

**UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL**

**ÉTUDE COMPARATIVE DE LA SIMULATION D'UN  
CIRCUIT D'ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE**

**par**

**Yogeeta MAHERCHAND**

**DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE  
ET DE GÉNIE INFORMATIQUE  
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL**

**MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION  
DU GRADE DE MAÎTRE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES (M.SC.A)  
GÉNIE ÉLECTRIQUE**

**Septembre 2000**



National Library  
of Canada

Acquisitions and  
Bibliographic Services

395 Wellington Street  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

Bibliothèque nationale  
du Canada

Acquisitions et  
services bibliographiques

395, rue Wellington  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

*Your file* *Votre référence*

*Our file* *Notre référence*

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

0-612-57416-4

**Canada**

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

ÉTUDE COMPARATIVE DE LA SIMULATION  
D'UN CIRCUIT D'ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE

présentée par : MAHERCHAND Yogeeta

en vue de l'obtention du grade de : Maître ès Sciences Appliquées (M.Sc.A.)

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. LEMIRE Michel, M.Ing., président

M. DO Xuan-Dai, D.Sc.A, membre et directeur de recherche

M. MAHSEREDJIAN Jean, Ph. D., membre et codirecteur de recherche

M. OURY-BA Amadou, Ph.D., membre

## *Dédicace*

A mon Père

A ma Mère

## REMERCIEMENTS

Je remercie le professeur Xuan-Dai Do du Département de Génie Électrique de l'École Polytechnique de Montréal, pour avoir accepté de diriger mes travaux de recherche.

Je remercie également le Docteur Jean Mahseredjian, chercheur à l'Institut de Recherche de l'Hydro-Québec (IREQ), pour avoir accepté de co-diriger les recherches et pour son soutien technique qu'il a su mettre à ma disposition.

Finalement, je remercie tous ceux qui, de près ou de loin, ont contribué à la réalisation de ce mémoire.

## SOMMAIRE

Dans ce projet, on compare deux logiciels qui proposent deux méthodes différentes pour la simulation d'un circuit d'électronique de puissance : Il s'agit notamment du programme EMTP (Electromagnetic Transients Program) et du PSB (Power System Blockset) de MATLAB. La comparaison est effectuée à partir de la simulation d'un lien de transport à courant continu à haute tension (CCHT). Un modèle simplifié de la liaison CCHT est représenté dans les deux logiciels et les résultats des simulations sont comparés. Cette comparaison est faite tout en tenant compte des similarités et différences fondamentales des algorithmes et des techniques employés dans les deux cas.

Le programme EMTP est un outil numérique de simulation temporelle des réseaux électriques en régime transitoire. Il est basé sur la méthode d'intégration trapézoïdale à pas constant et l'analyse nodale. EMTP contient un module de simulation de commandes analogiques, TACS (Transient Analysis of Control Systems). Dans EMTP, les éléments d'électronique de puissance sont modélisés comme des interrupteurs idéaux. Il existe un pas de délai entre la solution du réseau et la logique processeur de TACS et ceci peut, dans certains cas, poser des problèmes. La vitesse de simulation de EMTP est l'avantage majeur de ce logiciel.

D'autre part, le Power System Blockset est basé sur la méthode d'analyse temporelle par variables d'état avec un pas d'intégration variable. Dans ce logiciel, les interrupteurs sont modélisés comme des sources de courant. Les intégrateurs à pas variable disponibles dans l'environnement Simulink permettent des simulations très précises du modèle de la liaison CCHT et des possibilités de détection d'évènements. À cause de la grande diversité des caractéristiques dynamiques des systèmes, il est nécessaire d'utiliser des algorithmes rigides pour simuler les modèles non-linéaires comprenant des éléments d'électronique de puissance. Malgré l'aspect très convivial et l'interface graphique de ce logiciel, le temps de simulation extrêmement long constitue son principal désavantage.

Ce problème s'accroît avec la complexité du modèle. On montre que pour obtenir un temps de simulation acceptable, il faut faire un choix approprié de l'algorithme et des paramètres de simulation.

La création de modèles identiques pour la liaison CCHT est possible dans les deux logiciels pour les éléments linéaires. Les problèmes se posent aussitôt que les interrupteurs contrôlés par le temps et les thyristors sont introduits. EMTP ne détecte pas correctement les instants de discontinuité et ceci peut avoir un effet significatif sur la réponse du système. L'utilisation d'un pas plus petit résout en partie ce problème en augmentant la précision entre les points de simulation et les instants de commutation. Dans le Power System Blockset, les passages par zéro du courant se font correctement grâce aux intégrateurs à pas variable. Toutefois, plus le modèle développé est complexe, plus le temps de simulation devient long. Si on augmente les tolérances relative et absolue aux dépens d'un temps de simulation plus court, la réponse du système contient des harmoniques non-caractéristiques et les résultats de simulation deviennent erronés. On montre ici, qu'on peut obtenir d'excellentes comparaisons à partir des deux sources de simulation mais des caractéristiques de commande presque identiques, une représentation convenable des éléments et un choix méticuleux des paramètres de la simulation sont indispensables pour avoir une comparaison correcte.

Les contributions apportées ici permettent de vérifier l'état des méthodes actuellement utilisées et de définir les besoins et les capacités disponibles.

## ABSTRACT

This project compares two widely used software and methods, namely EMTP (Electromagnetic Transients Program) and PSB (Power System Blockset) of MATLAB, as applied to a power electronics circuit simulation. The equivalent model of a simplified HVDC (High Voltage Direct Current) link is represented in the two programs and consistency of the results obtained is examined through simulation of this test HVDC network. This comparison is made based on the similarities and fundamental differences between the two programs.

EMTP is a digital program for the transient simulation of electric networks in time domain. It is based on the fixed time-step trapezoidal integration method and nodal analysis. Analog grid control schemes are simulated through the TACS (Transient Analysis of Control Systems) module. In EMTP, power electronics elements are modeled as ideal switches. The undesirable one time step delay between TACS and the network may cause problems in certain cases. The short simulation time of EMTP constitutes its major advantage.

On the other hand, the Power System Blockset uses state space formulation and a variable step-size integration method. In PSB, switches are modeled as current sources. Simulink's variable-step event sensitive integration algorithms allow increased accuracy in the simulation of the HVDC link and in zero-switching detection of currents. However, because of the diversity of dynamic system behavior, stiff solvers must be used for simulating non-linear systems containing power electronics elements. Despite its graphical user interface, the long simulation time involved in PSB constitutes its major disadvantage. This problem becomes more pronounced as the complexity of the model increases. It is shown that in order to maintain the simulation time within reasonable

limits, particular care should be taken when choosing the solver and setting simulation parameters.

Creation of identical models for the HVDC link in the two programs is possible as long as linear elements are involved. Discrepancies, however, start to arise as soon as time controlled switches and thyristors are introduced. EMTP does not correctly detect discontinuities and this can have a substantial effect on the system response. This error can be partly reduced by using a smaller time-step to increase the accuracy between the simulation points and the switching instants. In PSB/Simulink, the variable step solvers provide error control techniques and zero crossing detection. However, computation time increases as the model grows in size. If the relative and absolute tolerances are increased to minimize the simulation time, erroneous simulation results are obtained. It is shown that overall excellent comparisons can be obtained from the two simulation tools, but near-identical control characteristics, proper representation of elements and a judicious choice of simulation parameters are highly important for a fair comparison.

The objective of this project is to verify currently implemented methods and to identify potential areas of improvements.

## TABLE DES MATIÈRES

<b>LISTE DES TABLEAUX.....</b>	<b>XIII</b>
<b>LISTE DES FIGURES .....</b>	<b>XIV</b>
<b>LISTE DES ABREVIATIONS ET SYMBOLES.....</b>	<b>XVIII</b>
<b>LISTE DES ANNEXES .....</b>	<b>XXI</b>
<b>INTRODUCTION .....</b>	<b>1</b>
<b>CHAPITRE 1 MÉTHODES DE SOLUTION DE PSB ET .....</b>	<b>5</b>
<b>MODÉLISATION DES ÉLÉMENTS.....</b>	<b>5</b>
<b>1.1 ANALYSE PAR VARIABLES D'ÉTAT.....</b>	<b>6</b>
1.1.1 Formulation des équations du réseau pour l'analyse par variables d'état .....	7
1.1.2 Représentation d'état dans PSB .....	8
<b>1.2 MODÉLISATION DES INTERRUPTEURS DANS PSB/SIMULINK.....</b>	<b>9</b>
1.2.1 Analyse du modèle de l'interrupteur .....	10
1.2.2 La diode .....	12
1.2.3 Le thyristor .....	12
1.2.4 Limitations des modèles non-linéaires .....	13
1.2.5 Commutation des interrupteurs dans PSB .....	14
<b>1.3 LES ALGORITHMES À PAS VARIABLE UTILISÉS DANS SIMULINK.....</b>	<b>15</b>
1.3.1 Les tolérances d'erreur .....	21
1.3.2 Choix des paramètres.....	21

1.3.3 Effet de l'amortisseur $R_j$ sur la simulation .....	23
1.3.4 Effet de l'inductance $L_{on}$ .....	24
<b>CHAPITRE 2 MÉTHODES DE SOLUTION DE EMTP ET.....</b>	<b>26</b>
<b>MODÉLISATION DES ÉLÉMENTS.....</b>	<b>26</b>
<b>2.1 ANALYSE DU RÉSEAU ÉLECTRIQUE LINÉAIRE.....</b>	<b>26</b>
2.1.1 La méthode d'intégration trapézoïdale.....	27
2.1.2 Autres méthodes numériques dérivées de la série de Taylor.....	29
2.1.3 Stabilité des méthodes numériques.....	29
2.1.4 Discrétisation des modèles de base .....	33
2.1.5 Système d'équations par analyse nodale .....	36
2.1.6 Formulation des équations du réseau pour l'analyse nodale .....	37
<b>2.2 MODÉLISATION DES INTERRUPTEURS DANS EMTP .....</b>	<b>39</b>
2.2.1 Les différents types d'interrupteurs.....	40
2.2.2 Traitement des interrupteurs.....	41
2.2.3 Modélisation du convertisseur de puissance à pont de Graëtz dans EMTP. ....	42
2.2.4 Ouverture et fermeture des interrupteurs contrôlés par le temps.....	43
2.2.5 Commutation des interrupteurs dans EMTP .....	43
<b>2.3 LES OSCILLATIONS NUMÉRIQUES DANS EMTP.....</b>	<b>45</b>
2.3.1 La méthode CDA.....	46
2.3.2 Implémentation de la méthode CDA dans EMTP.....	47
2.3.3 Délai entre EMTP et TACS.....	51
2.3.4 Effet du pas d'intégration .....	53
<b>CHAPITRE 3 EXEMPLE D'UNE LIAISON CCHT ET SA.....</b>	<b>55</b>
<b>MODÉLISATION.....</b>	<b>55</b>

<b>3.1 MODÈLE CC SIMPLIFIÉ .....</b>	<b>55</b>
3.1.1 Équations de base (Rappel) .....	56
<b>3.2 MODÉLISATION NUMÉRIQUE D'UNE LIAISON CCHT .....</b>	<b>60</b>
3.2.1 Description générale du système. ....	61
3.2.2 Synchronisation des tensions.....	62
3.2.3 Système de commande. ....	63
3.2.4 Modélisation de la liaison CCHT dans EMTP et PSB/Simulink. ....	65
3.2.5 Initialisation du système .....	66
3.2.6 Étapes de la simulation. ....	66
<b>CHAPITRE 4 ANALYSE ET COMPARAISON DES RÉSULTATS .....</b>	<b>69</b>
<b>4.1 CAS 1.....</b>	<b>69</b>
<b>4.2 CAS 2.....</b>	<b>77</b>
<b>4.3 CAS 3.....</b>	<b>82</b>
<b>4.4 CAS 4.....</b>	<b>84</b>
<b>4.5 COMPARAISON DES LOGICIELS.....</b>	<b>86</b>
<b>CONCLUSION.....</b>	<b>89</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>	<b>91</b>

## **LISTE DES TABLEAUX**

Tableau 2.1 : Modèles des interrupteurs.....	41
Tableau 4.1 : Comparaison des temps de calcul .....	87

## LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 : Librairie de composants de PSB.....	6
Figure 1.2 : Exemple de circuit pour l'analyse par variables d'état.....	7
Figure 1.3 : Représentation d'état de la partie linéaire.....	8
Figure 1.4 : Connexion des modèles non-linéaires au modèle d'état.....	9
Figure 1.5 : Schémas d'un interrupteur commandé dans PSB .....	10
Figure 1.6 : Les différents modèles d'interrupteurs dans PSB .....	11
Figure 1.7 : Caractéristique V-I de la diode .....	12
Figure 1.8 : Caractéristique V-I du thyristor .....	13
Figure 1.9 : Connexion des blocs linéaires et non-linéaires .....	13
Figure 1.10a : Exemple de circuit avec résistance (Rswitch.vsd).....	17
Figure 1.10b : Circuit équivalent dans PSB (Rswitch.mdl).....	18
Figure 1.10c : Résultats superposés de simulation avec ode15s, ode23s, .....	18
et ode23tb; tolérances relative et absolue=1e-6.....	18
Figure 1.11a : Circuit avec inductance (RLswitch.vsd) .....	19
Figure 1.11b : Circuit équivalent dans PSB (RLswitch.mdl).....	19
Figure 1.11c : Résultats de simulation avec ode23s dans PSB .....	20
Figure 1.11d : Résultats de simulation avec ode15s dans PSB.....	20
Figure 1.12 : Résultats obtenus avec ode23s;.....	22

tolérance relative=1e-8, tolérance absolue=1e-8 .....	22
Figure 1.13 : Résultats de simulation avec ode15s et Rd=1e4; .....	23
tolérance relative=1e-6, tolérance absolue=1e-6 .....	23
Figure 1.14 : Résultats de simulation avec Rd=1e4 et tolérances de 1e-10.....	24
Figure 1.15a : Tension et courant aux bornes de la résistance avec ode23s;.....	25
tolérance absolue=1e-6, tolérance relative=1e-6 .....	25
Figure 1.15b : Agrandissement de la partie encadrée de la figure 1.15a .....	25
Figure 2.1 : Région de stabilité de Euler Forward.....	31
Figure 2.2 : Région de stabilité de Euler Backward .....	32
Figure 2.3 : Modèles de circuits discrets.....	35
Figure 2.4a : Exemple de circuit pour l'analyse nodale.....	38
Figure 2.4b : Système discret équivalent.....	38
Figure 2.5 : Représentation des interrupteurs dans EMTP .....	40
Figure 2.6 : Circuit équivalent d'une valve de convertisseur dans EMTP.....	42
Figure 2.7 : Fermeture de l'interrupteur contrôlé par le temps dans EMTP .....	43
Figure 2.8 : Commutation avec un pas fixe .....	44
Figure 2.9a : Tension aux bornes de l'interrupteur(sans amortissement);.....	49
pas d'intégration=50e-6 .....	49
Figure 2.9b : Agrandissement des oscillations entre 5ms et 5.5ms .....	49

Figure 2.10 : Superposition des résultats du circuit RLswitch.vsd avec .....	50
CDA : pas d'intégration=50e-6; PSB : tolérances=1e-6, Rd=1e8 .....	50
Figure 2.11 : Détails des résultats superposés entre 4ms et 9ms.....	51
Figure 2.12 : Illustration de l'interaction entre TACS et le réseau .....	52
Figure 2.13 : Circuit discrétisé de la figure 1.11a.....	54
Figure 3.1 : Pont convertisseur à six impulsions connecté à un réseau CA .....	56
Figure 3.2 : Tensions du convertisseur pendant la commutation ( $\alpha \leq \omega t \leq \sigma$ ) .....	57
Figure 3.3 : Circuit convertisseur pendant la commutation .....	58
Figure 3.4 : Principe d'opération de la génératrice d'impulsions .....	64
Figure 4.1 : Résultats de simulation avec .....	71
EMTP : pas d'intégration=5e-5 .....	71
PSB : tolérance relative=1e-6, tolérance absolue=1e-3 .....	71
Figure 4.2 : Résultats de simulation avec .....	72
EMTP : pas d'intégration=1e-6 .....	72
PSB : tolérance relative=1e-6, tolérance absolue=1e-8 .....	72
Figure 4.3a : Agrandissement de la figure 4.1a entre 0.7ms et 1.5ms .....	74
Figure 4.3b : Agrandissement de la figure 4.1b entre 0.7ms et 1.3ms .....	74
Figure 4.3c : Agrandissement de la figure 4.1b entre 49.7ms et 50.2ms .....	75
Figure 4.3d : Agrandissement de la figure 4.1c entre 24.9ms et 25.1ms .....	75
Figure 4.4a : Agrandissement de la figure 4.2a entre 0.7ms et 1.5ms .....	76

Figure 4.4b : Agrandissement de la figure 4.2b entre 0.7ms et 1.3ms .....	76
Figure 4.5a : Tension continue pour IOR passant de 0.15pu à 1.0pu .....	77
Figure 4.5b : Évolution du courant continu pour IOR passant de 0.15pu à 1.0pu .....	78
Figure 4.5c : Variation de l'angle d'amorçage pour IOR passant de 0.15pu à 1.0pu.....	78
Figure 4.6a : Tension continue en régime permanent.....	80
Figure 4.6b : Courant continu en régime permanent.....	80
Figure 4.7 : Angle d'amorçage avec un pas d'intégration de 1e-6 dans EMTP et des tolérances relative et absolue de 1e-6 dans PSB .....	81
Figure 4.8: Angle d'amorçage avec un pas d'intégration de 1e-6 dans EMTP et des tolérances relative et absolue de 1e-6 et 1e-9 dans PSB .....	82
Figure 4.9a : Tension continue dans la ligne CCHT.....	83
Figure 4.9b : Évolution du courant continu et de IOR .....	83
Figure 4.9c : Variation de l'angle d'amorçage.....	84
Figure 4.10a : Courant continu pour la liaison CCHT connectée à un réseau c.a faible.	85
Figure 4.10b : Évolution de l'angle d'amorçage pour la liaison CCHT .....	86

## LISTE DES ABBREVIATIONS ET SYMBOLES

- CC : courant continu  
CA : courant alternatif  
CCHT : Courant Continu à Haute Tension  
CDA : Critical Damping Adjustment  
EMTP : Electromagnetic Transients Program  
FACTS : Flexible Alternating Current Transmissions Systems  
IOR : Consigne de courant de la liaison CCHT  
PSB : Power System Blockset  
TACS : Transient Analysis of Control Systems
- $\xi$  : erreur locale des méthodes d'intégration numérique  
 $\Delta t$  : pas d'intégration numérique  
**A** : matrice constante de la méthode des variables d'état  
 $\alpha$  : angle d'allumage ou d'amorçage  
 $a$  : rapport de transformation du transformateur de conversion  
**B** : matrice constante de la méthode des variables d'état  
 $\beta$  : angle d'avance à l'amorçage  
**C** : matrice constante de la méthode des variables d'état  
 $c(t)$  : variable de contrôle d'un interrupteur dans EMTP  
 $C$  : condensateur linéaire  
**D** : matrice constante de la méthode des variables d'état  
**F** : fonction générale linéaire  
**G** : fonction générale discrète  
 $G_{RLC}$  : conductance de la branche RLC série  
 $\gamma$  : angle d'extinction  
 $h$  : pas d'intégration numérique

