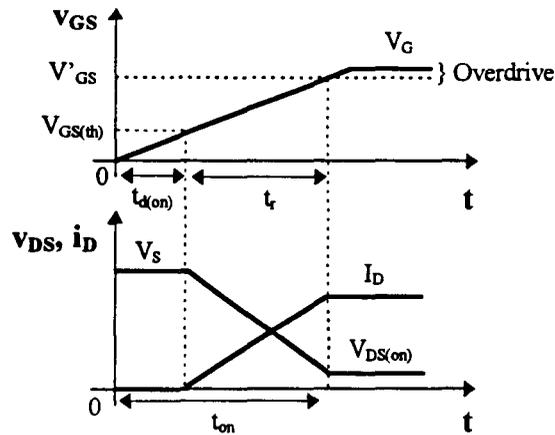


Figure IV.4 : Allure des courbes à l'amorçage d'un MOSFET avec une charge résistive

Les conditions initiales sont prises telles que le MOSFET est à l'état bloqué, ce qui signifie que dans le modèle bond graph le paramètre m est nul. A l'instant $t=0$, l'interrupteur S_w commandant la tension de grille est fermé. La tension grille-source commence donc à croître. Le temps nécessaire pour que la tension grille-source v_{GS} atteigne la tension de seuil est appelé temps de délais $t_{d(on)}$. Pendant cet intervalle de temps aucun courant ne passe par le drain (Figure IV.4). Le paramètre m du transformateur modulé associé au MOSFET est donc toujours nul ($m=0$) pendant $t_{d(on)}$.

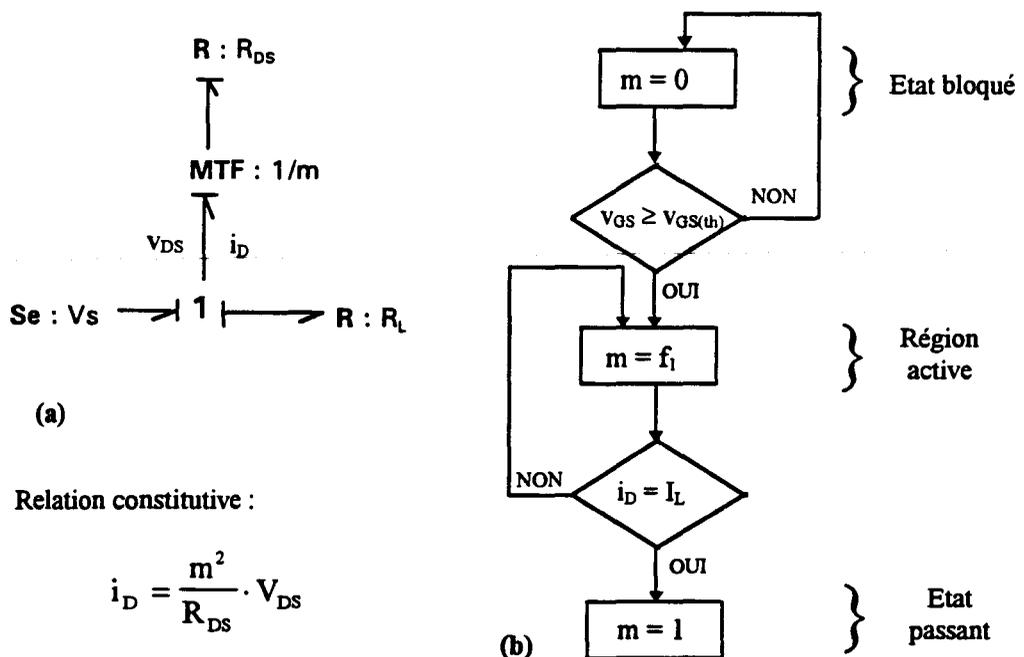


Figure IV.5 : (a) Modèle bond graph (b) Logique de commutation d'amorçage du MOSFET

Les capacités internes du MOSFET continuant à se charger, la valeur de la tension grille-source v_{GS} dépasse la tension de seuil. Le courant de drain augmente alors en suivant la loi (IV.1). Le courant de drain étant identique au courant dans la charge, la tension aux bornes de la charge v_L augmente proportionnellement au courant de drain. La tension d'alimentation V_s étant constante, la tension drain-source v_{DS} baisse donc. Le temps nécessaire pour que le courant de drain atteigne sa valeur finale en régime permanent I_D depuis l'instant où la tension grille-source était égale à la tension de voltage $V_{GS(th)}$, est défini comme le temps de montée t_r . On note alors le temps total de mise en conduction du MOSFET t_{on} comme :

$$t_{on} = t_{d(on)} + t_r \quad (IV.2)$$

Pour simplifier les calculs, nous linéarisons la montée de la tension grille-source v_{GS} , les variations du courant de drain et de la tension drain-source sont alors linéaires, comme montré sur la Figure IV.4.

Dans la logique de commande du bond graph de la Figure IV.5 (b), m est une fonction f_1 pendant le temps de montée. Cette fonction est déduite de la relation constitutive du modèle bond graph de l'interrupteur (Figure IV.5) en considérant que, pendant le temps de montée, l'interrupteur se comporte comme une source de courant (IV.1).

$$i_D = G(v_{GS} - V_{GS(th)}) = \frac{f_1^2}{R_{DS}} v_{DS} \quad (IV.3)$$

avec $f_1 = m$ pour $t \in [t_r]$. On peut alors déduire la fonction f_1 à partir de (IV.3).

$$f_1 = \left(\frac{R_{DS} G (v_{GS} - V_{GS(th)})}{v_{DS}} \right)^{1/2} \quad (IV.4)$$

On déduit du modèle bond graph que la tension drain-source suit l'équation suivante :

$$v_{DS} = V_s - R_L G(v_{GS} - V_{GS(th)}) \quad (IV.5)$$

En substituant (IV.5) dans (IV.4), cela conduit à écrire :

$$f_1 = \left(\frac{R_{DS} G(v_{GS} - V_{GS(th)})}{V_s - R_L G(v_{GS} - V_{GS(th)})} \right)^{1/2} \quad (IV.6)$$

De la Figure IV.4, on obtient que :

$$v_{GS} = \frac{V'_{GS} - V_{GS(th)}}{t_r} (t - t_{d(on)}) + V_{GS(th)} \quad (IV.7)$$

L'expression finale de f_1 , obtenue en substituant (IV.7) dans (IV.6), s'écrit :

$$f_1 = \left(\frac{R_{DS} G \left[(V'_{GS} - V_{GS(th)})(t - t_{d(on)}) + t_r V_{GS(th)} \right]}{V_s t_r - R_L G \left[(V'_{GS} - V_{GS(th)})(t - t_{d(on)}) + t_r V_{GS(th)} \right]} \right)^{1/2} \quad (IV.8)$$

La fonction f_1 (IV.8) dépend de la valeur des paramètres du système (V_s , R_L , V'_{GS}) ainsi que de ceux du transistor (R_{DS} , G , $V_{GS(th)}$, t_r , $t_{d(on)}$), dont les valeurs sont fournies par les constructeurs.

Une fois que le courant de drain atteint sa valeur finale, le transistor fonctionne dans la zone ohmique, c'est-à-dire qu'il se trouve dans son état entièrement passant. Le MOSFET se comporte alors comme une simple résistance de faible valeur. Cela se traduit sur le modèle bond graph par $m=1$ comme montré dans la Figure IV.5 (b).

Exemple

Un circuit hacheur utilise un MOSFET de puissance pour moduler la puissance fournie par une source de tension continue de $V_s = 150V$ à une charge résistive de $R_L = 7\Omega$. Les données

constructeurs pour un MOSFET 250-V, 30A indiquent que, pour une tension V'_{GS} de 10V, le temps d'allumage t_{on} comprend un temps de délai $t_{d(on)}$ de 30ns et un temps de montée t_r de 150ns. La résistance à l'état passant R_{DS} est de 0.12Ω , la transconductance G vaut 2.53S et enfin la tension de seuil grille-source $V_{GS(th)}$ est égale à 1.67V.

On donne Figure IV.6 la simulation du modèle bond graph pendant l'amorçage. On vérifie que l'expression utilise pour $m=f_1$ conduit bien aux formes d'onde attendues pour i_D et V_{DS} . La simulation de la puissance électrique dissipée dans le transistor correspond également à la forme d'onde attendue.

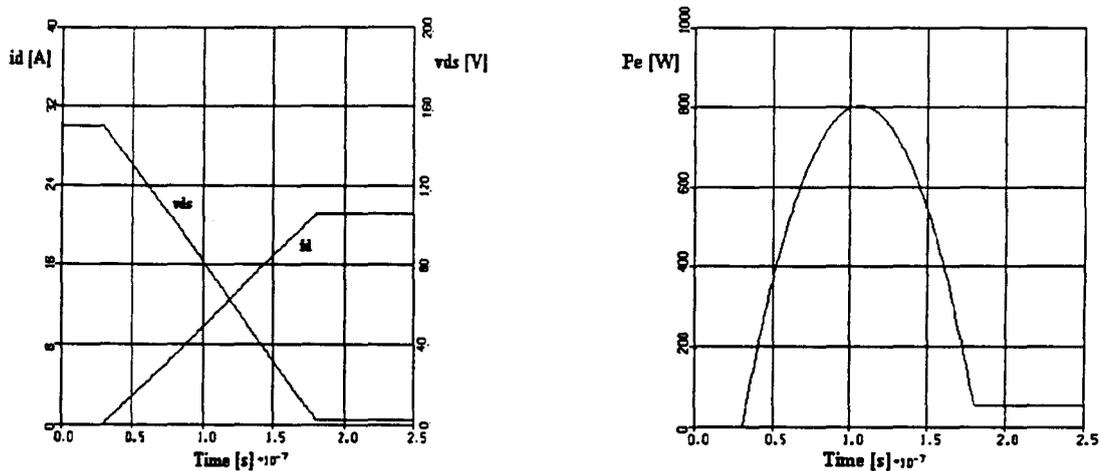


Figure IV.6 : (a) Simulation à l'allumage de i_D and V_{DS} (b) Puissance dissipée

IV.2.1.1.2 Circuit MOSFET avec une charge inductive

Dans le circuit test (charge résistive) l'évolution des tension et courant ne dépend que du composant et de sa commande. Avec une charge inductive, il est impératif d'associer en parallèle avec la charge, une diode pour écouler l'énergie électromagnétique stockée dans l'inductance (Figure IV.7). Afin de modéliser le MOSFET, sans être gêné par les imperfections de la diode, on peut supposer que les commutations de cette dernière sont instantanées. La constante de temps de la charge est suffisamment grande par rapport à la durée des commutations pour supposer le courant de charge i_L constant.

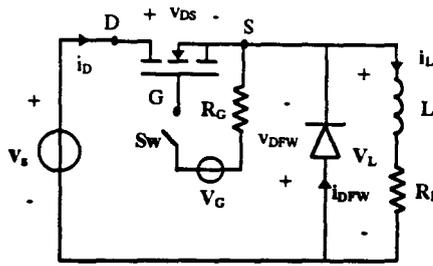


Figure IV.7 : Circuit avec MOSFET et charge inductive

La Figure IV.8 montre les caractéristiques à la mise en conduction du MOSFET et du blocage de la diode. Les formes d'ondes ont été linéarisées pour la simplicité des calculs.

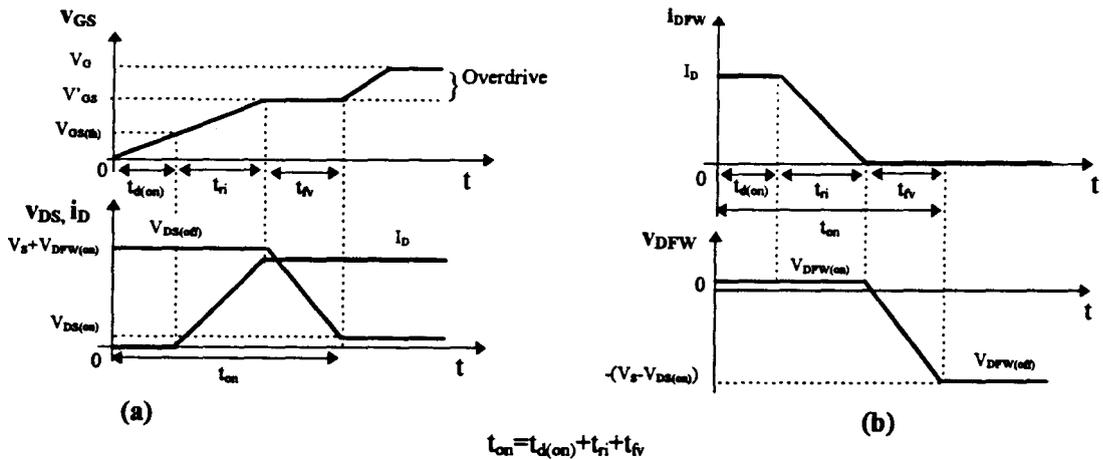


Figure IV.8 : Formes d'ondes à l'amorçage du MOSFET avec un courant de charge constant (a) MOSFET (b) Diode

On donne Figure IV.9 (b) le modèle bond graph du circuit ci-dessus, le paramètre m_1 correspond à l'élément MTF qui modélise le MOSFET, alors que m_2 correspond à celui de la diode. La logique de commutation du MOSFET est réalisée par l'organigramme de la Figure IV.9 (a), celle de la diode par l'organigramme de la Figure IV.9 (c).

Un élément C a été ajouté dans le modèle bond graph pour résoudre les problèmes de causalité, comme il a été expliqué dans le deuxième chapitre. On ajoute, également, un détecteur d'effort pour mesurer la tension drain-source v_{DS} , qui est utilisé pour moduler m_1 comme nous allons le voir.

Avant l'instant $t=0$, la tension aux bornes du transistor est $v_{DS}=V_{DS(off)} = V_S+V_{DFW(on)}$, le courant de drain i_D est nul, le courant dans la diode i_{DFW} est égal au courant traversant la charge I_L et la tension aux bornes de la charge est presque nulle ($v_L=V_{DFW(on)}=-R_D I_L$). Cela se traduit dans le modèle bond graph par $m_1=0$ (état bloqué) et $m_2=1$ (état passant).

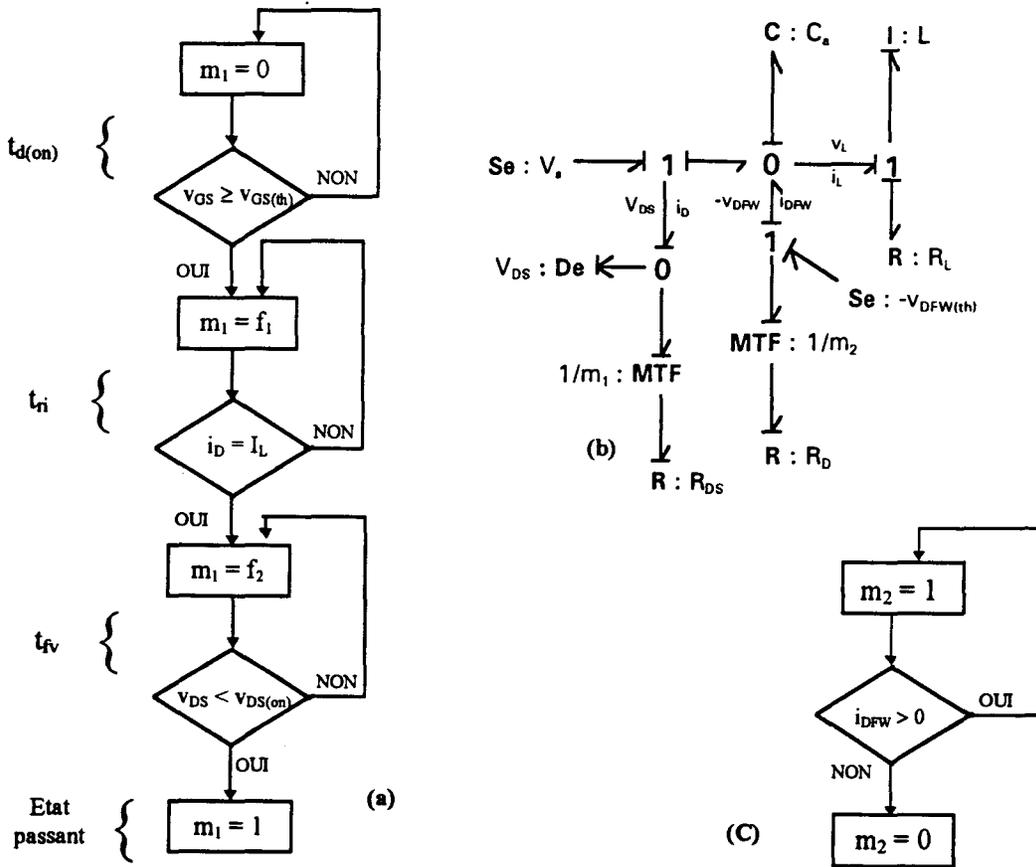


Figure IV.9 : (a) Logique de commutation à l'amorçage du MOSFET (b) Modèle Bond graph (c) Logique de commutation de la diode

A l'instant $t=0$, l'interrupteur du circuit de commande de la grille S_w est fermé pour initier l'amorçage du transistor. La tension grille-source v_{GS} commence alors à augmenter. Elle atteint la valeur de tension de seuil $v_{GS}=V_{GS(th)}$, à partir de laquelle l'état de l'interrupteur change pour passer d'un fonctionnement de la région bloqué à un fonctionnement dans la région active. Cet intervalle de temps pendant lequel il n'y a pas de courant de drain est appelé temps de délai $t_{d(on)}$. Pendant ce moment, on a $m_1=0$ et $m_2=1$ dans le modèle bond graph.

Pendant la durée t_{ri} (temps de montée du courant), alors que la tension grille-source v_{GS} augmente, le courant de drain i_D augmente en suivant (IV.1). Pendant ce temps, la diode de roue libre conduit, la tension aux bornes de la charge reste très faible. La tension d'alimentation est donc presque entièrement appliquée aux bornes du transistor ($v_{DS}=V_S-v_L$) pendant la durée t_{ri} . Le courant de drain augmente jusqu'à atteindre la valeur du courant de la charge $i_D=I_D=I_L$ à l'instant $t=t_2$. Le courant dans la diode i_{DFW} s'annule et elle passe en état bloqué. Tant que la diode est ouverte, aucun courant ne peut la traverser. Tout le courant de la charge passe donc par le transistor $i_D=I_L$. Pendant cet intervalle de temps, le paramètre m_1 est égal à une fonction du temps f_1 déduite de la même façon que dans le paragraphe précédent, avec la charge résistive. Cette fonction f_1 est donnée par :

$$f_1 = \left(\frac{R_{DS} G (V'_{GS} - V_{GS(th)})}{t_{ri} v_{DS}} (t - t_{d(on)}) \right)^{1/2} \quad (IV.9)$$

où v_{DS} est une sortie du modèle bond graph. Les autres paramètres peuvent être trouvés dans les données du constructeur. Le paramètre m_2 , du modèle bond graph de la diode, est égal à 1 pendant l'intervalle de temps de montée du courant puisqu'elle est passante.

La théorie des semi-conducteurs donne que la chute de tension v_{DS} dans cette zone est presque égale à la tension grille-source.

$$\frac{dv_{DS}}{dt} = \frac{dv_{DG}}{dt} + \frac{dv_{GS}}{dt} \approx \frac{dv_{GS}}{dt} \quad (IV.10)$$

Or, le transistor opérant dans la zone active, la valeur de la capacité entre la grille est constante, de plus le courant de commande de grille i_G étant également constant, la valeur de la dérivée de la tension v_{DS} , est alors constante à cause de l'équation (IV.11).

$$\frac{dv_{DS}}{dt} = \frac{dv_{GS}}{dt} = \frac{i_G}{C_{GD}} \quad (IV.11)$$

Le calcul de la fonction f_2 donnant la valeur du paramètre m_1 est réalisé à partir de l'équation caractéristique du modèle bond graph du transistor (Figure IV.9) :

$$i_D = \frac{R_{DS}}{m_1^2} v_{DS} \quad (\text{IV.12})$$

En tenant compte que $i_D = I_L$ et que la tension aux bornes du transistor varie linéairement entre les valeurs $V_{DS(\text{off})} = V_S + R_D I_L$ et $V_{DS(\text{on})} = R_{DS} I_L$ pendant la période $[t_2, t_3]$ (Figure IV.8 (b)), on a :

$$f_2 = \left(\frac{R_{DS} I_L}{(V_S + R_D I_L - (V_S + R_D I_L - R_{DS} I_L)(t - t_2)/t_{fv})} \right)^{1/2} \quad (\text{IV.13})$$

Entre les instants t_2 et t_3 , la diode est bloquée donc $m_2 = 0$. Pour $t > t_3$, le transistor est fermé ($m_1 = 1$) et la diode est ouverte ($m_2 = 0$).

Exemple

Un MOSFET de puissance 250-V, 30-A module la puissance fournie par une source de tension continue $V_s = 150\text{V}$ à une charge de 7Ω traversée par un courant supposé constant $I_L = 21.05\text{A}$. La fréquence de commutation du hacheur est de $f_s = 30\text{KHz}$. Les données du constructeur du MOSFET indiquent que pour une tension de grille de commande V_G de 11.32V , la transconductance du MOSFET vaut $G = 2.53\text{S}$, la tension grille-source de seuil $V_{GS(\text{th})} = 1.67\text{V}$, et la résistance à l'état passants $R_{DS} = 0.12\Omega$. Le temps d'allumage t_{on} est la somme du temps de délai $t_{d(\text{on})}$ de 30ns , du temps de montée de courant t_{ri} de 150ns et du temps de descente de la tension $t_{fv} = 100\text{ns}$.

On donne Figure IV.10 (a) les formes d'ondes obtenues par simulation du courant de drain et de la tension drain-source pendant l'allumage. On vérifie que les fonctions de paramètres m_1 et m_2 conduisent bien aux formes d'onde attendues. La Figure IV.10(b) montre la puissance dissipée par le transistor pendant cette phase.

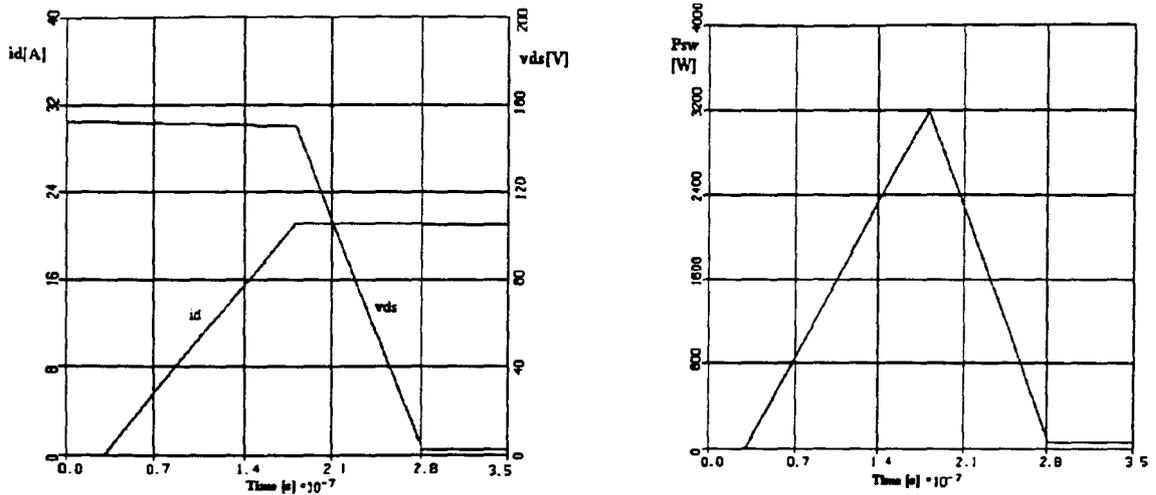


Figure IV.10 : Simulation à l'allumage du MOSFET (a) i_D et V_{DS} (b) puissance dissipée

On donne Figure IV.11 (a) les formes d'ondes obtenues par simulation du courant et de la tension de la diode pendant l'allumage du MOSFET. La Figure IV.11 (b) montre la puissance dissipée par la diode pendant cette phase.

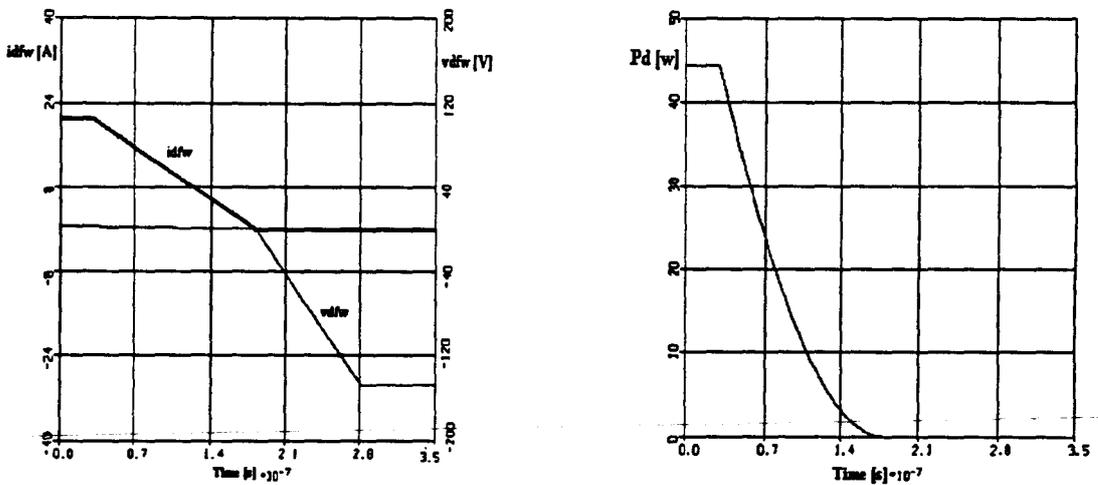


Figure IV.11 : Simulation à l'extinction de la diode (a) i_{DFW} et V_{DFW} (b) puissance dissipée

IV.2.1.2 Blocage du MOSFET

A l'extinction, le MOSFET passe par une phase de transition, depuis l'état passant vers l'état bloqué, pendant laquelle le courant de drain et la tension drain-source peuvent être suffisamment grands simultanément pour provoquer des pertes significatives dans le

composant. Tout comme pour l'amorçage, nous allons étudier le débit sur une charge résistive et le débit sur une charge résistive et inductive.

IV.2.1.2.1 Circuit MOSFET avec une charge résistive

Un circuit comportant un MOSFET modulant la puissance fournie à une charge résistive est donné Figure IV.2 (a). Les formes d'ondes à l'extinction du composant sont montrées dans la Figure IV.12 (b).

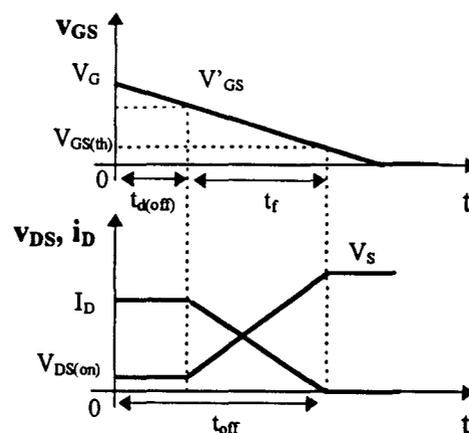


Figure IV.12 : (a) Circuit à charge résistive (b) Formes d'ondes à l'extinction du MOSFET

Le modèle bond graph du circuit avec une charge résistive et la logique de commutation pour l'extinction sont donnés Figure IV.13.

Les conditions initiales sont telles que le composant soit à l'état passant avec un courant de drain $i_D = I_D = I_L$ et une tension drain-source $V_{DS} = I_D \cdot R_{DS}$, ce qui implique que dans le modèle bond graph le paramètre m soit égal à 1. A l'instant $t=0$ la phase d'ouverture est initiée par une diminution de la tension grille-source V_{GS} depuis la valeur initiale V_G jusqu'à zéro. Afin de simplifier le modèle, on peut supposer que cette décroissance est linéaire. Tant que la tension grille-source est en overdrive ($v_{GS} > V'_{GS}$), la zone d'opération du MOSFET est dans la région ohmique et le courant à l'état passant est maintenu $i_D = I_D = I_L$. On appelle cet intervalle le temps de délai $t_{d(off)}$. Dans la logique de commutation (Figure IV.13 (b)) du modèle bond graph m est donc toujours égal à 1 pendant cet intervalle de temps.

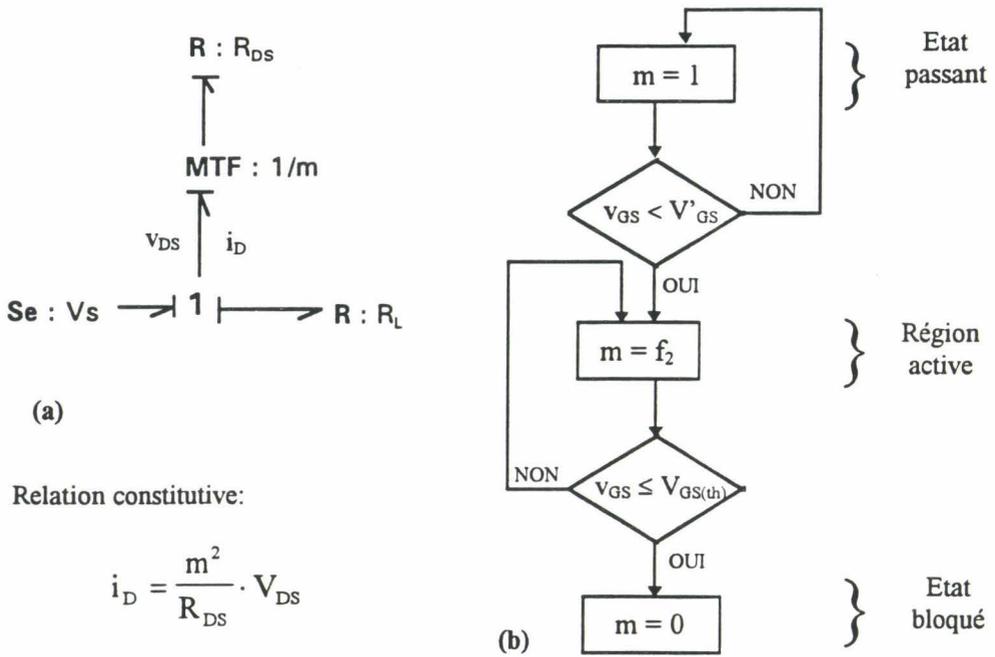


Figure IV.13 : (a) Modèle bond graph (b) Logique de commutation pour l'extinction

Alors que la tension grille-source continue à baisser ($v_{GS} \leq V'_{GS}$), le transistor entre dans la région active. Si v_{GS} décroît linéairement avec le temps, c'est aussi le cas pour le courant de drain i_D . Quand la tension grille-source v_{GS} atteint la tension de seuil, $v_{GS(th)}$, le courant de drain s'est annulé et la phase d'ouverture est terminée. La durée nécessaire pour que v_{GS} baisse de V'_{GS} à $V_{GS(th)}$ est appelé temps de descente t_f . Pendant cet intervalle de temps le paramètre m du modèle bond graph est une fonction du temps f_2 comme indiquée dans la Figure IV.13 (b). Cette fonction est déduite de la même façon que dans le cas de l'étude de la fermeture du composant en comparant la caractéristique de transfert (IV.1) et la relation constitutive de la Figure IV.13 (a) :

$$i_D = G(v_{GS} - V_{GS(th)}) = \frac{f_2^2}{R_{DS}} v_{DS} \tag{IV.14}$$

avec $f_2 = m$ pour $t \in [t_f]$. On peut alors déduire la fonction f_1 depuis (IV.14) :

$$f_2 = \left(\frac{R_{DS} G(v_{GS} - V_{GS(th)})}{v_{DS}} \right)^{1/2} \tag{IV.15}$$

De la Figure IV.12 (b) on peut déduire que :

$$v_{GS} = -\frac{V'_{GS} - V_{GS(th)}}{t_f}(t - t_{off}) + V_{GS(th)} \quad (IV.16)$$

En substituant (IV.16) dans (IV.15), on a :

$$f_2 = \left(\frac{R_{DS}G \left[(V_{GS(th)} - V'_{GS})(t - t_{off}) + t_f V_{GS(th)} \right]}{V_s t_f - R_L G \left[(V_{GS(th)} - V'_{GS})(t - t_{off}) + t_f V_{GS(th)} \right]} \right)^{1/2} \quad (IV.17)$$

Puisque la charge est résistive, le courant de charge I_L et la tension de la charge V_L sont en phase. Comme $v_{DS} = V_s - v_L$, la diminution du courant de drain s'accompagne d'une augmentation linéaire de la tension drain-source comme le montre la Figure IV.12. Le temps d'extinction t_{off} du MOSFET est donné par :

$$t_{off} = t_{d(off)} + t_f \quad (IV.18)$$

Exemple

On reprend dans cet exemple le même circuit avec les mêmes éléments que dans l'exemple de l'étude de la mise en conduction du MOSFET du paragraphe IV.2.1.1.1. Le temps d'extinction t_{off} est la somme du temps de délai $t_{d(off)}$ de 30ns et du temps de descente t_f de 140ns.

On donne Figure IV.14 (a) les formes d'ondes obtenues par simulation du courant de drain et de la tension drain-source pendant l'extinction. La Figure IV.14 (b) montre la puissance dissipée pendant cette phase. On vérifie que l'expression utilise pour $m=f_2$ conduit bien aux formes d'onde attendues pour i_D et V_{DS} . La simulation de la puissance électrique dissipée dans le transistor correspond également à la forme d'onde attendue.

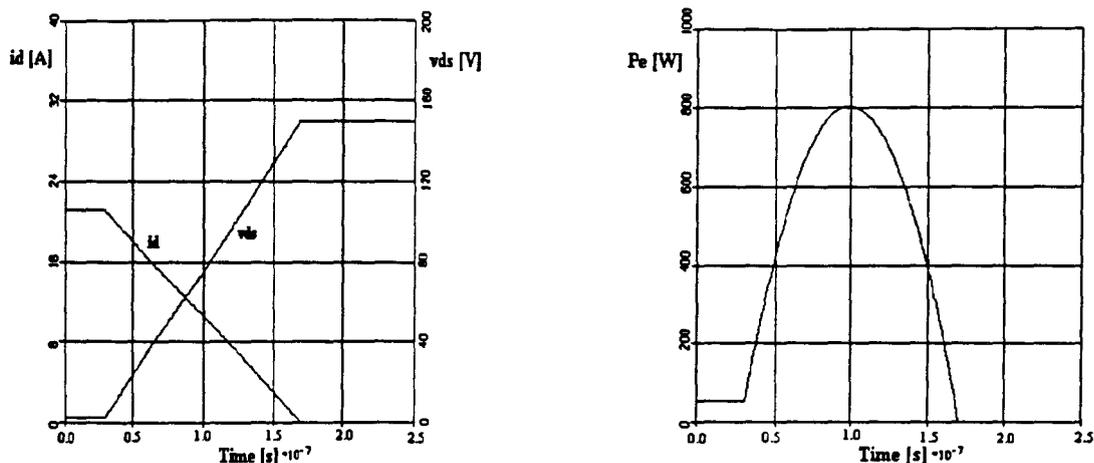


Figure IV.14 : Simulation pendant l'extinction du transistor (a) i_D and V_{DS} (b) puissance dissipée

IV.2.1.2.2 Circuit MOSFET avec une charge inductive

Nous reprenons dans cette partie le circuit hacheur de la Figure IV.7 avec une charge inductive. Les formes d'ondes à l'ouverture du MOSFET sont données dans la Figure IV.15.

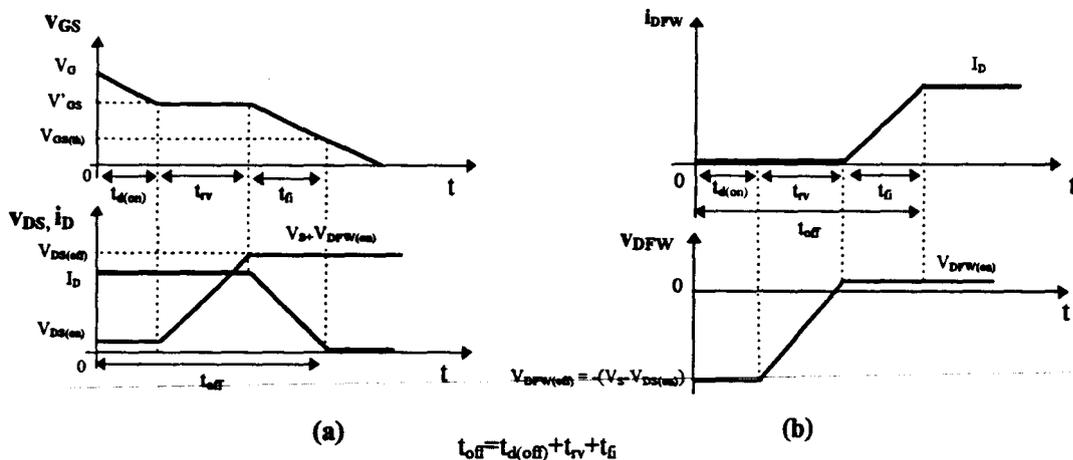


Figure IV.15 : Extinction avec un courant de charge constant (a) circuit (b) formes d'ondes

Le modèle bond graph du circuit ci dessus est rappelé Figure IV.16, on donne aussi les logiques de commutation du MOSFET et de la diode.

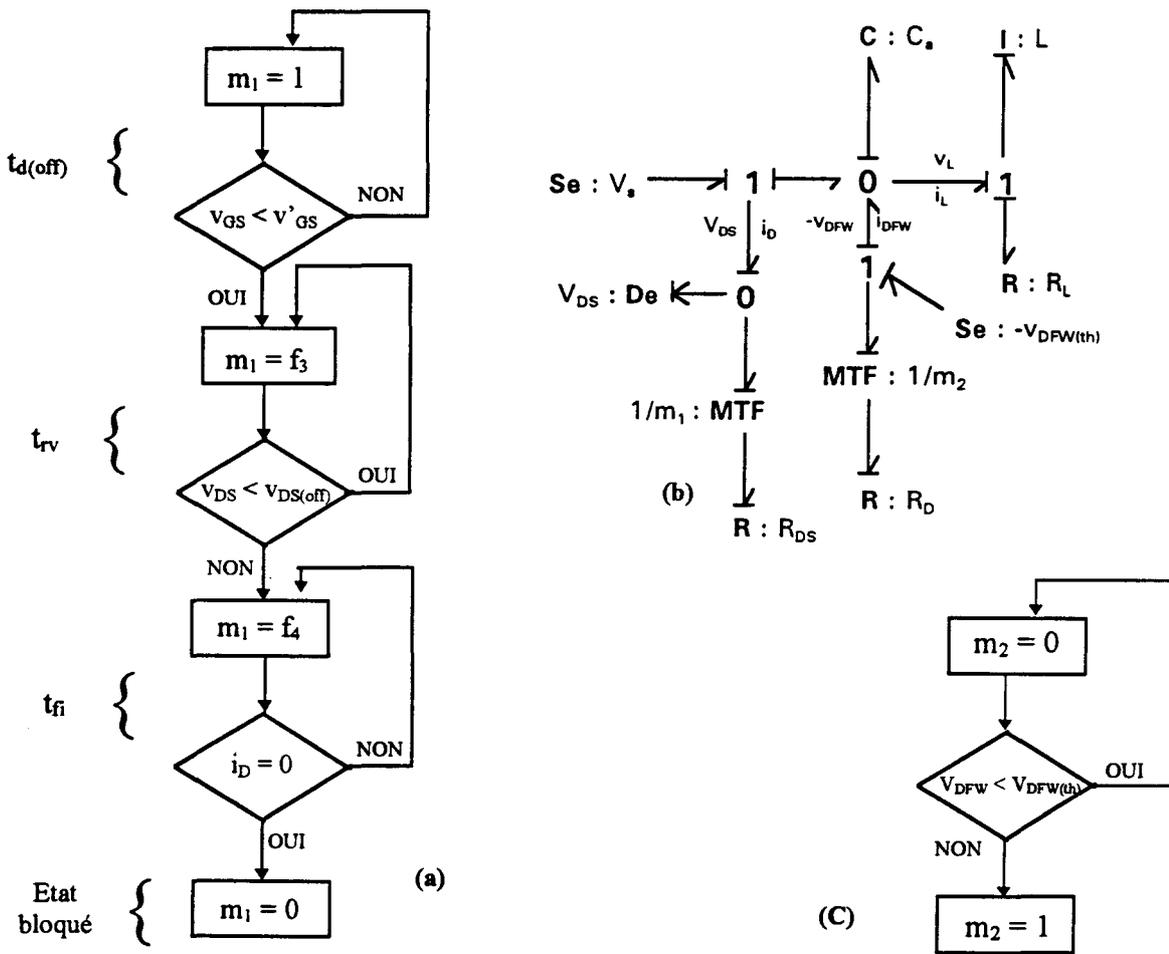


Figure IV.16 : (a) Logique de commutation à l'extinction du MOSFET (b) Modèle bond graph (b)

Logique de commutation de la diode

Initialement, le MOSFET est à l'état passant, c'est-à-dire que $m_1=1$ et $m_2=0$ dans le modèle bond graph. A l'instant $t=0$ l'extinction est initialisée. Durant le premier intervalle de temps de l'ouverture, le temps de délai $t_{d(off)}$, la tension grille-source est en overdrive ($v_{GS} > V'_{GS}$), le fonctionnement se situe toujours dans la région ohmique et le courant de drain est égal au courant de charge $i_D=I_D=I_L$. Pendant la durée $t_{d(off)}$ le paramètre m_1 associé au MOSFET est égal à 1 et celui associé à la diode m_2 est nul.

A partir de l'instant t'_1 la grille a évacué les charges excédentaires, et le transistor entre dans la région active. De t'_1 à t'_2 , la tension de grille est constante à la valeur V'_{GS} de telle manière que $i_D = G(V'_{GS} - V_{GS(th)})$. Le courant i_D traversant le transistor reste égale au courant dans la charge I_L puisque la tension aux bornes du transistor étant inférieure à la tension d'alimentation

V_s , la diode est encore polarisée en inverse. Alors que la tension de grille et le courant de drain sont constants, la tension v_{DS} croît de $V_{DS(on)}$ à $(V_s + V_{DFW(on)})$.

La fonction (f_3) donnant le paramètre m_1 peut maintenant être calculée en utilisant l'équation caractéristique du modèle bond graph du transistor. On obtient :

$$f_3 = \left(\frac{R_{DS} I_L}{R_{DS} I_L + (V_s + R_D I_L - R_{DS} I_L)(t - t_1)/t_{rv}} \right)^{1/2} \quad (IV.19)$$

Pendant toute la durée t_{rv} , la diode est toujours polarisée en inverse donc $m_2=0$.

Dès que la tension v_{DS} atteint la valeur V_s à l'instant t_2 , la diode de roue libre n'est plus polarisée en inverse et conduit. Le courant de drain s'annule alors en un temps t_{fi} qui est le temps nécessaire à la tension de grille pour baisser de la valeur V'_{GS} à $V_{GS(th)}$. L'équation de la chute du courant de drain i_D est donnée par (IV.1). Pendant le temps de descente, le paramètre m_1 est une fonction du temps f_4 que l'on obtient en utilisant l'équation du transistor et une fonction linéaire du temps pour le courant de drain. Cette fonction s'exprime comme :

$$f_4 = \left(\frac{R_{DS} G(V_{GS(th)} - V'_{GS})}{v_{DS} t_{fi}} (t - t_{d(off)} - t_{rv} - t_{fi}) \right)^{1/2} \quad (IV.20)$$

Puisque la diode conduit pendant t_{fi} , alors $m_2=1$.

Exemple

On reprend dans cet exemple les mêmes valeurs numérique que pour l'étude de la commutation à la fermeture du circuit avec une charge inductive ($V_s=150V$, charge de 7Ω , $I_D=21.05A$, $f_s= 30KHz$). Le temps d'extinction t_{off} est la somme du temps de délai $t_{d(off)}$ de 20ns, du temps de descente du courant t_{fi} de 100ns et du temps de montée de la tension $t_{rv}=150ns$.

On donne Figure IV.17 (a) les formes d'ondes obtenues par simulation du courant de drain et de la tension drain-source pendant l'allumage. On vérifie que les fonctions de paramètres m_1 et m_2 conduisent bien aux formes d'onde attendues. La Figure IV.17 (b) montre la puissance dissipée pendant cette phase.

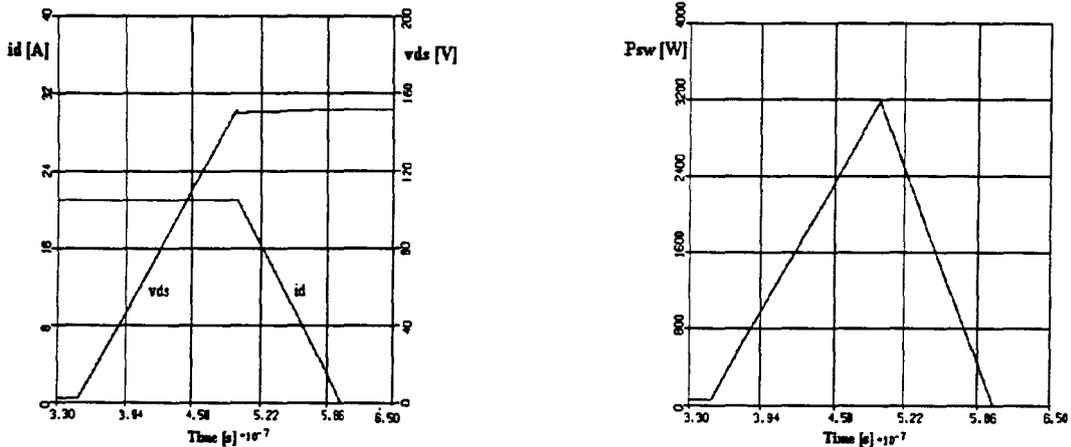


Figure IV.17 : Courbes de simulation à l'extinction de (a) i_D et V_{DS} (b) puissance dissipée

On donne Figure IV.18 (a) les formes d'ondes obtenues par simulation du courant et de la tension de la diode pendant l'allumage du MOSFET. La Figure IV.18 (b) montre la puissance dissipée par la diode pendant cette phase.

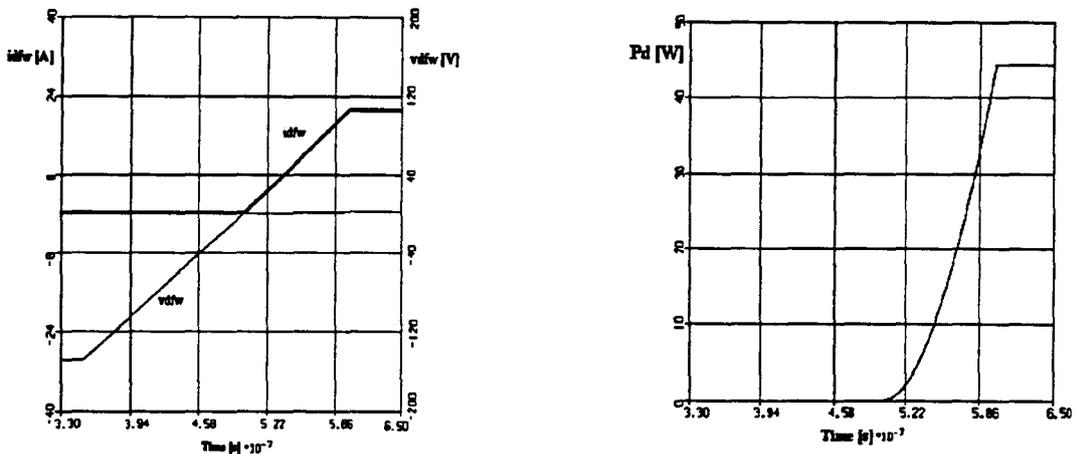


Figure IV.18 : Courbes de simulation à l'amorçage de la diode (a) i_{DFW} et V_{DFW} (b) puissance dissipée

IV.2.1.3 Conclusion

On a pu vérifier que la prise en compte dans la modélisation bond graph d'un interrupteur développée dans les chapitres précédents, d'un paramètre m non plus Booléen mais pouvant varier continuellement de 0 à 1, permet la modélisation des effets de commutations. Une courbe intéressante est le tracé de l'état de l'interrupteur dans le plan tension-courant. On retrouve bien le comportement attendu. Ce modèle permet bien une évaluation des pertes par commutation.

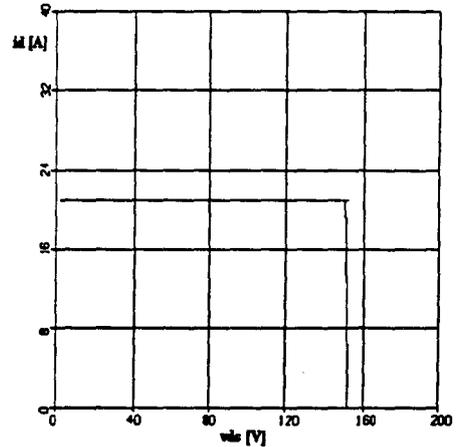
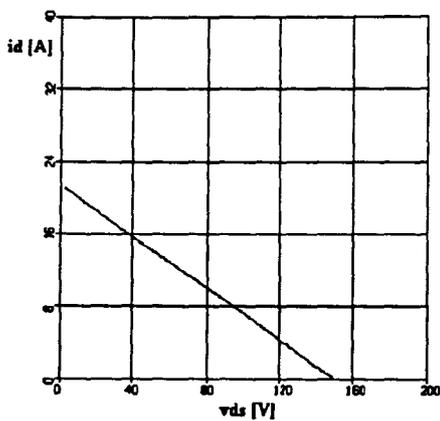


Figure IV.19 : Courbe courant en fonction de la tension pour un circuit MOSFET avec (a) une charge résistive (b) une charge imposant un courant constant

On donne également à titre indicatif l'évolution du paramètre m pendant les commutations.

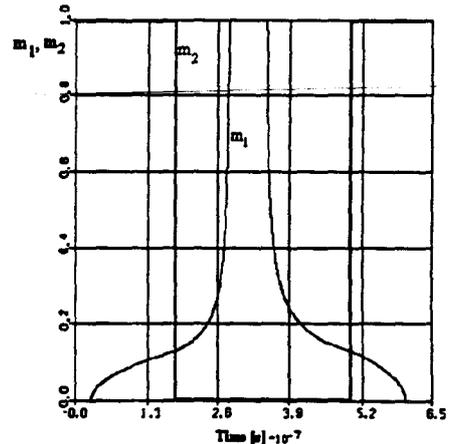
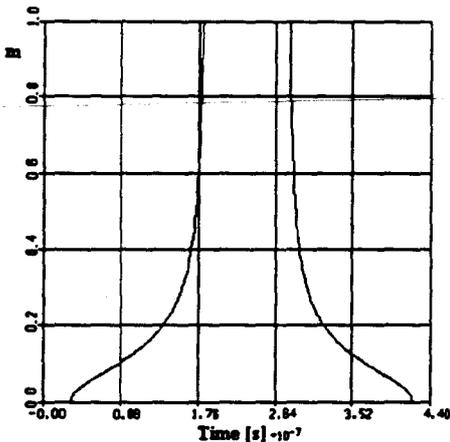


Figure IV.20 : Paramètre m pour un modèle bond graph de MOSFET avec (a) charge résistive (b) charge imposant un courant constant

IV.2.2 Etude des commutations d'un transistor IGBT

La Figure IV.21 donne les formes d'ondes des courants et tensions d'un transistor IGBT dans un circuit avec une charge inductive comme celui de la Figure IV.7.

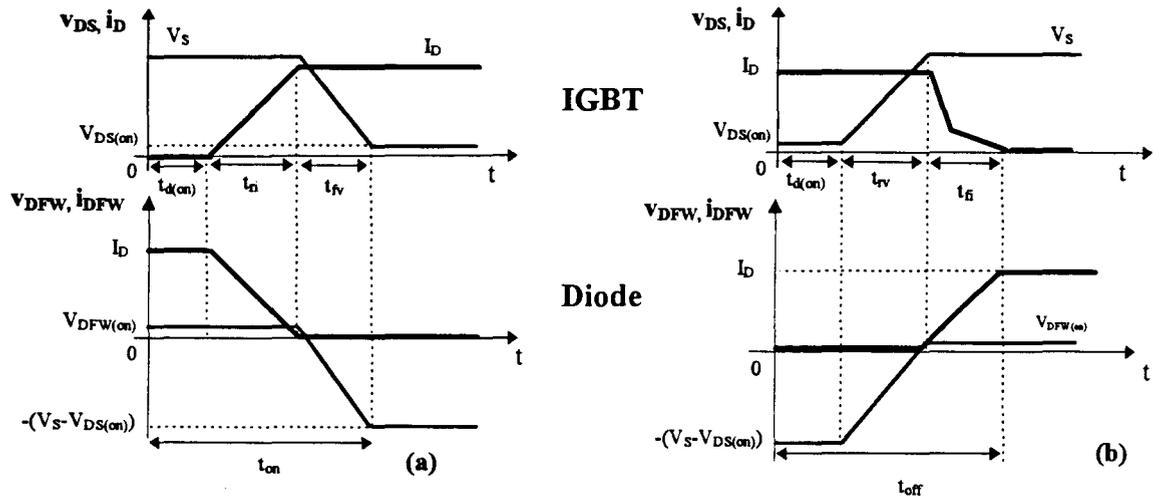


Figure IV.21 : Formes d'ondes à la fermeture et à l'ouverture du IGBT

On constate que les formes d'ondes à la fermeture sont identiques au cas du transistor MOSFET. A l'ouverture, un nouveau phénomène apparaît : le courant de queue, la fonction que suit le courant pendant cette phase ne dépendant que du transistor.

Un transistor IGBT peut donc être modélisé de la même façon qu'un transistor MOSFET, l'unique différence étant dans la fonction donnant la valeur de la source de flux modélisant l'interrupteur pendant l'ouverture.

IV.3 Cellule de commutation

Pendant la phase de mise en conduction, l'évolution des grandeurs électriques dépend du comportement propre des semi-conducteurs mais aussi de leur environnement immédiat. L'étude de la commutation doit alors s'effectuer sur la cellule de commutation, ensemble minimal qui permet de caractériser la commutation d'un interrupteur sur l'autre (Figure IV.22).

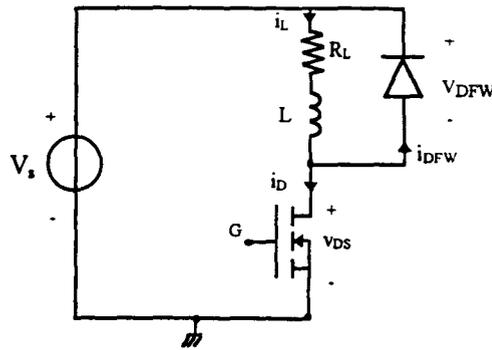


Figure IV.22 : Circuit MOSFET avec un charge inductive

Les états du MOSFET et de la diode doivent être complémentaires afin de maintenir la continuité du courant dans la charge de nature inductive et d'éviter le court-circuit de la source de tension. Dans ce type de cellule, la mise en conduction de l'interrupteur s'accompagne nécessairement du blocage de la diode. Pour les diodes de puissance à jonction PN, le phénomène de recouvrement inverse induit par la présence des charges stockées, introduit une surintensité dans l'interrupteur qui dépend du gradient de courant à l'amorçage.

Le modèle bond graph électrothermique du circuit de la Figure IV.22 est donné Figure IV.23. Le module m_1 est associé à la logique de commutation du MOSFET, alors que le module m_2 est associé à la logique de commutation de la diode. Les valeurs m_1 et m_2 dépendent du circuit ainsi que des caractéristiques des composants. Nous nous intéressons uniquement aux pertes dans le MOSFET mais l'étude des pertes dans la diode est identique. Les pertes dans le MOSFET peuvent se classer en deux groupes : les pertes par commutation pendant les phases d'amorçage et de blocage et les pertes par conduction.

IV.3.1.1 Etat passant

Les pertes par conduction sont liés à la résistance à l'état passant du MOSFET. La fréquence de commutation n'a donc pas d'influence sur les pertes. La résistance de l'état passant (R_{DS}) dépend de la température de la jonction (T_j), suivant l'équation II.26.

Pendant l'état passant du MOSFET, la diode de roue libre est polarisée en inverse, le courant de la charge traverse le MOSFET. Le module m_2 associé à la diode prend la valeur nulle ce qui correspond à $i_{DFW} = 0$.

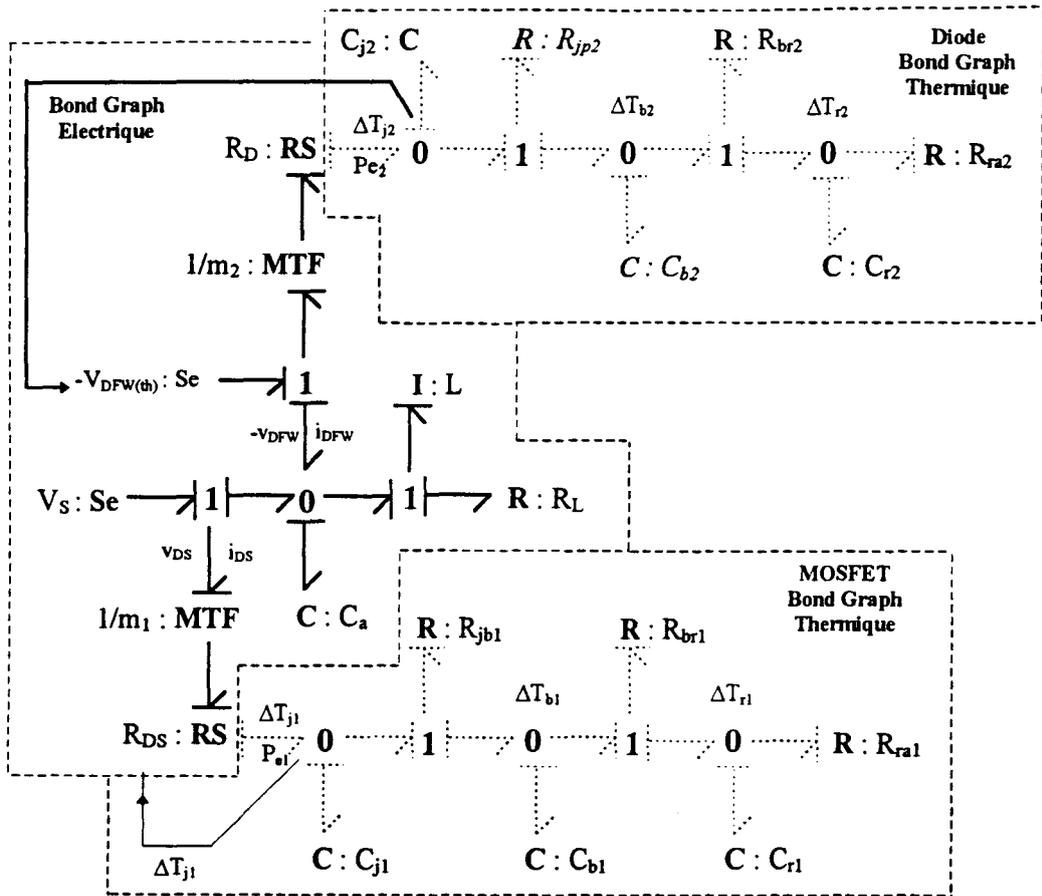


Figure IV.23 : Modèle bond graph électrothermique du circuit de la Fig. 8.

IV.3.1.2 Etat bloqué

Quand le MOSFET est ouvert, aucun courant ne le traverse. Le module m_1 prend alors la valeur nulle ce qui correspond à $i_D = 0$. Durant cette phase, le courant de la charge passe dans la diode, ce qui signifie qu'elle est en état passant, le module m_2 est donc égal à 1.

IV.3.1.3 Transition état bloqué - état passant (t_{on})

On rappelle Figure IV.24 les formes idéalisées de la tension et du courant aux bornes du transistor et de la diode de roue libre, pendant la phase de fermeture du composant MOSFET. Nous supposons que la limitation en montée du courant dans la branche de puissance est imposée par l'interrupteur (dans notre cas le MOSFET) lui même. Nous pouvons alors rechercher les logiques de commutations des deux interrupteurs.

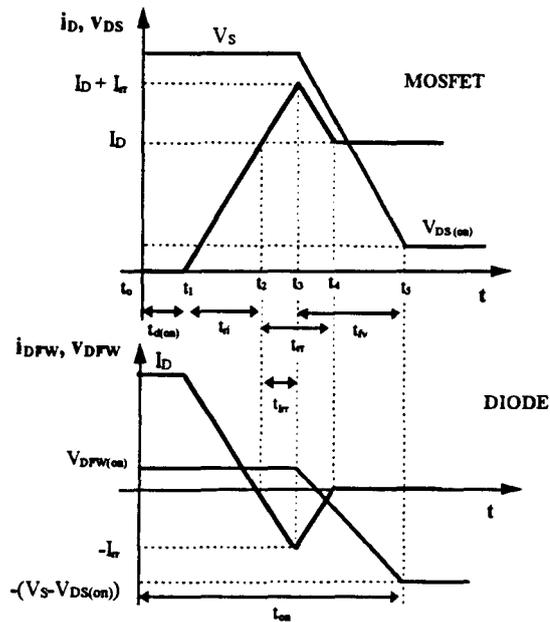


Figure IV.24 : Formes d'ondes pendant l'amorçage du MOSFET et l'extinction de la diode

L'amorçage du MOSFET peut donc être décomposée en quatre étapes (Figure IV.24) : $t_{d(on)}$, t_{ri} , t_{rv} et t_{rr} .

- 1) **Délai d'allumage** ($t_{d(on)} = t_1 - t_0$) : Il représente le temps nécessaire pour que le signal de commande (tension grille-source, v_{GS}) atteigne la tension de seuil $V_{GS(th)}$ à partir de laquelle le composant commence à conduire. Pendant ce temps, le composant est bloqué ($m_1=0$) est la diode est passante ($m_2=1$).
- 2) **Temps de montée du courant** : ($t_{ri} = t_2 - t_1$) : Pendant ce temps, le module m_1 suit la fonction f_1 (IV.9) déterminée dans la section § IV.2.1.1.2.
- 3) **Temps pour atteindre le pic de courant de recouvrement inverse** ($t_{rr} = t_3 - t_2$) : A l'instant t_2 , le courant dans la diode s'annule. Cependant, la diode ne peut bloquer instantanément, la tension inverse appliquée car les charges mobiles positives et négatives doivent être évacuées (aucune contre-tension ne peut prendre naissance). Ces charges étant éliminées, la possibilité de blocage est alors restaurée. Le temps nécessaire à cette opération est appelé temps de recouvrement inverse (t_{rr}).