- $i_h(t)$  : terme d'histoire (passé) du courant du modèle discret d'une branche
- $i_{RLCh}(t)$  : terme d'histoire du courant de la branche RLC série
- $I_h$  : vecteur courant des termes d'histoire injectés dans les nœuds
- $i_s$  : vecteur courant total injecté dans les nœuds par les sources
- $i_{km}$  : courant de l'interrupteur (k, m)
- $I_n$  : vecteur des injections de courant de nœud
- $I_{n_1}$  : vecteur des courants totaux des nœuds de tension inconnue
- $I_{n_2}$  : vecteur des courants totaux des nœuds de tension connue
- $I_j$  : courant continu dans le lien CC
- $L$  : inductance linéaire
- $L_{km}$  : inductance d'un interrupteur dans PSB
- $L_{11}$  : matrice d'admittance diagonale inférieure des nœuds de tension inconnue
- $\mu$  : angle d'empiètement
- $R$  : résistance
- $R_{km}$  : résistance d'un interrupteur dans PSB
- $R_c$  : résistance équivalente de commutation
- $\eta$  : seuil de commutation d'un interrupteur dans EMTP
- $T$  : temps total de simulation
- $t$  : temps continu
- $t_i$  : temps de calcul discret
- $t_j$  : point de détection d'une discontinuité
- $\theta$  : terme de troncature
- $U_{11}$  : matrice d'admittance diagonale supérieure des nœuds de tension inconnue
- $U$  : vecteur des sources (général)
- $U_i$  : vecteur des sources du circuit au temps  $t_i$

$v_{km}$  : tension de l'interrupteur (k, m)

$V_n$  : vecteur des tensions de nœud

$V_{n_1}$  : vecteur des tensions inconnues du réseau linéaire

$V_{n_2}$  : vecteur des tensions de nœud connues

$V_d$  : tension moyenne redressée du lien CC

$V_{LL,m}$  : tension efficace ligne-ligne du côté primaire du transformateur

$x$  : vecteur des variables d'état

$\hat{x}^{(n)}(t_i)$  : nième dérivée de  $\hat{x}(t)$  au temps  $t_i$

$X$  : vecteur des inconnues du circuit

$X_i$  : vecteur des inconnues du circuit au temps  $t_i$

$X_c$  : réactance de commutation

$y$  : vecteur des sorties spécifiées

$Y_n$  : matrice d'admittance nodale

$Y_{11}$  : matrice d'admittance des nœuds de tension inconnue

$Y_{12}, Y_{21}$  : matrices d'admittance commune des nœuds de tension connue et des nœuds de tension inconnue

$Y_{22}$  : matrice d'admittance des nœuds de tension connue

## LISTE DES ANNEXES

ANNEXE A : LES PARAMÈTRES DU RÉSEAU DE RÉFÉRENCE.....	95
Calcul des paramètres de la liaison CCHT .....	96
ANNEXE B : MODÈLE DE LA LIAISON CCHT DANS PSB/SIMULINK .....	97
B.1 : Modèle du système complet dans PSB/SIMULINK.....	98
B.2 : Filtres CA : (a) Connexion des filtres .....	99
(b) Paramètres des filtres .....	99
B.3 : Schémas blocs des impulsions de gâchette .....	100
Schémas blocs des impulsions de gâchette (suite).....	101
B.4 : Synchronisation de tension dans PSB/SIMULINK .....	102
Tension de synchronisation (suite) .....	103
Tension de synchronisation (suite) .....	104
B.5 : CAS 1 : Régulateur de courant dans PSB (consigne constante) .....	105
B.6 : CAS 2 : Régulateur de courant (consigne échelon) .....	106
Régulateur de courant (consigne échelon) (suite).....	107
B.7 : CAS 3 : Régulateur de courant (consigne rampe).....	108
Régulateur de courant (consigne rampe) (suite) .....	109

# INTRODUCTION

## Généralités

Les réseaux électriques intègrent, de plus en plus, des éléments d'électronique de puissance pour la conversion et le transport de l'énergie. Une des premières applications est l'utilisation des liaisons CCHT comme moyen de transmission de l'énergie électrique. De plus en plus, des équipements de compensation de type FACTS (Flexible Alternating Current Transmission Systems) sont aussi utilisés pour renforcer la capacité de transport et la robustesse du réseau.

Il va de soi que l'étude d'un circuit d'électronique de puissance ne peut se faire autrement que par l'utilisation d'outils de simulation. Cette simulation permet, à travers des essais sur les prototypes de laboratoire, d'étudier les phénomènes expérimentalement et d'y apporter les modifications nécessaires avant l'implantation du modèle réel. Elle se fait à l'aide de logiciels conçus à cette fin, qui sont combinés à des banques de modèles d'équipement à simuler. La qualité et l'exactitude d'une telle simulation sont directement liées à l'exactitude du modèle utilisé par le logiciel ainsi qu'au type de phénomène devant être analysé.

Toutefois, comparé aux autres types de circuits, un circuit d'électronique de puissance possède des caractéristiques uniques qui rendent sa simulation difficile pour plusieurs raisons parmi lesquelles on peut citer[1][2] :

- La présence des convertisseurs statiques : ces interrupteurs commutent à grande fréquence et sont contrôlés selon les paramètres internes du circuit.
- La complexité et la taille du circuit qui varient en fonction du nombre d'interrupteurs et des dispositifs de commande et de réglage.
- La nature différente des éléments : ces éléments sont caractérisés par des constantes de temps qui varient selon la topologie du circuit.

Un circuit d'électronique de puissance est linéaire par morceau mais peut contenir des fonctions non-linéaires. Ainsi, les méthodes de simulation temporelle font face à différents problèmes causés par la topologie variable de ce circuit pendant la commutation. Cela nécessite la transformation des méthodes d'analyse numérique dans le domaine du temps pour accommoder le changement dans l'état des interrupteurs. Certains de ces problèmes sont[1] :

- Le temps de simulation qui augmente à mesure que le circuit d'électronique de puissance devient plus complexe et la fréquence d'opération augmente.
- Le problème de convergence qui demande une bonne connaissance à priori des modèles des éléments et du logiciel.

Ces problèmes sont spécialement prononcés dans la simulation d'un circuit détaillé, où les modèles détaillés des éléments sont utilisés. Une façon de pallier à ces problèmes est de simuler le circuit en mode simplifié. L'approche du modèle idéal est le plus utilisé. Toutefois, comme chaque interrupteur est traité individuellement dans le programme de simulation, un changement dans l'état des interrupteurs résulte en un changement dans la topologie du circuit. Ceci, à son tour requiert la modification de la matrice du système. C'est une procédure très rigoureuse, surtout pour les circuits à haute fréquence[1].

### **Problématique**

Plusieurs logiciels commerciaux tels que NETOMAC[3], ATP[4], ATOSEC5[4], SPICE[5], EMTP[6][7], PSB[8] etc. sont capables de simuler la plupart des circuits d'électronique de puissance. Quelques-unes des principales demandes qui doivent être remplies par ces logiciels de simulation sont :

1. Temps de calcul raisonnable
2. Interface conviviale pour l'utilisateur
3. Précision du modèle
4. Aptitude à traiter convenablement les opérations de commutation
5. Habilité à simuler des systèmes relativement complexes

## 6. Traitement des fonctions non-linéaires

Il est très difficile de répondre efficacement à toutes ces demandes car chaque logiciel est bâti sur la base d'hypothèse et d'algorithme précis. Face à ce vaste choix de logiciels, les questions qui se posent naturellement sont :

- Quel est le mérite de chaque logiciel ?
- Face à un problème type donné, quel est le logiciel le mieux adapté ?

Il importe de comparer les logiciels les plus en vue en ce qui concerne leurs capacités et limitations.

Dans le présent mémoire, une étude comparative de la simulation d'un circuit d'électronique de puissance est faite à l'aide de deux logiciels de simulation, EMTP[6][7] et PSB/Simulink de MATLAB[8]. Les méthodes d'analyse temporelle utilisées dans les deux logiciels sont étudiées et sont finalement validées par la simulation d'une liaison CCHT simplifiée. La conséquence de cette simplification est d'aboutir à des résultats acceptables tout en évitant d'alourdir inutilement le temps de simulation. L'étude permet en outre de mettre en évidence les problèmes associés aux deux logiciels et leurs limitations tout en essayant au mieux de pallier aux différences existantes dans la modélisation des composants. Une analyse de l'effet du pas d'intégration est faite dans EMTP tandis que dans PSB, l'analyse est basée sur les valeurs de tolérances et des algorithmes utilisés.

### **Méthodologie.**

Les phases principales de la réalisation de ce projet consistent successivement en une étude bibliographique et une prise de connaissance des travaux déjà effectués dans le domaine, l'apprentissage des deux logiciels EMTP et PSB/Simulink et ensuite le développement d'un modèle de lien à courant continu qui sera finalement validé par comparaison des résultats des simulations obtenus avec les deux logiciels.

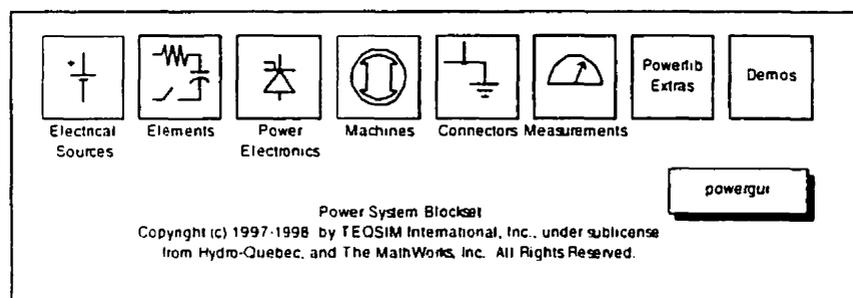
Ce mémoire débute par la présentation des logiciels PSB et EMTP, des méthodes principales de solution utilisées dans les deux programmes, de la mise en équation du réseau et de la modélisation des composants tels que les inductances, les capacités et les interrupteurs. On discute aussi, des caractéristiques et des limitations des deux logiciels. Le chapitre 3 traite de la description d'un lien à courant continu à haute tension. Enfin, viennent la simulation et la validation de ce circuit type par une analyse comparative des résultats de simulation obtenus avec EMTP et PSB/Simulink, tout en tenant compte des points soulevés dans les chapitres 1 et 2.

## **CHAPITRE 1 MÉTHODES DE SOLUTION DE PSB ET MODÉLISATION DES ÉLÉMENTS**

Le Power System Blockset n'est pas un logiciel à lui seul mais plutôt une librairie de composants : sources électriques, éléments passifs linéaires et non-linéaires, éléments triphasés, machines électriques, éléments de connexion et de mesure et éléments d'électronique de puissance. Ce logiciel permet l'étude d'un système d'électronique de puissance dans l'environnement Simulink[9]. Ce dernier est un programme permettant la simulation des systèmes dynamiques linéaires et non-linéaires. Simulink est une extension graphique de l'environnement MATLAB (version 5.3)[10] où la définition des modèles se fait par schémas blocs (diagrammes structurels). Ces blocs fonctionnels nécessitent des ajustements de paramètres en fonction des caractéristiques du système dynamique à simuler.

Le Power System Blockset utilise la méthode d'analyse par variables d'état pour construire le système d'équations. De plus, l'utilisation des intégrateurs à pas variable de Simulink permet des simulations très précises des modèles et des possibilités de détection d'évènements. Un modèle est créé et édité dans une fenêtre essentiellement par des actions de la souris. Après qu'il soit défini, le modèle est analysé soit à partir des menus de Simulink, soit par une commande de MATLAB.

La figure 1.1 présente la librairie de composants de PSB.



**Figure 1.1 : Librairie de composants de PSB**

## 1.1 ANALYSE PAR VARIABLES D'ÉTAT

L'analyse par variables d'état consiste à formuler des équations d'état et à les résoudre par des méthodes numériques appropriées. Dans cette méthode, un circuit linéaire invariant est décrit par les équations suivantes[11] :

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (1-1)$$

$$y = Cx + Du \quad (1-2)$$

où  $u$  est le vecteur des entrées (sources de courant et de tension),  $x$  est le vecteur des variables d'état (courants inductifs et tensions capacitives),  $y$  est le vecteur des sorties spécifiées (courants et tensions mesurés) et  $A, B, C, D$  sont des matrices réelles et constantes de dimensions appropriées. La première équation est appelée équation d'état et la seconde, équation de sortie. Les variables  $x_1, x_2, \dots, x_n$  sont les variables d'état.

Les équations sont écrites à partir d'une procédure émanant de la théorie des graphes[5]. Il est plus simple d'implémenter un pas variable dans l'analyse par variables d'état car la matrice  $A$  ne dépend pas du pas d'intégration. Pour l'analyse d'un circuit simple, l'approche par variables d'état est efficace. Toutefois, pour un circuit complexe avec un nombre arbitraire d'interrupteurs, cette méthode devient très laborieuse car des étapes longues et fastidieuses sont requises pour générer l'arbre topologique du circuit et

pour déterminer les variables d'état. Finalement, il est difficile de reformuler les équations d'état pour des changements dans la topologie du circuit.

### 1.1.1 Formulation des équations du réseau pour l'analyse par variables d'état

La figure 1.2 est utilisée pour illustrer la méthode d'analyse par variables d'état employée par PSB.

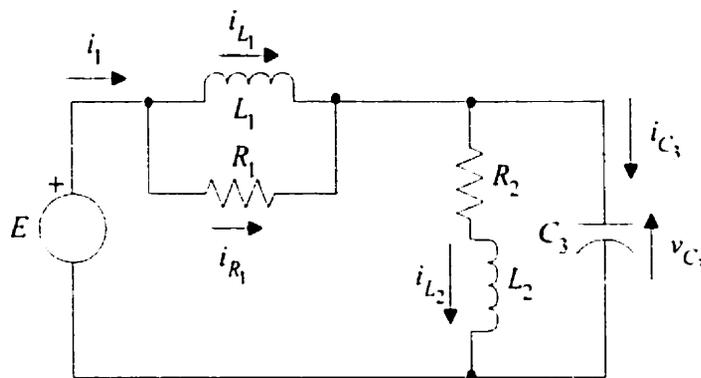


Figure 1.2 : Exemple de circuit pour l'analyse par variables d'état

Les matrices d'état du système, obtenues des équations différentielles, sont :

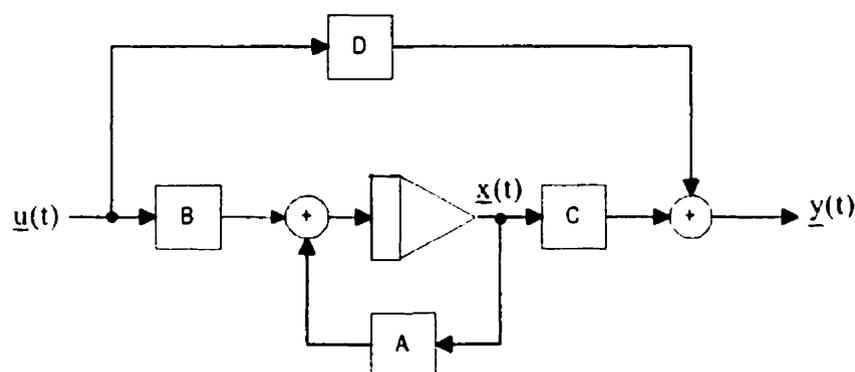
$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & -\frac{R_2}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_3} & -\frac{1}{C_3} & -\frac{1}{R_1 C_3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ \frac{1}{R_1 C_3} \end{bmatrix} E \Rightarrow \dot{x} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u} \quad (1-3)$$

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\frac{1}{R_1} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{R_1} \\ 0 \end{bmatrix} E \Rightarrow \mathbf{y} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{D} \cdot \mathbf{u} \quad (1-4)$$

### 1.1.2 Représentation d'état dans PSB

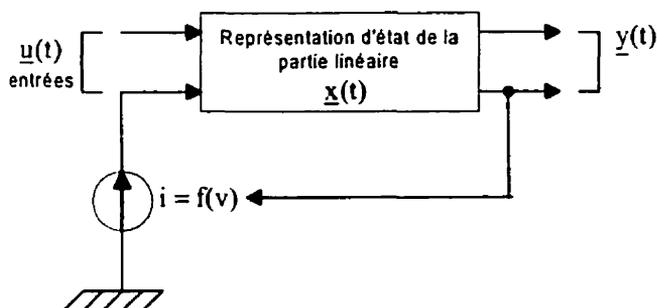
Dans le Power System Blockset, la partie linéaire du circuit électrique est représentée par des équations d'état. Le vecteur de sortie est ensuite obtenu en combinant les entrées et les variables d'état[12].

La figure 1.3 illustre cette méthode de résolution.



**Figure 1.3 : Représentation d'état de la partie linéaire**

Dans la représentation d'état de la partie linéaire du circuit, les éléments non-linéaires ne sont pas inclus dans la matrice  $A$  du système, mais sont connectés à l'extérieur du modèle d'état. Ces éléments sont modélisés par des relations  $v-i$  non-linéaires (sources de courant contrôlées par la tension). Chaque modèle non-linéaire utilise la tension à ses bornes comme entrée et retourne son courant qui est réinjecté dans le modèle d'état du circuit linéaire comme montré à la figure 1.4[12]. Des éléments d'interface de la librairie « Measurements » de PSB sont utilisés pour connecter les blocs électriques aux blocs Simulink.



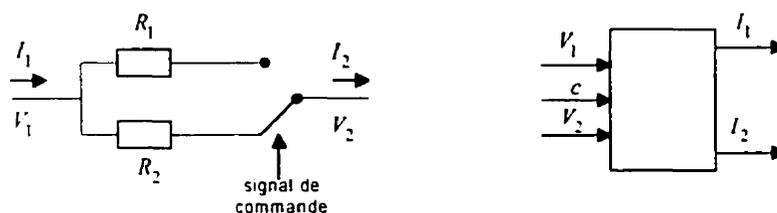
**Figure 1.4 : Connexion des modèles non-linéaires au modèle d'état**

Dans le Power System Blockset, il n'existe pas de modèles individuels d'inductance, de condensateur et de résistance. Il y a une librairie « Elements » qui comprend des blocs RLC série et parallèle. Les paramètres internes de ces derniers sont ajustés dépendant de l'élément qu'on veut modéliser. Par exemple, pour modéliser une résistance, on entre les valeurs suivantes :  $L = \text{inf}$  et  $C = 0$  pour une branche RLC parallèle ou  $L = 0$  et  $C = \text{inf}$  pour une branche RLC série[8].