Pendant la première phase (t_{lr}) du recouvrement rien ne s'oppose au passage des porteurs, un courant inverse est donc présent et la diode se comporte comme une résistance de valeur très faible. On fait l'hypothèse que la pente du pic de courant dans le MOSFET dû au courant inverse de la diode est identique à celle du temps de montée du courant. Pour cela, le paramètre m_1 doit être égal à la fonction f_1 calculée par (IV.9) mais avec une tension v_{GS} fictive permettant au courant d'atteindre $I_L + I_{\pi}$. Les fonctions donnant le paramètre m_1 pendant les durées $[t_1, t_2]$ et $[t_2, t_3]$ sont regroupées en une seule fonction f_1^* . Pendant toute cette phase, le module m_2 conserve sa valeur 1 et permet donc au MOSFET de commander le courant qui traverse les deux composants.

- 4) Temps de récupération ($t_{rr} - t_{lr} = t_4 - t_3$) : A partir de l'instant $t = t_3$, une contre-tension apparaît progressivement aux bornes de la diode. En effet, l'apparition de la zone déserte dans la diode lui permet de retrouver son pouvoir bloquant. La variation de la tension de la diode est alors limitée par la variation de la tension v_{DS} du transistor qui, comme dans le cas sans courant de recouvrement inverse, est linéaire. Pendant cette phase, le courant dans la diode s'annule. La dynamique de retour à zéro ne dépend dans ce cas que des caractéristiques de la diode. C'est donc les variations du paramètre m_2 qui doivent imposer les variations du courant dans la diode. On suppose pour simplifier que ce retour à zéro du courant inverse de la diode se fait de manière linéaire.

En tenant compte de ces hypothèses de linéarité du courant et de la tension du transistor, on a :

$$v_{DS} = (V_s + R_D I_L) - (V_s + R_D I_L - R_{DS} I_L)(t - t_3)/t_{fv} \quad (IV.21)$$

et :

$$I_D = (I_L t_{lr}/t_{ri}) - (I_L t_{lr}/t_{ri})(t - t_3)/(t_{rr} - t_{lr}) \quad (IV.22)$$

La fonction f_2^* donnant la valeur du paramètre m_1 vaut en utilisant l'équation caractéristique du transistor :

$$f_2^* = \left(\frac{R_{DS}(I_L + I_D)}{v_{DS}} \right)^{1/2} \quad (IV.23)$$

et la fonction f_{d1} donnant la valeur du paramètre m_2 vaut en utilisant l'équation caractéristique de la diode :

$$f_{d1} = \left(\frac{R_D I_D}{V_S - v_{DS}} \right)^{1/2} \quad (\text{IV.24})$$

IV.3.1.4 Transition état passant - état bloqué (t_{off})

On retrouve ici les mêmes résultats que dans le cas idéal du circuit Figure IV.15 donnés Figure IV.16.

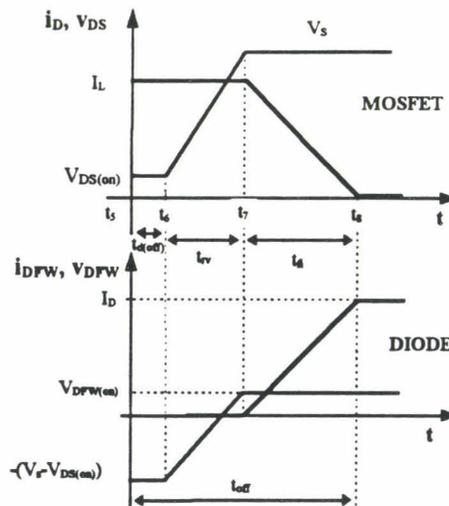


Figure IV.25 : Formes d'ondes pendant l'extinction du MOSFET et l'amorçage de la diode

IV.3.1.5 Résumé des logiques de commutation

On peut maintenant résumer les logiques de commutations complètes de MOSFET et de la diode, permettant de prendre en compte les commutations non instantanées, dans les organigrammes de la Figure IV.26.

La Figure IV.27 montre les modules m_1 et m_2 pendant les quatre états principaux du composant pendant une période de commande de la cellule de commutation.

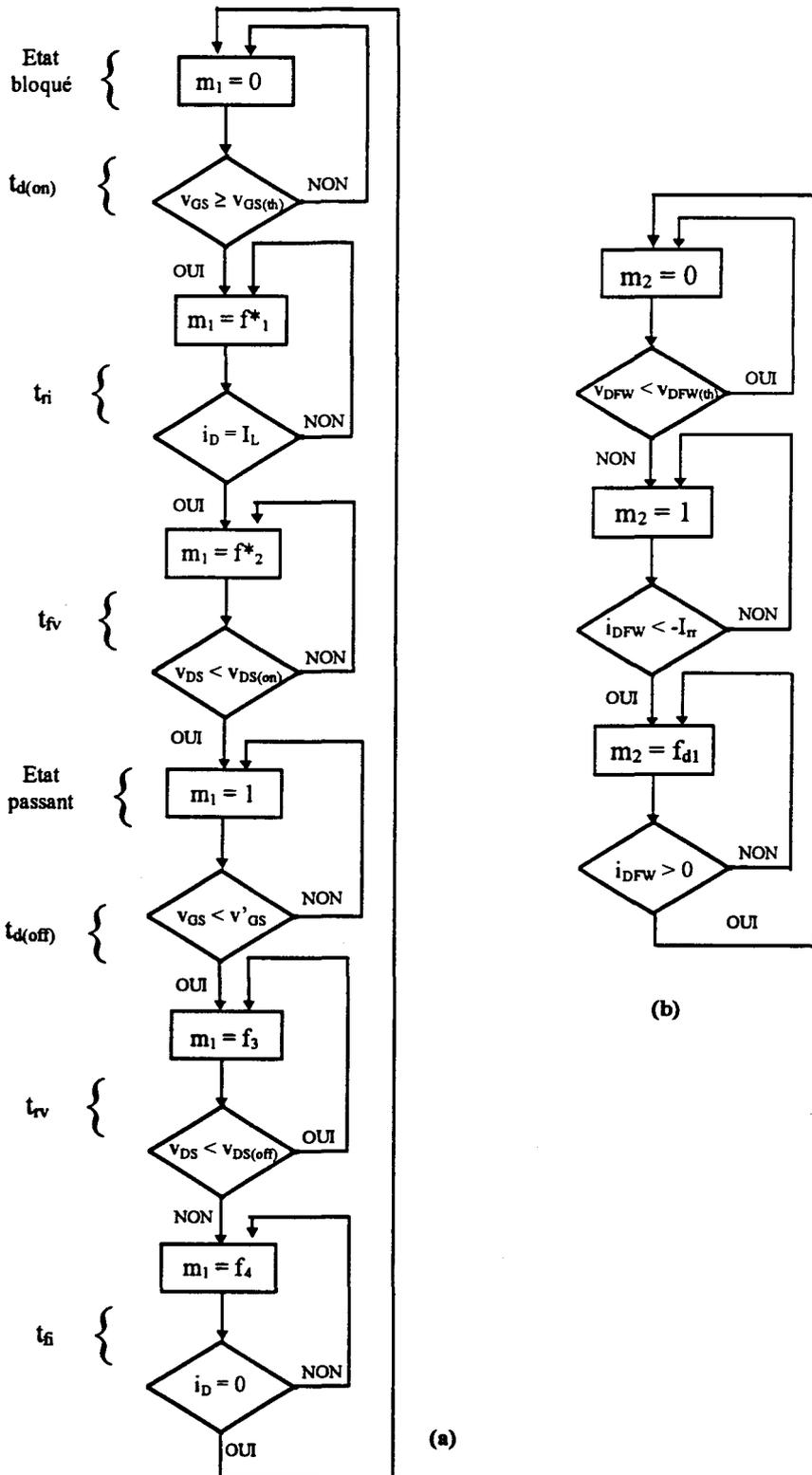


Figure IV.26 : Logique de commutation (a) MOSFET (b) Diode

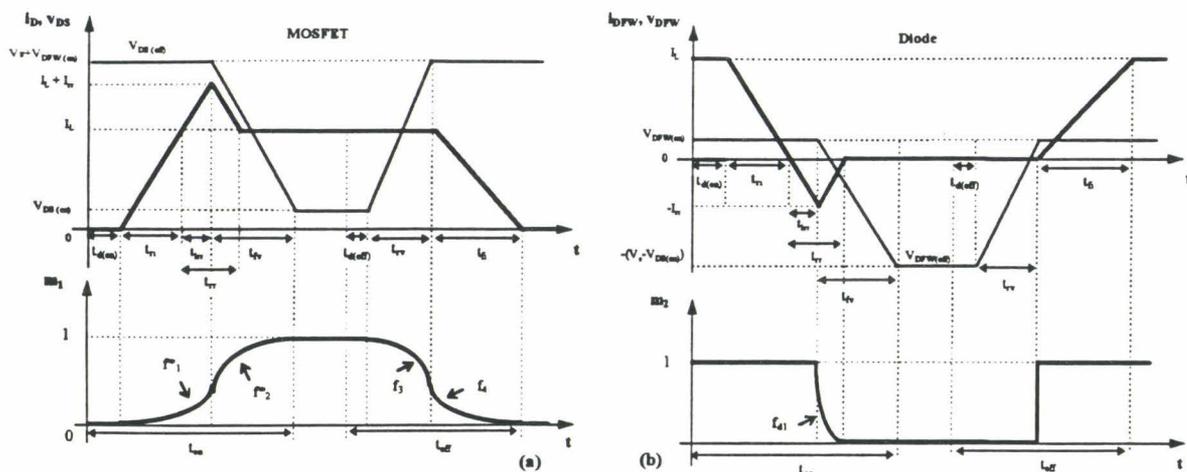


Figure IV.27 : Courant et tension du MOSFET et de la diode, chronogramme de m_1 et m_2

IV.3.2 Résultats de simulation

Afin de le simuler, le modèle bond graph de la Figure IV.23 est introduit sous forme graphique avec le logiciel CAMP/G [Granda 1997] (Figure IV.28). Une sortie des équations est alors faite vers un fichier ACSL [Mitchel et Gauthier 1995]. Les logiques de commutations des deux interrupteurs sont ensuite directement programmées dans le fichier ACSL.

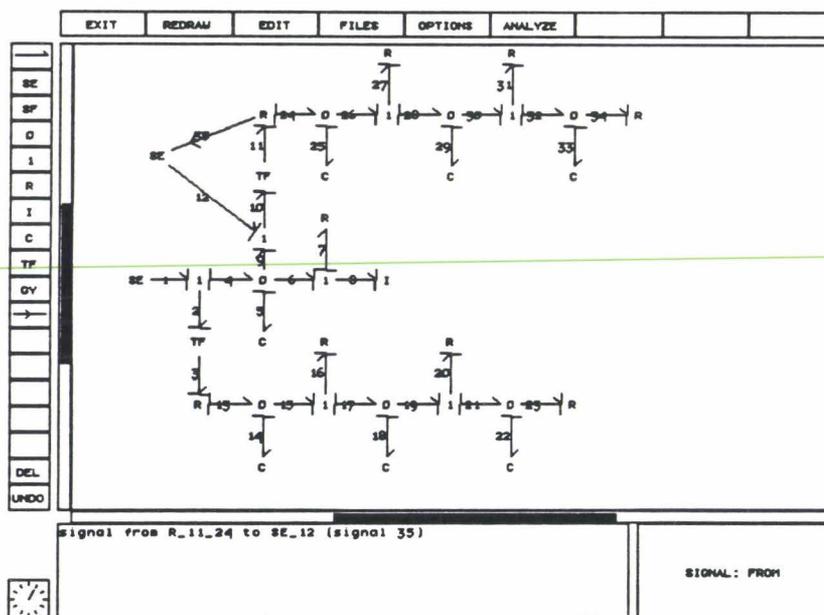


Figure IV.28 : Modèle bond graph en CAMP/G

Les valeurs des composants thermiques et électriques sont données ci dessous :

$V_S = 70 \text{ V}$	$R_{DS} = 0.4 \ \Omega$	$R_{jb1} = 0.13 \text{ K/W}$	$C_{j1} = 4.52 \text{ J/K}$
$R_L = 15 \ \Omega$	$R_D = 0.1 \ \Omega$	$R_{br1} = 1.5 \text{ K/W}$	$C_{b1} = 15.94 \text{ J/K}$
$L = 1.5 \text{ H}$	$f_s = 80\text{KHz}$	$R_{ra1} = 4.12 \text{ K/W}$	$C_{r1} = 18.44 \text{ J/K}$
$t_{ri} = 12\text{ns}$	$t_{fv} = 25\text{ns}$	$t_{rv} = 40\text{ns}$	$t_{fi} = 40\text{ns}$

On donne dans la Figure IV.29 les courbes mesurée (en pointillé), et obtenues par simulation de la température de la jonction suivant que l'on prend en compte (courbe 2) ou non (courbe 1) la puissance dissipée lors des commutations.

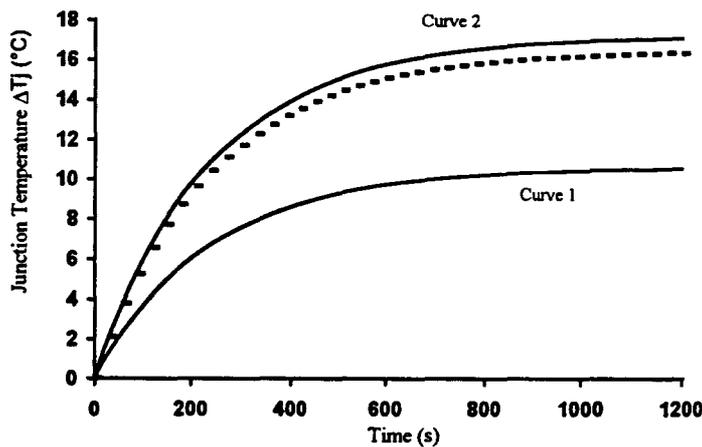


Figure IV.29 : Température de la jonction ($f_s=80\text{KHz}$, $\alpha=0.5$)

On constate donc une bonne approximation de l'allure générale des tensions et courants. Les oscillations supplémentaires qui apparaissent dans les courbes expérimentales s'expliquent par des capacités et inductances parasites que nous n'avons pas prises en compte dans le modèle bond graph.

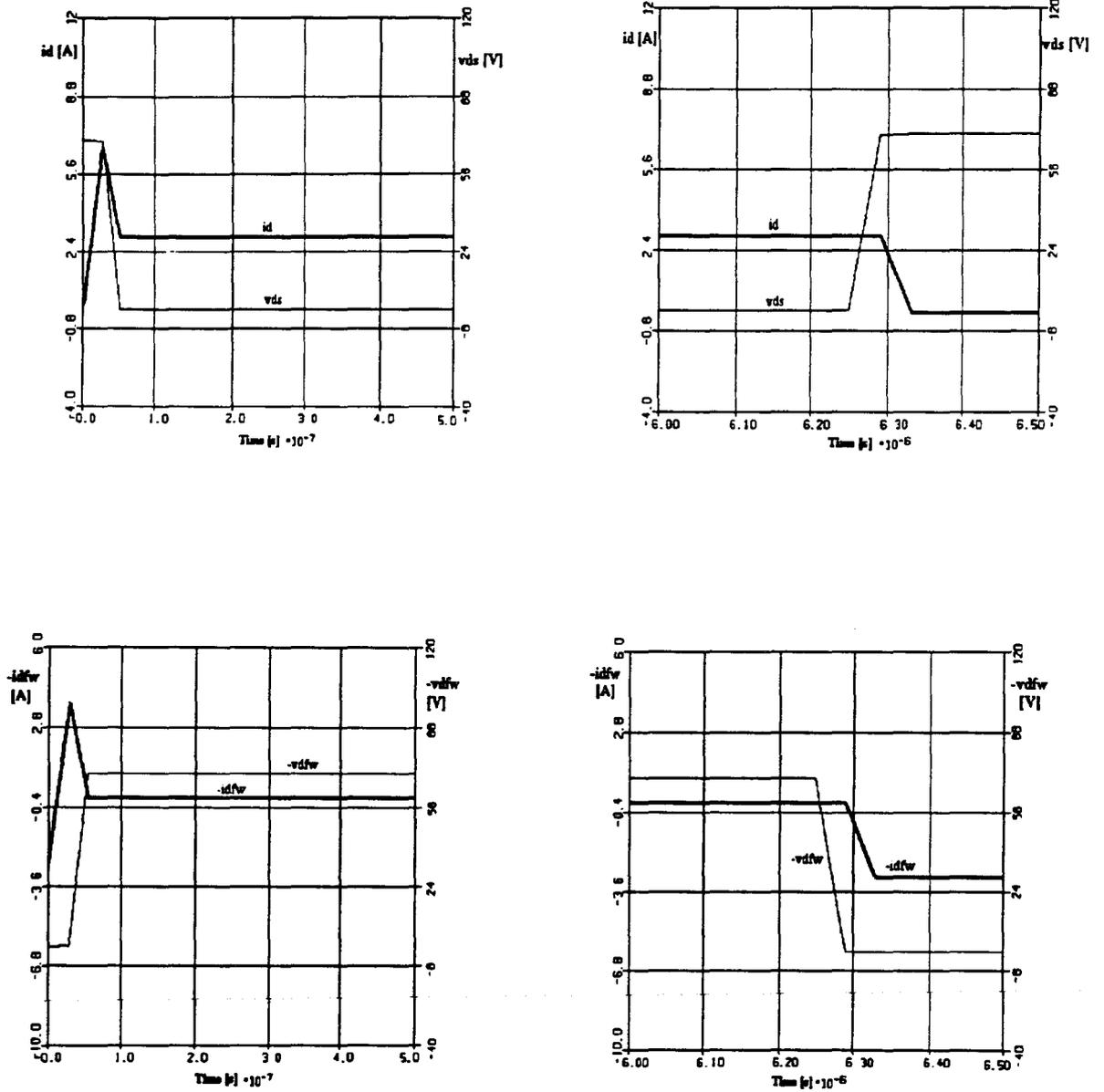


Figure IV.30 : Simulation (a) Amorçage MOSFET (b) Blocage MOSFET (c) Ouverture Diode

(d) Fermeture Diode

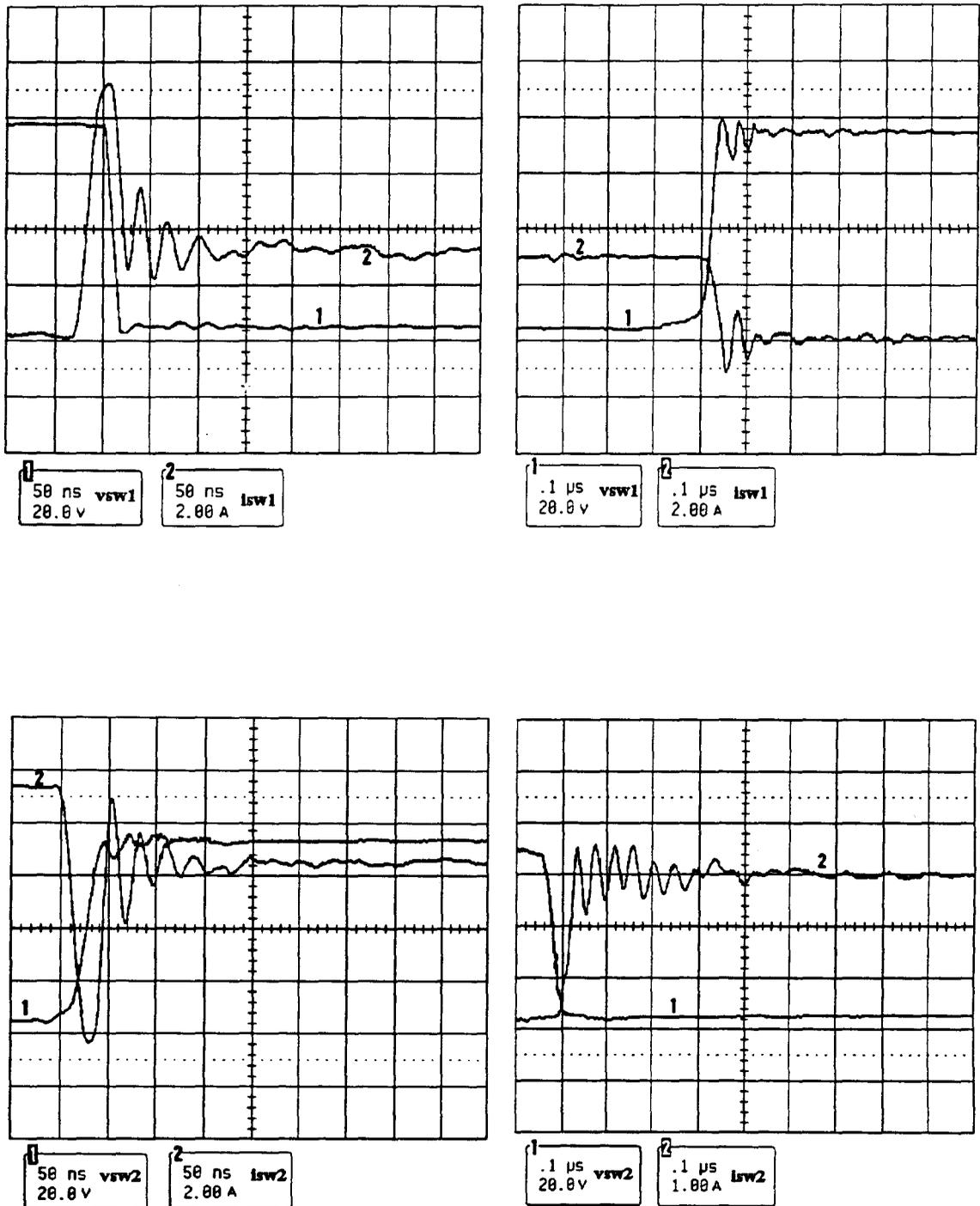


Figure IV.31 : Mesure (a) Amorçage MOSFET (b) Ouverture MOSFET (c) Ouverture Diode

(d) Fermeture Diode

IV.4 Etude comparative des pertes par commutation dans un transistor

Considérons la cellule de commutation de la Figure IV.22, où l'interrupteur commandé est un IGBT(IRGTI090U06).

Les valeurs numériques des paramètres du circuit et des composants sont :

$V_s = 360V$	$t_{ri} = 120ns$	$\alpha = 0.75$
$I_L = 50A$	$t_{fv} = 66ns$	$f_s = 100KHz$
$R_{DS} = 0.04\Omega$	$t_{rv} = 100ns$	
$R_D = 0.01\Omega$	$t_{fi} = 125ns$	

L'étude des pertes par commutation dans cet interrupteur a été réalisée dans [Profumo *et al.* 1996]. Les pertes sont calculées, pour différents courants, avec différents modèles pour l'interrupteur. Nous donnons ici les valeurs obtenues avec le logiciel PSpice [PSpice] (M_1) et avec un modèle simplifié (M_2). Le constructeur indique également des valeurs typiques pour ces pertes (M_3). Dans notre modélisation, les effets de queue sont supposés négligeables. Les valeurs que nous avons obtenues sont données dans les colonnes (M_4). Enfin, une mesure, réalisée dans [Profumo *et al.* 1996], de ces pertes est indiquée.

I_D [A]	Modèles (E_{on} [mJ])				Mesures [mJ]		Erreur vs. Mesure [%]			
	M_1	M_2	M_3	M_4	$E_{on}(typ)$	$E_{on}(max)$	M_1	M_2	M_3	M_4
50	2.68	2.44	2.50	2.80	2.6	3.09	3.08	-6.15	-3.85	7.69
60	3.24	3.00	3.00	3.39	3.08	3.61	5.19	-2.60	-2.59	10.07
70	3.93	3.60	3.50	3.93	3.73	4.33	5.36	-3.49	-6.17	5.36
80	4.51	4.26	4.00	4.50	4.47	5.15	0.89	-4.70	-10.52	0.67
90	5.22	4.98	4.50	5.07	5.29	6.01	-1.32	-5.86	-14.93	-4.16
100	5.99	5.75	5.00	5.65	6.07	6.85	-1.32	-5.27	-17.68	-6.26

Tableau IV-1 : Pertes à l'amorçage

I _D [A]	Modèles (E _{OFF} [mJ])				Mesures [mJ]		Erreur vs. Mesure [%]			
	M_1	M_2	M_3	M_4	E _{off(typ)}	E _{off(max)}	M_1	M_2	M_3	M_4
50	2.36	2.30	2.50	2.27	2.32	2.42	1.72	-0.86	7.76	-2.16
60	2.87	2.77	3.00	2.73	2.93	3.01	-2.05	-5.46	2.39	-6.83
70	3.35	3.23	3.50	3.19	3.42	3.53	-2.05	-5.56	2.34	-6.73
80	3.91	3.69	4.00	3.65	3.93	4.08	-0.51	-6.11	1.78	-7.13
90	4.43	4.15	4.50	4.11	4.50	4.65	-1.56	-7.78	0.00	-8.66
100	4.95	4.61	5.00	4.57	5.07	5.25	-2.37	-9.07	-1.38	-9.86

Tableau IV-2 : Pertes à l'extinction

Le calcul de l'erreur relative est réalisée comme suit :

$$\text{Erreur}\% = \frac{\text{valeur du modèle} - \text{valeur de la mesure}}{\text{valeur de la mesure}} \cdot 100 \quad (\text{IV.25})$$

L'écart relatif est compris entre -10% et +10%. Etant donnée la simplicité du modèle thermique associé à l'interrupteur, cette précision peut être considérée comme suffisante. Cet écart s'explique par le fait que les formes d'ondes choisies sont extrêmement simplifiées. Cette modélisation ne nécessite que la connaissance de peu de valeurs données par le constructeur. Au contraire, le modèle dans PSPICE donne une meilleure précision mais implique la connaissance d'un grand nombre de paramètres qui sont souvent difficiles à obtenir.

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre, la modélisation bond graph des interrupteurs développée dans la deuxième partie de ce mémoire est modifiée afin de pouvoir prendre en compte les effets de commutation, ce qui devient en effet indispensable à haute fréquence.

L'étude de la modélisation des éléments seuls (MOSFET, IGBT) est d'abord réalisée. La modélisation de ces mêmes éléments dans une cellule de commutation, rendant leurs commutations dépendantes l'une de l'autre, est alors réalisée.

Enfin une comparaison des formes d'ondes simulées et mesurées est réalisée, ainsi qu'une étude comparative des valeurs des pertes obtenues par cette méthode par rapport à d'autres méthodes et à des mesures sur circuit.

CHAPITRE V

DETERMINATION DU MODELE MOYEN D'UN CIRCUIT EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE A PARTIR DE SON MODELE BOND GRAPH

V.1 Introduction	141
V.2 Modèle moyen sans les pertes par effets de commutation	142
V.2.1 Procédure d'obtention du modèle bond graph moyen	142
V.2.1.1 <u>Etape 1</u> : Construction du sous-modèle bond graph	143
V.2.1.2 <u>Etape 2</u> : Définition des entrées-sorties du sous-modèle bond graph	144
V.2.1.3 <u>Etape 3</u> : Détermination du modèle moyen du sous-modèle bond graph	145
V.2.1.3.1 Principe de construction.....	145
V.2.1.3.2 Procédure de construction	146
V.2.1.4 <u>Etape 4</u> : Modèle bond graph moyen.....	148
V.2.1.5 Simulation.....	149
V.2.2 Exemples.....	150
V.2.2.1 Convertisseur boost.....	150
V.2.2.2 Convertisseur boost avec éléments parasites.....	152
V.2.2.3 Convertisseur buck-boost	154
V.2.2.4 Convertisseur buck-boost à trois états.....	156
V.2.2.4.1 Comparaison avec la méthode de modélisation par graphe de fluence des commutations.....	158
V.2.3 Obtention du modèle petits signaux	160
V.3 Modèle bond graph moyen en prenant en compte les pertes par effets de commutation ...	164
V.3.1 <u>Etape 1</u> : Construction du sous-modèle bond graph.....	165
V.3.2 <u>Etape 2</u> : Définition des entrées-sorties du sous-modèle bond graph.....	165
V.3.3 <u>Etape 3</u> : Détermination du modèle moyen du sous-modèle bond graph	166
V.3.3.1 Principe de construction.....	166
V.3.3.2 Procédure de construction	172
V.3.4 <u>Etape 4</u> : Modèle bond graph moyen.....	174
V.3.5 Simulation.....	176
V.4 Conclusion	177

V. Détermination du modèle moyen d'un circuit en électronique de puissance à partir de son modèle bond graph

V.1 Introduction

La simulation des modèles bond graph que nous avons obtenus jusqu'à présent soulève un problème. En effet, les constantes de temps les plus lentes de tels modèles sont liées aux phénomènes thermiques et sont de l'ordre d'au moins la seconde. La simulation doit donc se faire sur au minimum cinq fois ce temps afin d'obtenir le régime permanent. Cependant, la fréquence de commutation des interrupteurs liée à l'évolution de la technologie, est prise généralement au voisinage des 10^5 Hz, ce qui implique le choix d'un pas de calcul de l'ordre de 10^{-6} s maximum. Un pas de calcul si faible sur une telle durée de simulation se révèle donc très coûteux en temps de calcul. Pour résoudre ce problème les électroniciens de puissance ont développé un modèle moyen [Middlebrook et Cuk 1976, Krein *et al.* 1990, Sanders *et al.* 1991]. Cette méthode consiste à moyenniser les différents systèmes que l'on obtient avec les différentes configurations possibles des états des interrupteurs.

L'objet de ce chapitre est de déduire à partir du modèle bond graph initial du système, un modèle bond graph moyen en s'inspirant de la méthode du modèle moyen. Le modèle bond graph moyen ne comportera plus d'éléments de commutation, ceux ci ayant été moyennés.

Une première approche énergétique est proposée dans [Sira-Ramirez et Delgado de Nieto 1996]. [Allard *et al.* 1997] présente une première procédure basée sur une modélisation bond graph dans le cas de composants supposés idéaux. Cette méthode repose sur un calcul de l'équation caractéristique d'un modèle bond graph dit de commutation, un moyennage de cette équation et la recherche d'un bond graph associée à cette équation moyenne. Au contraire, la procédure proposée ici [Garcia *et al.* 1997/b] est entièrement graphique; elle permet, de plus, de tenir compte des pertes par conduction et par commutation.

Dans la première partie, l'étude du bond graph moyen est réalisée en considérant que les commutations des interrupteurs sont instantanées. La procédure est appliquée sur différents

convertisseurs classiques d'électronique de puissance (convertisseurs boost, buck-boost, buck-boost à trois états). La seconde partie est consacrée à l'obtention d'un modèle bond graph moyen permettant de prendre en compte les effets des commutations.

V.2 Modèle moyen sans les pertes par effets de commutation

Le modèle moyen est obtenu en se basant sur l'hypothèse que la période de commutation est très faible par rapport aux constantes de temps du système. Il a d'ailleurs été démontré [Bogoliubov et Mitropolsky 1961, Sethna et Moran 1968] que lorsque la fréquence de commutation tend vers l'infini, la réponse du modèle moyen correspond à la réponse du modèle initial. Le domaine fréquentiel de la commande dans lequel le modèle moyen approche le modèle initial avec une précision donnée reste malheureusement difficile à exprimer.

V.2.1 Procédure d'obtention du modèle bond graph moyen

La procédure repose sur l'extraction, à partir du modèle bond graph initial, d'un sous-modèle bond graph associé aux commutations. On détermine alors le modèle bond graph moyen uniquement de ce sous-modèle bond graph en se basant sur l'hypothèse que les sorties de ce sous-modèle bond graph moyen doivent être égales à la valeur moyenne des sorties du sous-modèle bond graph initial. Nous allons illustrer cette procédure sur le convertisseur buck donné Figure V.1 (a).

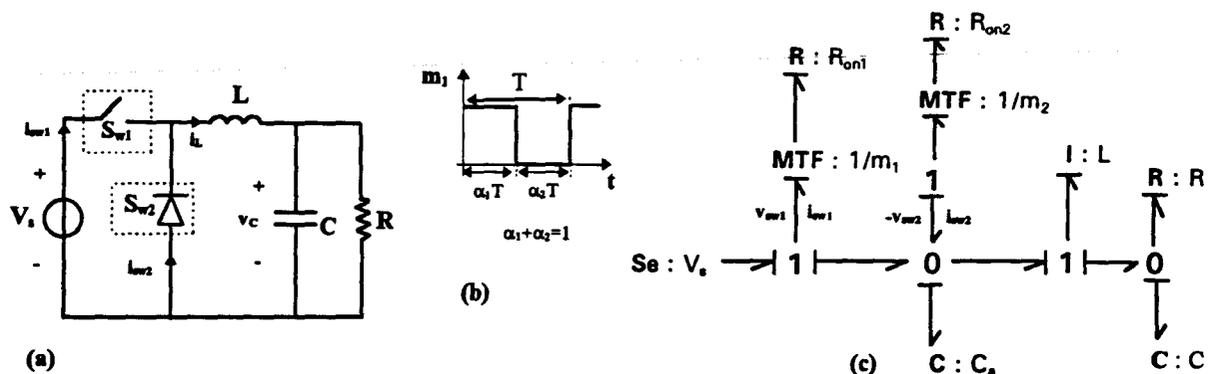


Figure V.1 : Convertisseur buck (a) Circuit (b) Commande (c) Modèle bond graph

La Figure V.1 (c) montre le modèle bond graph du convertisseur buck. La capacité C_a a été ajoutée afin de résoudre le problème de causalité sur la jonction 0.

V.2.1.1 Étape 1 : Construction du sous-modèle bond graph

La fréquence de commutation des interrupteurs est supposée très grande devant la fréquence propre du circuit. Les variables d'état et les valeurs d'entrée peuvent donc être supposées constantes sur une période. Certaines variables du modèle bond graph sont donc constantes. D'autres dépendent de l'état des interrupteurs. Ces variables varient au cours d'une période. Le sous-modèle bond graph a pour but de regrouper uniquement les variables non constantes dans un modèle bond graph. Ce sous-modèle bond graph est, par conséquent, composé des liens de puissance dont au moins une des variables dépend de l'état des interrupteurs, ainsi que des éléments et des jonctions les touchant.

Le sous-modèle bond graph est déduit du modèle bond graph causal initial en ne gardant que :

- Le modèle bond graph des interrupteurs eux mêmes (association MTF-R).
- Les éléments C ajoutés pour résoudre les problèmes de causalité.
- Les éléments R directement (sans passer par des éléments I ou C) causalement connectés (annexe A) aux éléments déjà sélectionnés.
- Les chemins causaux entre les interrupteurs et les éléments C ajoutés et ces éléments R.
- Les chemins (jonction et liens de puissance) causaux entre les interrupteurs et les éléments C ajoutés.
- Les liens de puissances connectés aux jonctions déjà sélectionnées.

Reprenons l'exemple du convertisseur buck de la Figure V.1; le sous-modèle bond graph obtenu par la première étape est donné Figure V.2.

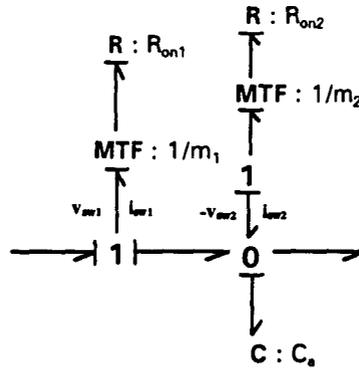


Figure V.2 : Sous-modèle bond graph (étape 1)

Remarque : L'élément $R : R$ n'est pas sélectionné car le chemin causal entre $C : C_a$ et cet élément passe par l'élément $I : L$.

V.2.1.2 Etape 2 : Définition des entrées-sorties du sous-modèle bond graph

La prise en compte des entrées du sous-modèle bond graph se fait en ajoutant des sources d'effort ou de flux sur les liens de puissance laissés libres par la première étape. La nature de la source est choisie de manière à conserver au lien de puissance la même causalité que dans le modèle bond graph initial. Les variables d'entrées du sous-modèle bond graph sont donc les efforts (les flux) imposés par les sources d'effort (respectivement de flux). Les variables de sortie sont les flux (les efforts) sortant des sources d'effort (respectivement de flux). Dans le cas de notre exemple, on obtient le bond graph causal suivante :

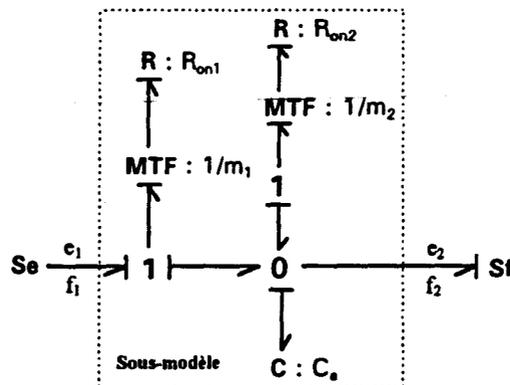


Figure V.3 : Sous-modèle bond graph (étape 2)

Les variables d'entrées sont (e_1, f_2) et les variables de sorties sont (f_1, e_2) .

V.2.1.3 Etape 3 : Détermination du modèle moyen du sous-modèle bond graph

V.2.1.3.1 Principe de construction

Une sortie du sous-modèle bond graph moyen \tilde{y}_k doit être égale à la moyenne sur une période de la sortie y_k dans le sous-modèle bond graph initial.

$$\tilde{y}_k = \frac{1}{T} \cdot \sum_{i=1}^N \int_{t_{i-1}}^{t_i} y_k \cdot dt \quad (\text{V.1})$$

N est égal au nombre de configurations différentes des interrupteurs appliquées pendant une période. Un tilde est utilisé pour indiquer qu'une variable est associée au modèle bond graph moyen. Les t_i correspondent aux instants de commutation (Figure V.4).

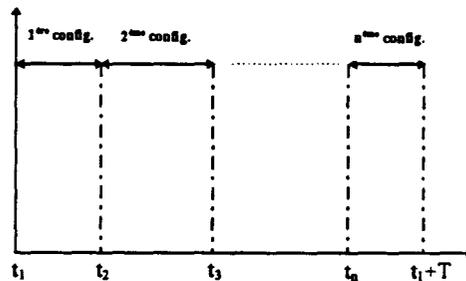


Figure V.4 : Définition des instants de commutation

La méthode du modèle moyen repose sur l'hypothèse que la fréquence de commutation des interrupteurs est très grande devant les fréquences propres du circuit. Pendant une période T les variations des variables d'états (sauf celles associées aux éléments C ajoutés) et des entrées peuvent donc être négligées. Par construction, les entrées du sous-modèle bond graph moyen ne dépendent que des variables d'état et des entrées et sont alors constantes.

Comme l'on considère, de plus, que les dynamiques associées aux éléments C ajoutés sont très rapides devant T , les sorties y_k sont constantes sur chaque intervalle $[t_{i-1}, t_i[$ et égales à y_k^i . L'équation (V.1) devient alors :

$$\tilde{y}_k = \sum_{i=1}^N \alpha_i \cdot y_k^i \quad (\text{V.2})$$

La valeur y_k^i est obtenue en imposant la $i^{\text{ème}}$ configuration aux interrupteurs dans le sous-modèle bond graph. La pondération par α_i implique que, dans le sous-modèle bond graph avec la $i^{\text{ème}}$ configuration des interrupteurs, les gains des chemins de toutes les entrées vers chaque sortie doivent être multipliés par α_i . Pour ce faire, un MTF est placé à partir de chaque entrée dans le sous-modèle bond graph avec la $i^{\text{ème}}$ configuration des interrupteurs. Tout chemin entrée-sortie passe alors obligatoirement par deux de ces MTF. Le produit de leurs modules devant être égal à α_i , leurs valeurs sont $\sqrt{\alpha_i}$ ou $1/\sqrt{\alpha_i}$ suivant la causalité de l'élément MTF.

Pour obtenir la somme de ces sorties pondérées, il suffit donc de les ajouter grâce à des jonctions 0 dans le cas d'une sortie flux, et 1 dans le cas d'une sortie effort.

V.2.1.3.2 Procédure de construction

Le modèle moyen est obtenu en suivant la procédure ci-dessous:

- Reprise des sources définissant les entrées-sorties :



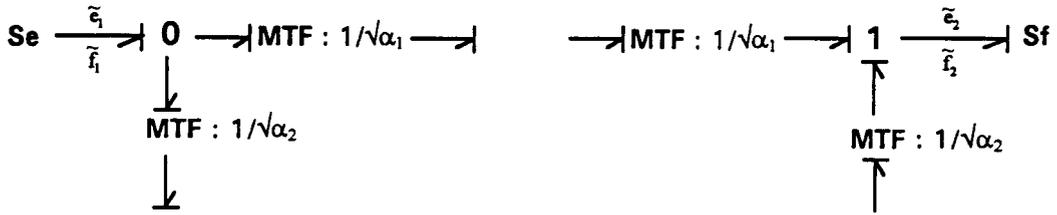
- Adjonction d'une jonction 0 pour les sources d'effort et 1 pour les sources de flux :



- Pour chaque configuration possible des états des interrupteurs :

1) On connecte un transformateur modulé (élément-MTF) par configuration de l'état des interrupteurs aux jonctions 0 et 1, le module de cet élément MTF correspond à la racine

carrée de la durée cyclique (ou son inverse) pendant laquelle on applique la configuration de l'état des interrupteurs correspondante :



2) On ajoute entre les deux éléments MTF, correspondant à la même configuration des états des interrupteurs, le bond graph obtenu en appliquant cette même configuration au sous-modèle bond graph, dans lequel les interrupteurs ouverts sont remplacés par une source de flux nulle et les capacités (ou résistances) ajoutées pour résoudre un problème de causalité sont supprimées.

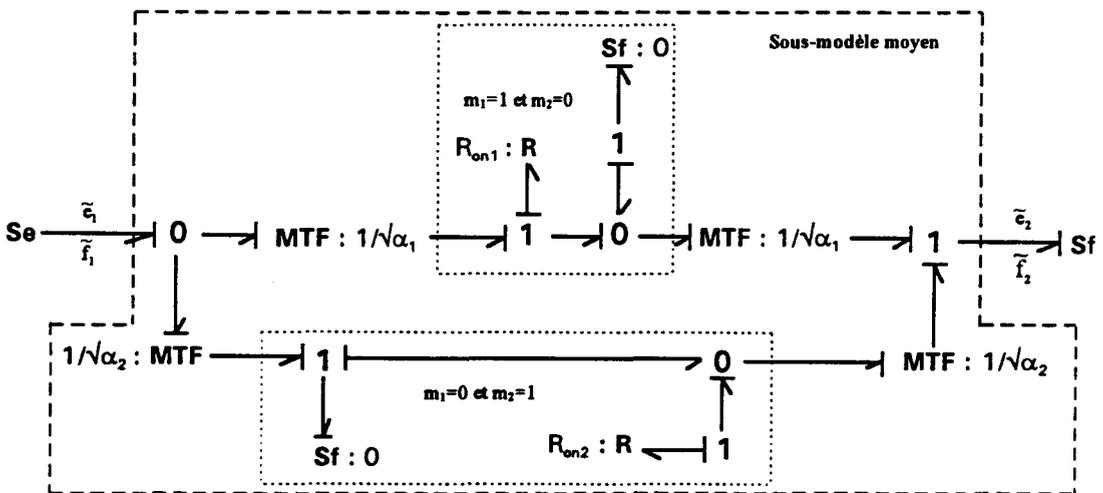


Figure V.5 : Sous-modèle bond graph moyen (étape 3)

- Simplification du sous-modèle bond graph. Il est possible parfois de changer la place des éléments MTF pour une simplification du modèle.

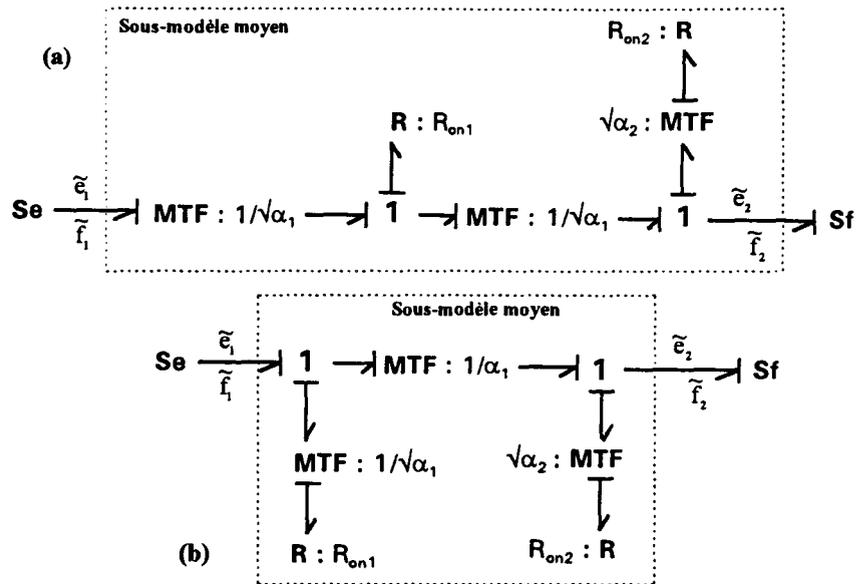


Figure V.6 : Sous-modèle bond graph moyen après (a) Procédure (b) Simplification

V.2.1.4 Etape 4 : Modèle bond graph moyen

Il ne reste alors plus qu'à remplacer les sources par les éléments du bond graph initial et à simplifier le bond graph.

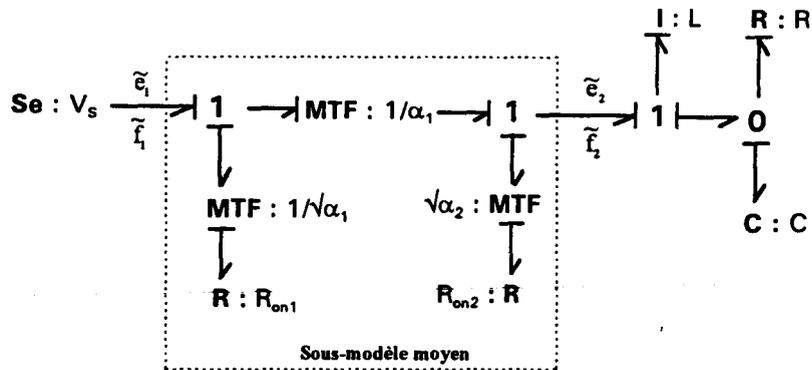


Figure V.7 : Modèle bond graph moyen du convertisseur buck

Soit en simplifiant :

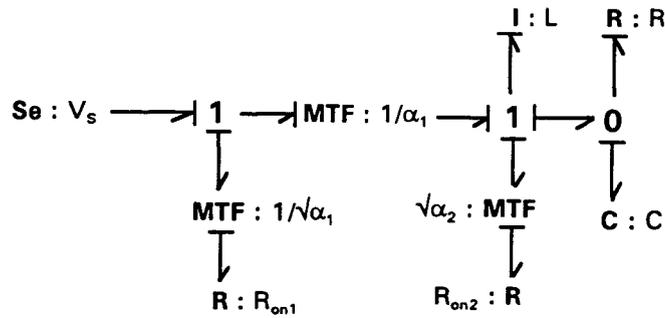


Figure V.8 : Modèle bond graph moyen simplifié du convertisseur buck

V.2.1.5 Simulation

On donne Figure V.9 les simulations des tension et courant pour le modèle initial du convertisseur buck de la Figure V.1 et le modèle obtenu après la procédure de moyennage (Figure V.8). On retrouve bien que la réponse du modèle Figure V.8 correspond à la valeur moyenne du modèle initial. Le gain en temps de calcul utilisées pour la simulation est de l'ordre d'un facteur 10^{+5} .

Les valeurs numériques des composants du circuit sont données ci dessous :

$$\alpha_1=0.707, \alpha_2=0.293, R_{on1}=R_{on2}=0.1\Omega, R=40\Omega, v_s=100V,$$

$$C=47 \mu F, I=47mH, C_a=0.47 \mu F, f_s=1KHz$$

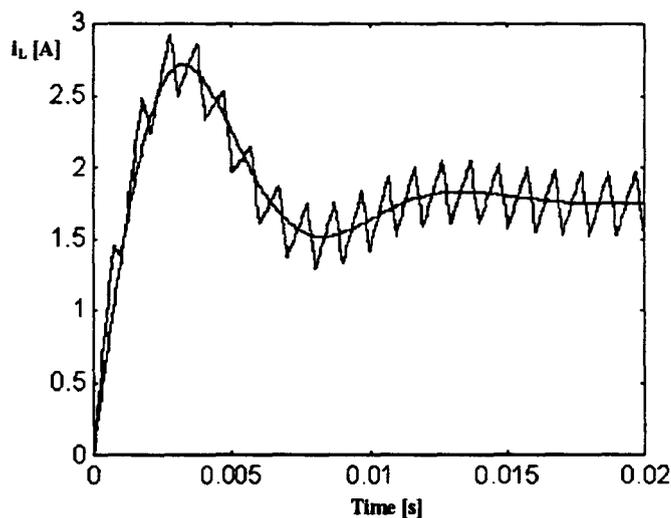


Figure V.9 : Courant dans la bobine, réel et moyen

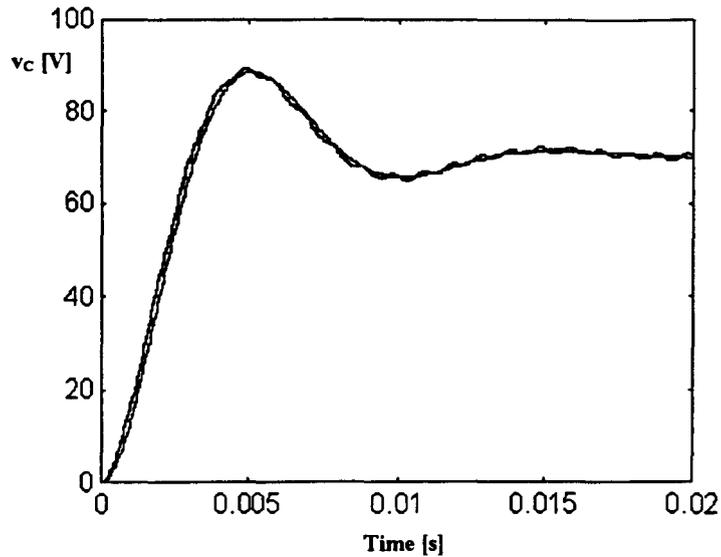


Figure V.10 : Tension aux bornes de la capacité réelle et moyenne

V.2.2 Exemples

Nous allons appliquer cette méthode sur différents convertisseurs de base en électronique de puissance. Nous avons illustré la procédure sur le convertisseur buck, nous allons étudier maintenant le convertisseur boost d'abord idéal, puis en tenant compte d'éléments parasites. En effet, ces éléments étant modélisés par des éléments R, compliquent sensiblement l'application de la procédure.

Nous verrons ensuite le cas du convertisseur buck-boost. Cette étude nous permettra de comparer les résultats avec ceux données dans [Middlebrook et Cuk 1976] et de mesurer le gain de calculs qu'apporte la méthode que nous proposons. Enfin, un convertisseur plus complexe sera étudié afin d'étudier le cas avec plusieurs commandes.

V.2.2.1 Convertisseur boost

Considérons le circuit de la Figure V.11 (a) dont le modèle bond graph est donné Figure V.11 (b).

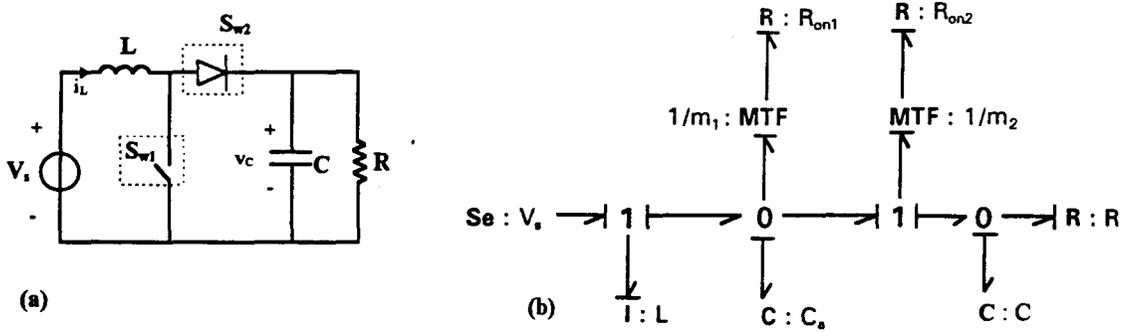


Figure V.11 : Convertisseur boost : (a) Circuit (b) Modèle bond graph

Le sous-modèle bond graph extrait du modèle bond graph de la Figure V.11 (b) en suivant la procédure donnée dans l'étape 1 est représenté Figure V.12.

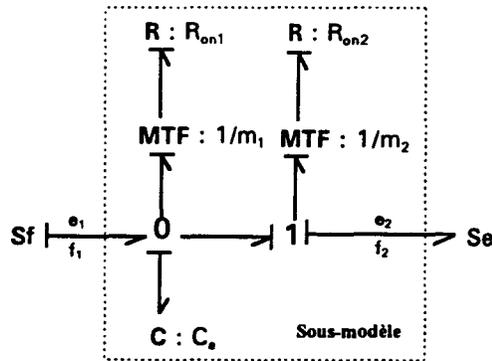


Figure V.12 : Sous-modèle bond graph

Le modèle moyen de ce bond graph est alors :

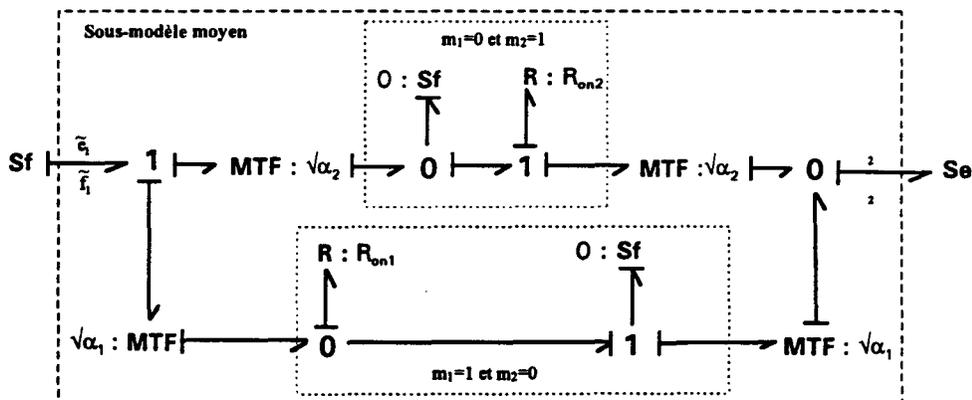


Figure V.13 : Modèle moyen du sous-modèle bond graph

Finalement en remplaçant les sources d'effort et de flux et en simplifiant, on obtient le modèle moyen du convertisseur boost.

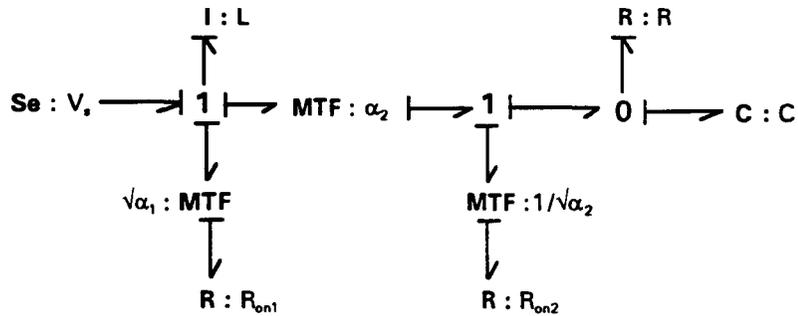


Figure V.14 : Modèle bond graph moyen du convertisseur boost

V.2.2.2 Convertisseur boost avec éléments parasites

Considérons le circuit de la Figure V.15 (a) dont le modèle bond graph est donné Figure V.15 (b).

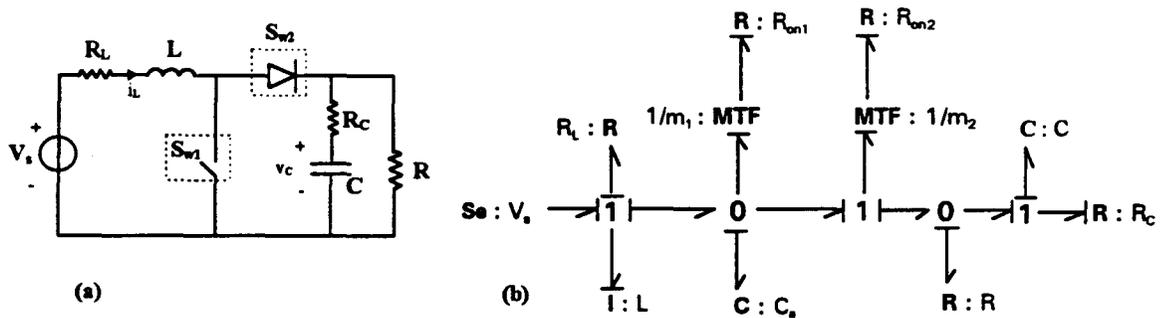


Figure V.15 : Convertisseur boost avec éléments parasites : (a) Circuit (b) Modèle bond graph

Le sous-modèle bond graph extrait du modèle bond graph de la Figure V.15 (b) est donné Figure V.16.

A titre de comparaison avec l'exemple donné en annexe D, on suppose que $R_{on1}=R_{on2}=0$. On a alors :

$$\begin{bmatrix} \frac{dp_I}{dt} \\ \frac{dq_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L + \alpha_2 \cdot (R_C // R)}{L} & -\frac{\alpha_2 \cdot R}{C \cdot L \cdot (R + R_C)} \\ \frac{\alpha_2 \cdot R}{L \cdot C \cdot (R + R_C)} & -\frac{1}{(R + R_C) \cdot C} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} p_I \\ q_C \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_s \quad (V.3)$$

On retrouve donc sans aucun calcul l'équation prévue par la méthode classique (D.3), en tenant compte que $p_I = L \cdot i_L$ et $q_C = C \cdot v_C$.

V.2.2.3 Convertisseur buck-boost

Considérons le circuit de la Figure V.19 (a) dont le modèle bond graph est donné Figure V.19 (b).

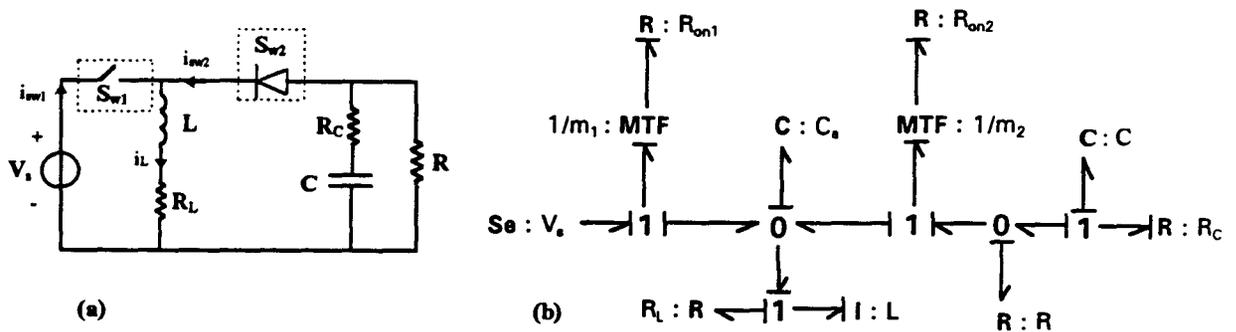


Figure V.19 : Convertisseur buck-boost : (a) Circuit (b) Modèle bond graph

Le sous-modèle bond graph extrait du modèle bond graph de la Figure V.19 (b) est donné Figure V.20.

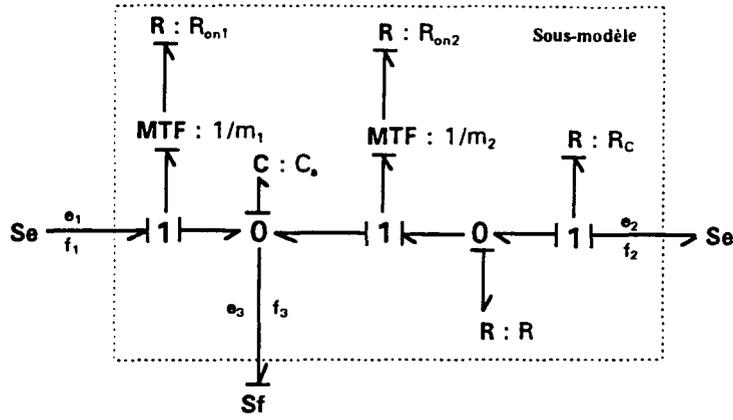


Figure V.20 : Sous-modèle bond graph

Le modèle moyen de ce bond graph est alors :

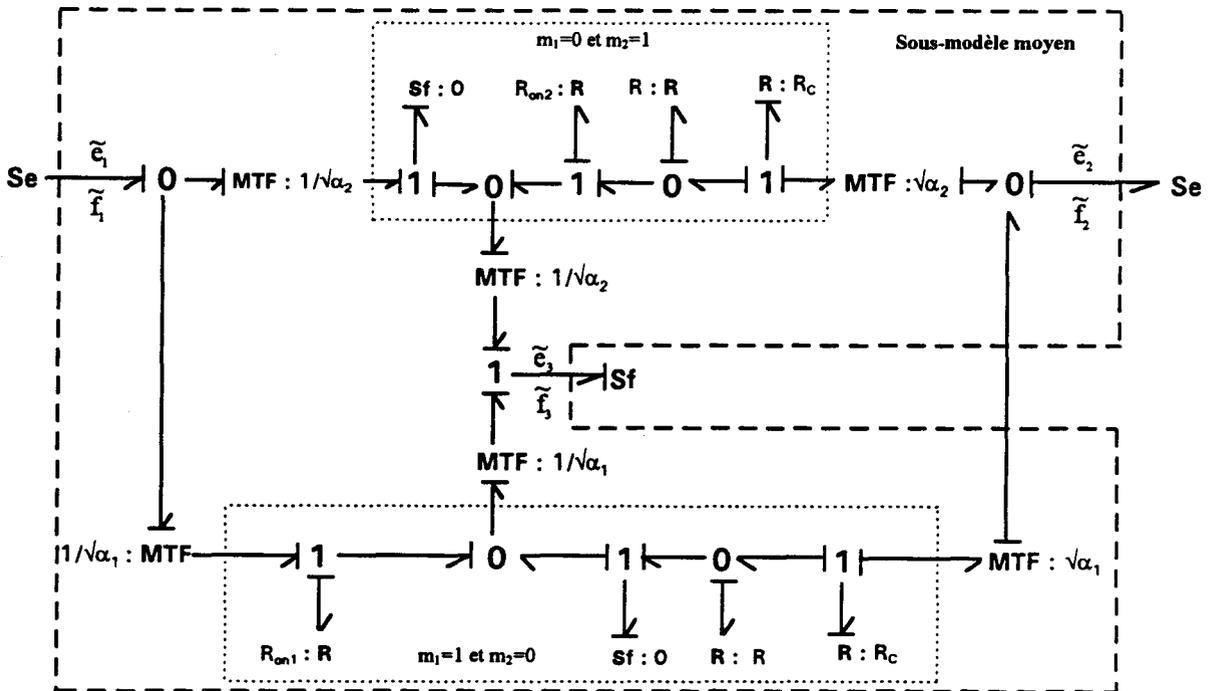


Figure V.21 : Modèle moyen du sous-modèle bond graph

Finalement en remplaçant les sources d'effort et de flux et en simplifiant, on obtient le modèle moyen du convertisseur buck-boost.