## 1.2 MODÉLISATION DES INTERRUPTEURS DANS PSB/SIMULINK

Dans PSB, un interrupteur idéal est modélisé par une impédance binaire, de faible valeur à l'état passant et de valeur infinie à l'état bloqué. Dans cette méthode à topologie constante, les valeurs des impédances sont ajoutées ou retranchées selon le cas, après chaque commutation, à la matrice du système d'équations[13]. On utilise cette astuce pour implanter PSB dans Simulink car la modélisation des interrupteurs ne peut se faire autrement dans la représentation d'état. Toutefois, cette méthode peut créer des instabilités numériques et peut ralentir inutilement la solution.

La figure 1.5 illustre les schémas d'un interrupteur commandé.



(a) Modèle résistance binaire

(b) Schéma équivalent

**Figure 1.5 : Schémas d'un interrupteur commandé dans PSB**

Basé sur cette technique de modélisation, on présente dans la prochaine section les modèles développés pour les éléments actifs.

### 1.2.1 Analyse du modèle de l'interrupteur

Le Power System Blockset utilise un modèle général, applicable à tous les types d'éléments de commutation (disjoncteur, diode, thyristor, GTO, etc.). Ceux-ci sont modélisés comme un interrupteur idéal en série avec une résistance  $R_{on}$  (résistance dynamique) et une inductance  $L_{on}$  (représente l'énergie emmagasinée). Le courant dans l'inductance devient une variable d'état pour l'interrupteur. À cause des contraintes de modélisation et pour éviter la formation d'une boucle algébrique, l'inductance  $L_{on}$  ne peut être zéro. Toutefois,  $R_{on}$  peut-être égale à zéro[12][14].

Les macro modèles des semi-conducteurs employés dans PSB ne prennent pas en compte certains aspects physiques qui ont lieu dans les éléments réels (par exemple le courant de recouvrement inverse, le temps de montée et de descente, etc.). La seule différence entre les modèles réside dans la logique d'amorçage et de blocage qu'on leur associe. L'état de conduction de l'interrupteur (la résistance au passage du courant) varie

en fonction du courant qui le traverse, de la tension à ses bornes et de la logique de commande utilisée.

La figure 1.6 montre les modèles d'un interrupteur idéal et d'un thyristor, dérivés du modèle de base de la diode [15].

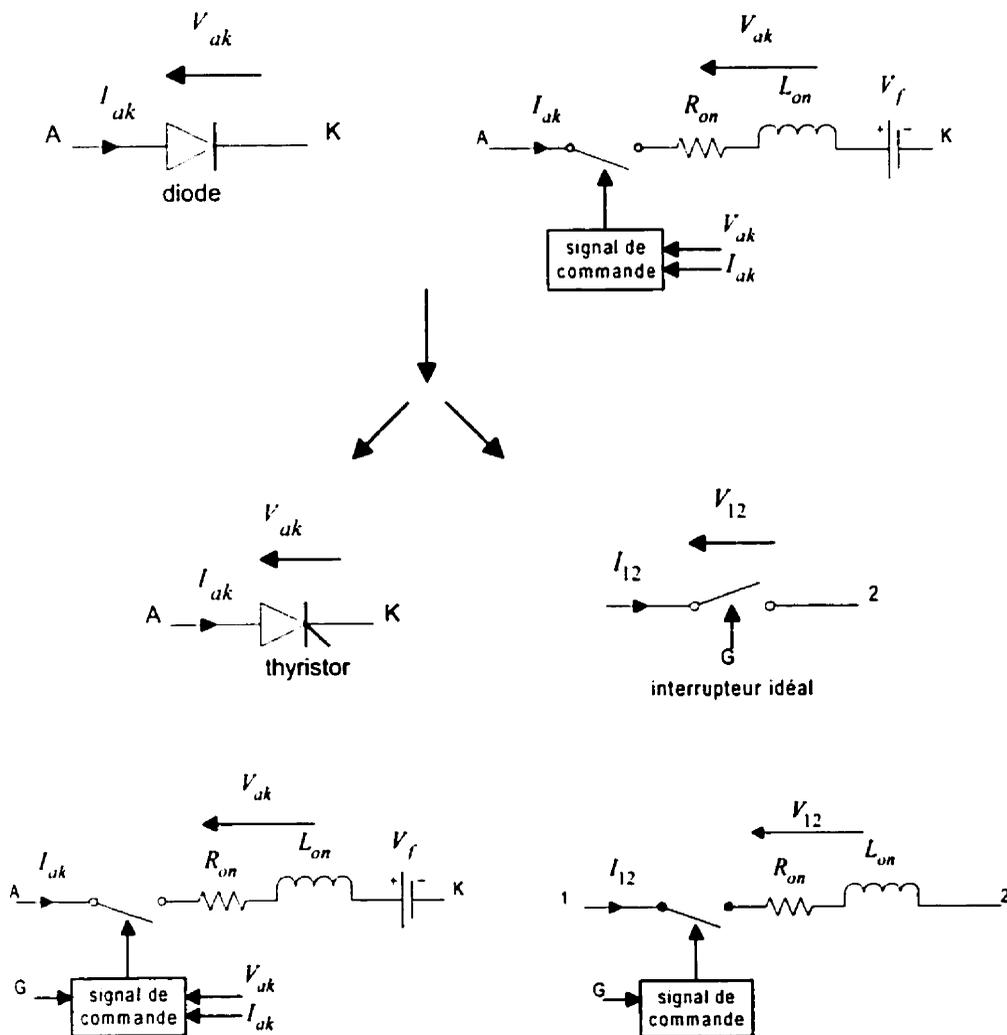


Figure 1.6 : Les différents modèles d'interrupteurs dans PSB

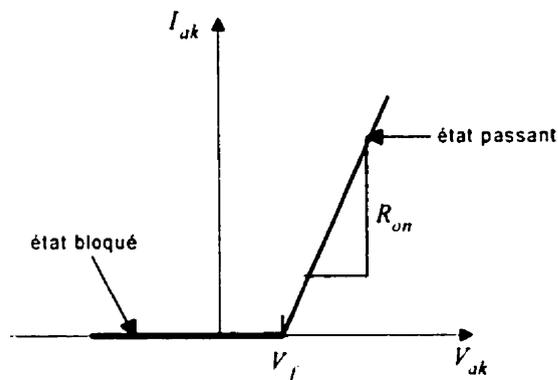
### 1.2.2 La diode

Les équations logiques correspondant au fonctionnement de la diode sont[8] :

SI  $V_{ak} > 0$ , état passant  $R_{on} = R_{fwd}$

SI  $V_{ak} < 0$ , état bloqué  $R_{on} = R_{rev}$

La figure 1.7 démontre la caractéristique statique de la diode.



**Figure 1.7 : Caractéristique V-I de la diode**

### 1.2.3 Le thyristor

Le thyristor est contrôlé par un signal de commande qui dépend de la tension  $V_{ak}$ , du courant  $I_{ak}$  et du signal de gâchette. Les équations logiques qui modélisent le fonctionnement du thyristor sont[8] :

SI  $((V_{ak} > V_f) \text{ ET } G > 0) \text{ OU } I_{ak} > I_l$ , état passant  $R_{on} = R_{fwd}$

SINON état bloqué  $R_{on} = R_{rev}$

La figure 1.8 illustre la caractéristique statique du thyristor.

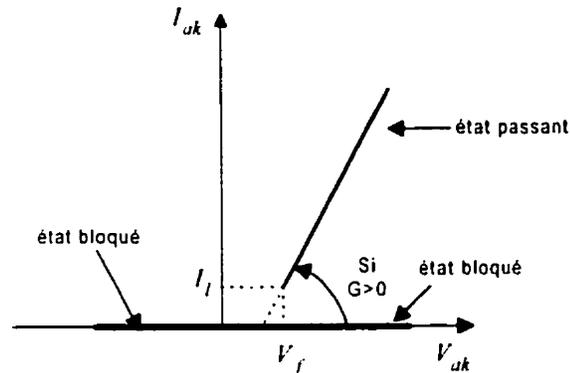


Figure 1.8 : Caractéristique V-I du thyristor

#### 1.2.4 Limitations des modèles non-linéaires

- Dans la représentation Simulink des modèles, les interrupteurs modélisés comme des fonctions non-linéaires, sont interfacés avec le circuit linéaire à l'aide des blocs interfaces (blocs « Measurements ») comme illustrée ci-dessous.

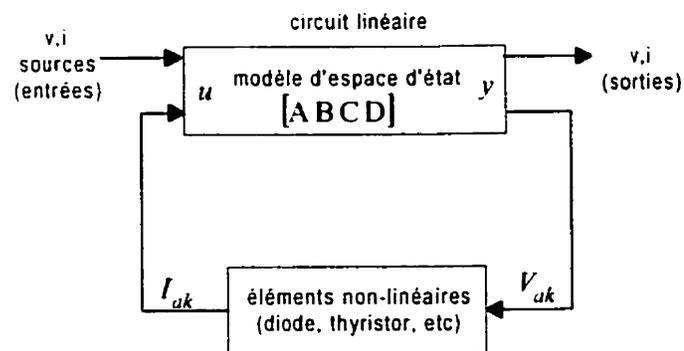


Figure 1.9 : Connexion des blocs linéaires et non-linéaires

Cette interconnexion constitue une boucle algébrique car la sortie des blocs dépend de

l'entrée des mêmes blocs. Dans ce cas, des itérations doivent être exécutées spécifiquement pour résoudre l'ensemble d'équations d'état. Cette méthode de type point fixe, peut diverger dans certains cas. Les algorithmes d'intégration de Simulink sont capables de résoudre les boucles algébriques mais aux dépens d'un temps de simulation plus long[14].

- Les interrupteurs sont modélisés comme des sources de courant. Donc, ils ne peuvent pas être connectés en série avec d'autres sources de courant. Ils peuvent être connectés en série avec des inductances que si des amortisseurs sont utilisés. D'autre part, ils ne doivent pas rester en circuit ouvert. Les amortisseurs sont généralement connectés en parallèle avec les interrupteurs et peuvent être purement résistifs ( $C_s = \text{Inf}$ ) ou purement capacitifs ( $R_s = 0$ ). Le désavantage d'un amortisseur artificiel est l'insertion d'un élément de circuit qui introduit une approximation dans les résultats de simulation. Donc, un choix judicieux des paramètres de ces amortisseurs est requis[8][14].
- Des oscillations internes de haute fréquence peuvent être créées quand les interrupteurs sont connectés aux bornes d'un condensateur. Celles-ci sont causées par l'interaction de l'impédance équivalente,  $R_{on} - L_{on}$  de l'interrupteur et la valeur de la capacité. Ces oscillations réduisent le pas d'intégration et par conséquent, le temps de simulation devient plus long. Il est important de choisir convenablement les paramètres pour les interrupteurs afin d'éviter ces oscillations inutiles. En pratique, l'inductance  $L_{on}$  est choisie suffisamment petite de sorte à avoir un facteur d'amortissement de  $z < 0.5$ . Cette condition est obtenue pour  $L_{on} < R_{on}^2 C$  [8][14].

### 1.2.5 Commutation des interrupteurs dans PSB

Dans le Power System Blockset, les algorithmes utilisent une technique d'interpolation avec pas variable de vérification de cette interpolation. Chaque algorithme commence avec un pas initial  $\Delta t$  et calcule les valeurs d'état au point suivant. Il compare

ensuite l'erreur locale de ces valeurs avec l'erreur acceptable et si les conditions ne sont pas satisfaites, l'algorithme retourne au point précédent et recommence la procédure avec un nouveau pas plus fin  $\Delta t_i$ . Cette procédure continue jusqu'au point de détection actuel de discontinuité. Ainsi, la variation du pas de calcul permet une détection précise de l'instant de commutation.

### 1.3 LES ALGORITHMES À PAS VARIABLE UTILISÉS DANS SIMULINK

Dans l'environnement de MATLAB/Simulink, plusieurs méthodes numériques à pas variable sont disponibles pour résoudre les équations d'état. Ces algorithmes peuvent modifier leur pas d'intégration pendant la simulation et sont ainsi, capables de détecter correctement les passages à zéro du courant et de la tension. Parmi les intégrateurs disponibles sont ode45 (Dormand-Prince), ode23 (Bogacki-Shampine), ode113 (Adams-Bashforth-Moulton), ode15s (NDFs), ode23s (Rosenbrock modifié d'ordre 2), ode23t (Trapézoïdale), ode23tb (Trapézoïdale- BDF2) et discrete[9][10].

- ode45 et ode23 sont des intégrateurs à un pas, basés sur la méthode explicite de Runge-Kutta[11]. Ces algorithmes requièrent seulement la solution  $y(t_{n-1})$  du pas précédent pour trouver la solution  $y(t_n)$  au pas suivant. Ils sont généralement utilisés pour résoudre les équations différentielles non-rigides. Ode45 est une méthode d'ordre moyenne, le meilleur algorithme à employer comme "premier essai" pour la plupart des problèmes. Ode23 est une méthode d'ordre inférieur qui peut être plus efficace que ode45 à des tolérances moyennes et pour des modèles contenant peu de blocs non-linéaires.
- ode113 et ode15s sont des intégrateurs d'ordre variable et à pas multiples qui utilisent un nombre fini des termes du passé pour calculer la valeur actuelle de la fonction. Ode113 est basé sur la méthode de Adams-Bashforth-Moulton[11] et est conçu pour des systèmes non-rigides. Ode15s est basé sur les formules de différentiation

numériques (aussi connues comme la méthode de Gear) et est généralement appliqué aux systèmes rigides ou aux problèmes où ode45 ne fonctionne pas.

- ode23s est un intégrateur à un pas, d'ordre inférieur, qui emploie la formule de Rosenbrock modifiée d'ordre 2. Il est plus efficace que ode15s pour des tolérances moyennes et pour résoudre certains systèmes rigides où ode15s ne fonctionne pas.
- discrete est un algorithme à pas variable pour simuler des systèmes qui n'ont pas d'états continuels.
- ode23t et ode23tb ont été récemment introduits dans Simulink. Ode23t est basé sur la loi trapézoïdale et s'applique aux systèmes modérément rigides qui ont besoin d'une solution sans amortissement numérique. Ode23tb est basé sur la formule implicite de Runge-Kutta avec une première étape qui utilise la loi trapézoïdale et une deuxième qui utilise la formule de différentiation par récurrence d'ordre 2 (BDF2). Il est recommandé pour des systèmes rigides qui contiennent des dynamiques rapides et lentes. Comme ode23s, ode23tb peut être plus efficace que ode15s à des tolérances moyennes.

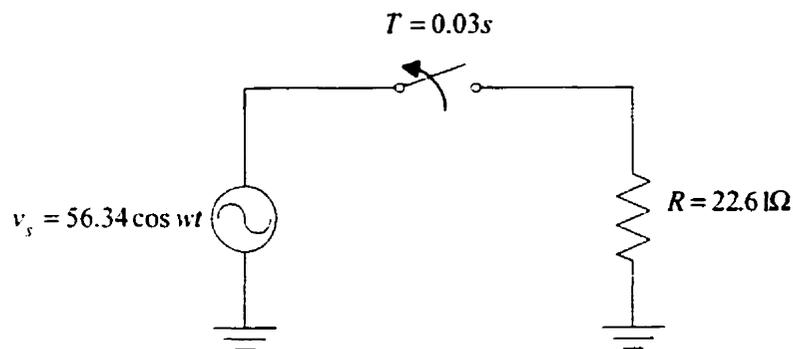
Simulink possède aussi quelques intégrateurs à pas fixe : ode5, ode4, ode3, ode2, ode1 et discrete.

- ode5 est la version à pas fixe de ode45, basée sur la formule de Dormand-Prince.
- ode4 est la méthode de Runge-Kutta d'ordre 4.
- ode3 est la version à pas fixe de ode23, basée sur la formule de Bogacki-Shampine.
- ode2 est la méthode de Heune, aussi connue comme la méthode de Euler améliorée.
- discrete s'applique aux modèles qui n'ont pas d'états continuels et pour lesquels la détection des passages à zéro et le contrôle d'erreur ne sont pas importants.

La plupart des algorithmes à pas variable de Simulink donne des résultats acceptables pour la simulation des circuits linéaires. Toutefois, un seul intégrateur ne peut permettre d'obtenir de façon générale des bons résultats de simulation. Selon la complexité et la nature du montage, certains intégrateurs sont plus efficaces que d'autres

pour simuler des modèles particuliers. Un intégrateur inapproprié peut accroître inutilement le temps de simulation et causer des résultats erronés.

La figure 1.10b (Rswitch.mdl) montre le circuit équivalent de la figure 1.10a (Rswitch.vsd) dans PSB. L'interrupteur est initialement fermé et s'ouvre au temps  $T=0.03s$ . Cet interrupteur est modélisé par un disjoncteur de la librairie « Elements » de PSB. Le disjoncteur s'ouvre au passage par zéro du courant et sa variable de commande est un échelon de la librairie « Sources » de Simulink. La résistance est obtenue en utilisant le modèle d'une branche RLC série et en imposant  $R= 22.61 \Omega$ ,  $L=0$  et  $C=\text{inf}$  [8]. La figure 1.10b est simulé avec des paramètres identiques mais en utilisant quatre différents algorithmes à pas variable : ode45, ode15s, ode23s et ode23tb. La figure 1.10c illustre la tension aux bornes de l'interrupteur, obtenue avec ode15s, ode23s et ode23tb. Les résultats montrent que les trois algorithmes sont efficaces pour simuler l'ouverture de l'interrupteur au temps  $T=0.03s$ . Avec ode45, la simulation est stoppée due à l'incapacité mémoire de l'ordinateur et un message d'erreur est obtenu.



**Figure 1.10a : Exemple de circuit avec résistance (Rswitch.vsd)**

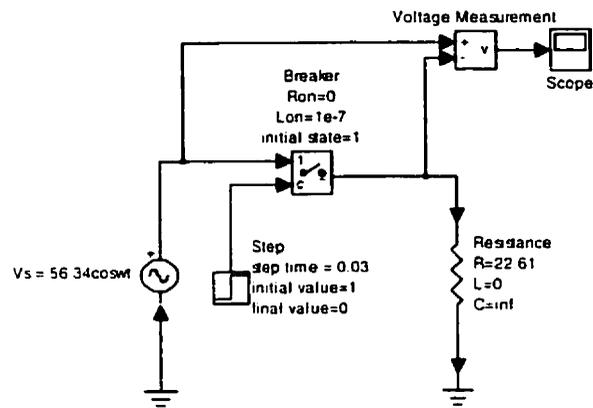


Figure 1.10b : Circuit équivalent dans PSB (Rswitch.mdl)

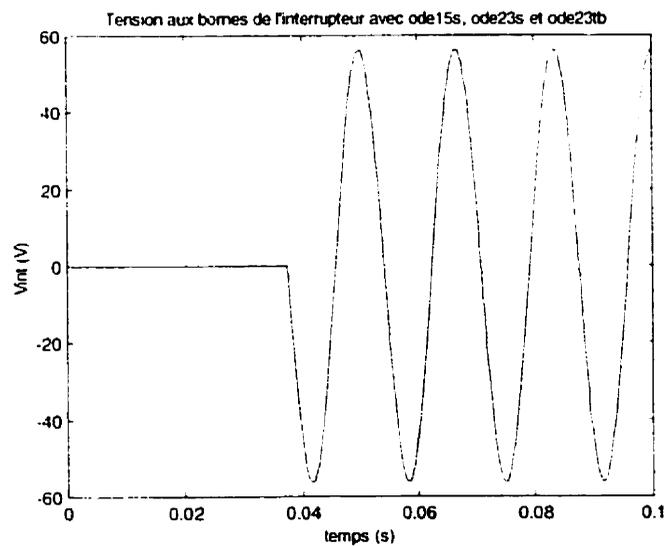


Figure 1.10c : Résultats superposés de simulation avec ode15s, ode23s, et ode23tb; tolérances relative et absolue=1e-6

Le circuit de la figure 1.10a (Rswitch.vsd) est modifié pour inclure une inductance (figure 1.11a : RLswitch.vsd). Le circuit équivalent est illustré à la figure 1.11b (RLswitch.mdl). Dans PSB, le disjoncteur est modélisé comme une source de courant. Donc, il ne peut être connecté directement en série avec l'inductance à moins qu'un amortisseur ne soit utilisé[8][15]. Si on essaie de connecter le disjoncteur sans amortisseur, le PSB donne des messages d'erreur et la simulation ne s'effectue pas. Pour éviter cela, une résistance  $R_j$  suffisamment élevée ( $R_j = 10^8 \Omega$ ) est utilisée afin que les résultats de simulation en soient les moins influencés.

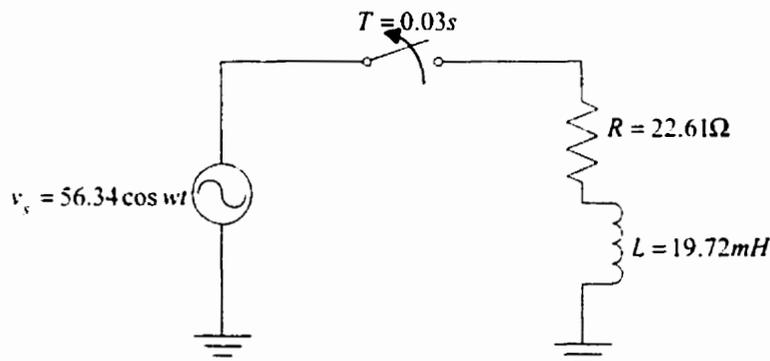


Figure 1.11a : Circuit avec inductance (RLswitch.vsd)

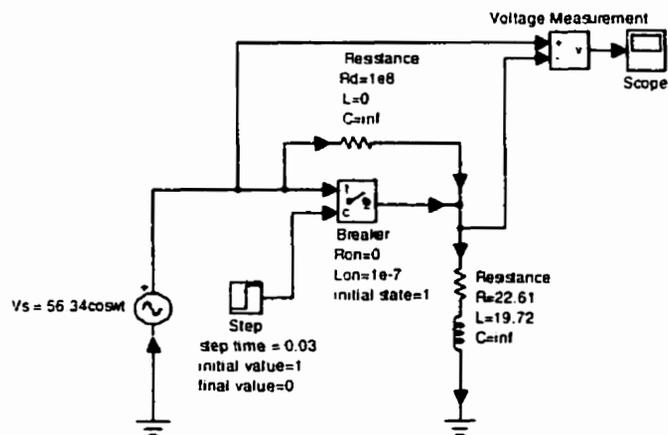
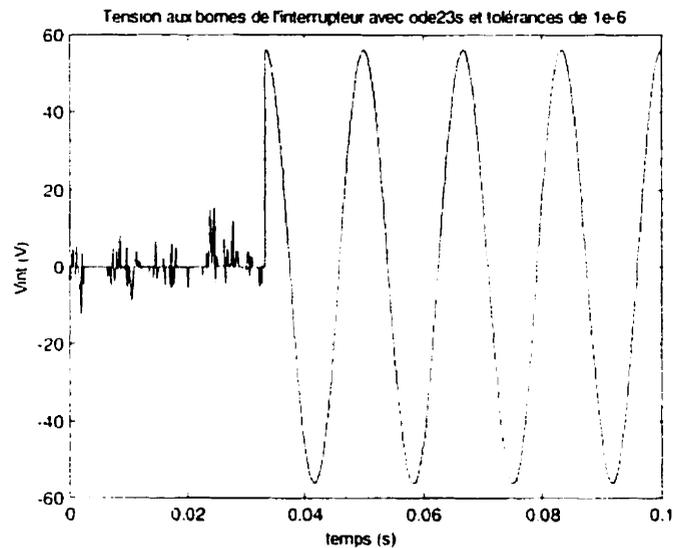
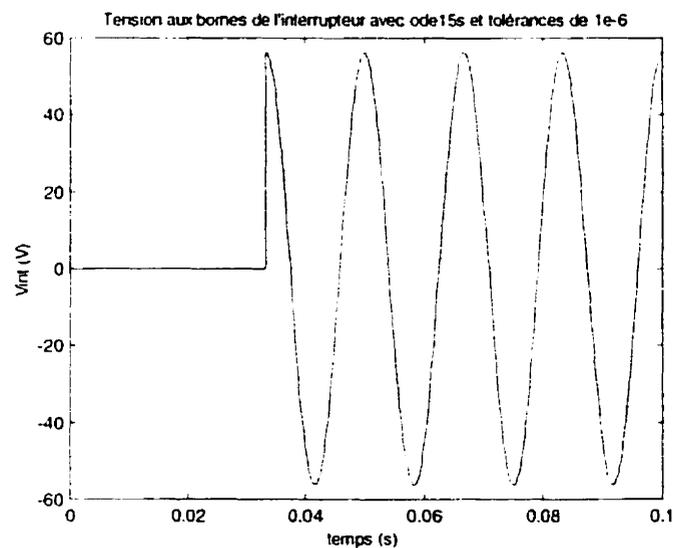


Figure 1.11b : Circuit équivalent dans PSB (RLswitch.mdl)

Les résultats de simulation obtenus avec des tolérances relative et absolue de  $1e-6$  et avec les algorithmes ode23s et ode15s sont illustrés dans les figures 1.11c et 1.11d respectivement. On note que ode15s est plus efficace que ode23s pour simuler ce circuit. Avec ode23s, des transitoires sont obtenus au début de la simulation.



**Figure 1.11c : Résultats de simulation avec ode23s dans PSB**



**Figure 1.11d : Résultats de simulation avec ode15s dans PSB**

### 1.3.1 Les tolérances d'erreur

Dans PSB/Simulink, chaque algorithme d'intégration numérique pouvant être appliqué au modèle dépend de l'habileté du système à obtenir les dérivées de tous les états du système. Ces algorithmes sont basés sur une estimation de l'erreur des variables calculées. Cette estimation permet de sélectionner un pas adéquat afin que l'erreur soit inférieure à une valeur fixée par l'utilisateur. L'erreur acceptable est fonction de la tolérance absolue et de la tolérance relative. Le choix de la tolérance absolue dépend des valeurs maximales des variables d'état (courants dans les inductances et tensions aux bornes des condensateurs).

Les algorithmes à pas variable utilisent une technique d'interpolation pour contrôler et vérifier l'erreur à chaque pas d'intégration. Commencant la simulation avec des conditions initiales, les algorithmes calculent les valeurs d'état à chaque pas et déterminent l'erreur locale de ces valeurs. Ils comparent ensuite cette erreur avec l'erreur acceptable. Si la solution à un pas particulier ne satisfait pas les critères de tolérance d'erreur pour n'importe quel état (en d'autres mots l'erreur locale est supérieure à l'erreur acceptable), l'algorithme retourne à ce point de temps et recommence la procédure avec un pas plus fin. L'erreur locale pour l'état  $i$ ,  $e_i$ , doit satisfaire l'équation suivante[9][10] :

$$|e_i| \leq \max (rtol \times |x_i|, atol_i)$$

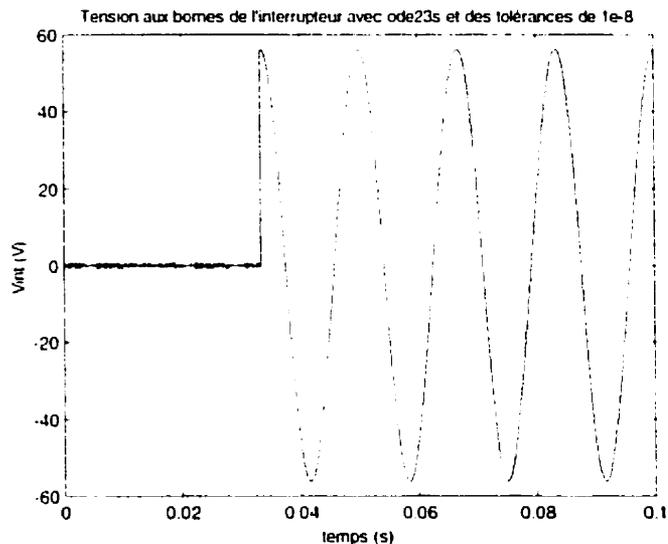
où  $rtol$  est la tolérance relative,  $x_i$  est la variable d'état à l'état  $i$  et  $atol_i$  est la tolérance absolue à l'état  $i$ .

### 1.3.2 Choix des paramètres

Un élément capital pour le bon déroulement d'une simulation est le choix des paramètres[8]. Les valeurs des tolérances relative et absolue ont un impacte sur la vitesse et la précision d'une simulation : une petite tolérance ralentit considérablement la

simulation mais augmente la précision. Il faut bien analyser le système à simuler et ajuster les paramètres en fonction de la complexité du montage.

Le circuit de la figure 1.11b (RLswitch.mdl) est simulé avec l'intégrateur ode23s avec des tolérances relative et absolue de  $1e-8$  respectivement. Une comparaison des figures 1.11c et 1.12 montre que les transitoires sont moins accentués avec des tolérances plus petites et aux dépens d'un temps de simulation plus long. Néanmoins, les résultats sont toujours faux.

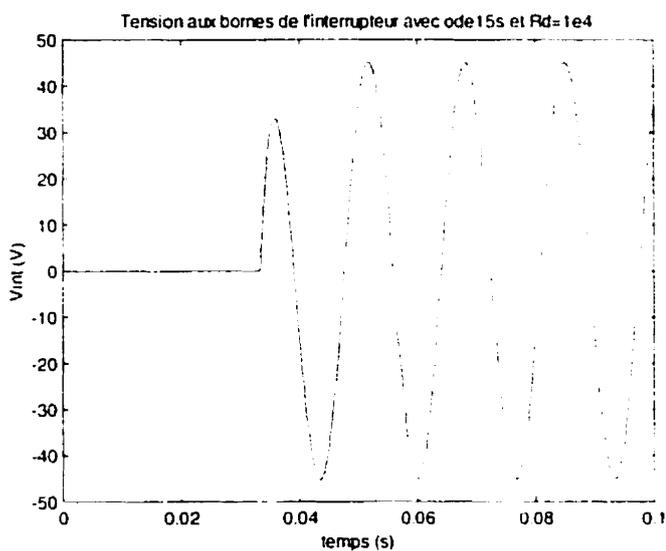


**Figure 1.12 : Résultats obtenus avec ode23s;  
tolérance relative= $1e-8$ , tolérance absolue= $1e-8$**

En général, si le système est instable ou la qualité des résultats est mauvaise, il faut soit réduire les tolérances ou changer d'algorithme et vérifier de nouveau les résultats. Au-delà des règles générales pour le choix de l'algorithme d'intégration et de ses paramètres, ce problème d'ajustement des paramètres reste quand même une question d'expérience. Un mauvais choix de l'algorithme d'intégration et de ses paramètres est une source potentielle d'erreur qui peut conduire à des résultats de simulation erronés.

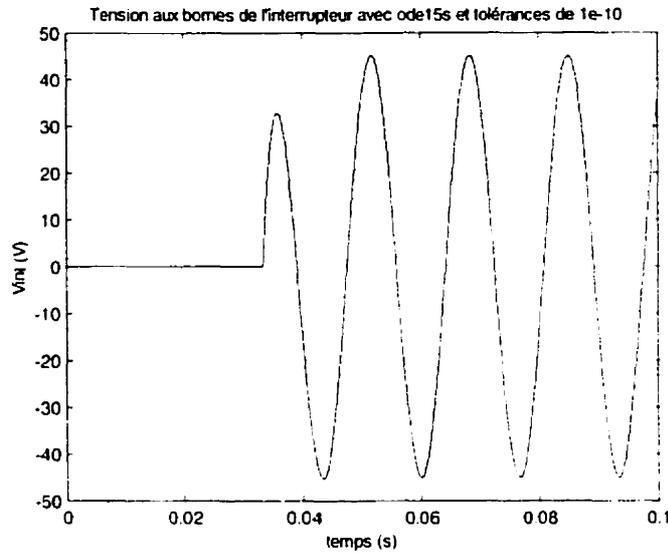
### 1.3.3 Effet de l'amortisseur $R_d$ sur la simulation

Le circuit de la figure 1.11b (RLswitch.mdl) est simulé avec ode15s dans PSB avec des tolérances relative et absolue de  $1e-6$  respectivement mais en utilisant un amortisseur de valeur  $R_d = 1e4 \Omega$ . La figure 1.13 montre que des résultats erronés sont obtenus. Ceci indique que la valeur de l'amortisseur a une certaine influence sur la solution du système.



**Figure 1.13 : Résultats de simulation avec ode15s et  $R_d=1e4$ ;  
tolérance relative= $1e-6$ , tolérance absolue= $1e-6$**

Si d'autre part on maintient la valeur de  $R_d$  à  $1e4 \Omega$  mais on diminue les tolérances à  $1e-10$  au détriment d'un temps de simulation plus long, les résultats sont toujours faux comme montré à la figure 1.14.



**Figure 1.14 : Résultats de simulation avec  $R_d=1e4$  et tolérances de  $1e-10$**

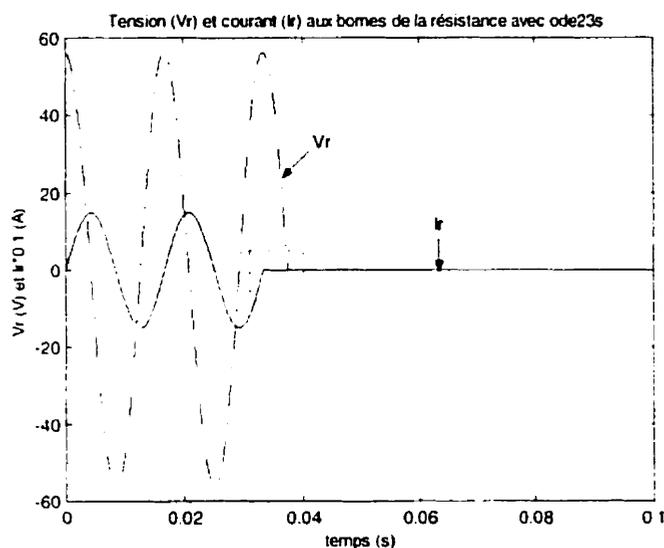
Ainsi, comme prouvé par les résultats de simulation, la valeur de l'amortisseur utilisée dans PSB a une influence sur la réponse du système. L'effet de réduire les tolérances n'aide pas à l'amélioration des résultats.

#### 1.3.4 Effet de l'inductance $L_{on}$

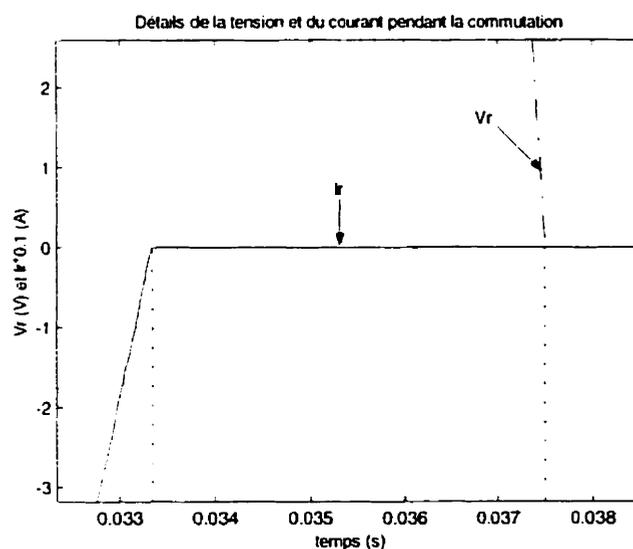
Dans PSB/Simulink, la modélisation d'un interrupteur comprend une inductance  $L_{on}$  qui introduit un déphasage dans les résultats de simulation.

La figure 1.15a illustre les résultats superposés de la tension et du courant aux bornes de la résistance  $R = 22.61\Omega$  du circuit de la figure 1.10b (Rswitch.mdl). La figure 1.15b montre les détails au moment de l'ouverture de l'interrupteur (modélisé ici par un disjoncteur). Même si l'interrupteur est commandé pour s'ouvrir à 30ms, il commute en réalité à 33.3ms lors du passage à zéro du courant. Théoriquement, la détection de la commutation doit se faire au même instant dans la tension et le courant pour la résistance car les deux sont des fonctions cosinusoidales et donc en phase. Toutefois, la détection de

la discontinuité dans la tension se fait à 37.5ms avec un retard de 4.2ms sur le courant. Cette différence est due à la présence de l'inductance  $L_{on}$  dans le modèle du disjoncteur et ceci introduit un déphasage de  $90^\circ$  dans les résultats de simulation.



**Figure 1.15a : Tension et courant aux bornes de la résistance avec ode23s;  
tolérance absolue=1e-6, tolérance relative=1e-6**



**Figure 1.15b : Agrandissement de la partie encadrée de la figure 1.15a**

## CHAPITRE 2 MÉTHODES DE SOLUTION DE EMTP ET MODÉLISATION DES ÉLÉMENTS

Le programme EMTP (Electromagnetic Transients Program)[6][7] est un programme informatique dédié à l'analyse des réseaux électriques en régime transitoire. Il est basé sur l'analyse nodale classique et utilise la méthode d'intégration trapézoïdale à pas constant. EMTP est écrit en langage FORTRAN. Tout circuit devant être simulé par EMTP se présente sous forme de fichier de données de type texte, constitué de 80 colonnes et d'autant de lignes qu'on souhaite. La version actuelle de EMTP (version 3.1) possède une interface graphique.

EMTP est composé essentiellement de deux parties :

- une partie « réseau électrique » avec des modèles d'éléments linéaires et non-linéaires, des lignes de transmission, des transformateurs, des interrupteurs commandés ou non, etc.
- une partie « commande » nommée TACS (Transient Analysis of Control Systems) qui comprend des fonctions de transfert, des limiteurs, diverses sources, des opérateurs logiques et arithmétiques, des fonctions algébriques etc.