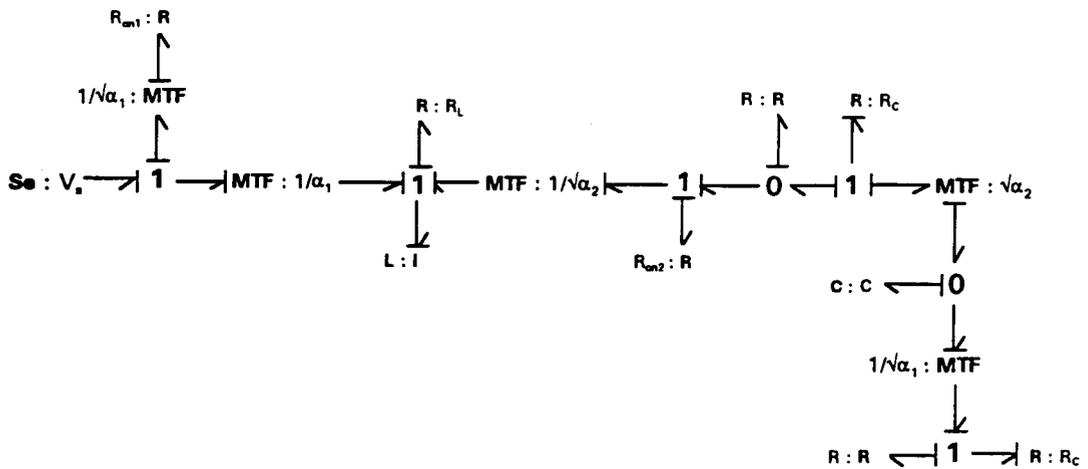


Figure V.22 : Modèle moyen du convertisseur buck-boost

V.2.2.4 Convertisseur buck-boost à trois états

Considérons le circuit de la Figure V.23. Le circuit représente un convertisseur buck-boost à trois états et deux sorties (v_{o1} , v_{o2}). Trois configurations des interrupteurs sont possibles pendant une période de commutation T . Pendant l'intervalle $t_0 < t < t_1$, l'interrupteur S_{w1} est passant et les interrupteurs S_{w2} et S_{w3} sont bloqués; pendant l'intervalle $t_1 < t < t_2$, l'interrupteur S_{w2} est passant et les interrupteurs S_{w1} et S_{w3} sont bloqués; et pendant l'intervalle $t_2 < t < t_3$ l'interrupteur S_{w3} est passant et les interrupteurs S_{w1} et S_{w2} sont bloqués. Avec les deux rapports cycliques indépendants α_1 et α_2 associés aux commutations des interrupteurs S_{w1} et S_{w2} , les deux tensions v_{o1} et v_{o2} peuvent être commandés.

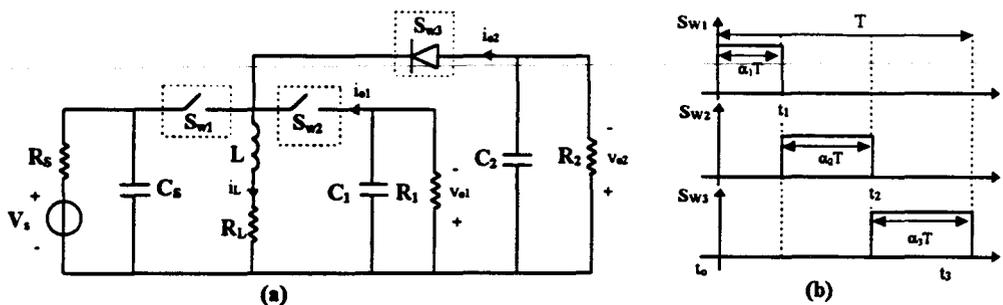


Figure V.23 : Convertisseur buck-boost à trois états

Le modèle bond graph du convertisseur de la Figure V.23 est donnée Figure V.24. Le sous-modèle bond graph extrait du modèle bond graph de la Figure V.24 est donné Figure V.25.

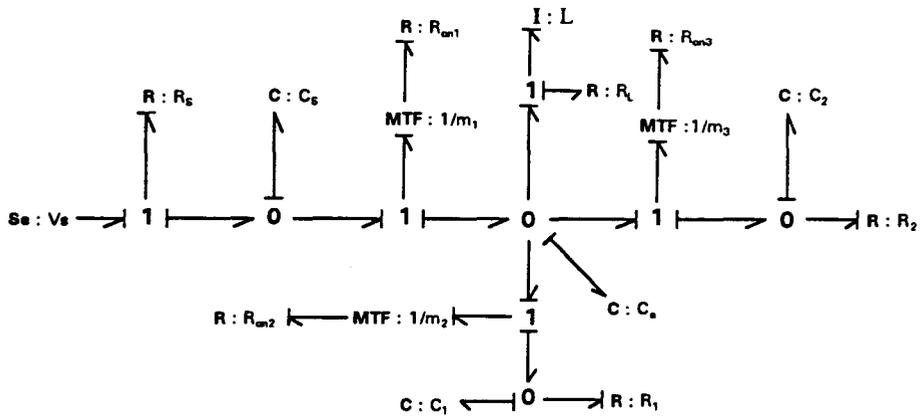


Figure V.24 : Modèle bond graph du convertisseur buck-boost à trois états

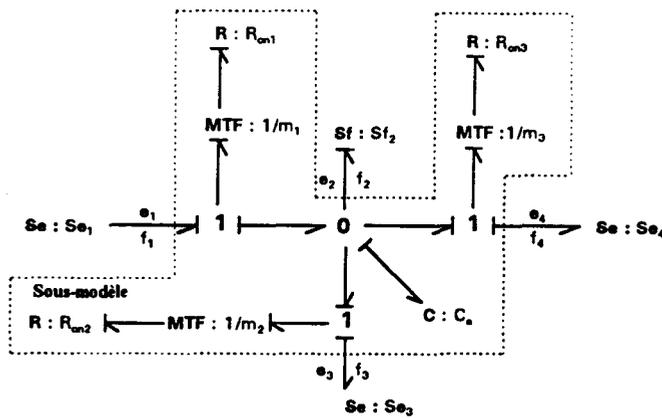


Figure V.25 : Sous-modèle bond graph

Les différents sous-modèles bond graph pour chaque configuration sont :

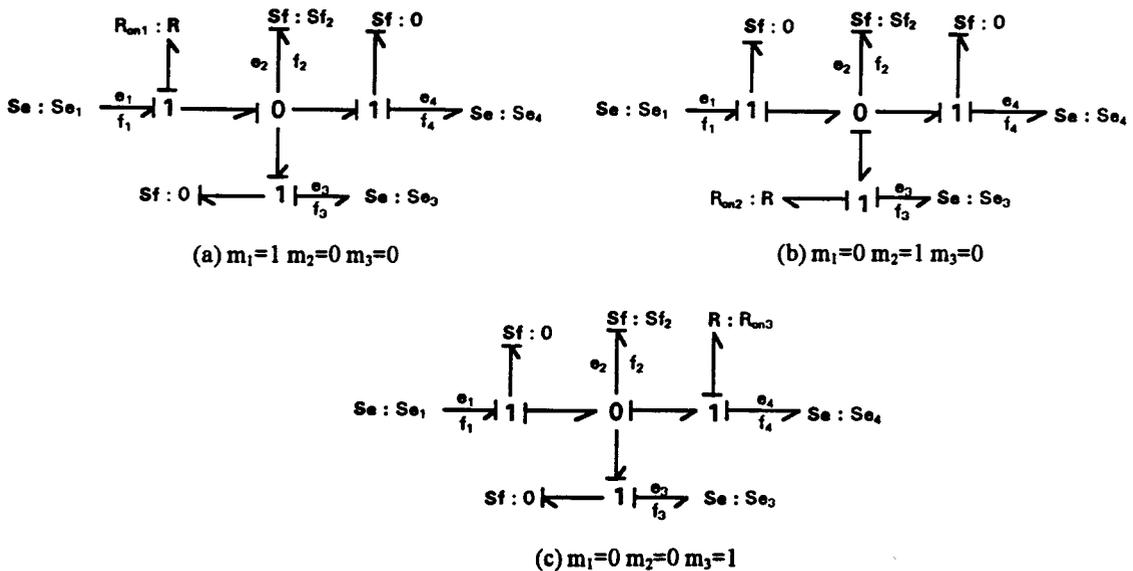


Figure V.26 : Sous-modèles bond graphs

Finalement en regroupant les trois sous-modèles, en remplaçant les sources d'effort et de flux et en simplifiant, on obtient le modèle moyen du convertisseur buck-boost à trois états (Figure V.27).

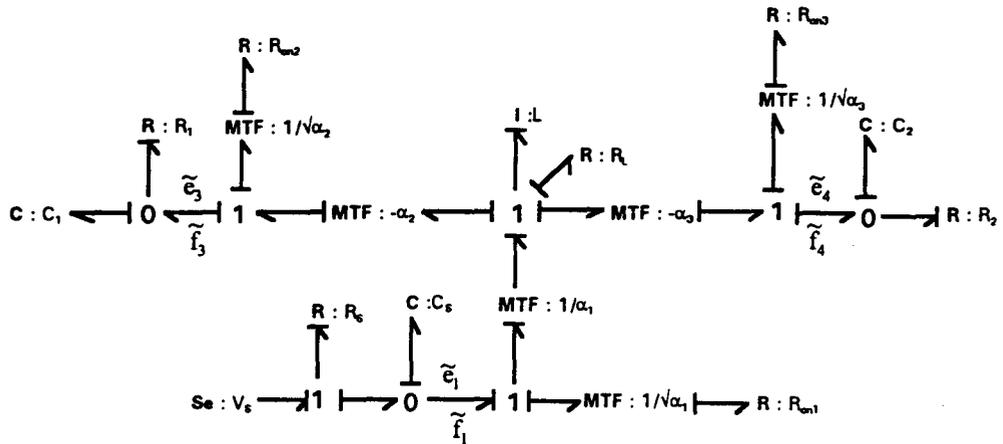


Figure V.27 : Modèle moyen du convertisseur buck-boost à trois états

V.2.2.4.1 Comparaison avec la méthode de modélisation par graphe de fluence des commutations

Une autre méthode graphique permettant l'obtention du modèle moyen est proposée dans [Smedley et Cuk 1994]. Cette méthode repose sur la détermination d'un graphe de fluence donnant le comportement moyen d'un circuit. Nous rappelons brièvement le principe de cette méthode sur l'exemple de convertisseur à trois états, étudié dans [Ma et Smedley 1996].

A partir du circuit de la Figure V.27(a), les trois sous-circuits de la Figure V.28 sont obtenus pour les trois configurations possibles des interrupteurs.

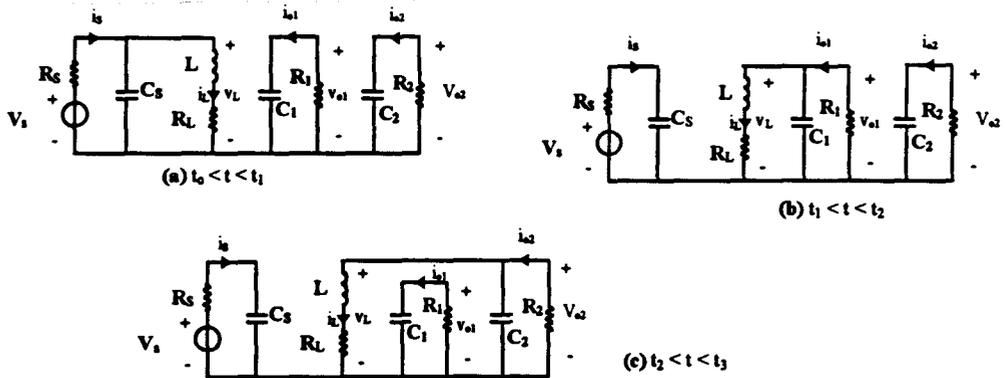


Figure V.28 : Les trois sous-circuits du convertisseur buck-boost à trois états.

La modélisation des commutations par graphe de fluence repose sur la déduction, à partir de ces sous-circuits, d'un graphe de fluence, où les branches non communes aux sous-circuits sont représentées avec un interrupteur. La commande d'un interrupteur est à un pour les configurations des interrupteurs où il est fermé. Pour l'exemple, on obtient le graphe de la Figure V.29.

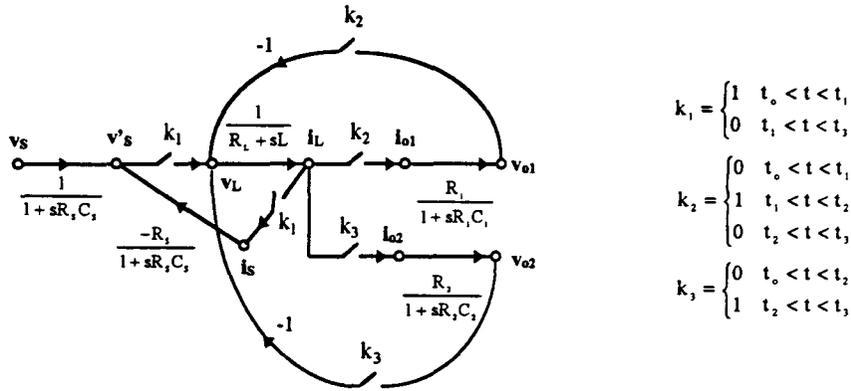


Figure V.29 : Graphe de fluence

Le modèle moyen est alors obtenu en remplaçant les branches comportant un interrupteur par un élément multipliant l'entrée de la branche par la somme des rapports cycliques des configurations où l'interrupteur est passant (Figure V.30 (a)).

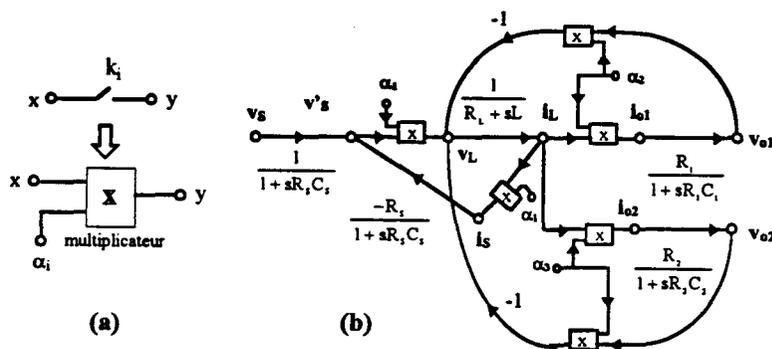


Figure V.30 : Modèle moyen

Cette méthode offre l'avantage de conduire au modèle moyen de façon systématique et simple. Elle présente néanmoins quelques désavantages. Le graphe de fluence n'offre pas l'aspect physique présent dans un modèle bond graph. De plus, la déduction d'un circuit électrique associé au modèle moyen est très difficile. Enfin, si la prise en compte des pertes par

conduction est facilement réalisable, les pertes par commutation ne peuvent être modélisées par cette méthode. Tous ces inconvénients et limitations n'apparaissent pas dans la méthode que nous proposons.

V.2.3 Obtention du modèle petits signaux

Il est possible de déduire une représentation graphique du modèle petits signaux du modèle bond graph moyen que nous venons de construire qui correspond au modèle grands signaux. Il suffit pour cela d'appliquer la procédure de linéarisation développée dans [Rimaux 1995].

Le modèle bond graph linéarisé d'un modèle bond graph est obtenu en remplaçant chaque élément par son modèle bond graph linéarisé. Si l'on suppose que dans les systèmes étudiés ici les éléments R, I et C sont linéaires, seuls les éléments MTF restent à linéariser. La linéarisation d'un MTF, dans chacun des deux cas possibles d'affectation de la causalité, est rappelé Figure V.31.

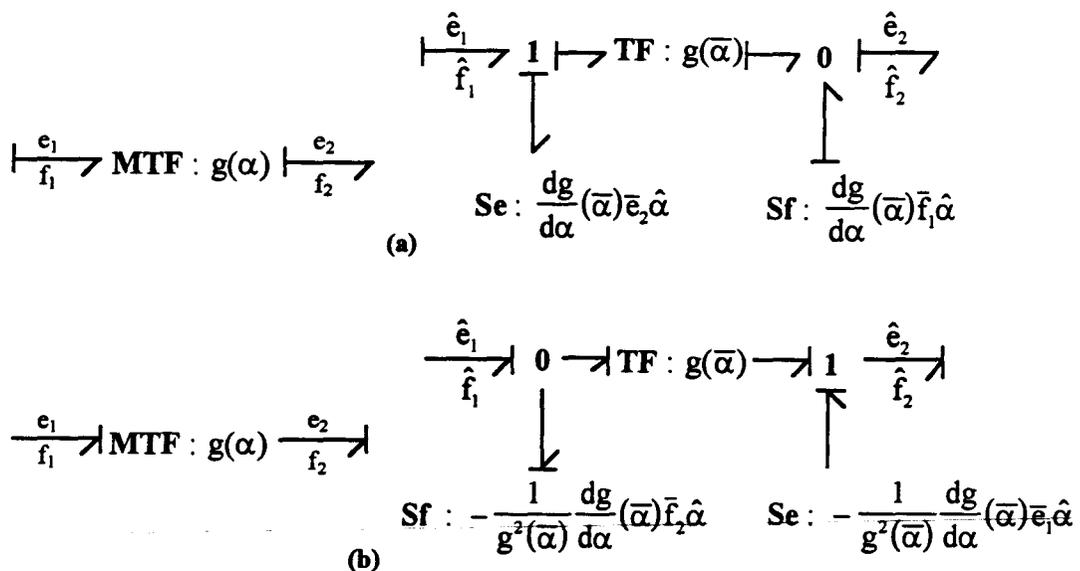


Figure V.31 : Transformateurs modulés et leurs correspondants après linéarisation

$g(\cdot)$ est une fonction scalaire d'une variable scalaire. On utilise une barre pour noter la valeur nominale d'une variable au point de fonctionnement et un chapeau pour les variations de la variable autour de ce point de fonctionnement. Toute variable s'écrit donc $x = \bar{x} + \hat{x}$.

Pour compléter la linéarisation, les valeurs \bar{e} , \bar{f} intervenant dans les sources modulées se déduisent du modèle bond graph initial en le supposant en régime permanent. Nous allons détailler cette procédure sur l'exemple du convertisseur boost (Figure V.11) en supposant d'abord les valeurs des résistances des interrupteurs nulles ($R_{on1}=R_{on2}=0$) (Figure V.32). Par souci de simplicité d'écriture nous ne noterons pas les tildes.

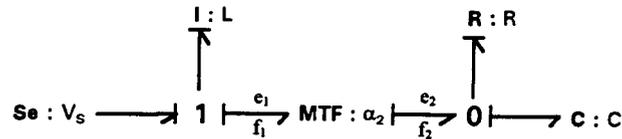


Figure V.32 : Modèle bond graph moyen du convertisseur boost simplifié

En remplaçant le MTF par son modèle bond graph linéarisé, on a alors :

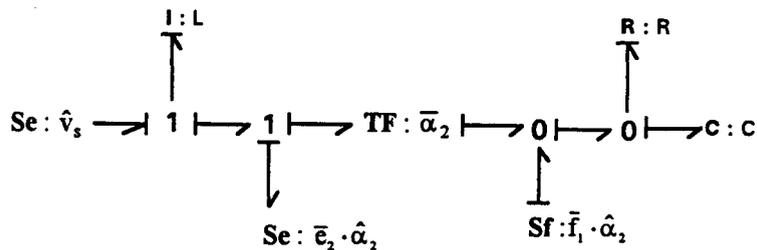


Figure V.33 : Modèle bond graph moyen avec MTF linéarisé

Le calcul de \bar{e}_2 et \bar{f}_1 se fait sur le modèle bond graph de la Figure V.32 en le supposant au point de fonctionnement :

$$\bar{f}_1 = \frac{\bar{P}_I}{L} \text{ et } \bar{e}_2 = \frac{\bar{q}_C}{C} \tag{V.4}$$

Finalement le modèle bond graph du système petits signaux est donné Figure V.34

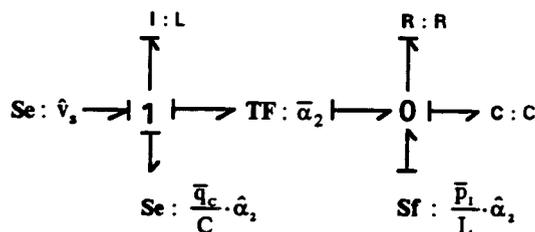


Figure V.34 : Modèle bond graph petits signaux du convertisseur boost

Etudions maintenant le modèle bond graph petits signaux du convertisseur boost dont le modèle bond graph moyen est donné Figure V.35, dans le cas où les interrupteurs ne sont pas supposés idéaux.

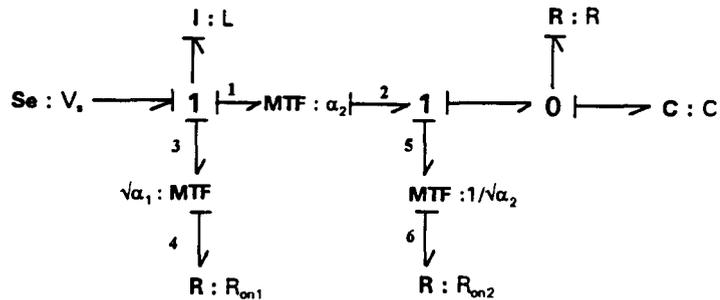


Figure V.35 : Modèle bond graph moyen du convertisseur boost (grands signaux)

Les équations d'état du modèle bond graph moyen du convertisseur boost déduites de la Figure V.35 sont données par (V.5). Ces équations sont non linéaires (bilinéaires). En effet, la commande qui est maintenant réalisée par les rapports cycliques est multipliée par la variable d'état p_1 .

$$\begin{aligned} \dot{q}_c &= \frac{1}{L} \alpha_2 p_1 - \frac{1}{CR} q_c \\ \dot{p}_1 &= v_s - \frac{R_{on1}}{L} \alpha_1 p_1 - \frac{R_{on2}}{L} \alpha_2 p_1 - \frac{1}{C} \alpha_2 q_c \end{aligned} \quad (V.5)$$

Le modèle bond graph linéarisé s'obtient en remplaçant les éléments MTF par leur modèle bond graph linéarisé, on obtient :

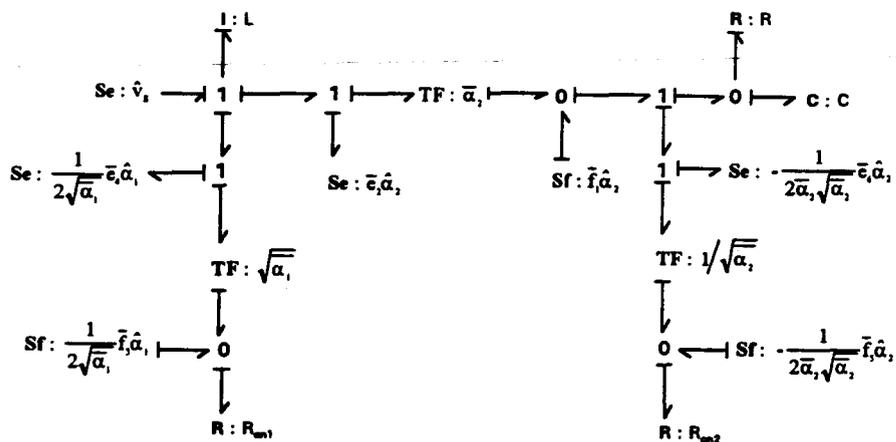


Figure V.36 : Modèle bond graph avec MTF linéarisés

V.3 Modèle bond graph moyen en prenant en compte les pertes par effets de commutation

Dans cette partie, une modification de la procédure d'obtention du modèle moyen est réalisée afin de prendre en compte les pertes par commutation. Pour utiliser la même procédure que précédemment, les durées des commutations sont associées à des rapports cycliques (Figure V.38).

La procédure est illustrée sur l'exemple de la cellule de commutation avec une diode dont les commutations sont supposées instantanées. L'étude des commutations de ce circuit a été rappelée dans le chapitre IV.

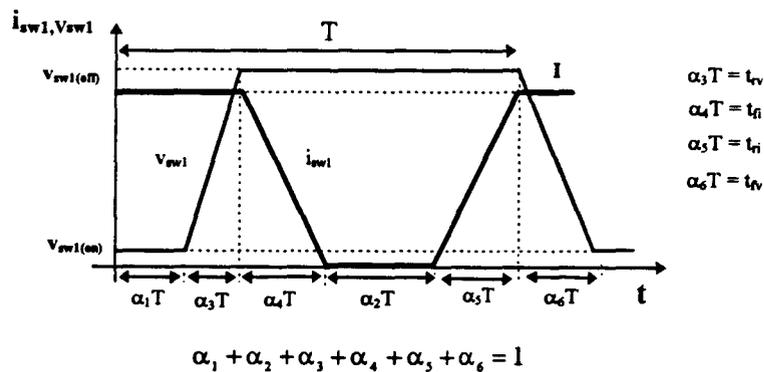


Figure V.38 : Différents rapports cycliques

Le transistor se comporte tantôt comme une source de flux ($\alpha_4 T + \alpha_5 T$), tantôt comme une source d'effort ($\alpha_3 T + \alpha_6 T$).

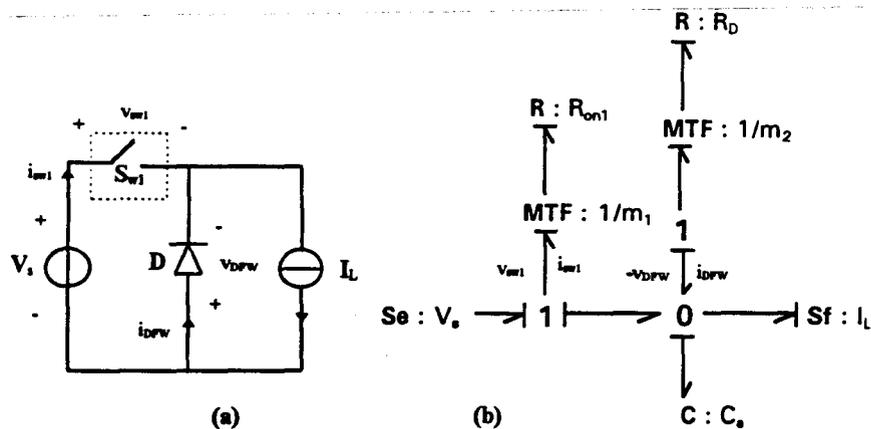


Figure V.39 : Cellule de commutation (a) circuit et (b) modèle bond graph

V.3.3 Etape 3 : Détermination du modèle moyen du sous-modèle bond graph

Le principe d'obtention du modèle moyen du sous-modèle bond graph repose toujours sur la sommation des sous-modèles bond graphs correspondants aux différentes phases (passantes, bloquées et de commutations). Ces sous-modèles bond graphs sont connectés par des MTF modulés par la racine carrée des rapports cycliques (ou leurs inverses), comme dans l'étude précédente.

V.3.3.1 Principe de construction

L'étude est de nouveau réalisée sur le sous-modèle bond graph, regroupant les commutations, extrait du modèle bond graph initial (étape 2). Le sous-modèle bond graph moyen est toujours obtenu en additionnant les sous-modèles bond graph des différentes phases. L'étude des périodes de conduction et de blocage ayant déjà été réalisée dans la première partie, seule l'étude du bond graph moyen correspondant aux phases de commutation est utile.

La théorie de l'électronique implique qu'au cours de sa commutation, l'interrupteur se comporte comme une source $F(t)$ de flux ou de tension. Le sous-modèle bond graph étant linéaire, la $k^{\text{ème}}$ sortie y_k^i avec la $i^{\text{ème}}$ configuration des interrupteurs, s'écrit :

$$y_k^i = a_1^i + a_2^i F(t) \quad (\text{V.7})$$

a_1^i , a_2^i sont des constantes dépendant des valeurs des résistances dans le sous-modèle bond graph et de ses entrées. La sortie du modèle moyen (\tilde{y}_k) doit donc vérifier, en reprenant l'équation (V.1) :

$$\tilde{y}_k = \sum_{j=1}^N \alpha_j \tilde{y}_k^j = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N \alpha_j \tilde{y}_k^j + \alpha_{\text{com}} (a_1^i + a_2^i \bar{F}) \quad (\text{V.8})$$

avec :

$$\bar{F} = 1/T_{\text{com}} \cdot \int_{t_{\text{deb}}}^{t_{\text{fin}}} F(t) \cdot dt \quad (\text{V.9})$$

où t_{deb} est l'instant de début de la commutation, t_{fin} est l'instant de fin de la commutation et T_{com} est la durée de la commutation ($T_{com} = t_{fin} - t_{deb}$) et $\alpha_{com} = T_{com} / T$ est le rapport cyclique correspondant à la commutation.

La $k^{ème}$ sortie du modèle est égale à la somme des sorties pondérées du sous-modèle bond graph pour chaque configuration des interrupteurs. Il ne reste donc qu'à construire le modèle bond graph donnant $a_1^i + a_2^i \bar{F}$. Pour obtenir ce terme, il suffit de remplacer la source de flux $F(t)$ par un source de flux de valeur \bar{F} avec la $i^{ème}$ configuration des interrupteurs. Afin de réaliser la pondération par le rapport cyclique (voir paragraphe V.2.1.3.1), il faut introduire des éléments MTF modulés par sa racine carré au niveau des entrées du sous-modèle bond graph moyen, mais maintenant également au niveau de la source de flux \bar{F} .

Dans le cas de l'exemple de la cellule de commutation et en reprenant la procédure développée dans la partie précédente (§ V.2.1.3), on obtient suivant la nature de la source de valeur $F(t)$, le sous-modèle bond graph moyen de la phase de commutation Figure V.42.