Le module TACS permet de générer les signaux de commande de divers composants du réseau électrique. La façon traditionnelle de la description topologique du système se fait, manuellement, dans le fichier de données en respectant les champs alloués pour chaque composant.

### 2.1 ANALYSE DU RÉSEAU ÉLECTRIQUE LINÉAIRE

La première étape dans la simulation d'un circuit électrique commence par la représentation mathématique du circuit. Afin d'obtenir la solution numérique en régime permanent ou transitoire du circuit équivalent, chacune des branches du circuit est

remplacée par son modèle mathématique (modélisation mathématique). Ensuite, les contraintes topologiques fixées par l'interconnexion des branches et basées sur les lois de Kirchhoff, sont appliquées aux équations mathématiques de ces branches pour obtenir finalement, le système d'équations représentant le circuit au complet. La forme la plus générale de ce système est un système d'équations différentielles d'ordre 1 défini par :

$$\mathbf{F}(\mathbf{X}, \dot{\mathbf{X}}, \mathbf{U}, t) = \mathbf{0} \quad (2-1)$$

où  $\mathbf{F}$  est une fonction générale linéaire,  $\mathbf{X}$  est le vecteur des inconnues du circuit et  $\mathbf{U}$  est le vecteur des sources.

L'analyse transitoire de l'équation (2-1) détermine la solution de celle-ci sur un intervalle de temps  $[0, T]$  à des temps discrets  $0, t_1, t_2, \dots, T$  à partir de la transformation de l'équation (2-1) en un système d'équations algébriques discret équivalent défini par :

$$\mathbf{G}(\mathbf{X}_i, \mathbf{U}_i, t_i) = \mathbf{0} \quad (2-2)$$

où  $i = 0, 1, 2, \dots, n$  et  $t_n = T$ . La transformation de (2-1) en (2-2) est basée sur un algorithme d'intégration numérique à partir de conditions initiales connues.

Dans EMTP, l'équation (2-2) est formée directement, après que les équations différentielles caractérisant les éléments dynamiques (inductances, condensateurs, etc.) aient été remplacées par des circuits résistifs associés à l'algorithme d'intégration trapézoïdale (discrétisation)[6][7]. L'utilisation des modèles à circuit discret associé réduit l'analyse transitoire du réseau dynamique à une série d'analyses courant continu de réseaux résistifs. Un modèle de circuit discret associé peut être facilement dérivé d'un algorithme d'intégration implicite[11].

### 2.1.1 La méthode d'intégration trapézoïdale

On considère un système d'équations différentielles linéaire de la forme :

$$\dot{x} = \frac{dx}{dt} = f(x, t) \quad (2-3)$$

où  $x$  est une variable et  $f$  une fonction générale. Si on assume que  $\hat{x}(t)$  est la solution exacte de cette équation, la série de Taylor au point  $t = t_i$  permet d'écrire

$$\hat{x}(t_{i+1}) = \hat{x}(t_i) + \frac{\hat{x}^{(1)}(t_i)}{1!} (t_{i+1} - t_i) + \frac{\hat{x}^{(2)}(t_i)}{2!} (t_{i+1} - t_i)^2 + \dots + \frac{\hat{x}^{(p)}(t_i)}{p!} (t_{i+1} - t_i)^p + \theta \quad (2-4)$$

où  $\hat{x}^{(n)}(t_i)$  est la nième dérivée de  $\hat{x}(t)$  à  $t = t_i$ ,  $\Delta t_i = t_{i+1} - t_i$  et  $\theta$  est le terme de troncature[11].

La méthode d'intégration trapézoïdale peut être obtenue de l'équation (2-4) en imposant  $p=2$  :

$$x_{i+1} = x_i + \frac{\Delta t_i}{2} [f(x_i) + f(x_{i+1})] - \frac{\Delta t_i^3}{12} \frac{d^3 x(\xi)}{dt^3} \quad (2-5)$$

Dans l'équation (2-5), les indices  $i$  et  $i+1$  correspondent aux temps  $t_i$  et  $t_{i+1}$  respectivement et le pas d'intégration qui est constant, est défini par :

$$\Delta t_i = t_{i+1} - t_i \quad (2-6)$$

Le troisième terme à droite de l'égalité de l'équation (2-5), qui est le terme d'erreur de troncature locale, est normalement négligé.

La méthode d'intégration trapézoïdale est un algorithme implicite d'ordre 2. Elle est simple à programmer et requiert un minimum de termes d'histoire[11].

### 2.1.2 Autres méthodes numériques dérivées de la série de Taylor

Les algorithmes de Gear d'ordre 1 (Euler Backward) et de Taylor d'ordre 1 (Euler Forward, obtenu de l'équation (2-4) en imposant  $p=1$ ) pour résoudre l'équation (2-3) sont donnés par [11] :

$$\text{Euler Backward : } x_{i+1} = x_i + hf(x_{i+1}) - \frac{h^2}{2} \frac{d^2x(\xi)}{dt^2} \quad (2-7)$$

$$\text{Euler Forward : } x_{i+1} = x_i + hf(x_i) + \frac{h^2}{2} \frac{d^2x(\xi)}{dt^2} \quad (2-8)$$

L'algorithme de Euler Forward est un algorithme explicite où le terme d'erreur est assez grand. Pour obtenir une précision raisonnable avec cette méthode, le pas d'intégration doit être très petit. La méthode de Euler Forward présente des problèmes de stabilité numérique et est donc, rarement utilisée [11]. D'autre part, l'algorithme de Euler Backward est un algorithme implicite. Si le terme d'erreur est omis dans l'équation (2-7) et un pas d'intégration deux fois plus petit est utilisé, cette équation devient

$$x_{i+1} = x_i + \frac{h}{2} f(x_{i+1}) \quad (2-9)$$

et diffère de l'équation trapézoïdale (2-5) seulement par le terme manquant  $\frac{h}{2} f(x_i)$ .

Ceci montre que la méthode trapézoïdale peut être facilement substituée par celle de Euler Backward. Cette propriété est utilisée dans la méthode CDA (Critical Damping Adjustment) pour le traitement des discontinuités dans le logiciel EMTP[6][16].

### 2.1.3 Stabilité des méthodes numériques

On considère l'équation suivante :

$$\dot{x} = \lambda x \quad (2-10)$$

avec la solution exacte qui est

$$\dot{x} = x_0 e^{(\lambda t)} \quad (2-11)$$

Si la partie de la valeur propre,  $\lambda$ , est réelle et négative, l'équation (2-10) est stable. Si la solution exacte est stable, alors la solution numérique doit être aussi stable.

La solution de l'équation (2-10) avec la méthode de Euler Forward avec un pas constant est [17] :

$$x_{k+\Delta t} = x_k [1 + \Delta t \lambda] \quad (2-12)$$

qui se réduit à

$$x_k = x_0 [1 + \Delta t \lambda]^k \quad (2-13)$$

Quand la valeur propre est réelle et négative, la méthode de Euler Forward est stable seulement si  $x_k \rightarrow 0$  pour  $k \rightarrow \infty$ . Ceci nécessite que

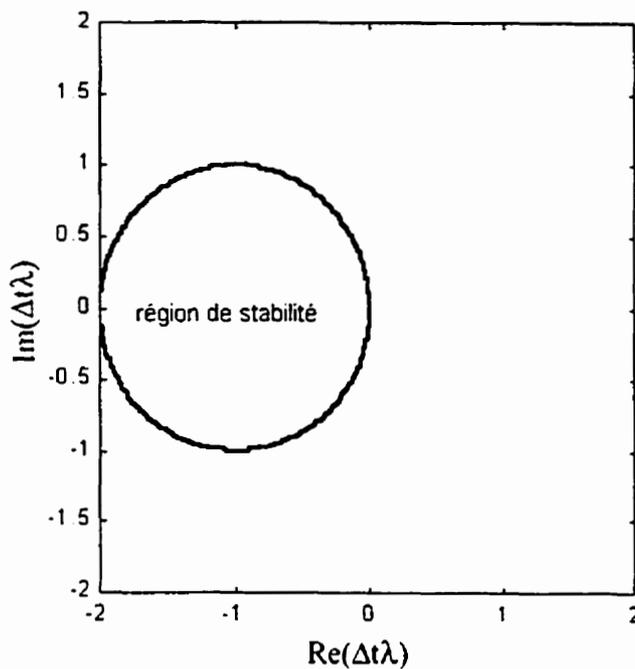
$$|1 + \Delta t \lambda| \leq 1 \quad (2-14)$$

$$-2 \leq \Delta t \lambda \leq 0 \quad (2-15)$$

De façon plus générale, l'équation de contrainte est :

$$(1 + \operatorname{Re}\{\Delta t \lambda\})^2 + (\operatorname{Im}\{\Delta t \lambda\})^2 \leq 1 \quad (2-16)$$

La figure 2.1 montre la région de stabilité de Euler Forward.



**Figure 2.1 : Région de stabilité de Euler Forward**

Quand l'équation (2-10) est résolue avec la méthode de Euler Backward, on obtient[17] :

$$x_{k+1} = x_k [1 - \Delta t \lambda]^{-1} \quad (2-17)$$

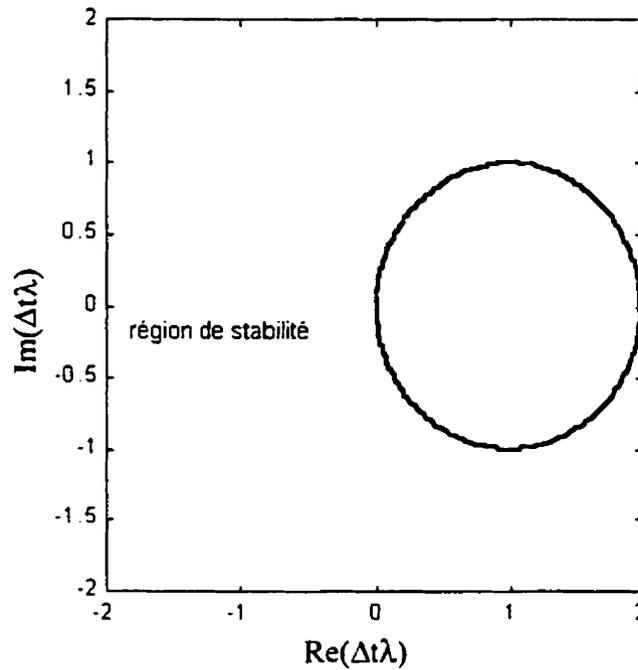
qui se réduit à

$$x_k = x_0 [1 - \Delta t \lambda]^{-k} \quad (2-18)$$

La région de stabilité est donnée par

$$(1 - \operatorname{Re}\{\Delta t \lambda\})^2 + (\operatorname{Im}\{\Delta t \lambda\})^2 \leq 1 \quad (2-19)$$

La figure 2.2 montre la région de stabilité de Euler Backward. On note que cette méthode est stable peu importe le pas de calcul.



**Figure 2.2 : Région de stabilité de Euler Backward**

Si la méthode d'intégration trapézoïdale est utilisée pour résoudre l'équation (2-10), on obtient [17] :

$$x_{k+1} = x_k \left[ \frac{1 + \frac{\Delta t \lambda}{2}}{1 - \frac{\Delta t \lambda}{2}} \right] \quad (2-20)$$

En simplifiant l'équation (2-20), on a :

$$x_k = x_0 \left[ \frac{1 + \frac{\Delta t \lambda}{2}}{1 - \frac{\Delta t \lambda}{2}} \right]^k \quad (2-21)$$

Ainsi, la région de stabilité est toute la partie gauche donnée par :

$$\operatorname{Re}\{\Delta t \lambda\} \leq 0 \quad (2-22)$$

Ceci implique que la méthode trapézoïdale est stable si la solution exacte est stable et instable si la solution exacte est instable. Une comparaison de cette méthode avec celles de Euler Backward et de Euler Forward, démontre que la méthode trapézoïdale est la méthode polynomiale A-stable la plus précise (sans restrictions sur le pas d'intégration et stable pour toutes les valeurs propres avec partie réelle négative). On note que si  $|\Delta t \lambda| \geq 2$ , alors le numérateur de l'équation (2-21) est négatif et  $x_k$  est positif pour les valeurs paires de  $k$  et négatif pour les valeurs impaires de  $k$ . La réponse du système oscille, donc, autour de la solution exacte. Ceci est un désavantage de la méthode trapézoïdale.

Des équations différentielles peuvent être résolues en utilisant des algorithmes stable-rigides. Un algorithme d'intégration numérique est stable-rigide si l'algorithme est stable quand le pas de calcul tend vers l'infini [17].

#### 2.1.4 Discrétisation des modèles de base

L'équation différentielle d'une inductance, présentée selon l'équation (2-3) est

$$\frac{di_{km}}{dt} = \frac{1}{L} v_{km} \quad (2-23)$$

qui, réécrite sous la forme de l'équation (2-5) en négligeant le terme d'erreur devient :

$$i_{km}(t) = \frac{\Delta t}{2L} v_{km}(t) + i_h(t) \quad (2-24)$$

où  $i_h(t)$  est le terme d'histoire qui correspond à :

$$i_h(t) = i_{km}(t - \Delta t) + \frac{\Delta t}{2L} v_{km}(t - \Delta t) \quad (2-25)$$

Avec la méthode de Euler Backward avec un pas  $\frac{\Delta t}{2}$ , on obtient

$$i_{km}(t) = i_{km}\left(t - \frac{\Delta t}{2}\right) + \frac{\Delta t}{2L} v_{km}(t) \quad (2-26)$$

Les termes d'histoire sont connus des valeurs des tensions et des courants de branche aux instants de temps précédents. En utilisant le même concept pour une capacité, les équations suivantes sont obtenues[6] :

$$\frac{dv_{km}}{dt} = \frac{i_{km}}{C} \quad (2-27)$$

$$i_{km}(t) = \frac{2C}{\Delta t} v_{km}(t) + i_h(t) \quad (2-28)$$

où

$$i_h(t) = -i_{km}(t - \Delta t) - \frac{2C}{\Delta t} v_{km}(t - \Delta t) \quad (2-29)$$

avec la méthode trapézoïdale et

$$i_h(t) = -\frac{2C}{\Delta t} v_{km}\left(t - \frac{\Delta t}{2}\right) \quad (2-30)$$

avec la méthode de Euler Backward.

La figure 2.3 présente les modèles équivalents d'une inductance et d'un condensateur, après discrétisation trapézoïdale.

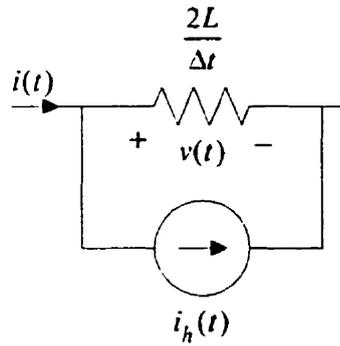


Figure 2.3a

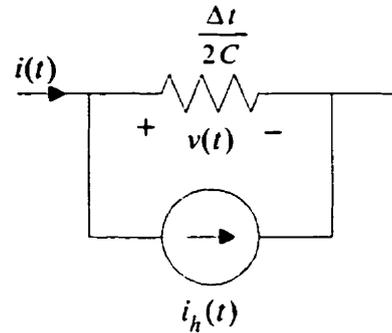


Figure 2.3b

Figure 2.3 : Modèles de circuits discrets

a) discrétisation d'une inductance

b) discrétisation d'un condensateur

Un troisième modèle d'importance pour EMTP, est la branche RLC série[6]. Si  $i_{km}$  est le courant dans la branche RLC, alors on obtient :

$$i_{km}(t) = G_{RLC} v_{km}(t) + i_{RLCh}(t) \quad (2-31)$$

où

$$G_{RLC} = \frac{1}{\left( R + \frac{2L}{\Delta t} + \frac{\Delta t}{2C} \right)} \quad (2-32)$$

Avec l'intégration trapézoïdale,

$$i_{RLCh}(t) = G_{RLC} \left[ 2v_{Lkm}(t - \Delta t) - v_{km}(t - \Delta t) + \left( \frac{2L}{\Delta t} + R - \frac{\Delta t}{2C} \right) i_{km}(t - \Delta t) \right] \quad (2-33)$$

$$v_{Lkm}(t - \Delta t) = \frac{2L}{\Delta t} i_{km}(t - \Delta t) - \frac{2L}{\Delta t} i_{km}(t - 2\Delta t) - v_{Lkm}(t - 2\Delta t) \quad (2-34)$$

Avec la méthode de Euler Backward :

$$i_{RLC_h}(t) = G_{RLC} \left[ 2v_{L_{km}} \left( t - \frac{\Delta t}{2} \right) - v_{km} \left( t - \frac{\Delta t}{2} \right) + \left( \frac{2L}{\Delta t} + R \right) i_{km} \left( t - \frac{\Delta t}{2} \right) \right] \quad (2-35)$$

$$v_{L_{km}} \left( t - \frac{\Delta t}{2} \right) = \frac{2L}{\Delta t} i_{km} \left( t - \frac{\Delta t}{2} \right) - \frac{2L}{\Delta t} (t - \Delta t) \quad (2-36)$$

Des relations discrétisées peuvent être obtenues pour les autres composants du réseau électrique.

### 2.1.5 Système d'équations par analyse nodale

Après discrétisation de toutes les branches du réseau électrique, EMTP assemble les équations par analyse nodale pure pour obtenir le système d'équations algébriques et linéaires suivant[6][18] :

$$\mathbf{Y}_n \mathbf{V}_n = \mathbf{I}_n \quad (2-37)$$

$$\mathbf{I}_n = \mathbf{i}_s - \mathbf{I}_h \quad (2-38)$$

où  $\mathbf{Y}_n$  est la matrice symétrique d'admittance nodale purement résistive,  $\mathbf{V}_n$  est le vecteur des tensions de nœud au temps  $t_i$  et  $\mathbf{I}_n$  représente les injections de courant de nœud (ceci inclut les sources de courant externes et les termes d'histoire représentés par des sources de courant). L'équation (2-37) peut être aussi écrite sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{11} & \mathbf{Y}_{12} \\ \mathbf{Y}_{21} & \mathbf{Y}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{n_1} \\ \mathbf{V}_{n_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{n_1} \\ \mathbf{I}_{n_2} \end{bmatrix} \quad (2-39)$$

où l'indice 1 désigne les nœuds dont la tension n'est pas connue et l'indice 2 les nœuds dont la tension est connue. Comme  $\mathbf{V}_{n_2}$  est connue,  $\mathbf{V}_{n_1}$  est obtenue en utilisant la partie supérieure de l'équation (2-39)

$$\mathbf{Y}_{11} \mathbf{V}_{n_1} = \mathbf{I}_{n_1} - \mathbf{Y}_{12} \mathbf{V}_{n_2} \quad (2-40)$$

La factorisation triangulaire LU est ensuite utilisée pour obtenir la solution de cette équation où la matrice  $\mathbf{Y}_{11}$  est décomposée en deux matrices triangulaires  $\mathbf{U}_{11}$  et  $\mathbf{L}_{11}$ , l'une supérieure et l'autre inférieure

$$\mathbf{Y}_{11} = \mathbf{L}_{11} \mathbf{U}_{11} \quad (2-41)$$

En substituant (2-41) dans (2-40), on obtient

$$\mathbf{U}_{11} \mathbf{V}_{n_1} = \mathbf{L}_{11}^{-1} [\mathbf{I}_{n_1} - \mathbf{Y}_{12} \mathbf{V}_{n_2}] \quad (2-42)$$

Le vecteur  $\mathbf{V}_{n_1}$  est obtenu de l'équation (2-42) par substitutions à l'endroit et puis à l'envers à chaque point de temps.