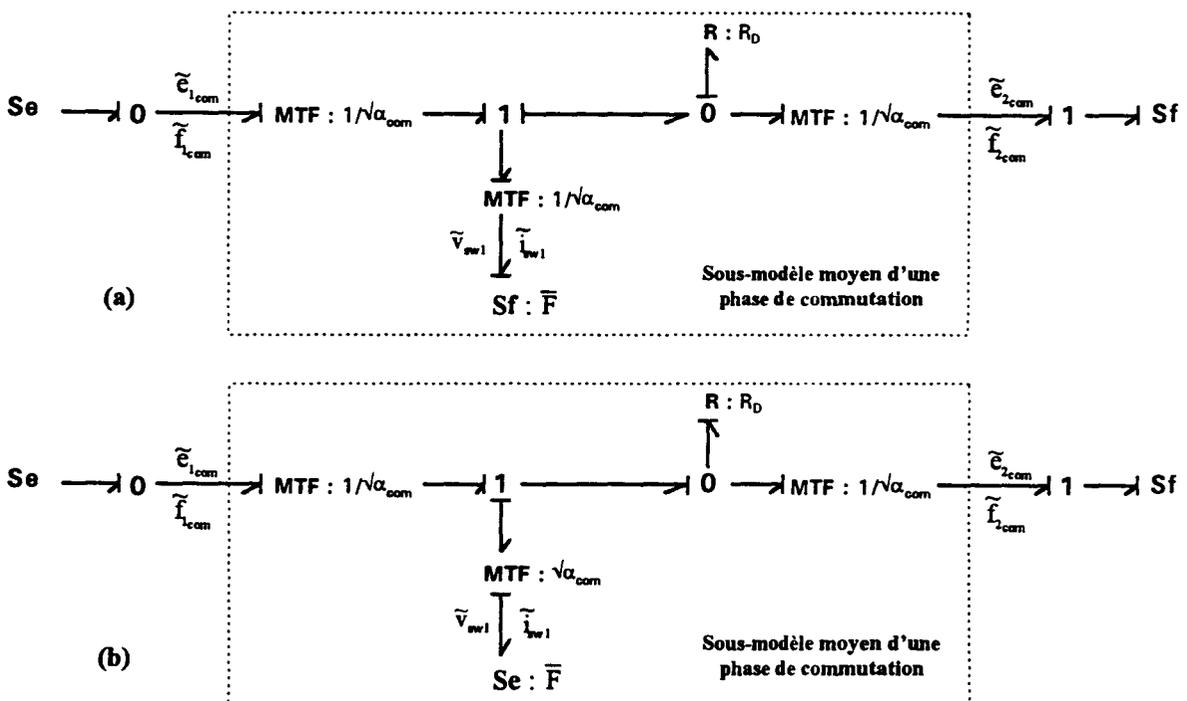


Figure V.42 : Sous-modèle bond graph moyen pendant une phase de commutation : (a) l'interrupteur se comporte comme une source de courant (b) l'interrupteur se comporte comme une source de tension

Comparons maintenant les puissances dans le sous-modèle bond graph et le sous-modèle bond graph moyen (Figure V.42).

- Les puissances aux ports du sous-modèle bond graph moyen doivent être les moyennes des puissances du sous-modèle bond graph. La puissance échangée par un lien entrée-sortie du sous-modèle bond graph est un produit dont l'une des deux variables est une variable d'entrée du sous-modèle bond graph, et est donc par hypothèse constante. Dans ce cas, l'énergie (w) échangée par ce port pendant une période de commutation est bien égale à l'énergie échangée par ce port dans le sous-modèle bond graph moyen. En effet, en supposant, par exemple, l'effort e constant, l'énergie échangée par le port vaut :

$$w = \int_t^{t+T} e \cdot f \cdot dt = e \int_t^{t+T} f \cdot dt = e \cdot T \cdot \bar{f} \quad (\text{V.10})$$

ou :

$$w = T \cdot (e \cdot \bar{f}) = T \cdot \tilde{P} \quad (\text{V.11})$$

L'énergie w est donc bien égale à la période de commutation multipliée par la puissance sortant par ce port dans le modèle moyen.

- Il faut également que les puissances dissipées dans les interrupteurs soient identiques. Dans ce cas, les valeurs des variables d'effort et de flux des interrupteurs varient toutes les deux au cours de la commutation. La puissance moyenne dissipée dans l'interrupteur n 'est donc pas égale au produit des valeurs moyennes des effort et flux ($\overline{e \cdot f} \neq \bar{e} \cdot \bar{f}$).

Considérons l'énergie dissipée pendant une commutation dans l'interrupteur dans le sous-modèle bond graph en supposant les dynamiques de C_a infiniment rapides. Pour simplifier supposons que la source remplaçant le transistor soit une source de flux, mais le même calcul peut être réalisé avec une source d'effort. Le courant dans l'interrupteur i_{sw1} vaut $F(t)$. La tension s'écrit :

$$v_{sw1} = b_1 + b_2 F(t) \quad (\text{V.12})$$

b_1, b_2 sont des constantes dépendantes des valeurs des résistances dans le sous-modèle bond graph et de ses entrées. Dans le cas de la cellule de commutation, $b_1 = Se + R_D Sf$ et $b_2 = -R_D$.

La puissance instantanée (P_{sw1}) dans l'interrupteur pendant une commutation vaut :

$$P_{sw1} = i_{sw1} v_{sw1} = b_1 F(t) + b_2 F^2(t) \quad (V.13)$$

l'énergie dissipée dans la commutation vaut donc:

$$w_{sw1} = \int_{t_{deb}}^{t_{fin}} (b_1 F(t) + b_2 F^2(t)) dt \quad (V.14)$$

Si l'on suppose que $F(t)$ est une fonction linéaire, on a alors $F(t)=kt$, donc :

$$w_{sw1} = b_1 \bar{F} T_{com} + b_2 \int_{t_{deb}}^{t_{fin}} k^2 t^2 dt \quad (V.15)$$

$$w_{sw1} = b_1 \bar{F} T_{com} + b_2 \frac{k^2}{3} T_{com}^3 \quad (V.16)$$

or :

$$\bar{F} = \frac{1}{T_{com}} \int_0^{T_{com}} kt dt = \frac{k}{2} T_{com} \quad (V.17)$$

L'énergie dissipée par la commutation par période de commutation vaut donc :

$$w_{sw1,com} = T_{com} \left(b_1 \bar{F} + b_2 \frac{4}{3} (\bar{F})^2 \right) \quad (V.18)$$

Considérons maintenant l'énergie dissipée pendant une commutation dans l'interrupteur dans le sous-modèle bond graph moyen de la Figure V.42. La tension dans l'interrupteur commandé vaut :

$$\tilde{v}_{sw1} = b_1 + b_2 \bar{F} \quad (\text{V.19})$$

La puissance dissipée dans l'interrupteur par cette commutation est donnée dans le sous-modèle bond graph moyen par :

$$\tilde{P}_{sw1,com} = \alpha_{com} \tilde{v}_{sw1} \tilde{i}_{sw1} \quad (\text{V.20})$$

avec $\tilde{i}_{sw1} = \bar{F}$ et donc :

$$\tilde{P}_{sw1,com} = \alpha_{com} (b_1 \bar{F} + b_2 \bar{F}^2) \quad (\text{V.21})$$

L'énergie dissipée par la commutation vaut donc :

$$\tilde{W}_{sw1,com} = T_{com} (b_1 \bar{F} + b_2 \bar{F}^2) \quad (\text{V.22})$$

Ce calcul ne conduit pas à l'énergie donnée dans (V.18). Pour que ces deux énergies soient égales, un bond graph est ajouté pour additionner le terme désiré ($b_2 \bar{F}/3$) à la tension de l'interrupteur.

Pour obtenir le bond graph donnant une tension $b_2 \bar{F}$ pour un courant d'entrée \bar{F} , il suffit de reprendre le sous-modèle bond graph moyen en annulant les entrées. La somme de ce sous-modèle bond graph avec le sous-modèle bond graph moyen est réalisée par l'intermédiaire d'une jonction 1 comme indiqué dans la Figure V.43. Pour obtenir la pondération par 1/3, un élément TF de rapport $\sqrt{3}$ est ajouté.

On pourra vérifier aussi que les énergies dissipées dans les autres éléments du sous-modèle bond graph moyen sont alors exactes.

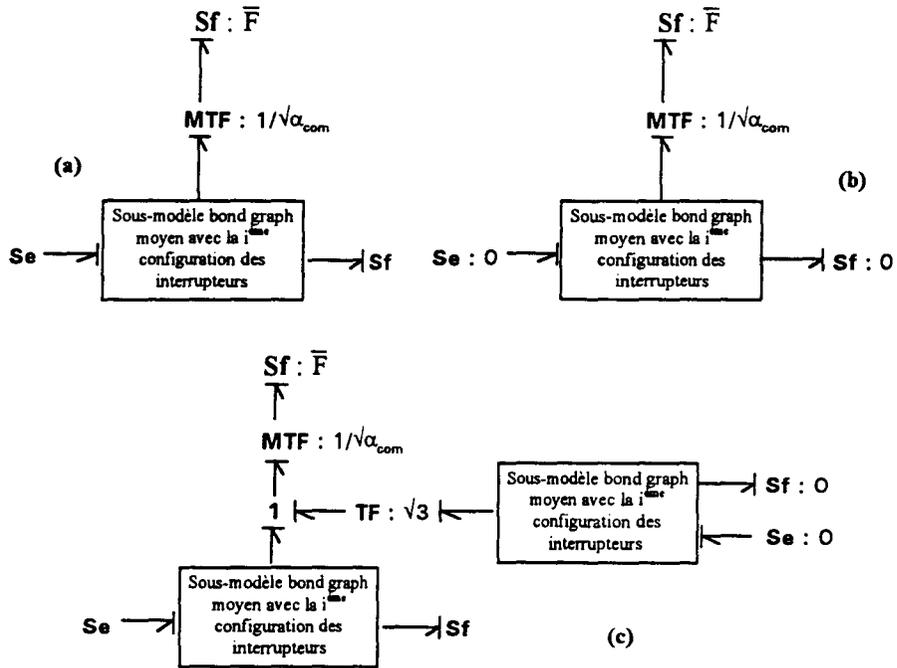


Figure V.43 : Sous-modèle bond graph moyen dans le cas d'un transistor se comportant comme une source du flux (a) d'après la 1^{ère} procédure (b) en annulant les entrées (c) corrigé

Le même raisonnement peut être conduit si le transistor se comporte comme une source d'effort. Il est résumé Figure V.44.

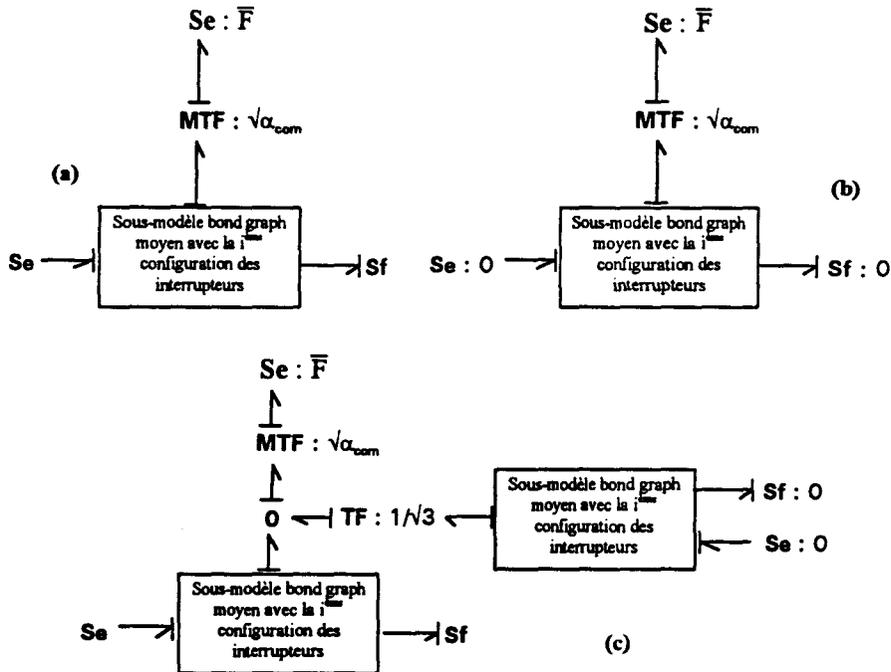


Figure V.44 : Sous-modèle bond graph moyen dans le cas d'un transistor se comportant comme une source du effort (a) d'après la 1^{ère} procédure (b) en annulant les entrées (c) corrigé

V.3.3.2 Procédure de construction

Le sous-modèle bond graph moyen correspondant à une phase de commutation est obtenu en appliquant la procédure suivante :

- Remplacement du modèle bond graph de l'interrupteur (éléments MTF et R) dont le paramètre m_1 n'est plus Booléen, par le bond graph de la Figure V.45 (a) si l'interrupteur se comporte comme une source de courant (ou (b) si l'interrupteur se comporte comme une source de tension).

$$\text{---} \rightarrow 1 \text{---} \rightarrow \text{MTF} : 1/\sqrt{\alpha_{\text{com}}} \text{---} \rightarrow \text{Sf} : \bar{F}$$

(a)

$$\text{---} \rightarrow 0 \text{---} \rightarrow \text{MTF} : \sqrt{\alpha_{\text{com}}} \text{---} \rightarrow \text{Se} : \bar{F}$$

(b)

Figure V.45 : Modèle bond graph remplaçant l'interrupteur

avec :

$$\bar{F} = 1/T_{\text{com}} \cdot \int_{t_{\text{deb}}}^{t_{\text{fin}}} F(t) \cdot dt \quad (\text{V.23})$$

où α_{com} est le rapport cyclique d'une commutation. $F(t)$ est le courant (respectivement la tension) dans l'interrupteur pendant la commutation. t_{deb} est l'instant de début de la commutation, t_{fin} est l'instant de fin de la commutation et T_{com} est la durée de la commutation ($T_{\text{com}} = t_{\text{fin}} - t_{\text{deb}}$).

- Ajout sur la jonction 1 (respectivement 0) du bond graph obtenu en mettant à zéro les entrées du sous-modèle bond graph. La connexion se fait par l'intermédiaire d'un élément TF de rapport $\sqrt{3}$ (respectivement $1/\sqrt{3}$).

Remarque : la valeur $\sqrt{3}$ (respectivement $1/\sqrt{3}$) est calculée dans le cas où la fonction $F(t)$ est linéaire.

Recherchons le sous-modèle bond graph moyen de la phase de commutation dans le cas du bond graph de la Figure V.39 (b) dans le cas où le transistor se comporte comme une source de flux.

$$v_{sw1} = v_S - R_D [F(t) - I_L] \quad (V.26)$$

or :

$$w_{sw1com} = \int_{t_{deb}}^{t_{fin}} i_{sw1} v_{sw1} dt \quad (V.27)$$

donc :

$$w_{sw1com} = T_{com} \left(v_S \bar{F} + R_D \left[\bar{F} I_L - \frac{1}{T_{com}} \int_{t_{deb}}^{t_{fin}} F^2(t) dt \right] \right) \quad (V.28)$$

- Calcul dans le sous-modèle bond graph moyen :

$$\tilde{P}_{sw1} = \tilde{i}_{sw1} \cdot \tilde{v}_{sw1} \quad (V.29)$$

$$\tilde{i}_{sw1} = \bar{F} \quad (V.30)$$

$$\tilde{v}_{sw1} = \alpha_{com} \left(v_S - \frac{4}{3} \bar{F} R_D + R_D I_L \right) \quad (V.31)$$

$$\tilde{w}_{sw1com} = T_{com} \left(v_S \bar{F} + R_D \left[\bar{F} I_L - \frac{4}{3} \bar{F}^2 \right] \right) \quad (V.32)$$

Finalement, on a bien $w_{sw1com} = \tilde{w}_{sw1com}$ dans le cas où $F(t) = kt$.

V.3.4 Etape 4 : Modèle bond graph moyen

Il ne reste alors plus qu'à remplacer les sources par les éléments du bond graph initial et à simplifier le bond graph.

L'application de cette procédure sur la cellule de commutation avec une diode idéale conduit au modèle moyen suivant :

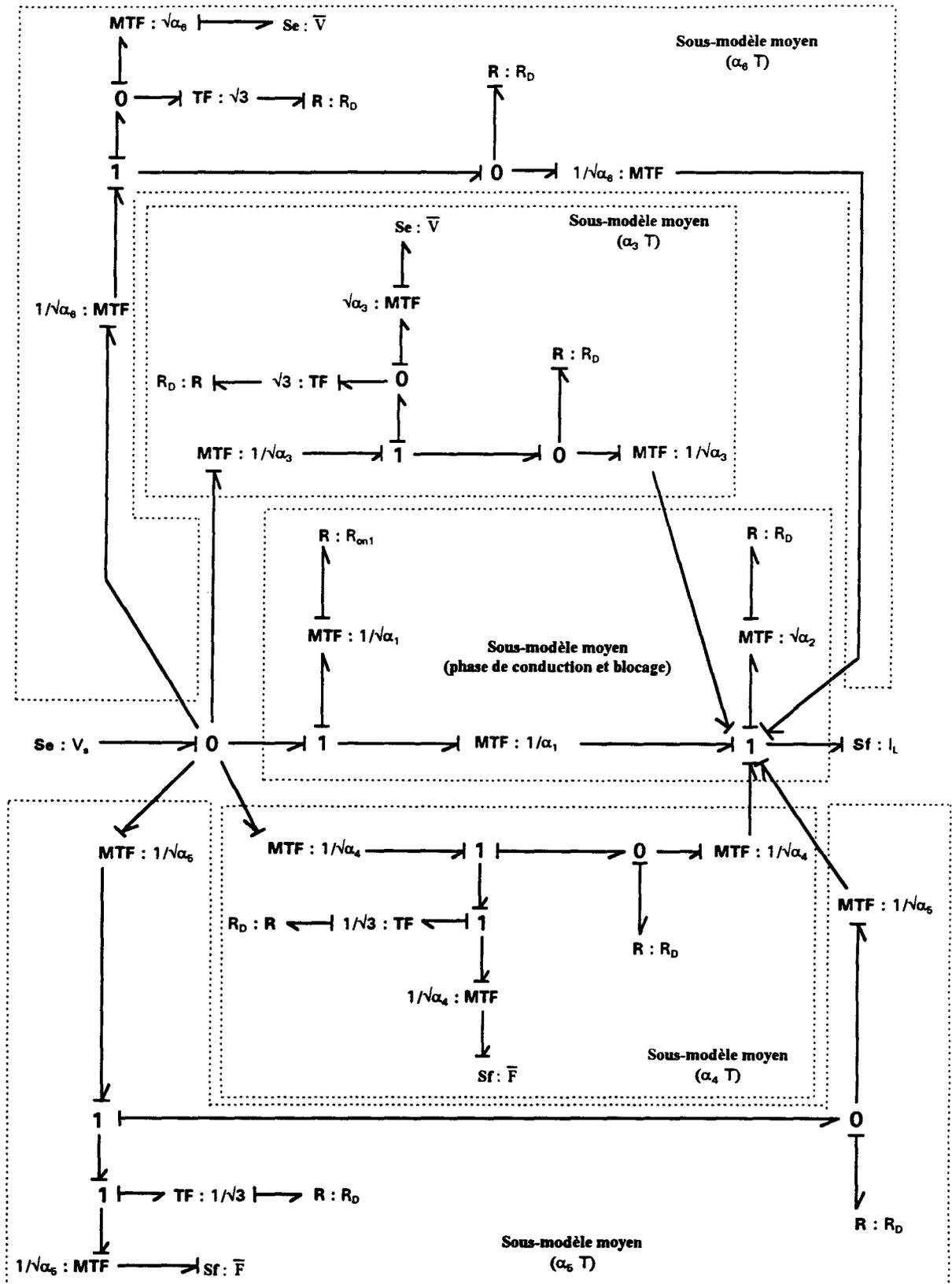


Figure V.48 : Modèle moyen de la cellule de commutation

avec \bar{V} la valeur moyenne de la tension au cours des commutations.

Remarque : Si les valeurs \bar{F} sont identiques dans les cas de l'ouverture et de la fermeture, les deux branches du modèle bond graph correspondant à l'ouverture et à la fermeture peuvent se remplacer par une seule où les éléments MTF sont modulés par la racine carrée de la somme des rapports cycliques de la fermeture et de l'ouverture (Figure V.49). Cette remarque est valable également avec \bar{V} .

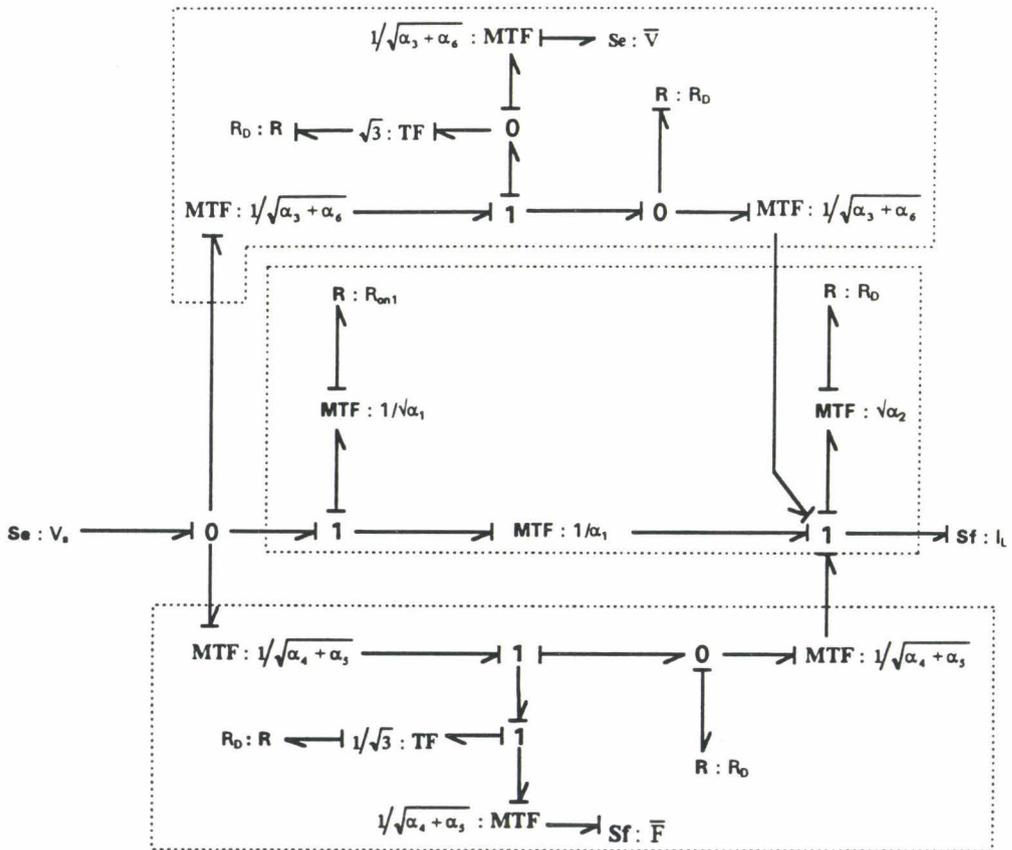


Figure V.49 : Modèle moyen simplifié de la cellule de commutation

V.3.5 Simulation

La simulation du système (Figure V.50) est réalisée pour comparer les énergies dissipées pendant une période dans l'interrupteur commandé dans le modèle bond graph initial et dans le modèle bond graph moyen. Le calcul de l'énergie dissipée dans l'interrupteur commandé est réalisé en sommant les énergies dissipées dans l'élément $R : R_{on1}$, la source de flux $Sf : \bar{F}$ et la source d'effort $Se : \bar{V}$.

Les valeurs numériques des paramètres du circuit et des composants sont :

$$V_s = 360V$$

$$t_r = \alpha_3 T = 0.1\mu s$$

$$f_s = 100KHz$$

$$I_L = 50A$$

$$t_f = \alpha_4 T = 0.25\mu s$$

$$\alpha_1 = 0.75$$

$$R_D = 0.033\Omega$$

$$R_{on1} = 0.033\Omega$$

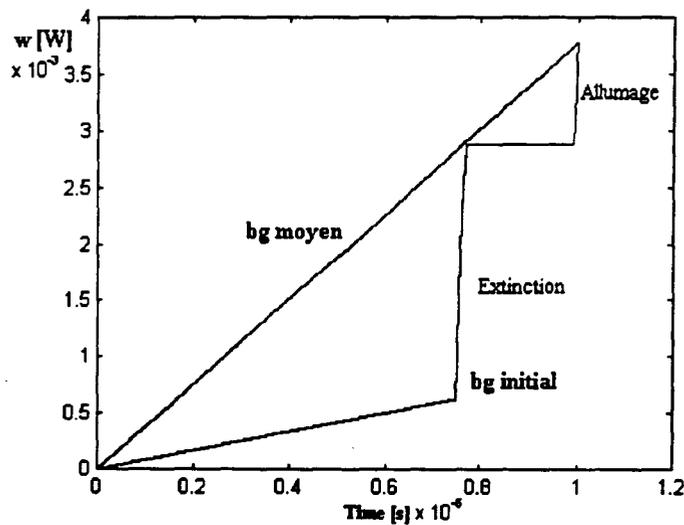


Figure V.50 : Energies dissipées dans l'interrupteur commandé pour le modèle bond graph initial et moyen

On retrouve bien que les énergies dissipées dans l'interrupteur commandé sont égales à l'instant T_{com} .

Remarque : En utilisant la même procédure, un modèle moyen de la cellule de commutation prenant en compte les effets de recouvrement inverse de la diode peut facilement être réalisé.

V.4 Conclusion

Les modèles bond graphs thermoélectriques développés dans les chapitres précédents offrent, entre autres, les possibilités d'analyse des propriétés et de détermination de lois de commande. Ces modèles posent cependant un problème pour leur simulation. En effet, la

commande de la partie électrique impose un choix de pas de calcul très petit avec une durée de simulation très grande imposée par la partie thermique.

Dans ce chapitre, un modèle bond graph moyen du système initial est déduit, sans calcul, par une simple procédure graphique.

Ce modèle moyen permet, en moyennant le comportement de la commande et donc en remplaçant la commande Booléenne des interrupteurs par une commande continue, de résoudre ce problème de simulation. Cette procédure est détaillée sur de nombreux exemples de convertisseurs d'électronique de puissance.

Le second paragraphe montre que cette méthode est également applicable dans le cas, très important dans le cadre de notre travaux, où les pertes par commutation doivent être prises en compte. Si les puissances échangées aux bornes du sous-modèle bond graph moyen sont bien égales aux valeurs moyennes des puissances échangées aux bornes du sous-modèle bond graph initial, une modification de la procédure développée dans la première partie a été nécessaire, afin que les puissances moyennes dissipées dans les interrupteurs soient bien identiques dans les deux modèles.

Enfin, cette méthode, étant entièrement graphique, offre une simplicité de mise en oeuvre évidente par comparaison aux autres méthodes déjà existantes dans la littérature.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire développe une modélisation originale bond graph des phénomènes électrothermiques intervenant dans les éléments de commutation en électronique de puissance. Cette modélisation s'adresse plus particulièrement aux concepteurs de circuits et de lois de commande :

- Aux concepteurs de circuits, car elle permet une optimisation de la taille des radiateurs ainsi que des éléments de commutation. Cette analyse est nécessaire car les contraintes de poids, de volume et bien sûr de prix sont de plus en plus présentes.
- Aux concepteurs de lois de commande, car cette modélisation électrothermique conduit à des modèles mathématiques des convertisseurs de puissance valables quel que soit l'état des interrupteurs sous la forme d'une seule équation d'état $\dot{x} = f(x, u)$ où u représente la logique de commutation des interrupteurs. Elle permet la prise en compte de couplage électrothermique pouvant conduire à des instabilités. De plus, s'appuyant sur le formalisme bond graph, elle offre la possibilité d'utiliser la panoplie d'outils d'analyse graphique des propriétés du système (commandabilité, observabilité, surveillabilité, découplabilité) et la détermination des lois de commande (découplage, rejet de perturbation, commande Booléenne,...) pour la commande de machine.

Enfin, le dernier chapitre est consacré au développement d'un modèle permettant de simuler le comportement d'un circuit d'électronique de puissance sur de très longues périodes. On peut ainsi visualiser le comportement thermique des composants, ou du système global avec sa commande. Ces simulations sont en effet trop longues à effectuer avec les modèles classiques ainsi qu'avec celui développé dans les premiers chapitres de ce mémoire. La procédure d'obtention de ce modèle s'appuie sur la théorie du modèle moyen déjà développé pour résoudre ce problème, mais elle présente l'avantage d'être entièrement graphique, très simple à mettre en œuvre et de pouvoir prendre en compte les pertes par conduction et par commutation.

Cette méthode repose sur l'hypothèse que la fréquence de commutation est très grande par rapport aux fréquences propres du circuit. Elle ne peut donc être appliquée pour la simulation des convertisseurs à résonance. C'est dans cette direction que nous poursuivrons nos recherches.

L'utilisation du modèle bond graph électrothermique complet des interrupteurs dans le modèle global convertisseur de puissance - machine électrique permet d'utiliser des critères de performance de type énergétique pour la détermination de lois pour la commande de machines, en prenant en compte la dissipation de chaleur dans les composants lors des commutations.

Une dernière perspective est d'appliquer la modélisation électrothermique des interrupteurs sur un système chargeur de batterie développé au L.2.E.P.. La modélisation bond graph électrothermique des interrupteurs permettra le dimensionnement optimal des radiateurs et donc une réduction du volume total occupé par le chargeur. Les éléments de commutation étant très proche les uns des autres, et situés sur le même radiateur, une étude fine des interactions entre les éléments de commutation devra être réalisée.

REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUES

[Abadie et Dauphin-Tanguy 1994]

V. Abadie et G. Dauphin-Tanguy. "Control of Switching Continuous Systems." Proceedings of the I.E.E.E International Conference on Systems, Man and Cybernetics, Systems Engineering in the Service of Humans. Le Touquet, France. Vol. 4. pp. 595-600. 1993.

[Abadie 1994]

V. Abadie. "Commande des Systèmes Continus à Entrées Binaires. Application aux Machines Electriques." Thèse de doctorat, Université de Lille I. Juin 1994.

[Allard et al. 1997]

B. Allard, H. Morel, Ph. Lautier et J.M. Retif. "Bond Graphs for Averaged Modeling of Power Electronic Converters." Proceedings of the SCS International Conference on Bond Graph Modeling (ICBGM'97). Phoenix, USA. Vol. 29, N°1, pp. 201-206. 1997.

[Analogy 1996]

Analogy Inc. SABER Reference manual. 1996.

[Anschütz 1995]

W. Anschütz. "PECSIM - A New Simulator for Power Electronic Circuits and Systems." Proceedings of the SCS Conference European Simulation Symposium (ESS). Erlangen-Nuremberg, Germany. pp. 119-123. 1995.

[Arnould et Merle 1992]

J. Arnould et P. Merle. "Dispositifs de l'électronique de puissance." Volume 1. Hermès, Paris. 1992.

[Asher 1993]

G.M. Asher. "The Robust Modelling of Variable Topology Circuits using Bond Graphs." Proceedings of the SCS International Conference on Bond Graph Modeling (ICBGM'93). San Diego, USA. Vol. 25, N° 2, pp. 126-131. 1993.

[Berge 1983]

C. Berger. "Graphes." Ed. Bordas, Paris. 1983.

[Bidard et al. 1993]

C. Bidard, F. Favret, S. Goldztein et E. Lariviere. "Bond Graph and Variable Causality." Proceedings of the International Conference on Systems, Man and Cybernetics, Systems Engineering in the Service of Humans. I.E.E.E. Le Touquet, France. Vol. 1, pp. 270-275. 1993.

[Blotch *et al.* 1993]

T. Blotch, J.F. Aubry, C. Haglund et F. Simonot. "Modelization of Hybrid Systems by Combination of Petri Nets Representation an a Bond-Graph with Variable Causality." Proceedings of the International Conference on Systems, Man and Cybernetics, Systems Engineering in the Service of Humans. I.E.E.E . Le Touquet, France. Vol. 1, pp. 250-255. 1993.

[Bogoliubov et Mitropolsky 1961]

N.N. Bogoliubov et Y.A. Mitropolsky. "Asymptotic Methods in the Theory of Non-linear Oscillations." New York : Gordon and Breach. 1961.