L'analyse nodale est très facile à implanter grâce à la simplicité des équations du réseau, sans sélection d'un arbre topologique. Toutefois, la modélisation des sources de tension pure sans connexion à la terre n'est pas permise, parce que la représentation des éléments avec une admittance infinie est interdite pour l'analyse nodale ordinaire. Une extension généralisée est actuellement utilisée dans les versions en développement de EMTP. Il s'agit de l'analyse nodale modifiée[19].

### 2.1.6 Formulation des équations du réseau pour l'analyse nodale

Le circuit de la figure 2.4a est utilisé comme exemple pour illustrer la méthode d'analyse employée par le EMTP. Le système discret équivalent est représenté à la figure 2.4b.

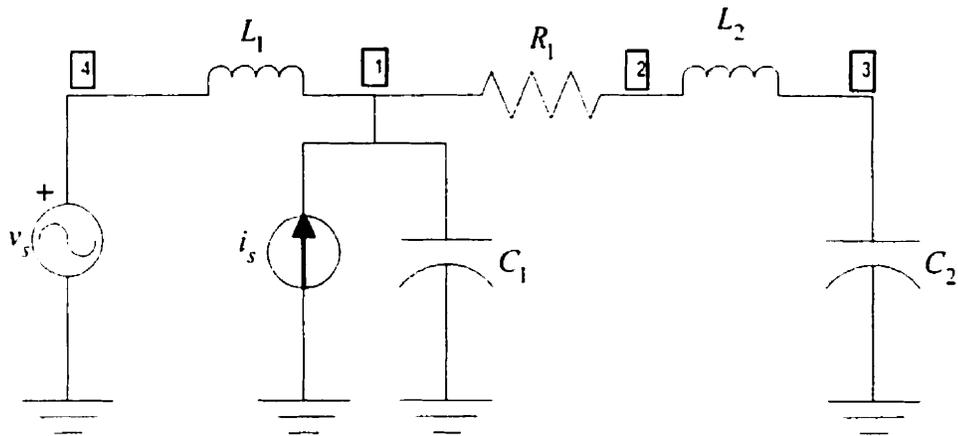


Figure 2.4a : Exemple de circuit pour l'analyse nodale

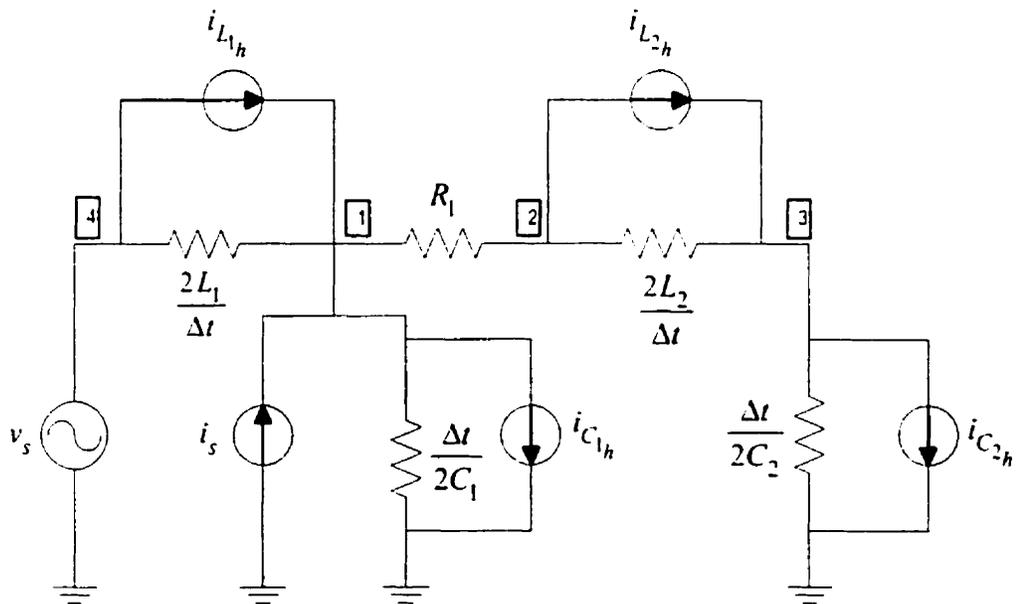


Figure 2.4b : Système discret équivalent

En appliquant la loi de Kirchhoff en courant à chaque nœud du circuit, on obtient le système d'équations discret suivant :

$$\begin{bmatrix} \frac{\Delta t}{2L_1} + \frac{2C_1}{\Delta t} + \frac{1}{R_1} & -\frac{1}{R_1} & 0 & -\frac{\Delta t}{2L_1} & 0 \\ -\frac{1}{R_1} & \frac{1}{R_1} + \frac{\Delta t}{2L_2} & -\frac{\Delta t}{2L_2} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{\Delta t}{2L_2} & \frac{\Delta t}{2L_2} + \frac{2C_2}{\Delta t} & 0 & 0 \\ -\frac{\Delta t}{2L_1} & 0 & 0 & \frac{\Delta t}{2L_1} & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ i_{v_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_s + i_{L_{1h}} - i_{C_{1h}} \\ -i_{L_{2h}} \\ i_{L_{2h}} - i_{C_{2h}} \\ -i_{L_{1h}} \\ v_s \end{bmatrix} \quad (2-43)$$

Ce système d'équations est purement résistif, avec des termes d'histoire représentés par des sources de courant à droite de l'égalité. Une étude des équations discrétisées (2-24)-(2-30) et des modèles de circuits associés montre que la topologie du circuit reste inchangée pour la méthode trapézoïdale avec un pas  $\Delta t$  et la méthode Euler Backward avec un pas  $\Delta t/2$ . La seule différence résulte en le calcul des termes d'histoire. La matrice d'admittance nodale est ainsi, la même dans les deux cas. Une comparaison des termes d'histoire montre que la méthode de Euler Backward utilise soit le terme d'histoire du courant, soit le terme d'histoire de la tension tandis que la méthode trapézoïdale utilise les deux à la fois. L'élimination Gaussienne est utilisée pour résoudre l'équation (2-43) à chaque point de temps.

## 2.2 MODÉLISATION DES INTERRUPTEURS DANS EMTP

Dans EMTP, les éléments d'électronique de puissance (diode, thyristor, transistor etc.) sont représentés par des interrupteurs idéaux : résistance nulle (ou court circuit) en conduction et résistance infinie et courant nul (circuit ouvert) lorsque bloqué. Dans cette méthode à topologie variable, les interrupteurs connectent des branches à d'autres dans l'état conducteur et les déconnectent dans l'état bloqué. Dans la figure 2.5a, l'interrupteur entre les nœuds  $k$  et  $m$  est ouvert et les deux nœuds sont représentés séparément dans le système d'équations nodales. Quand l'interrupteur se ferme (figure 2.5b), les nœuds  $k$  et

m sont confondus en un seul nœud. Cette représentation permet de réduire la taille des matrices décrivant le réseau et accroît la rapidité de la simulation[6].

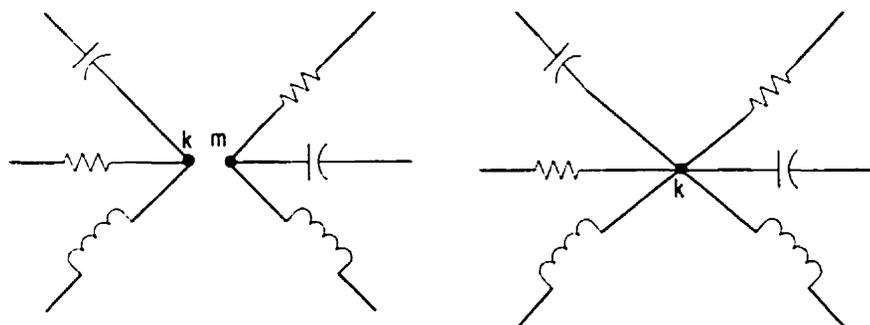


Figure 2.5a : Interrupteur ouvert

Figure 2.5b : Interrupteur fermé

Figure 2.5 : Représentation des interrupteurs dans EMTP

### 2.2.1 Les différents types d'interrupteurs

Selon le mode de contrôle, on distingue entre deux groupes d'interrupteurs[13] :

- Les interrupteurs contrôlés extérieurement dont les instants de commutation sont connus d'avance et sont indépendants des variables du réseau.

Exemple : les interrupteurs simples et les interrupteurs contrôlés par le temps.

- Les interrupteurs contrôlés intérieurement dont l'état dépend des variables du réseau ( tension et courant du circuit), à chaque pas  $t_i$  de la simulation.

Exemple : les éléments d'électronique de puissance.

Pour le second type d'interrupteur, on définit une variable de contrôle  $c(t)$  fonction de l'état de l'interrupteur, et un seuil de commutation  $\eta$  tels que :

si  $c(t) > \eta$  alors l'interrupteur est ouvert ;

si  $c(t) \leq \eta$  alors l'interrupteur est fermé ;

Le tableau 2.1 illustre le fonctionnement de trois modèles d'interrupteurs couramment utilisés dans EMTP[13].

Tableau 2.1 : Modèles des interrupteurs

ÉLÉMENT	SYMBOLE	MODÈLE	VARIABLE DE COMMANDE $c(t)$
Interrupteur simple		<p>ouvert si <math>i_{km} = 0</math>, alors <math>v_k - v_m \neq 0</math></p> <p>fermé si <math>v_k - v_m = 0</math> alors <math>i_{km} \neq 0</math></p>	
Diode		<p>fermé si <math>i_{km} &gt; \eta</math>, alors <math>v_k - v_m = 0</math></p> <p>ouvert si <math>v_k - v_m \leq \eta</math>, alors <math>i_{km} = 0</math></p>	<p><math>i</math> si fermé</p> <p><math>v_k - v_m</math> si ouvert</p>
Thyristor		<p>fermé si <math>i_{km} &gt; \eta</math> et <math>v_g - v_m &gt; V_{on}</math>, alors <math>v_k - v_m = 0</math></p> <p>ouvert si <math>v_k - v_m \leq \eta</math>, alors <math>i_{km} = 0</math></p>	<p><math>i</math> si fermé</p> <p><math>v_k - v_m</math> si ouvert et <math>v_g - v_m &gt; V_{on}</math></p> <p><math>v_g - v_k - V_{on}</math> si ouvert et <math>v_k - v_m &gt; 0</math></p>

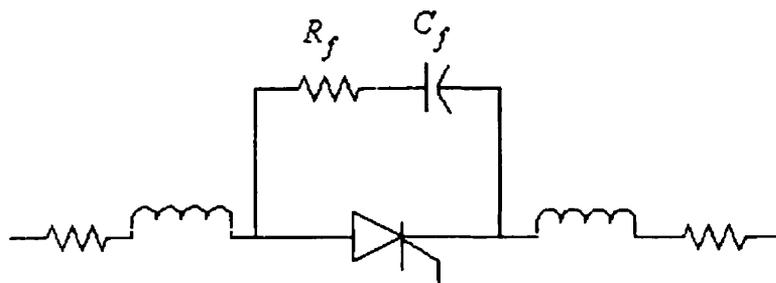
### 2.2.2 Traitement des interrupteurs

Afin de représenter les variations de topologie du circuit causées par l'opération des interrupteurs dans EMTP, la matrice d'admittance nodale doit être reconstruite et refactorisée complètement. Une seule topologie est valable entre deux commutations et à chaque changement dans l'état d'un interrupteur, EMTP doit reconstruire l'ensemble du système d'équations du réseau avant de poursuivre la simulation[6].

La reconstruction de  $Y_n$  peut être évitée par la retriangularisation partielle confinée aux nœuds d'interrupteurs[13][18]. Cette méthode débute avec tous les interrupteurs dans leur état ouvert et chaque fermeture d'un interrupteur résulte en l'élimination d'une ligne et d'une colonne dans la matrice nodale. Cette méthode évite la régénération de  $Y_n$  et s'avère efficace en présence d'un nombre d'interrupteurs faible par rapport aux dimensions du réseau. Toutefois, cette méthode devient complexe et inappropriée pour un nombre important d'interrupteurs. Dans ce cas, il est plus simple de reformuler et de retriangulariser complètement la matrice  $Y_n$  à chaque changement d'état d'un interrupteur. Cette méthode de modélisation est employée dans la version plus récente de EMTP [6][7].

### 2.2.3 Modélisation du convertisseur de puissance à pont de Graëtz dans EMTP.

Dans le convertisseur à pont de Graëtz, chacune des six valves est modélisée comme un interrupteur idéal (type 11) dans EMTP. Les circuits appropriés de commande de gâchette sont modélisés dans TACS (Transient Analysis of Control Systems). La figure 2.6 présente le modèle d'une valve de convertisseur dans EMTP.



**Figure 2.6 : Circuit équivalent d'une valve de convertisseur dans EMTP**

Chaque valve a des inductances qui limitent le courant. Elles sont placées avant et après l'interrupteur. Les résistances linéaires représentent les pertes dans le thyristor pendant la période de conduction. Un amortisseur artificiel composé d'une résistance  $R_f$

en série avec un condensateur  $C_f$  est placé en parallèle avec l'interrupteur idéal pour amortir les oscillations numériques introduites par la méthode d'intégration trapézoïdale.

### 2.2.4 Ouverture et fermeture des interrupteurs contrôlés par le temps

Le temps de fermeture ou d'ouverture actuel,  $T$ , d'un interrupteur contrôlé par le temps, est différent de la valeur spécifiée dans les cartes de données,  $T_{CLOSE} / T_{OPEN}$  car  $T$  est toujours un multiple entier du pas d'intégration  $\Delta t$ . Ce délai dans la commande des interrupteurs pose certains problèmes qui vont être discutés dans les sections suivantes. La figure 2.7 montre l'implémentation du temps de fermeture dans deux différentes versions de EMTP[6].

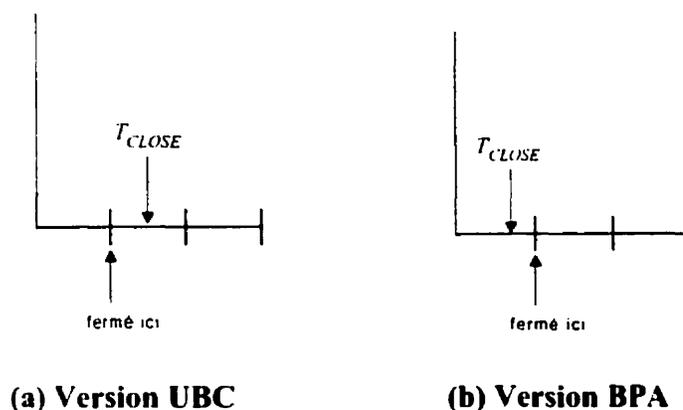


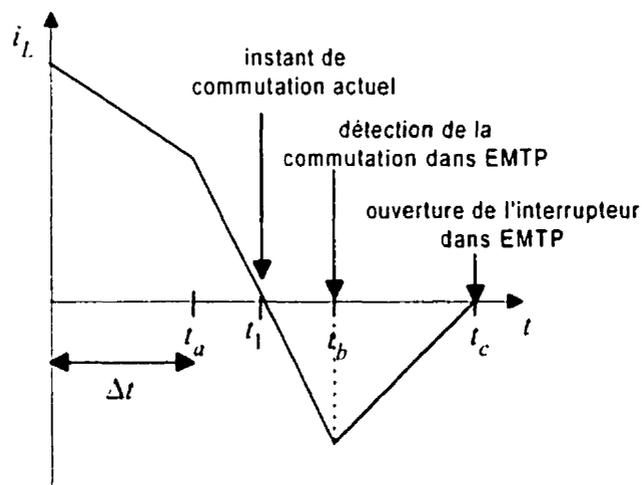
Figure 2.7 : Fermeture de l'interrupteur contrôlé par le temps dans EMTP

### 2.2.5 Commutation des interrupteurs dans EMTP

EMTP emploie la méthode d'intégration trapézoïdale à pas fixe pour convertir les équations différentielles du réseau en de simples relations algébriques. L'avantage du pas fixe est qu'il est facile à implémenter mais il peut causer des erreurs dans la simulation.

Le principal désavantage du pas fixe utilisé dans EMTP est son incapacité à détecter correctement les instants de discontinuités. En effet, les discontinuités dues aux changements topologiques résultant entre les points de temps rencontrent une détection tardive dans l'approche à pas fixe. Ceci est dû principalement au manque de précision dans la synchronisation des points de simulation et les instants de commutation.

Avec un pas d'intégration fixe, le courant dans l'interrupteur peut devenir temporairement négatif avant que celui-ci ne s'ouvre au prochain pas (figure 2.8).



**Figure 2.8 : Commutation avec un pas fixe**

Supposons qu'au point  $t_a$  le courant  $i_L$  dans l'interrupteur est positif et qu'au prochain instant de simulation, il devient négatif. Si l'interrupteur en série avec une inductance essaie de s'ouvrir à  $t_1$ , des impulsions de tension apparaîtront à cause de la coupure subite du courant inductif qui est assez grand (raison pour utiliser des amortisseurs). L'instant de détection de la commutation se fait actuellement à  $t_b$  à cause du pas d'intégration fixe dans EMTP.

Du point de vue pratique, l'implémentation d'un pas variable dans le programme EMTP est très laborieuse car il faut l'appliquer à tous les modèles des éléments. Ceci est dû au fait qu'un changement dans le pas d'intégration pendant la simulation requiert aussi un changement dans les paramètres du modèle de toutes les inductances et capacités, ce qui résulte en la reconstruction complète et la re-triangulation coûteuse de la matrice d'admittance nodale.

### 2.3 LES OSCILLATIONS NUMÉRIQUES DANS EMTP

Dans EMTP, des oscillations numériques surviennent pendant la commutation des interrupteurs. Ces oscillations sont reliées à la présence de la tension dans le terme d'histoire de l'inductance et du courant dans le terme d'histoire de la capacité. Les principales causes de ces oscillations numériques sont [2][6][20][21] :

- La discontinuité de courant dans une inductance
- La discontinuité de tension pour un condensateur
- Le démarrage et l'arrêt des sources
- Le changement de segment dans la représentation caractéristique des modèles d'éléments non-linéaires.