[Borne *et al.* 1992]

P. Borne, G. Dauphin-Tanguy, J.P. Richard, F. Rotella et I. Zambettakis. "Modélisation des Systèmes Physiques par Bond Graphs." Modélisation et identification des Processus. Editions Technip, Paris. Vol. 2, Chap. 5, pp. 25-80. 1992.

[Borutzky *et al.* 1993]

W. Borutzky, J.F. Broenink et K. C. Wijbrans. "Graphical Description of Physical System Models Containing Discontinuities." Proc. of the 1993 European Simulation Multiconference. Lyon, France. pp. 203-207 . Juin 1993.

[Borutzky 1995/a]

W. Borutzky. "Representing Discontinuities by Sinks of Fixed Causality." Proceedings of the SCS International Conference on Bond Graph Modeling (ICBGM'95). Las Vegas, USA. Vol. 27, N° 1, pp. 65-72. 1995.

[Borutzky 1995/a]

W. Borutzky. "Discontinuities in a Bond Graph Framework." Journal of the Franklin Institute. Vol. 332B, N° 2, pp. 141-154. 1995.

[Branin 1977]

F.M. Branin. "The Network Concept as Unifying Principle in Engineering and the Physical Sciences." Problem Analysis in Science and Engineering, F.H. Branin and K. Huseyin eds. Academic Press, New York. pp. 41-111. 1977.

[Breedveld 1984]

P.C. Breedveld. "Physical Systems Theory in terms of Bond Graphs." Ph. D. Thesis, Department of Electrical Engineering, Twente University of Technology. P.O. Box 217, 7500 AE Enschede, The Netherlands. Feb. 1984.

[Brenner 1971]

D.J. Brenner. "A Technique for Measuring the Surface Temperature of Transistors by Means of Fluorescent Phosphor." NBS Tech. Note 591. 1971.

[Buisson 1993]

J. Buisson. "Analysis and Characterisation of Hybrid Systems with Bond Graphs." Proceedings of the International Conference on Systems, Man and Cybernetics, Systems Engineering in the Service of Humans. I.E.E.E . Le Touquet, France. Vol. 1, pp. 264-269. 1993.

[Cellier 1991]

F. Cellier. "Continuous Systems Modeling." Springer verlag. 1991.

[Cellier et al. 1995]

F.E. Cellier, M. Otter et H. Elmqvist. "Bond Graph Modeling of Variable Structure Systems." Proceedings of the SCS International Conference on Bond Graph Modeling (ICBGM'95). Las Vegas, USA. Vol. 27, N° 1, pp. 49-55. 1995.

[Crossley 1965]

F.R.E. Crossley. "The Permutation of Kinematic Chains of Eight Members or Less from the Graph-Theoretic Viewpoint." Development in Theoretical and Applied Mechanics, Pergamon Press, Atlanta. 1965.

[Dauphin-Tanguy et al. 1985]

G. Dauphin -Tanguy, P. Borne et M. Lebrun. "Order Reduction of Multi-time Scale Systems using Bond Graphs." Journal of the Franklin Institute. Vol. 319. N°1/2. pp. 157-171. 1985.

[Dauphin-Tanguy et al. 1993]

G. Dauphin -Tanguy et S. Scavarda. "Modélisation des Systèmes Physiques par Bond Graphs." Systèmes Linéaires, Ouvrage collectif, Editions Masson, Paris. Vol. 1, Chap. 2, pp. 35-112. 1993.

[Dauphin-Tanguy et Rombaut 1993]

G. Dauphin-Tanguy et C. Rombaut. "Why a Unique Causality in the Elementary Commutation Cell Bond Graph Model of a Power Electronics Converter." Proceedings of the International Conference on Systems, Man and Cybernetics, Systems Engineering in the Service of Humans. I.E.E.E . Le Touquet, France. Vol. 1. pp. 257-263. 1993.

[Delgado et Garcia 1993]

M. Delgado et J. Garcia. "Parametric Identification on Bond Graph Models." Proceedings of the International Conference on Systems, Man and Cybernetics, Systems Engineering in the Service of Humans. I.E.E.E . Le Touquet, France. Vol. 1. pp. 583-587. 1993.

[Dorkel et al. 1996]

J.M. Dorkel, P. Vales, K. Bellil, P. Tounsi et PH. Leturcq. "La Simulation Electrothermique en Electronique de Puissance : Problèmes, Methodologies et exemples." Actes du Sixième Colloque National d'Electronique de Puissance du Futur (EPF'96). Grenoble, France. pp. 407-412.

[Ducreux et al. 1991]

Ducreux, J.P.; A. Castelain, G. Dauphin-Tanguy et C. Rombaut. "Electrical Machines Modelling using Bond-Graphs." In Proceedings of the IMACS/IFACS Symposium on "Modelling and control technological systems." Lille, France. Vol. 1. pp. 530-538. 1991.

[Ducreux et al. 1992]

Ducreux, J.P.; A. Castelain, G. Dauphin-Tanguy et C. Rombaut. 1992. "Power Electronics and Electrical Machines Modelling using Bond-Graphs." In IMACS Transactions "Bond-Graphs for engineers". Elsener Sc. Publisher. 1992

[Ducreux et al. 1993]

J.P. Ducreux, G. Dauphin-Tanguy et C. Rombaut. "Bond Graph Modelling of Commutation Phenomena in Power Electronics Circuit." Proceedings of the SCS International Conference on Bond Graph Modeling (ICBGM'93). San Diego, USA. Vol. 25, N° 2, pp. 132-136. 1993.

[Ducreux 1994]

J.P. Ducreux. "Modélisation des Associations Convertisseurs-Machines pour le Calcul des Pertes Electromagnétiques dans les Moteurs a Grande Vitesse." Thèse de doctorat, Université de Lille I. 1994.

[Edström et al. 1997]

K. Edström, J.E. Strömberg, U. Södermand et J. Top. "Modelling and Simulation of a Switched Power Converter." Proceedings of the SCS International Conference on Bond Graph Modeling (ICBGM'97). Phoenix, USA. Vol. 29, N°1, pp. 195-200. 1997.

[Farjah et al. 1995]

E. Farjah, Ch. Schaeffer et R. Perret. "Experimental Thermal Parameter Extraction using Non-destructive tests." Proceedings of the European Power Electronics conf. (EPE'95). Sevilla, Spain. pp. 1.245-1.248. 1995.

[Fashing 1995]

M. Fashing. "On line Monitoring of the Chip Temperature in IGBT Inverters for Propulsion Systems." European Power Electronics and Drives (EPE) Journal. Vol. 5. N° 1. pp. 9-13. 1995.

[Fleuren 1986]

G. Fleuren. "Liquide Crystal Microthemography State of the Art." Proceedings of SEMITHERM (Semiconductor Thermal and Temperature Measurement Symposium). pp. A.3. 1986.

[Foch 1974]

H.Foch. "Simulation sur calculatrice analogique du courant échangé entre un réseau continu et un réseau alternatif interconnectés par un convertisseur statique a thyristors." Thèse de Docteur es-Sciences Physiques. Université Paul Sabatier, Toulouse. 1974

[Garcia et al. 1995]

J. Garcia, G. Dauphin-Tanguy et C. Rombaut. "Bond graph Modeling of Thermal Effects in Switching Devices." Proceedings of the SCS International Conference on Bond Graph Modeling (ICBGM'95). Las Vegas, USA. Vol. 27, N°1, pp. 145-150. 1995.

[Garcia et al. 1996/a]

J. Garcia, G. Dauphin-Tanguy et C. Rombaut. "Electrothermal Bond Graph Model for Semiconductor Switching Devices." Proceedings of the Applied Power Electronics Conference (APEC'96). San Jose, USA. Vol. 1, pp. 258-263. 1996.

[Garcia et al. 1996/b]

J. Garcia, G. Dauphin-Tanguy et C. Rombaut. "Modeling and Simulating the Dynamic Electrothermal behavior of Power Electronic Circuits using Bond Graphs." Proceedings of the Power Electronics Specialist Conf. (PESC'96). Baveno, Italy. Vol. II, pp.1641-1647. 1996.

[Garcia et al. 1996/c]

J. Garcia, G. Dauphin-Tanguy et C. Rombaut. "Thermal Effects Bond Graph Modeling of Power Electronics Switching Devices." Proceedings of the Modelling and Simulation of Electric Machines Converters & Systems (ElectrIMACS) Conf. Saint Nazaire, France. Vol. 1, pp. 59-65. 1996.

[Garcia et al. 1997/a]

J. Garcia, G. Dauphin-Tanguy et C. Rombaut. "A Bond Graph Approach for Modeling Switching Losses of Power Semiconductor Devices." Proceedings of the SCS International Conference on Bond Graph Modeling (ICBGM'97). Phoenix, USA. Vol. 29, N°1, pp. 207-212. 1997.

[Garcia et al. 1997/b]

J. Garcia, S. Rimaux, G. Dauphin-Tanguy et C. Rombaut. "Averaged Modelling with Bond Graphs." En cours de rédaction.

[Gawthrop et Smith 1996]

P. Gawthrop et L. Smith. "METAMODELLING: Bond Graphs and Dynamic Systems." Prentice Hall International Series in Systems and Control Engineering. M.J. Grimble, Series Editor. 1996.

[Granda 1997]

J.J. Granda. "Computer Aided Modeling of Multiport Elements and Large Bond Graph Models with CAMP-G." Proceedings of the SCS International Conference on Bond Graph Modeling (ICBGM'97). Phoenix, Arizona, USA. Vol. 29, N°1, pp. 339-344. 1997.

[Granda et Kong 1993]

J.J. Granda et N. Kong. "Pseudo Bond Graph Models and Finite Element Models of Transient Heat Transfer Problems." Proceedings of the SCS International Conference on Bond Graph Modeling (ICBGM'93). San Diego, USA. Vol. 25, N°2, pp. 293-300. 1993.

[Granda et al. 1993]

J.J. Granda, G. Dauphin-Tanguy et C. Rombaut. "Power Electronics Converter-Electrical Machine Assembly Bond Graph Models Simulated with CAMP/G-ACSL." Proceedings of the International Conference on Systems, Man and Cybernetics, Systems Engineering in the Service of Humans. I.E.E.E. Le Touquet, France. Vol. 1. pp. 257-263. 1993.

[Hefner et Blackburn 1993]

A.R. Hefner et D.L. Blackburn. 1993. "Simulating the Dynamic Electrothermal Behavior of Power Electronic Circuits and System." I.E.E.E. Transactions on Power Electronics. Vol. 8. pp. 376-385. 1993.

[Hefner et Blackburn 1994]

A.R. Hefner et D.L. Blackburn. "Thermal Component Models for Electrothermal Network Simulation." Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology. Vol. 17. pp. 413-424. 1994.

[Idir et Bausière 1993]

N. Idir et R. Bausière. "Circuit Oriented Simulation of GTO Thyristors using Bond Graphs." Proceedings of the International Conference on Systems, Man and Cybernetics, Systems Engineering in the Service of Humans. I.E.E.E. Le Touquet, France. Vol. 1, pp. 579-582. 1993.

[Ionescu et al. 1994]

F. Ionescu, JP. Six, B. Ai, R. Bausière, D. Floricao, D. Fodor, C. Mihalache et B. Radomirescu. "Composants Semi-Conducteurs de Puissance." Ed. Tehnica. Bucarest, 1994.

[Jin 1994]

H. Jin. "Computer Simulation of Power Electronic Circuits Using PSIM." Journées Électriques du Val de Loire, JEVL 94. Val de Loire, France. pp. 1-5. 1994.

[Karnopp et al. 1990]

D. Karnopp, D. Margolis; et R. Rosenberg. "System dynamics: A unified approach, 2nd ed." John Wiley & Sons, Inc. 1990.

[Kokotovic et al. 1986]

P. Kokotovic H.K. Khalil et J. O'Reilly. "Singular Perturbation Method in Control: Analysis and Design." Academic Press. London. 1986.

[Krein et al. 1990]

P. Krein, J. Bentsman, R. Bass et B. Lesieutre. "On the use of Averaging for the Analysis of Power Electronic Systems." I.E.E.E. Transactions on Power Electronics. Vol. 5. N° 2, April, pp. 182-189. 1990.

[Lauriente et Ferguson 1967]

M. Lauriente et J.L. Ferguson. "Liquid Crystals Plot the Hot Spots." Electronic Design. Vol.19 pp.71-79. 1967.

[Le Doeuff 1989]

R. Le Doeuff. "Enseignement de la Simulation Numérique en Electronique de Puissance : Objectifs Généraux et Principes de Base." Journées à Caractère Pédagogique et Scientifique EEA : CAO et Simulation. Grenoble, France. pp. IV.1/7- IV.7/7.1989.

[Lisik et al. 1995]

Z. Lisik, M. Kopek, J. Podgorski, et R. Barczewski. "3-D Simulation of Heat Transfer in Power Semiconductor Devices." Conf. Rec. EPE. Sevilla, Spain. pp. 2.277-2.281. 1995.

[Lorenz 1993]

I.F. Lorenz. "Discontinuities in Bond Graphs: What is Required?" Proceedings of the SCS International Conference on Bond Graph Modeling (ICBGM'93). San Diego, USA. 137-142. 1993.

[Lorenz et Haffaf 1995]

I.F. Lorenz and H. Haffaf. "Combination of Discontinuities in Bond Graphs." Proceedings of the SCS Conference International Conference on Bond Graph Modeling (ICBGM'95). Las Vegas, USA. Vol. 27, N°1, pp. 56-64. 1995.

[Ma et Smedley 1996]

Y. Ma et K.M. Smedley. "Switching Flow Graph Nonlinear Modeling Method for Multi-State Switching Converters." Proceedings of the Applied Power Electronics Conf. (APEC'96). San Jose, USA. Vol. 1. pp. 103-110. 1996.

[Mehring et al. 1978]

P. Mehring, W. Jentsch, G. John, D. Kramer. "Das digitale Simulationssystem NETASIM für die Leistungselektronik." Wiss. Berichte AEG-Telefunken 50(1977) 1, pp. 1-10. 1978

[Michel et al. 1993]

P. Michel, B. Maschke; et G. Manesse. "Bond-Graph Enumeration of the Configurations of Power Static Converters." Proceedings of the International Conference on Systems, Man and Cybernetics, Systems Engineering in the Service of Humans. I.E.E.E. Le Touquet, France. Vol. 1, pp. 251-255. 1993.

[Middlebrook et Cuk 1976]

R.D. Middlebrook et S. Cuk. "A General Unified Approach to Modelling Switching-Converter Power Stages." Proceedings of the Power Electronics Specialists Conf. (PESC'76). pp. 18-39. 1976.

[Mitchel et Gauthier 1995]

Mitchel and Gauthier Associates.(MGA) ilnc. "ACSL Advanced Continuous Simulation Language." 1995.

[Morel et al. 1993]

H. Morel, B. Allard, C.C. Lin and H. Helali. "Semiconductor Device Modelling and Simulation using Bond Graphs." Proceedings of the SCS International Conference on Bond Graph Modeling (ICBGM'93). San Diego, USA. 1993. Vol. 25, N° 2, pp. 269-274. 1993.

[Morel et al. 1997]

H. Morel, B. Allard, A. Ammous and S. Ghedira. "A Bond Graph Model of the PN-Junction." Proceedings of the SCS International Conference on Bond Graph Modeling (ICBGM'97). Phoenix, USA. Vol. 29, N°1, pp. 325-330. 1997.

[Nijen et Twilhaar 1985]

G.D. Nijen et Twilhaar. "Network Representation of Electromagnetic Fields and Forces using Generalized Bond Graphs." J. Franklin Inst., Vol. 319, N°1-2, pp. 183-200. 1985

[Nilssen et Mo 1990]

R. Nilssen et O. Mo. "KREAN, a New Simulation Program for Power Electronic Circuits." Proceedings of the Power Electronics Specialists Conf. (PESC'90). pp. 506-511. 1990

[Orfeuil 1981]

M. Orfeuil. "Electrothermie industrielle: Fours et équipements thermiques électriques industriels." Bordas, Paris. 1981.

[Oster et Perelson 1974]

G.F. Oster et A.S. Perelson. "Chemical Reactions Dynamics, Part 1 : Geometrical Structure.", Arch. Rational Mech. Anl., Vol. 55 pp. 230-273. 1974.

[Paynter 1961]

H. Paynter. "Analysis and Design of Engineering Systems." M.I.T. Press, Cambridge, Mass. 1961.

[Pejovic et Maksimovic 1994]

P. Pejovic and D. Maksimovic. "A Method for Fast Time-Domain Simulation of Networks with Switches." I.E.E.E. Transactions on Power Electronics. Vol. 9. N° 4. pp. 449-456. 1994.

[Profumo et al. 1996]

F. Profumo, A. Tenconi, G. Griva et S. Facelli. "How to Evaluate IGBT Losses on Inductive Load from Data Sheet Parameters.". EPE Journa. Vol. 6. N° 2. September 1996. pp. 11-19. 1996.

[Pspice]

Pspice Manual, CA. MicroSim Corp.

[Rajagopalan et al. 1992]

V. Rajagopalan, K. Debebe, A. Chandrasekaran, S.A. Sudha. 1992. "User-Friendly Dedicated Power Electronic Converter Simulator." IEEE tran. IE 39. pp.55-62.

[Ramshaw 1993]

R.S. Ramshaw. "Power Electronics Semiconductor Switches." Second edition. London : Chapman & Hall. 1994.

[Rimaux 1995]

S. Rimaux. "Etude des Propriétés Structurelles de Certaines Classes de Systèmes Physiques Non Linéaires Modélises par Bond Graph." Thèse de doctorat, Université de Lille I. 1995.

[Rosenberg 1971]

R.C. Rosenberg. "State Space Formulation for Bond-Graphs Models of Multiport Systems." J. of Dynamic Syst. Meas. and Control. pp. 35-40. Mars 1971.

[Rosenberg 1979]

R.C. Rosenberg. "Essential gyrators and Reciprocity in Network Structures." J. Franklin Inst., Vol. 308, N° 3, pp. 343-352. 1979.

[Reinschke 1988]

K.J. Reinschke. "Multivariable Control : a Graph-Theoric Approach." Lect. Notes in cont & Inf. Sciences, N° 108, Springer-Verlag. 1988.

[Sanders et al. 1991]

S.R. Sanders, J.L. Noworolski, X.Z. Liu et G.C. Verghese. "Generalized Averaging Method for Power Conversion Circuits." I.E.E.E. Transactions on Power Electronics. Vol. 6. N° 2. pp. 251-258. Avril 1991.

[SEMIKRON 1992]

Semikron innovation and service. Power semiconductors '92, '93.

[Sethna et Moran 1968]

P.R. Sethna et T.J. Moran. "Some nonlocal results for weakly nonlinear dynamical systems." Quarterly of Applied Mathematics. Vol. XXVI, N° 2, pp. 175-185. 1968.

[Schaeffer 1992]

Ch. Schaeffer. "Analyse des comportements électrique et thermique des interrupteurs de puissance IGBT à technologie hybride." Thèse INP Grenoble, Janvier 1992.

[Sira-Ramirez et Delgado de Nieto 1996]

H. Sira- Ramirez and M. Delgado de Nieto. "A Lagrangian Approach to Average Modeling of Pulsewidth-Modulation Controlled DC-to DC Power Converters." Transactions on Circuits and Systems-I : Fundamental theory and Applications. Vol. 43, N° 5, May 1996. pp. 427-430. 1996.

[Skibinski et Sethares 1990]

G.L. Skibinski et W.A. Sethares. "Thermal Parameter Estimation using Recursive Identification." I.E.E.E. IAS Conf. Rec. pp. 1581. 1990.

[Smedley et Cuk 1994]

K. Smedley et S. Cuk. "Switching Flow-Graph Nonlinear Modeling Technique." Transactions on Power Electronics. Vol. 9. N° 4. pp. 405-413. 1994.

[Söderman *et al.* 1993]

U. Söderman, J. Top et J.E. Strömberg. "The Conceptual Side of Mode Switching." Proceedings of the International Conference on Systems, Man and Cybernetics, Systems Engineering in the Service of Humans. I.E.E.E. Le Touquet, France. Vol. 1, pp. 245-250. 1993.

[Strömberg *et al.* 1993]

J.E. Strömberg, J. Top et U. Söderman. "Variable Causality in Bond Graphs Caused by Discrete Effects." Proceedings of the SCS International Conference on Bond Graph Modeling (ICBGM'93). San Diego, USA . Vol. 25, N° 2, pp. 115-119. 1993.

[Sueur et Dauphin-Tanguy 1991]

C. Sueur et G. Dauphin -Tanguy. "Bond graph approach to Multi-time Scale Systems Analysis." Journal of the Franklin Institute. Vol. 328. N°5/6. pp. 1005-1026. 1991.

[Thoma 1990]

J.U. Thoma. "Simulation by Bond-Graph." Springer verlag. 1990.

[Toshiba 1992]

Toshiba. GTR Module (IGBT). Application notes. 1992.

[Trent 1954]

H.M. Trent. "Isomorphisms between Oriented Linear Graphs and Lumped Physical Systems." J. of the Acoustical Society of America. Vol. 27, N° 3, pp. 500-527. 1954.

ANNEXES

ANNEXE A**METHODOLOGIE BOND GRAPH**

A.1 Introduction	199
A.2 Modélisation par bond graph	199
A.3 Notion de Causalité.....	203
A.4 Détermination de l'équation d'état associée à un modèle bond graph.....	206
A.4.1 Vecteur d'état	206
A.4.2 Détermination de l'équation d'état.....	206
A.5 Notions de relation causale, de chemin causal et de signal.	208

A. Méthodologie bond graph



A.1 Introduction

La modélisation par bond graph permet une représentation graphique des systèmes physiques à travers un formalisme de type réseau [Paynter 1961]. Elle s'appuie pour cela dans un plan hiérarchique sur l'hypothèse dite de réticulation, permettant de séparer le système physique en un sous-ensemble de sous-systèmes élémentaires.

Ces représentations graphiques de type réseau ont pour origines les graphes [Berge 1983], les graphes linéaires pour les circuits [Trent 1954] ou les graphes structurels des mécanismes [Crossley 1965]. Ils ont été généralisés par la suite à tous les domaines physiques classiques des milieux à paramètres localisés [Branin 1977, Trent 1954] et distribués [Nijen et Twilhaar 1985].

La notion de bond graph ne constitue qu'une étape d'abstraction supplémentaire de ces graphes où l'on a unifié les différents domaines physiques [Breedveld 1984, Oster et Perelson 1974]. Nous ne verrons ici qu'un bref rappel de la modélisation bond graph, pour plus d'information, le lecteur pourra se reporter à l'un des nombreux ouvrages de synthèse existants [Cellier 1990, Karnopp *et al.* 1990, Thoma 1990, Borne *et al.* 1992, Dauphin-Tanguy et Scavarda 1993, Gawthrop et Smith 1996].

A.2 Modélisation par bond graph

L'hypothèse de réticulation nous permet de décomposer un système en sous-systèmes échangeant de la puissance entre eux. Cette puissance est transmise de manière à assurer la conservation de l'énergie, mais aussi sa continuité [Breedveld 1984, Paynter 1961].

Considérons ainsi deux sous-systèmes A et B interconnectés par une liaison physique. Le flux d'énergie entre A et B est représenté alors par un lien (bond) de puissance connectant les deux sous-systèmes entre eux (Figure A.1).



Figure A.1 : Transfert de puissance

Le transfert de puissance à travers un lien est appelé flux d'énergie. Pour cela à chaque lien est associée une paire de variables physiques conjuguées, dont le produit donne la valeur de la puissance échangée par ce lien. Dans la théorie bond graph, ces variables de puissance ont reçu le nom d'effort e et de flux f (Figure A.2). On a alors $P=e.f$.

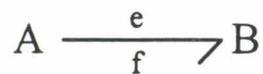


Figure A.2 : Transfert de puissance et ses variables

En résumé, on peut dire que si l'on a une représentation d'un système comme donné Figure A.2 alors on sait que :

- Il existe un lien physique entre A et B
- A transmet de la puissance à B
- La puissance transmise est égale au produit entre e et f

Aux variables de puissance e et f sont associées les variables d'énergie p moment généralisé et q déplacement généralisé, obtenu par :

$$\begin{aligned} p &= \int e \cdot dt \\ q &= \int f \cdot dt \end{aligned} \tag{A.1}$$

Le Tableau A.1 présente les variables généralisées e , f , p , q dans différents domaines de la physique.

	Effort (e)	Flux (f)	Moment généralisé (p)	Déplacement généralisé (q)
Translation	force F [N]	vitesse v [m/s]	impulsion p [Ns]	déplacement x [m]
Rotation	couple M [Nm]	vitesse angulaire Ω [rad/s]	impulsion angulaire h [Nms]	angle ϕ [rad]
Hydraulique	pression P [N/m ²]	débit volumique Q [m ³ /s]	impulsion de pression Γ [Ns/m ²]	volume V [m ³]
Acoustique	pression P [N/m ²]	vitesse volumique ϕ_v [m ³ /s]	impulsion Γ [Ns/m ²]	volume V [m ³]
Magnétique	force magnétomotrice λ [A]	dérivée du flux magnétique $\dot{\phi}$ [Wb/s]	-----	flux magnétique ϕ [Wb]
Electrique	tension v [V]	courant i [A]	flux magnétique ϕ [V.s]	charge q [C]
Chimique	potentiel chimique u [J/Mol ⁻¹]	flux molaire \dot{N} [Mol/s]	-----	masse molaire N [Mol]
Thermodynamique	température T [K]	flux entropique \dot{S} [W/K]	-----	entropie S [J/K]

Tableau A.1 : Variables des puissance (e, f) et d'énergie (p, q)

Le tétragone de Paynter représente de façon claire les lieu existant entre les quatre types des variables (Figure A.3).

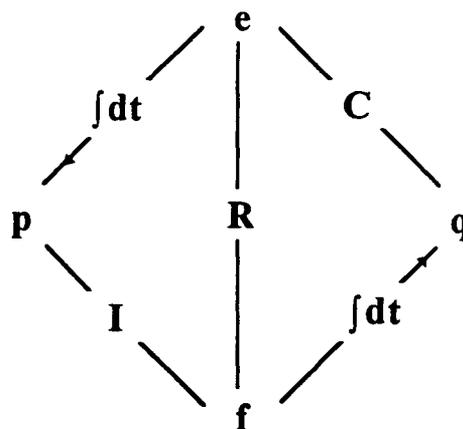


Figure A.3 : Tétragone des variables de puissance et d'énergie

Des composants en nombre très restreint permettent de modéliser les différents phénomènes intervenant dans chaque domaine de la physique de manière unifiée (Tableau A.2).

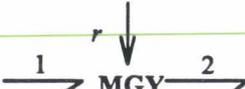
	Noms	Relations élémentaires	Exemples
	Source d'Effort	$e(t)$ donné	gravité source de tension
	Source de Flux	$f(t)$ donné	source de vitesse source de courant
	Résistance	$\phi(e, f) = 0$ $e = Rf$	amortisseur résistance électrique
	Capacité	$\phi(e, q) = 0$	ressort compressibilité
	Inertie	$\phi(f, p) = 0$	masse inductance
	Transformateur	$e_1 = m e_2$ $f_2 = m f_1$	système pignons pompe
	Gyrateur	$e_1 = r f_2$ $e_2 = r f_1$	système électrodynamique
	Transformateur modulé	$e_1 = m(t) e_2$ $f_2 = m(t) f_1$	mécanisme cinématique
	Gyrateur modulé	$e_1 = r(t) f_2$ $e_2 = r(t) f_1$	moteur électrique pompe centrifuge
	Jonction 0	$e_1 = e_2 = \dots = e_n$ $\sum f = 0$	force identique connexion électrique parallèle
	Jonction 1	$f_1 = f_2 = \dots = f_n$ $\sum e = 0$	vitesse identique connexion électrique série

Tableau A.2 : Composants bond graphs élémentaires (1-port)

A.3 Notion de Causalité

Toute représentation d'un système physique conduit à un ensemble d'équations le représentant. Pour les petits systèmes, ces équations peuvent facilement être organisées en un ensemble sous forme d'équation d'état, de bloc diagramme, d'équation différentielle... Pour des systèmes de plus grande dimension, la procédure d'élimination, la détection et la résolution des équations implicites (boucles algébriques) peuvent poser beaucoup de problèmes. Un problème particulièrement manifeste existe si les équations doivent être écrites dans une forme implantable sur ordinateur. Pour chaque étape du calcul il faut en effet savoir quelles variables sont des entrées et quelles variables sont des sorties. Prenons l'exemple d'une résistance, il faudra choisir entre l'une des équations caractérisant cet élément $e=R.f$ ou $f=e/R$.

Dès les débuts de la méthode bond graph, une aide topologique simple a été développée afin de définir la structure de calcul, grâce à une mise en évidence des relations de cause à effet au sein même du système [Paynter 1961]. Ceci est réalisé par l'adjonction d'une information supplémentaire sur les liens de puissance : la causalité.

Lorsque deux sous-systèmes A et B sont couplés, tels que A transmet la puissance $P=e.f$ à B, deux cas sont possibles :

- A applique à B un effort e , qui réagit en envoyant à un flux f (Figure A.4 (a))
- A applique à B un flux f , qui répond par un effort e . (Figure A.4 (b))



Figure A.4 : Les deux cas d'affectations possibles de la causalité

Le trait causal est placé par convention près de l'élément pour lequel l'effort est une donnée, le flux étant alors une donnée pour l'élément opposé. La Figure A.5 montre donc trois manières de représenter une des deux causalités possibles (ici flux entrant - effort sortant) pour

une résistance. Dans les trois cas, les deux variables de puissance e et f sont bien déterminées comme étant entrée et sortie d'un bloc opératoire caractérisant l'élément.

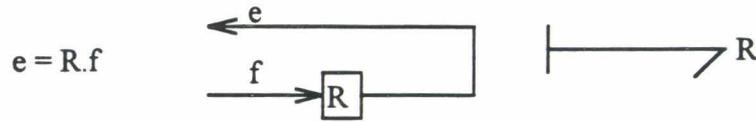


Figure A.5 : Trois représentations de la notion de causalité

L'affectation de la causalité n'est pas arbitraire mais est soumise à des règles. Ainsi les sources d'efforts et de flux imposent des efforts et des flux qui sont toujours des données connues pour le système. Il faut donc affecter en premier la causalité aux sources avant tout autre élément. La causalité des éléments I et C est préférentiellement choisie de manière dite intégrale, c'est-à-dire que le choix de la causalité entraîne une opération d'intégration plutôt que de dérivation de l'équation caractérisant l'élément dynamique (A.2). Ce choix consiste donc à préférer une causalité flux entrant-effort sortant pour les éléments C, et effort entrant-flux sortant pour les éléments I Figure A.6.



Figure A.6 : Eléments dynamiques en causalité intégrale

$$e_c = \frac{1}{C} \int f_c \cdot dt \quad \text{et} \quad f_I = \frac{1}{I} \int e_I \cdot dt \quad (\text{A.2})$$

Cette préférence est fondée sur des considérations d'ordre numérique et physique (Pour des raisons évidentes de facilité et de robustesse, il est préférable d'intégrer que de dériver). De plus les variables d'état associées aux éléments I et C affectés d'une causalité intégrale seront indépendantes statiquement et contribueront à une équation d'état non singulière. En causalité dérivée, ces éléments entraîneront une fonction algébrique (instantanée) des variables p ou q associées en fonction des autres états ou entrées.

Pour un élément R linéaire, il n'y a pas de causalité préférentielle, il peut avoir l'une comme l'autre des formes causales. Cependant pour un élément R non linéaire (valve hydraulique par

partir du parcours du bond graph suivant des chemins privilégiés, appelés chemins causaux, indépendamment de l'orientation de la puissance dans les liens.

A.4 Détermination de l'équation d'état associée à un modèle bond graph

A.4.1 Vecteur d'état

Les variables d'état sont choisies comme étant les variables d'énergie associées aux éléments d'accumulation d'énergie I et C présents dans le bond graph. On choisit ainsi comme variables d'état les variables "moments généralisés" (p) sur les éléments I et les variables "déplacements généralisés" (q) sur les éléments C. Ces variables n'apparaissent pas directement sur le bond graph mais seulement par leur dérivée. La dérivée d'un moment associé à un élément I est en effet égale à l'effort entrant dans cet élément. De même la dérivée du déplacement associé à un élément C est égale au flux entrant dans celui-ci.

Quand, pour le modèle bond graph affecté d'une causalité préférentielle intégrale, une affectation du type intégrale est assignée sur un élément I ou C, on sait que la variable d'état qui lui est associée est statiquement indépendante des autres variables d'état. Inversement, quand une affectation du type dérivée est assignée sur un élément I ou C, on sait que la variable d'état qui lui est associée est statiquement dépendante des autres variables d'état. L'ordre d'un système modélisé par bond graph est donc égal au nombre d'éléments dynamiques en causalité intégrale.

A.4.2 Détermination de l'équation d'état

Deux méthodes principales existent pour déterminer l'équation d'état à partir d'un bond graph. La première a été formulée pour la première fois dans [Rosenberg 1971]. Elle peut se résumer par la procédure suivante :

- Ecrire les lois de structure associées aux jonctions en tenant compte de la causalité.
- Ecrire les lois constitutives des éléments.

- Combiner ces différentes lois pour expliciter les dérivées des variables d'état et obtenir l'équation d'état.

La seconde méthode est basée sur un regroupement sous forme vectorielle des variables intervenant dans le bond graph [Rosenberg 1979]. Un bond graph peut se schématiser de la façon suivante :

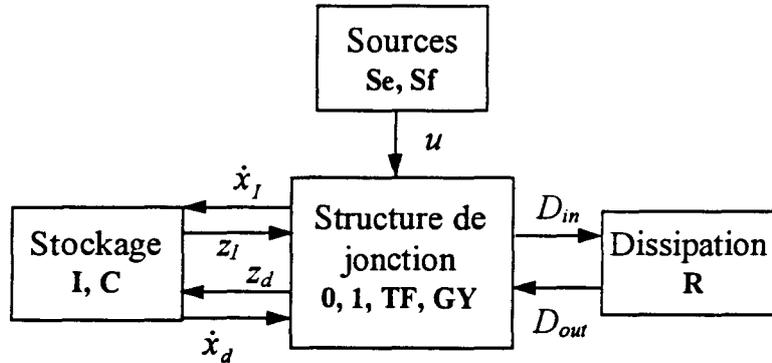


Figure A.7 : Représentation vectorielle d'un bond graph

où D_{in} et D_{out} regroupent les efforts et les flux respectivement entrants et sortants pour les éléments R. x_I et x_d sont les variables d'état p et q associées aux éléments I et C respectivement en causalité intégrale et dérivée, et z_I et z_d sont les vecteur état complémentaires composés d'efforts et de flux.

Ces vecteurs satisfont les relations suivantes, constitutives des éléments :

$$D_{out} = LD_{in} \text{ avec } L = \begin{bmatrix} [R] & 0 \\ 0 & \left[\frac{1}{R} \right] \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

$$z_I = F_I x_I \text{ avec } F_I = \begin{bmatrix} \left[\frac{1}{I_I} \right] & 0 \\ 0 & \left[\frac{1}{C_I} \right] \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

$$z_d = F_d x_d \text{ avec } F_d = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ I_d \end{bmatrix} & 0 \\ 0 & \begin{bmatrix} 1 \\ C_d \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

Dans le cas linéaire et avec des éléments R, C, I simples, les matrices L, F₁ et F_d sont diagonales.

La structure de jonction est caractérisée par la matrice de structure S, construite à partir de la relation :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ z_d \\ D_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ \dot{x}_d \\ D_{out} \\ u \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

L'élimination des vecteurs D_{in} et D_{out} de l'équation (A.6) et la prise en compte des lois constitutives des éléments (A.3), (A.4), (A.5) permet alors l'obtention de l'équation d'état. On peut supposer que les éléments dynamiques en causalité dérivée ne sont pas reliés aux éléments R car sinon ils pourraient être mis en causalité intégrale donc S₃₂=0. Si l'on suppose de plus pour simplifier que $z_d = -S_{12}^T z_1$, on a alors l'équation d'état (A.7).

$$\dot{x}_1 = Ax_1 + Bu \quad (\text{A.7})$$

avec :

$$A = (I + S_{12} F_d^{-1} S_{12}^T F_1)^{-1} (S_{11} + S_{13} L (I - S_{32} L)^{-1} S_{31}) F_1$$

$$\text{et } B = (I + S_{12} F_d^{-1} S_{12}^T F_1)^{-1} (S_{14} + S_{13} L (I - S_{32} L)^{-1} S_{34})$$

A.5 Notions de relation causale, de chemin causal et de signal.

La représentation vectorielle d'un modèle bond graph donne les relations entre les diverses variables du bond graph. Cependant, ces variables n'ont pas toutes un sens en terme de digraphe [Reinschke 1988]. Dans un souci d'uniformisation, les notions suivantes sont données

si possible en analogie avec les digraphes selon qu'elles font intervenir, ou pas, des variables ayant un sens en terme de digraphe. Cette différenciation permet aussi de pouvoir appliquer les résultats connus des digraphes sur les bond graphs.

Nous avons vu que la structure de jonction est caractérisée par une matrice de structure.

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

L'existence d'un terme non nul dans une matrice S_{ij} est déterminée par l'existence d'une relation causale directe entre les éléments correspondants.

Définition I.1 (Relation causale directe) Une relation causale directe dans une structure de jonction bond graph est une alternance de liens de puissance, de jonctions 0 et 1, et d'éléments TF et GY telle que :

- pour le bond graph acasual, la séquence forme une chaîne simple.
- tous les noeuds dans la séquence ont une causalité complète et correcte.
- deux liens de la relation causale ont en un même noeud, des affectations causales opposées.

Ainsi il existe dans le modèle de la Figure A.8, une relation causale directe entre l'éléments I et la résistance R empruntant les liens 1-2-3-4.

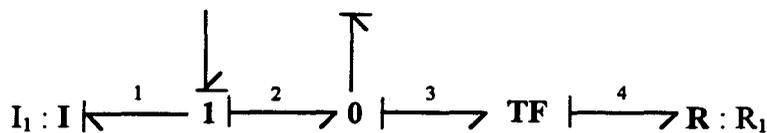


Figure A.8: Relation causale entre I et R

Définition I.2 Un lien de puissance est relié directement causalement à un élément si une des variables de ce lien de puissance ne dépend que d'une des variables associées à l'élément. Cela revient à ne pouvoir atteindre l'élément que si l'on suit à partir du lien de puissance la causalité soit effort soit flux.

Ainsi dans le bond graph de la Figure A.8, le lien 2 n'est relié directement causalement qu'à l'élément R pour l'effort, la variable d'effort de ce lien ne dépendant que de l'effort sur l'élément R.

Au contraire de la représentation vectorielle, l'équation d'état (A.7) ne fait intervenir que des variables ayant un sens en langage digraphe. Un terme non nul dans la matrice A est déterminé par l'existence d'un chemin causal direct entre deux éléments dynamiques en causalité intégrale.

Définition I.3 (chemin causal direct) Un chemin causal direct est défini par une relation causale directe entre deux éléments de l'ensemble $E = \{C \text{ en causalité intégrale, } I \text{ en causalité intégrale, } Se, Sf, De, Df\}$.

Par analogie avec la notion de chemin dans un digraphe, les C et les I doivent être en causalité intégrale pour avoir des variables d'états indépendantes associées.

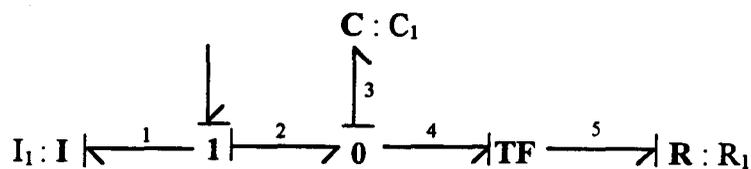


Figure A.9: Relation causale entre I et R

Si deux éléments sont directement reliés causalement à un troisième, il y a alors une relation causale entre les deux premiers éléments. Ainsi dans la Figure A.9, les éléments I et R sont reliés causalement par le chemin 1-2-3-3-4-5.

Définition I.4 (Relation causale) Une relation causale dans une structure de jonction bond graph est une alternance de liens de puissance et de noeuds (jonctions 0 et 1, et d'éléments quelconques) telle que :

- pour le bond graph acausal, la séquence forme une chaîne simple.
- tous les noeuds dans la séquence ont une causalité complète et correcte.
- deux liens de la relation causale ont en un même noeud, des affectations causales opposées.

Annexe B

**MODELISATION DES CIRCUITS
ELECTRIQUES SANS
INTERRUPTEUR PAR BOND GRAPH**

B.1 Circuits avec point de référence apparent	213
B.1.1 Construction du schéma bond graph :	213
B.1.2 Procédure d'affectation des causalités	213
B.2 Prise en compte d'un neutre isolé	214

B. Modélisation des circuits électriques sans interrupteur par bond graph

B.1 Circuits avec point de référence apparent

Nous parlerons de point de référence apparent quand un noeud de tension peut servir à définir toutes les différences de potentiel de l'ensemble du circuit.

B.1.1 Construction du schéma bond graph :

L'établissement du schéma bond graph d'un circuit électrique repose sur des règles précises établies par [Karnopp *et al.* 1990] :

- (1) Une jonction 0 est placée pour chaque noeud du circuit.
- (2) Les éléments I, C, R, Se, Sf, (M)TF et (M)GY sont placés entre ces jonctions par l'intermédiaire de jonctions 1.
- (3) Chaque jonction 1 est reliée aux jonctions 0 correspondantes par des demi-flèches. Les sens de demi-flèches est choisi arbitrairement comme le sens du courant, caractérisant ainsi le sens des transfert de puissance.
- (4) Un noeud de tension est fixé comme noeud de référence.
- (5) Tous les liens se rattachant à ce noeud de référence sont supprimés.
- (6) Le schéma est simplifié en ne laissant qu'un seul lien quand deux liens uniquement sont reliés à une jonction.

En outre pour les circuits électriques, les règles d'impédance équivalente peuvent être appliquées pour les éléments en série ou en parallèle.

B.1.2 Procédure d'affectation des causalités

Pour que le schéma bond graph soit complet, il faut introduire les causalités sur chacun des éléments. Les règles d'affectation ont été établies par [Karnopp *et al.* 1990] :

- (1) Affecter les causalités aux sources.
- (2) Mettre les éléments L et C en causalité intégrale et déduire les causalités sur les éléments (M)TF, (M)GY et les jonction 0 et 1.
- (3) En cas de conflit de causalité (si on ne peut pas mettre tous les éléments L et C en causalité intégrale), repérer l'élément L ou C en cause et le mettre en causalité dérivée puis reprendre en (2).
- (4) Affecter les causalités aux éléments R.

B.2 Prise en compte d'un neutre isolé

Une difficulté apparaît lors de la modélisation d'un circuit comportant un neutre isolé pour rendre compte de la relation liant les courants de ligne $\sum i = 0$ tout en conservant la symétrie du système. Ceci peut s'illustrer dans le cas d'une charge formée de résistances en étoile à neutre isolé, celle-ci étant alimentée à partir d'une source de tension.

La Figure B.1 montre le bond graph résultant. On note le conflit de causalité obtenu sur la jonction 0 si l'on cherche à conserver une certaine symétrie.

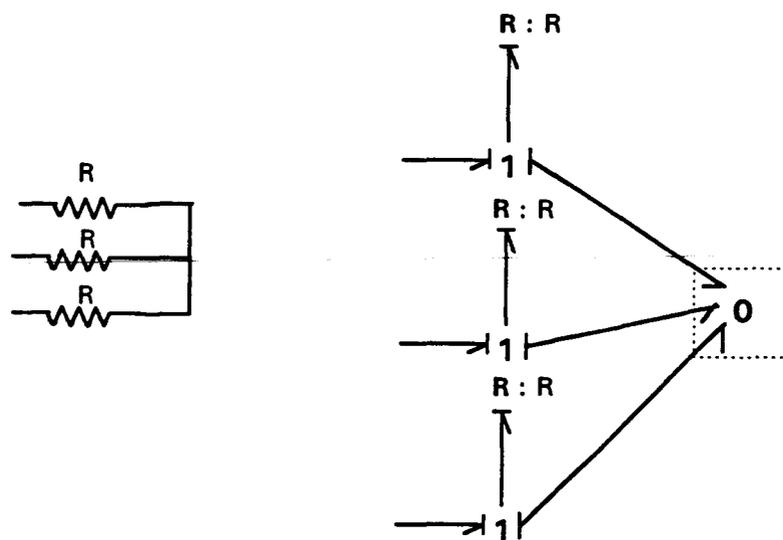


Figure B.1 : Mise en évidence du conflit de causalité

Comme c'est un cas particulier, on recherche une solution spécifique. Le conflit signifie que le système comprendra une équation algébrique. La relation $\sum i = 0$ peut alors être traduite par un élément n-ports appelé champ R. On obtient ainsi un élément particulier (Figure B.2).

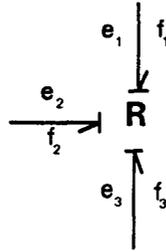


Figure B.2 : Représentation du champ R

Sa loi générique est exprimée par la relation matricielle :

$$\begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{3 \cdot R} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} \quad (\text{B.1})$$

On a $f_1 + f_2 + f_3 = 0$. La causalité de ce multiport est imposé. La matrice carrée n'est pas inversible. En effet, à partir des tensions, on peut toujours exprimer les courants mais la réciproque n'est pas vraie car une tension n'existe pas dans l'absolu et doit toujours se définir par rapport à un point de référence. A partir de cette remarque, un champ C ne peut pas exister en causalité intégrale. Un raisonnement analogue à celui tenu pour le champ R peut s'appliquer à un circuit comportant des inductances :

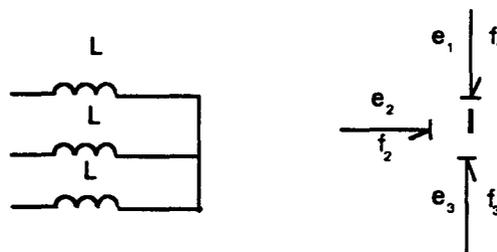


Figure B.3 : Champ I

où :

$$\begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{3 \cdot L} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \\ p_3 \end{bmatrix} \text{ avec } p_i = \int e_i \cdot dt \quad (\text{B.2})$$

L'introduction de ces éléments n-ports traduit la nature des composants et aussi le fait que la somme des courants soit nulle à chaque instant.

Annexe C

***DETERMINATION DES PARTIES
LENTES ET RAPIDES D'UN
MODELE BOND GRAPH***

C.1 Détermination du bond graph rapide	219
C.2 Détermination du bond graph réduit lent	220

C. Détermination des parties lentes et rapides d'un modèle bond graph

L'objet de cet annexe est de présenter une méthode de simplification des modèles bond graph suivant les dynamiques rapides ou lentes. Les équations d'état des modèles bond graphs obtenues correspondent en fait aux équations que l'on obtient lorsque l'on applique la méthode des perturbations singulières [Kokotovic *et al.* 1986] sur l'équation d'état du modèle bond graph initial. Nous nous contenterons ici de rappeler les cas possibles dans le cas de système thermique à savoir les modèles bond graph composés d'éléments R et C (pas d'éléments I). Pour plus de détail sur cette procédure le lecteur pourra se reporter à [Sueur et Dauphin-Tanguy 1991].

C.1 Détermination du bond graph rapide

Deux cas peuvent être clairement identifiés comme faisant apparaître des dynamiques rapides :

- (1) Quand le modèle bond graph a des éléments C d'ordre de grandeur différent et des éléments R du même ordre. Le bond graph rapide réduit est déduit du modèle bond graph global en :
 - Supprimant tous les éléments C dont la valeur du paramètre est grande.
 - Supprimant tous les éléments R reliés causalement uniquement avec ces éléments C.
 - Supprimant toutes les sources n'ayant pas de connections causale avec les éléments restants.
 -
- (2) Quand le modèle bond graph a des éléments R d'ordre de grandeur différent et des éléments C du même ordre. Le bond graph rapide réduit est déduit du modèle global en :
 - Supprimant tous les éléments C reliés causalement avec des éléments R de grande valeur.
 - Supprimant tous les éléments R et les sources sans connexion causale aux élément C restants.

Considérons ainsi le modèle bond graph de la Figure C.1.

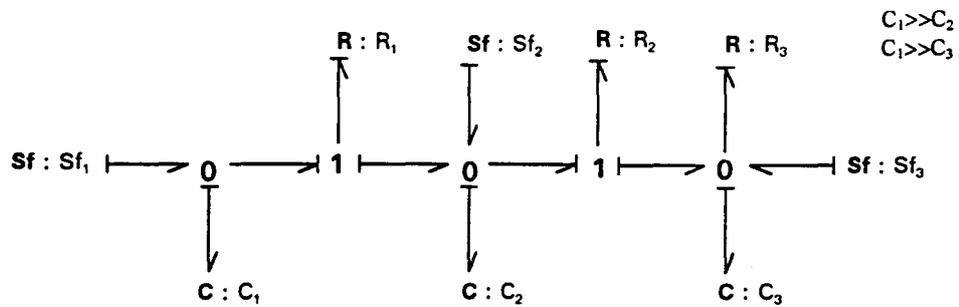


Figure C.1 : Modèle bond graph à deux échelles de temps

En appliquant la première procédure on obtient le modèle bond graph réduit associé aux dynamiques rapides suivant :

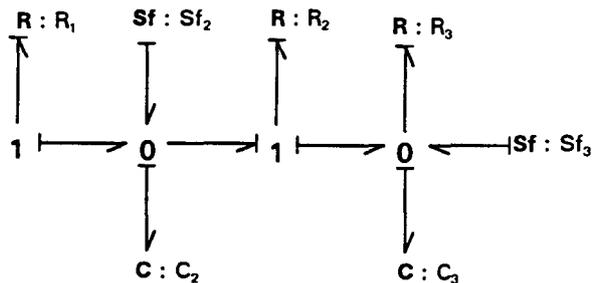


Figure C.2 : Modèle bond graph rapide

C.2 Détermination du bond graph réduit lent

Afin de pouvoir réutiliser la procédure d'obtention du bond graph rapide, une transformation du bond graph en son bond graph réciproque [Dauphin-Tanguy *et al.* 1985] est réalisée. Les dynamiques du bond graph réciproque étant inverses des dynamiques non nulles du bond graph initial, les dynamiques lentes du modèle bond graph initial deviennent les dynamiques rapides du modèle bond graph réciproque et l'on peut appliquer la procédure présentée dans la section précédente.

Le bond graph réciproque est caractérisé par une structure de jonction duale du modèle initial ($0 \Leftrightarrow 1$) et des sources duales ($Se \Leftrightarrow Sf$), des détecteurs duaux ($De \Leftrightarrow Df$) et des éléments dont les valeurs des paramètres sont inverses.

L'obtention du modèle bond graph réduit lent se fait donc en réduisant à sa partie rapide le modèle initial réciproque et en prenant son réciproque. Ainsi le bond graph réciproque du modèle de la Figure C.1 est donné Figure C.3.

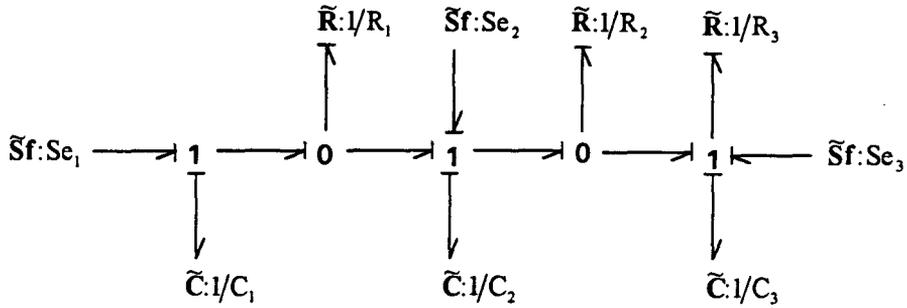


Figure C.3 : Modèle bond graph réciproque

L'application de la procédure d'obtenir du bond graph réduit rapide donne :

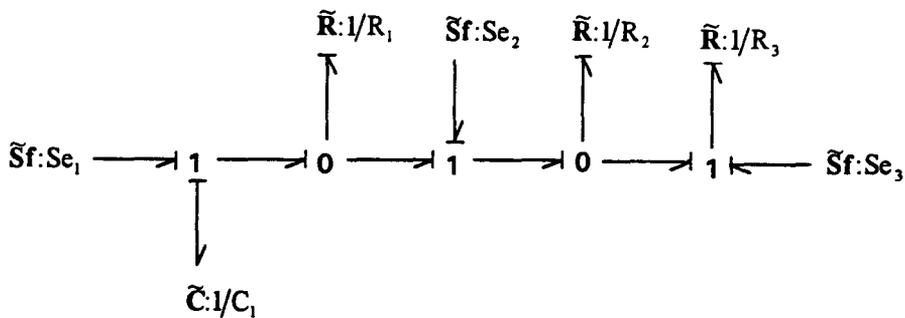


Figure C.4 : Modèle bond graph réciproque rapide

La réciproque du modèle bond graph réciproque rapide conduit alors finalement au modèle bond graph lent réduit de la Figure C.5.

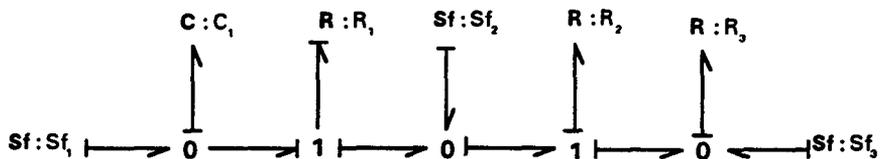


Figure C.5 : Modèle bond graph réduit lent

ANNEXE D

**METHODE DE LA
MODELISATION MOYENNE**

D.1 Introduction	225
D.2 Exemple	227

D. Méthode de la modélisation moyenne

D.1 Introduction

Une approche intuitive de la méthode de modélisation moyenne est exposée dans cet annexe. Pour plus de détails et de résultats le lecteur intéressé pourra se rapporter à [Middlebrook et Cuk 1976, Krein *et al.* 1990, Sanders *et al.* 1991].

Nous expliquerons cette méthode sur les cas particuliers des convertisseurs continu-continu ayant deux états possibles pour la configuration des interrupteurs (deux interrupteurs complémentaires).

Un tel système est alors décrit par deux équations d'état :

$$\begin{array}{ll}
 \text{Intervalle } T_d = \alpha_1 \cdot T & \text{Intervalle } T'_d = \alpha_2 \cdot T = (1 - \alpha_1) \cdot T \\
 \dot{x} = A_1 \cdot x + b_1 \cdot v_s & \dot{x} = A_2 \cdot x + b_2 \cdot v_s \\
 y_1 = c_1^T \cdot x & y_2 = c_2^T \cdot x
 \end{array} \quad (D.1)$$

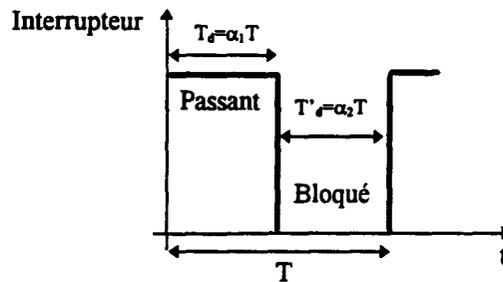


Figure D.1 : Définition des intervalles T_d et T'_d

La méthode du modèle moyen consiste alors à remplacer ces deux équations correspondant aux deux phases successives du cycle de commutation par une unique équation d'état donnant approximativement le comportement du circuit sur toute la période T .

Pour cela, l'équation correspondant à l'intervalle T_d est multiplié par α_1 et est sommée à l'équation correspondant à l'intervalle T'_d multipliée par α_2 . Cette approximation est justifié quand la fréquence de commande est beaucoup plus grande que la fréquence propre du circuit. On obtient alors :

$$\dot{x} = \alpha_1 \cdot (A_1 \cdot x + b_1 \cdot v_s) + \alpha_2 \cdot (A_2 \cdot x + b_2 \cdot v_s) \quad (D.2)$$

$$y = (\alpha_1 \cdot c_1^T + \alpha_2 \cdot c_2^T) \cdot x$$

ou :

$$\dot{x} = A \cdot x + b \cdot v_s \quad (D.3)$$

$$y = c^T \cdot x$$

avec :

$$A = \alpha_1 \cdot A_1 + \alpha_2 \cdot A_2$$

$$b = \alpha_1 \cdot b_1 + \alpha_2 \cdot b_2 \quad (D.4)$$

$$c^T = \alpha_1 \cdot c_1^T + \alpha_2 \cdot c_2^T$$

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 1$$

Ce modèle est appelé modèle grands signaux. On sait de plus qu'il est possible de retrouver un circuit ayant l'équation (D.2) comme équation d'état.

Considérons maintenant les variations de l'état x , de la sortie y et de la commande v_s et du rapport cyclique α autour d'un point de fonctionnement :

$$x = \bar{x} + \hat{x}$$

$$y = \bar{y} + \hat{y} \quad (D.5)$$

$$v_s = \bar{v}_s + \hat{v}_s$$

$$\alpha_i = \bar{\alpha}_i + \hat{\alpha}_i$$

Une barre est utilisée pour noter la valeur au point de fonctionnement de la variable ou du vecteur. Le chapeau indique les variations de la variable ou du vecteur autour du point de fonctionnement.

L'équation (D.2) devient en remarquant que $\hat{\alpha}_2 = -\hat{\alpha}_1$ et en négligeant les termes du second ordre :

$$A \cdot \bar{x} + b \cdot \bar{v}_s = 0 \quad (D.6)$$

$$\bar{y} = c^T \cdot \bar{x}$$

$$\hat{x} = A \cdot \hat{x} + b \cdot \hat{v}_s + \left[(A_1 - A_2) \cdot \bar{x} + (b_1 - b_2) \cdot \bar{v}_s \right] \cdot \hat{\alpha}_1 \quad (D.7)$$

$$\hat{y} = c^T \cdot \hat{x} + (c_1^T - c_2^T) \cdot \bar{x} \cdot \hat{\alpha}_1$$

Ce modèle (D.7) est appelé modèle petits signaux et correspond au modèle linéarisé du modèle grands signaux

D.2 Exemple

Si l'on applique cette méthode sur le convertisseur boost de la Figure D.2.

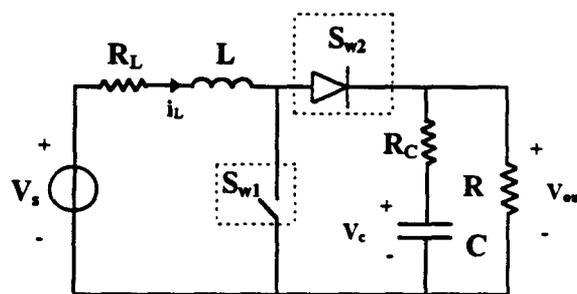


Figure D.2 : Convertisseur boost

En choisissant $x = [i_L \quad v_C]^T$ comme vecteur d'état et $y = v_{out}$ comme sortie, on a :

- Intervalle T_d (S_{w1} passant, S_{w2} bloqué) :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{(R+R_c) \cdot C} \end{bmatrix} \cdot x + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_s$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R}{R+R_c} \end{bmatrix} \cdot x$$

- Intervalle T'_d (S_{w1} bloqué, S_{w2} passant) :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L + R_c // R}{L} & -\frac{R}{L \cdot (R+R_c)} \\ \frac{R}{(R+R_c) \cdot C} & -\frac{1}{(R+R_c) \cdot C} \end{bmatrix} \cdot x + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_s$$

$$y = \begin{bmatrix} R // R_c & \frac{R}{R+R_c} \end{bmatrix} \cdot x$$

L'équation (D.2) devient dans ce cas :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L + \alpha_2 \cdot (R_c // R)}{L} & -\frac{\alpha_2 \cdot R}{L \cdot (R+R_c)} \\ \frac{\alpha_2 \cdot R}{C \cdot (R+R_c)} & -\frac{1}{(R+R_c) \cdot C} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_L \\ v_c \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_s \quad (D.8)$$

$$y = \begin{bmatrix} \alpha_2 (R_c // R) & \frac{R}{R+R_c} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_L \\ v_c \end{pmatrix}$$

dont un circuit associé est donné Figure D.3.

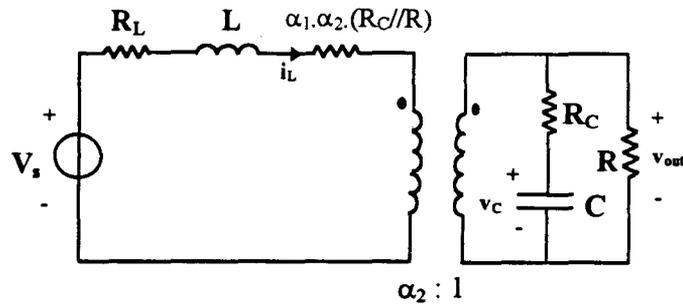


Figure D.3 : Circuit associé à l'équation (D.8) correspondant au comportement moyen du convertisseur boost

En considérant le modèle de la Figure D.3 perturbé avec $v_s = \bar{v}_s + \hat{v}_s$, $i_L = \bar{i}_L + \hat{i}_L$, $\alpha_1 = \bar{\alpha}_1 + \hat{\alpha}_1$, $\alpha_2 = \bar{\alpha}_2 + \hat{\alpha}_2$, $v_c = \bar{v}_c + \hat{v}_c$ et $y = \bar{y} + \hat{y}$, la linéarisation du circuit conduit au circuit de la Figure D.4 associé à l'équation (D.8).

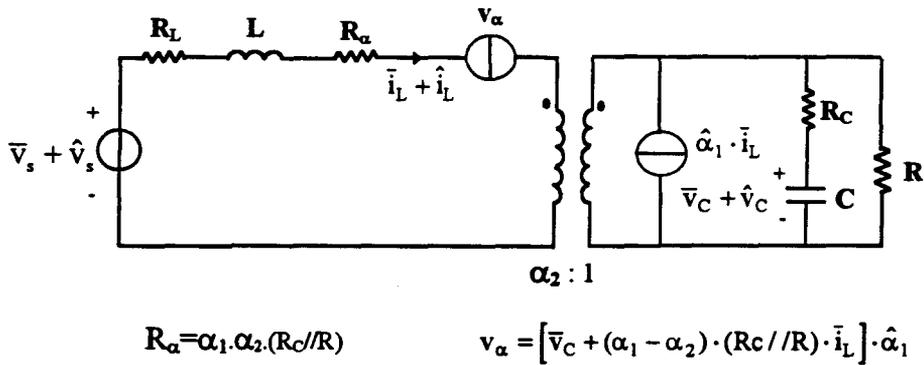


Figure D.4 : Linéarisation du circuit de la Figure D.3