Le cas de l'interruption de courant dans une inductance est utilisé pour expliquer ces oscillations. Si  $t_j$  est le point de détection de la discontinuité,  $i$  le courant dans l'inductance et  $v$  la tension aux bornes de l'inductance, lors de l'extinction d'une valve sans amortisseur, par exemple, l'intégration trapézoïdale permet d'écrire [16][21][22] :

$$i_{t_j+\Delta t} = \frac{\Delta t}{2L} v_{t_j+\Delta t} + \frac{\Delta t}{2L} v_{t_j} + i_{t_j} \quad (2-44)$$

Quand le courant est interrompu :

$$i_{t_j+\Delta t} = 0 \quad (2-45)$$

$$v_{t_d+\Delta t} = -\frac{2L}{\Delta t} \left[ \frac{\Delta t}{2L} v_{t_d} + i_{t_d} \right] \quad (2-46)$$

Pour la solution suivante :

$$i_{t_d+2\Delta t} = \frac{\Delta t}{2L} v_{t_d+2\Delta t} + \frac{\Delta t}{2L} v_{t_d+\Delta t} \quad (2-47)$$

Comme le courant reste à zéro, la tension commence à osciller d'après l'équation suivante :

$$v_{t_d+2\Delta t} = -v_{t_d+\Delta t} \quad (2-48)$$

Plusieurs approches sont utilisées pour éliminer ces oscillations numériques. Une méthode simple est en ajoutant des résistances fictives en parallèle avec les branches inductives ou en série avec les branches capacitatives. Dans la version 3.1 de EMTP, ces oscillations numériques sont éliminées par la méthode CDA. Cette méthode simplifie la représentation des interrupteurs en éliminant les amortisseurs artificiels.

### 2.3.1 La méthode CDA

La méthode CDA permet la solution du système d'équations différentielles de procéder sans obstacle à travers des discontinuités. Elle applique deux demi-pas d'intégration avec la méthode implicite de Euler Backward à partir de l'instant de détection de la commutation d'un interrupteur. Les deux demi-pas permettent d'éviter la reconstruction de la matrice d'admittance nodale. Utilisant encore une fois le cas de l'interruption du courant dans une inductance, si  $t_d$  est l'instant de détection de discontinuité, alors les équations suivantes peut être écrites [16][21][22] :

$$i_{t_d+\frac{\Delta t}{2}} = \frac{\Delta t}{2L} v_{t_d+\frac{\Delta t}{2}} + i_{t_d} \quad (2-49)$$

$$v_{t_j + \frac{\Delta t}{2}} = \frac{2L}{\Delta t} \left[ i_{t_j + \frac{\Delta t}{2}} - i_{t_j} \right] \quad (2-50)$$

Pour le prochain pas :

$$i_{t_j + \Delta t} = \frac{\Delta t}{2L} v_{t_j + \Delta t} + i_{t_j + \frac{\Delta t}{2}} \quad (2-51)$$

$$v_{t_j + \Delta t} = \frac{2L}{\Delta t} \left[ i_{t_j + \Delta t} - i_{t_j + \frac{\Delta t}{2}} \right] \quad (2-52)$$

Comme  $i_{t_j + \frac{\Delta t}{2}} = 0$  et  $i_{t_j + \Delta t} = 0$  alors

$$v_{t_j + \Delta t} = 0 \quad (2-53)$$

Ainsi, les oscillations numériques sont éliminées.

### 2.3.2 Implémentation de la méthode CDA dans EMTP

Le système est résolu en utilisant la loi trapézoïdale avec un pas  $\Delta t$  pour la partie normale de la simulation. Supposons qu'au temps  $t = t_1$ , certains interrupteurs changent d'état, alors la topologie du circuit passe de l'état I à l'état II. La séquence des évènements dans l'implémentation de la méthode CDA est comme suit[16][21] :

- La solution du système est trouvée normalement au temps  $t = t_1$  avec le circuit dans la configuration I (avant le changement dans l'état des interrupteurs). De l'équation (2-31) :

$$[G_1][v(t_1)] = [i_s(t_1)] + [h_{rup}(t_1)] \quad (2-54)$$

où les éléments dans la matrice de conductance  $[G_1]$  sont représentés d'après la loi d'intégration trapézoïdale avec un pas  $\Delta t$ .

- La topologie du circuit est maintenant modifiée d'après le nouvel état des interrupteurs (état II). La matrice  $[G_{11}]$  est construite et triangularisée.
- Le système est résolu au temps  $\left(t_1 + \frac{\Delta t}{2}\right)$  en utilisant la loi Euler Backward.

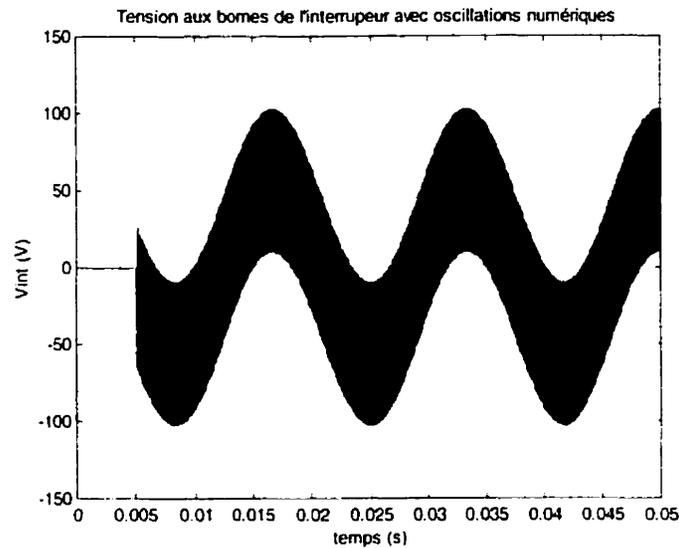
$$[G_{11}] \left[ v \left( t_1 + \frac{\Delta t}{2} \right) \right] = \left[ i_s \left( t_1 + \frac{\Delta t}{2} \right) \right] + \left[ h_{BE} \left( t_1 + \frac{\Delta t}{2} \right) \right] \quad (2-55)$$

Les conductances équivalentes des éléments du circuit utilisant la méthode Euler Backward avec un demi-pas sont identiques aux conductances équivalentes de ces éléments utilisant la loi trapézoïdale avec un pas  $\Delta t$ . Ainsi la matrice  $[G]$  de l'équation ne change pas. Seulement les termes d'histoire,  $[h(t)]$ , doivent être changés.

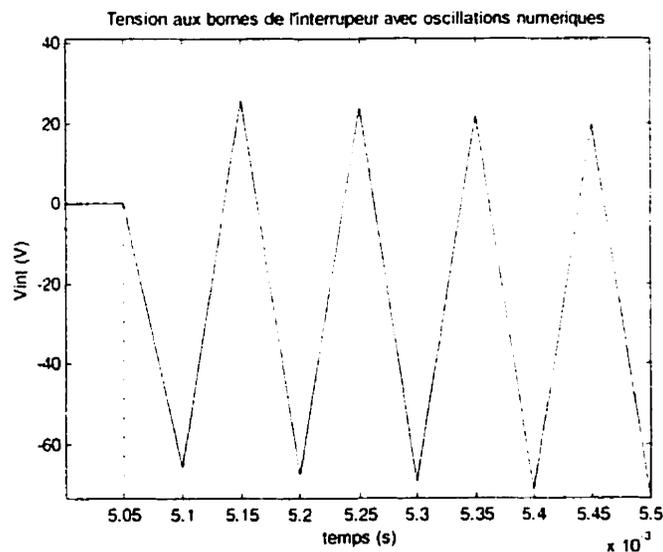
- Le système est résolu à  $(t_1 + \Delta t)$  avec Euler Backward.
- La simulation continue à  $(t_1 + \Delta t), (t_1 + 2\Delta t), \dots$  avec la loi trapézoïdale jusqu'à ce qu'une autre opération de commutation ait lieu.

Les deux demi-pas sont suffisants pour amortir les oscillations numériques provoquées par la discontinuité. Le système d'équations est résolu pendant le premier demi-pas sans présenter les résultats. Ceux-ci déterminent les conditions initiales pour le prochain demi-pas. Les résultats finaux sont donnés à chaque pas complet  $\Delta t$  de la simulation. La méthode CDA donne des résultats identiques à ceux obtenus en utilisant la loi trapézoïdale ordinaire, mais sans les oscillations produites pendant la discontinuité.

La figure 1.11a (RLswitch.vsd) présente un exemple de discontinuité de courant dans une inductance. Les oscillations numériques dans la tension aux bornes de l'interrupteur lors de son ouverture à  $T = 0.001s$  après le passage à zéro du courant sont démontrées dans les figures 2.9a et 2.9b. Le pas de calcul pour ce circuit est  $\Delta t = 50e-6s$ .

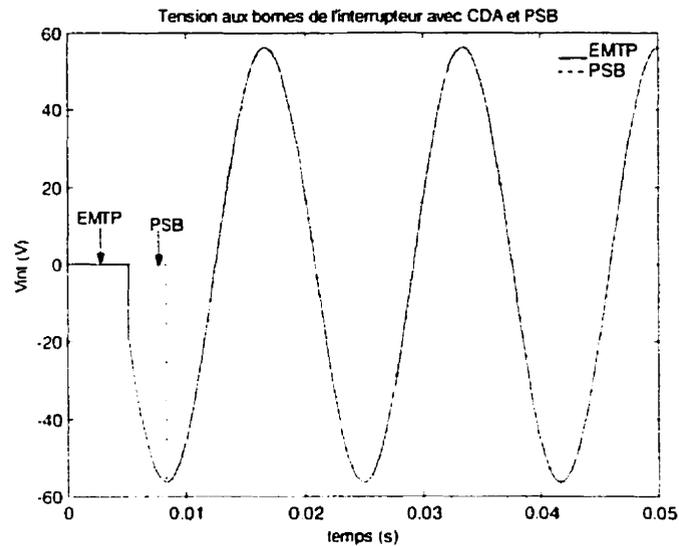


**Figure 2.9a : Tension aux bornes de l'interrupteur(sans amortissement);  
pas d'intégration : 50e-6**



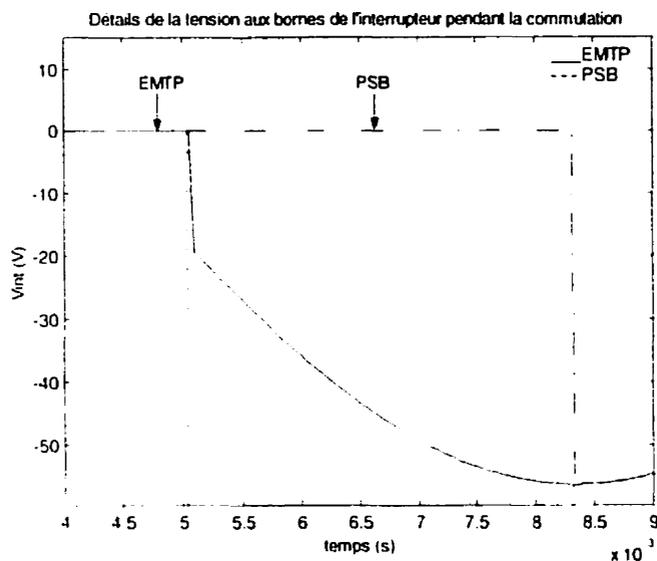
**Figure 2.9b : Agrandissement des oscillations entre 5ms et 5.5ms**

La figure 2.10 présente les résultats de simulation du circuit de la figure 1.11a (RLswitch.vsd) obtenus avec CDA et PSB. On note l'absence des oscillations numériques au moment de l'ouverture de l'interrupteur dans EMTP.



**Figure 2.10 : Superposition des résultats du circuit RLswitch.vsd avec  
CDA : pas d'intégration =50e-6 ; PSB : ode 15s, tolérances=1e-6, Rd=1e8**

La figure 2.11 montre les détails de la tension aux bornes de l'interrupteur pendant la commutation pour un temps variant de 4ms à 9ms. On note que dans le cas de EMTP, le point de détection de la commutation est à 5.05ms même si celui-ci a lieu actuellement entre 5ms et 5.05ms. Ceci est dû au pas fixe utilisé dans EMTP qui ne peut détecter une discontinuité qui a lieu entre deux points de simulation. L'interrupteur dans PSB s'ouvre sans délai, ce qui explique la pente verticale de la tension. Toutefois, dans PSB, la détection de la commutation se fait à 8.33ms lors du passage à zéro du courant de l'interrupteur. Cet écart entre la solution de PSB et de EMTP est dû à la présence de l'inductance  $L_{in}$  dans le modèle du disjoncteur qui introduit un déphasage dans les résultats de simulation.



**Figure 2.11 : Détails des résultats superposés entre 4ms et 9ms**

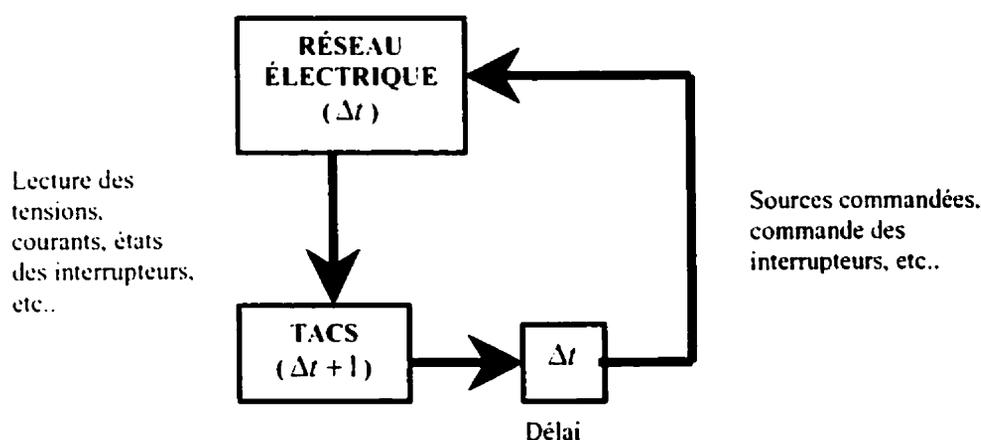
Malheureusement la méthode CDA n'est pas parfaite et peut résulter en des simulations erronées dans certains cas. En effet, le problème de cette méthode est qu'elle élimine complètement l'impulsion de tension apparaissant dans l'inductance, qui est une variable de commande indispensable pour déterminer l'état des interrupteurs dans certains circuits d'électronique de puissance. Sa suppression élimine de fait, la possibilité de commander ces interrupteurs. Ces phénomènes sont causés par le délai qui existe dans l'opération des interrupteurs contrôlés par la tension ou le courant dans EMTP [13][22].

### 2.3.3 Délai entre EMTP et TACS

Le réseau électrique et le système de commande sont solutionnés dans EMTP et TACS respectivement. La résolution de TACS utilise un système d'équations distinct de celui du réseau : il existe donc des éléments d'interface entre les deux. Ceux-ci permettent l'utilisation de certaines variables du réseau par TACS (tension de nœud, courants de branche, variables spéciales) ou l'utilisation des variables TACS par le réseau (sources contrôlées, interrupteurs contrôlés). Cette interaction entre le module TACS et le

réseau électrique de EMTP est de type séquentiel et est soumise à un pas de retard. En effet, les variables de TACS calculées au pas de temps précédent, sont utilisées pour solutionner le réseau au pas suivant. Ensuite, le système de commande est résolu en utilisant les variables du réseau au même pas. Au début de la simulation (à  $t=0$ ), les variables de TACS sont initialisées à zéro. Si la résolution séparée de EMTP et TACS implique une boucle ouverte, alors les effets de ce délai d'interface peuvent être négligés si le pas  $\Delta t$  est suffisamment petit[23][24]. En général, ce pas de retard entre la solution de TACS et celle du réseau affecte très peu les résultats.

La figure 2.12 illustre l'interaction entre TACS et EMTP[6][23].



**Figure 2.12 : Illustration de l'interaction entre TACS et le réseau**

Des délais de pas de temps supplémentaires existent aussi dans la logique de TACS elle-même. En effet, les éléments linéaires (fonctions de transfert sans limite) et les éléments non-linéaires (fonctions de transfert limitées, variables auxiliaires, expressions FORTRAN) ne sont pas toujours solutionnés de façon simultanée dans TACS. La résolution séquentielle de ces éléments peut engendrer plusieurs pas de retard sur la solution du système. Dans certains cas, l'effet de ces délais internes est négligeable. Il est possible de les minimiser en réduisant le pas de temps mais en augmentant évidemment le temps de calcul. Toutefois, dans le cas des systèmes contenant des boucles de contrôle

où un ou plusieurs éléments non-linéaires sont inclus, ces délais peuvent causer des instabilités numériques et des résultats erronés. Il est possible de réduire ces délais en optimisant l'ordre dans lequel les blocs du système de commande sont résolus.

Ainsi, la non-simultanéité entre la solution du réseau (EMTP) et TACS provoque :

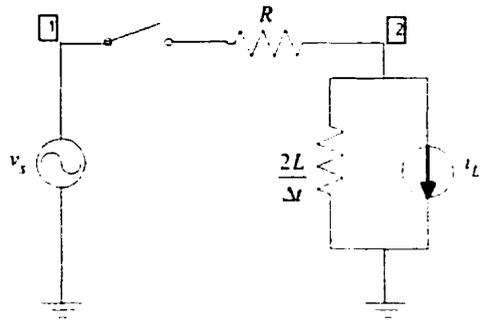
- une détection tardive de l'état d'opération des interrupteurs contrôlés ;
- une évaluation retardée des variables de commande.

Le délai d'un pas qui existe entre EMTP et TACS peut être corrigé pour les interrupteurs contrôlés. Il suffit tout simplement d'ajuster le temps de commutation en envoyant le signal de fermeture un pas de temps plus tôt.

#### **2.3.4 Effet du pas d'intégration**

Le pas d'intégration  $\Delta t$  utilisé dans Power System Blockset et EMTP, est basé sur les constantes de temps du circuit et sur les événements de commutation. Un pas d'intégration suffisamment petit satisfait la demande d'une petite constante de temps mais résulte en un temps de simulation excessif, tandis que si le pas est plus grand qu'une certaine valeur basée sur la plus petite constante de temps, des transitoires peuvent être manquées. Ainsi, un choix approprié du pas de calcul est nécessaire afin d'éviter les instabilités numériques et des résultats erronés.

Dans la simulation à pas fixe, la détection précise des instants de discontinuité est assurée aussi longtemps que le pas de calcul est suffisamment petit. Toutefois, l'utilisation d'un pas d'intégration plus petit ne donne pas nécessairement des résultats exacts. En effet, le pas d'intégration ne peut être réduit infiniment à cause des problèmes de conditionnement de la matrice d'admittance nodale[1]. Considérons le circuit discrétisé de la figure 1.11a (RLswitch.vsd) :



**Figure 2.13 : Circuit discrétisé de la figure 1.11a**

Lorsque la matrice d'admittance nodale du circuit de la figure 2.13 est constituée avec un pas très petit, disons  $\varepsilon$ , on a :

$$Y_n = \begin{bmatrix} \frac{1}{R} & -\frac{1}{R} \\ -\frac{1}{R} & \frac{\varepsilon}{2L} + \frac{1}{R} \end{bmatrix} \quad (2-56)$$

Dans les limites de précision du calculateur et pour la valeur courante de l'inductance (de l'ordre du millième de Henry), l'admittance de l'inductance devient négligeable vis à vis de la valeur de la résistance et la matrice  $Y_n$  se réduit à :

$$Y_n = \begin{bmatrix} \frac{1}{R} & -\frac{1}{R} \\ -\frac{1}{R} & \frac{1}{R} \end{bmatrix} \quad (2-57)$$

On obtient deux lignes identiques et la factorisation de la matrice d'admittance résulte en une impasse.

## **CHAPITRE 3 EXEMPLE D'UNE LIAISON CCHT ET SA MODÉLISATION**

Le transport d'énergie à courant continu à haute tension peut être basé sur la commutation de ligne ou commutation naturelle. Ce type de commutation dépend de l'inversion de la tension appliquée aux bornes de l'interrupteur. Cet interrupteur peut être amorcé grâce à un signal appliqué à sa gâchette. La seule façon de bloquer l'interrupteur est d'annuler le courant circulant dans ce dernier.

Ce chapitre a pour objectif l'étude du fonctionnement du pont convertisseur à six impulsions (pont de Graëtz). Les équations de base sont présentées. Ensuite, les deux logiciels, EMTP et PSB/Simulink, sont évalués afin de déterminer leurs capacités dans l'analyse du système à courant continu. Pour atteindre cet objectif, on modélise ici une liaison CCHT unipolaire simplifiée.

### **3.1 MODÈLE CC SIMPLIFIÉ**

La figure 3.1 présente le circuit typique d'un convertisseur à six impulsions.

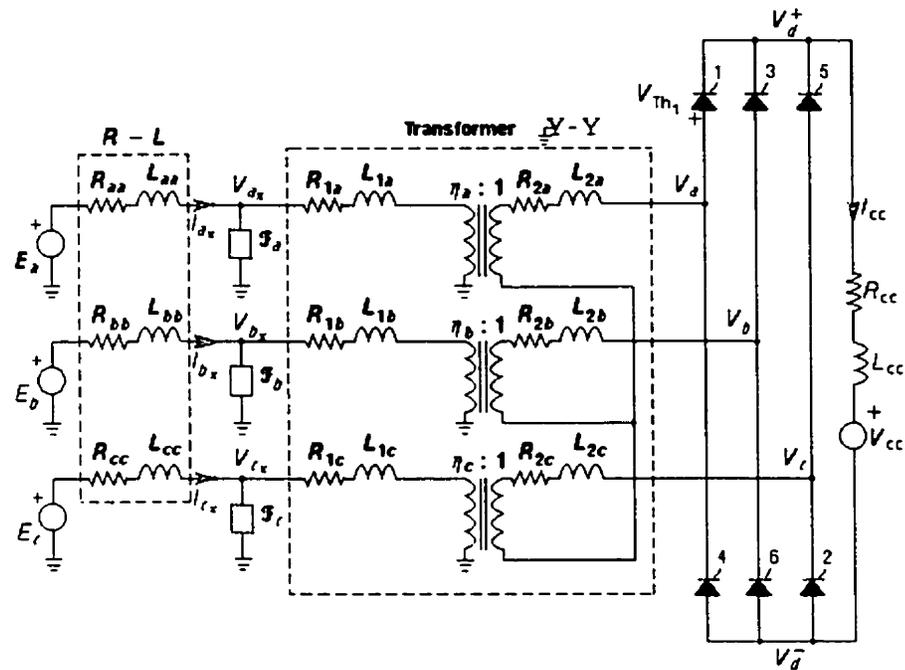


Figure 3.1 : Pont convertisseur à six impulsions connecté à un réseau ca

Les valves sont numérotées dans leur ordre d'allumage. Les équations de base sont présentées dans la prochaine section[25][26].

### 3.1.1 Équations de base (Rappel)

Les tensions ca du côté convertisseur sont données par :

$$e_a = V_m \cos \omega t \quad (3-1)$$

$$e_b = V_m \cos \left( \omega t - \frac{\pi}{3} \right) \quad (3-2)$$

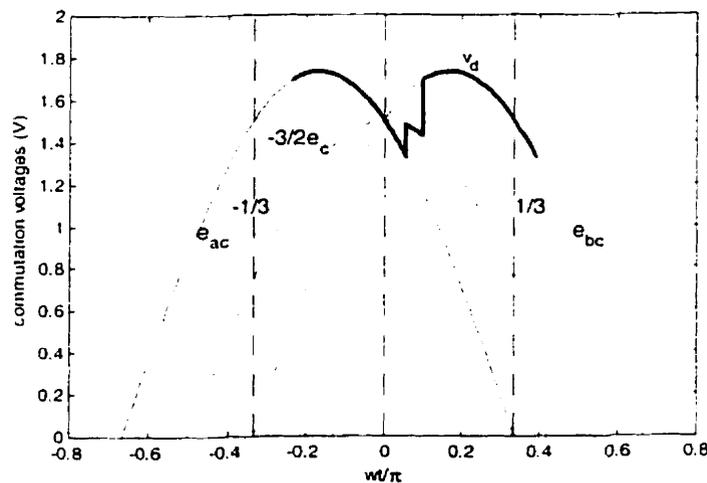
$$e_c = V_m \cos \left( \omega t + \frac{\pi}{3} \right) \quad (3-3)$$

où

$$V_m = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} a V_{LL,rms} \quad (3-4)$$

et  $a$  est le rapport de transformation du transformateur de conversion côté redresseur et  $V_{LL,rms}$  est la tension efficace ligne-ligne du côté primaire du transformateur.

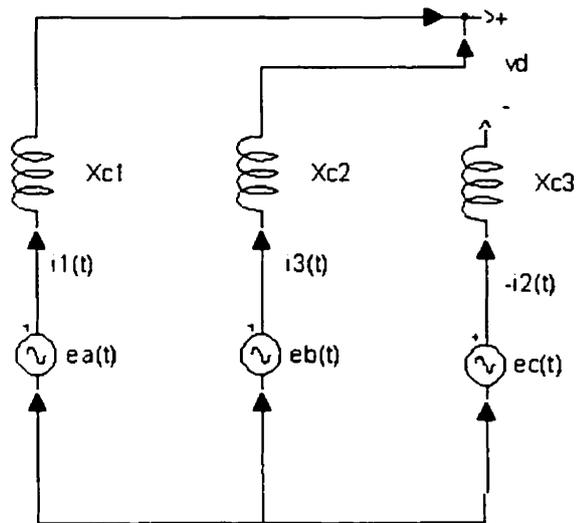
La figure 3.2 illustre la procédure de commutation du thyristor 1 au thyristor 3.



**Figure 3.2 : Tensions du convertisseur pendant la commutation ( $\alpha \leq \omega t \leq \sigma$ )**

Quand les thyristors 1 et 6 sont passants, la tension du côté cc est donnée par  $e_{ac}$ . Le thyristor 3 est amorcé après le passage de  $\alpha$  degrés. La tension  $e_{bc}$  est, alors, supérieure à  $e_{ac}$ . Le transfert de courant ne peut se faire instantanément du thyristor 1 quand le thyristor 3 est amorcé.

La figure 3.3 montre la topologie du circuit pendant la commutation.



**Figure 3.3 : Circuit convertisseur pendant la commutation**

Comme les réactances de fuite du transformateur du côté convertisseur sont égales, la tension cc instantanée est :

$$v_d = \frac{e_a + e_b}{2} - e_c = -\frac{3}{2}e_c \quad (3-5)$$

Quand  $\alpha = 0$  et  $\mu = 0$ , la valeur moyenne de la tension continue est donnée par :

$$V_d = V_{d0} = \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} e_{ac} d\omega t = \frac{3\sqrt{2}a}{\pi} V_{L, rms} \quad (3-6)$$

Avec  $\alpha \neq 0$  et  $\mu = 0$ , la tension continue devient :

$$V_d = \frac{3}{\pi} \int_{\alpha - \pi/3}^{\alpha} e_{ac} d\omega t = V_{d0} \cos \alpha \quad (3-7)$$

où  $\alpha$  est l'angle de retard à l'amorçage.

Avec  $\alpha \neq 0$  et  $\mu \neq 0$ , la tension moyenne redressée est :

$$V_d = \frac{3}{\pi} \int_{\sigma-\frac{\pi}{3}}^{\alpha} e_{uc} d\omega t - \int_{\alpha}^{\sigma} \frac{3}{2} e_c d\omega t = V_{do} \left[ \frac{\cos \alpha + \cos \sigma}{2} \right] \quad (3-8)$$

où  $\sigma = (\alpha + \mu)$  et  $\mu$  est l'angle d'empiètement.

Le courant du thyristor 3 obtenu du circuit de la figure 3.3 est :

$$e_u - \frac{X_c}{\omega} \frac{di_1}{dt} = e_h - \frac{X_c}{\omega} \frac{di_3}{dt} \quad (3-9)$$

$$\frac{di_3}{dt} = \frac{\sqrt{3}V_m \omega}{2X_c} \cos(\omega t - \pi/2) \quad (3-10)$$

qui conduit à

$$i_3 = \frac{\sqrt{3}V_m \omega}{2X_c} \int_{\sigma/\omega}^t \sin(\omega t) dt = \frac{\sqrt{3}V_m}{2X_c} [\cos \alpha - \cos \omega t] \quad (3-11)$$

Comme  $i_3(\sigma/\omega) = I_d$ , le courant continu est donné par :

$$I_d = \frac{\pi V_{do}}{6X_c} [\cos \alpha - \cos \sigma] \quad (3-12)$$

En combinant les équations (3-8) et (3-12), on obtient l'équation de la tension en fonction du courant de charge à la sortie du convertisseur

$$V_d = V_{do} \cos \alpha - R_c I_d \quad (3-13)$$

$$\text{avec } R_c = \frac{3}{\pi} X_c \quad (3-14)$$

où  $R_c$  est la résistance équivalente de commutation.

Lorsque le convertisseur fonctionne en mode onduleur, la tension et le courant obtenus par les équations (3-8) et (3-13) ont des valeurs négatives. Pour le fonctionnement en mode onduleur, ces équations sont alors transformées en changeant le signe de  $V_d$  et en substituant les égalités suivantes :

$$\cos \alpha = -\cos \beta$$

$$\cos(\alpha + \mu) = -\cos \gamma$$

où

$\beta = \pi - \alpha$  est l'angle d'avance à l'amorçage

$\gamma = (\pi - \alpha - \mu)$  est l'angle d'extinction.

Ainsi, on trouve pour l'onduleur :

$$V_d = V_{d0} \cos \gamma - R_c I_d \quad (3-15)$$

### 3.2 MODÉLISATION NUMÉRIQUE D'UNE LIAISON CCHT

La caractéristique importante d'une liaison CCHT est qu'elle est généralement complexe et contient des stratégies de commande élaborées. Il existe, donc, plusieurs façons d'envisager l'élaboration du modèle de simulation. Par exemple, en réalisant physiquement un modèle réduit qui possède les mêmes caractéristiques que le système physique mais à une échelle moindre. Ainsi, pour simplifier les techniques de simulation, les hypothèses suivantes ont été faites pour le présent modèle[24] :

- La liaison CC est une liaison unipolaire avec un convertisseur à commutation naturelle à pont de Graëtz triphasé du côté redresseur.
- La ligne de transmission CC est représentée par une résistance de 5  $\Omega$ . Les filtres CC ne sont pas considérés.
- L'onduleur est remplacé par une source de tension constante en série avec une inductance de lissage de 350 mH. La valeur de cette source passe de 0 à 242 kV en 0.01 msec après un temps Tstart de 5.5 msec. Cette source est représentée par une fonction rampe de type 12 dans EMTP.
- Le redresseur est équipé d'un régulateur de courant et d'une génératrice d'impulsions qui utilise la valeur de l'angle d'amorçage pour commander les gâchettes des thyristors.
- Le réseau CA du côté redresseur est représenté par son circuit Thévenin triphasé. Chaque phase a une tension thévenin équivalente de 187.794 V et une impédance de R= 1.1572  $\Omega$  et L= 44.58 mH.

Un pont avec un indice de pulsation de six (pont de Graëtz) au lieu de celui de douze, est utilisé ici simplement pour faciliter les explications des principes de base et pour diminuer le temps de simulation.

### 3.2.1 Description générale du système.

Les paramètres du réseau de référence sont donnés à l'annexe A. Le modèle de la liaison CCHT dans PSB/Simulink ainsi que les différents blocs composants du système sont donnés à l'annexe B respectivement. Les réseaux CA et CC choisis sont des exemples simplifiés de réseaux interconnectés. Le réseau CC de 400 MW transmet l'énergie sous forme de courant continu à haute tension à travers la liaison CC. Le côté redresseur du circuit comprend le pont convertisseur à six impulsions avec une inductance de lissage de 350 mH, des filtres CA du type à faible amortissement pour les 5<sup>ème</sup>, 7<sup>ème</sup> et 11<sup>ème</sup> harmoniques respectivement, ainsi que le système de commande. Le réseau CA avec un rapport de court-circuit de 7, est considéré comme étant un système "fort" (à faible impédance).

L'opération du pont de Graëtz produit des courants harmoniques de l'ordre  $6k \pm 1$  (où  $k$  est un nombre entier positif) du côté c.a du convertisseur. Ces harmoniques sont éliminés par des filtres CA. Ces filtres sont des circuits passifs et ils procurent aux courants harmoniques, un écoulement facile à cause de leur faible impédance. Les filtres CA peuvent être soit du type amortis, soit du type accordé ou les deux. De plus, ils remplissent une partie des exigences relatives à l'énergie réactive absorbée par les semi-conducteurs. Dans le modèle suivant, la compensation capacitive de 9.66  $\mu\text{F}$  a été divisée en trois bancs de 2.62, 2.62 et 4.42  $\mu\text{F}$  respectivement et transformée en deux filtres accordés et un filtre amorti (Annexe B.2).

Les enroulements du transformateur de conversion du côté redresseur sont de connexion Y/Y avec une mise à la terre au primaire. Le transformateur est assemblé à

partir de trois transformateurs monophasés sans branches de magnétisation. Les effets de saturation sont aussi négligés. Les transformateurs monophasés sont eux-mêmes composés de transformateurs idéaux à deux enroulements avec chaque enroulement en série avec une impédance de fuite. Celle-ci a été divisée en deux parties égales, 15.1 mH du côté primaire et 12.0 mH du côté secondaire pour une meilleure représentation du transformateur de conversion. Le rapport de transformation est de 225.50/205.45.

### 3.2.2 Synchronisation des tensions

Les sources de tensions alternatives peuvent contenir des harmoniques malgré la présence des filtres CA, ce qui implique un certain niveau de distorsion et de déséquilibre dans les tensions triphasées. Pour pallier à ce problème, un circuit de synchronisation est utilisé pour générer des tensions de ligne équilibrées à partir des tensions de phase. Les tensions de commutation ainsi obtenues sont utilisées comme référence pour la génération des impulsions des gâchettes (Annexe B.3).

Les composants fondamentaux des tensions de phase sont [24]:

$$v_a(t) = V_{am} \cos(\omega t + \theta_a) = V_{am} \cos \omega t \cos \theta_a - V_{am} \sin \omega t \sin \theta_a = C_a \cos \omega t + S_a \sin \omega t \quad (3-16)$$

$$v_b(t) = V_{bm} \cos(\omega t + \theta_b) = V_{bm} \cos \omega t \cos \theta_b - V_{bm} \sin \omega t \sin \theta_b = C_b \cos \omega t + S_b \sin \omega t \quad (3-17)$$

$$v_c(t) = V_{cm} \cos(\omega t + \theta_c) = V_{cm} \cos \omega t \cos \theta_c - V_{cm} \sin \omega t \sin \theta_c = C_c \cos \omega t + S_c \sin \omega t \quad (3-18)$$

Les composants de séquence directe des tensions de phase sont donnés par

$$v_{a+}(t) = \frac{1}{3} \left[ V_{am} \cos(\omega t + \theta_a) + V_{bm} \cos(\omega t + \theta_b + 120^\circ) + V_{cm} \cos(\omega t + \theta_c - 120^\circ) \right] \quad (3-19)$$

$$v_{b+}(t) = \frac{1}{3} \left[ V_{am} \cos(\omega t + \theta_a - 120^\circ) + V_{bm} \cos(\omega t + \theta_b) + V_{cm} \cos(\omega t + \theta_c + 120^\circ) \right] \quad (3-20)$$

$$v_{c+}(t) = \frac{1}{3} \left[ V_{am} \cos(\omega t + \theta_a + 120^\circ) + V_{bm} \cos(\omega t + \theta_b - 120^\circ) + V_{cm} \cos(\omega t + \theta_c) \right] \quad (3-21)$$

Pour un système triphasé équilibré, les tensions de ligne sont en retard de  $30^\circ$  sur les tensions de phase et sont  $\sqrt{3}$  fois plus grandes. Ainsi, les tensions de ligne de séquence directe sont données par :

$$v_{ac+}(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[ V_{am} \cos(\omega t + \theta_a - 30^\circ) + V_{bm} \cos(\omega t + \theta_b + 90^\circ) + V_{cm} \cos(\omega t + \theta_c - 150^\circ) \right] \quad (3-22)$$

$$v_{ba+}(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[ V_{am} \cos(\omega t + \theta_a - 150^\circ) + V_{bm} \cos(\omega t + \theta_b - 30^\circ) + V_{cm} \cos(\omega t + \theta_c + 90^\circ) \right] \quad (3-23)$$

$$v_{cb+}(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[ V_{am} \cos(\omega t + \theta_a + 90^\circ) + V_{bm} \cos(\omega t + \theta_b - 150^\circ) + V_{cm} \cos(\omega t + \theta_c - 30^\circ) \right] \quad (3-24)$$

En manipulant ces équations, on obtient :

$$v_{ac+}(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[ C_a \cos(\omega t - 30^\circ) + C_b \cos(\omega t + 90^\circ) + C_c \cos(\omega t - 150^\circ) \right] + \left[ S_a \sin(\omega t - 30^\circ) + S_b \sin(\omega t + 90^\circ) + S_c \sin(\omega t - 150^\circ) \right] \quad (3-25)$$

$$v_{ba+}(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[ C_a \cos(\omega t - 150^\circ) + C_b \cos(\omega t - 30^\circ) + C_c \cos(\omega t + 90^\circ) \right] + \left[ S_a \sin(\omega t - 150^\circ) + S_b \sin(\omega t - 30^\circ) + S_c \sin(\omega t + 90^\circ) \right] \quad (3-26)$$

$$v_{cb+}(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[ C_a \cos(\omega t + 90^\circ) + C_b \cos(\omega t - 150^\circ) + C_c \cos(\omega t - 30^\circ) \right] + \left[ S_a \sin(\omega t + 90^\circ) + S_b \sin(\omega t - 150^\circ) + S_c \sin(\omega t - 30^\circ) \right] \quad (3-27)$$

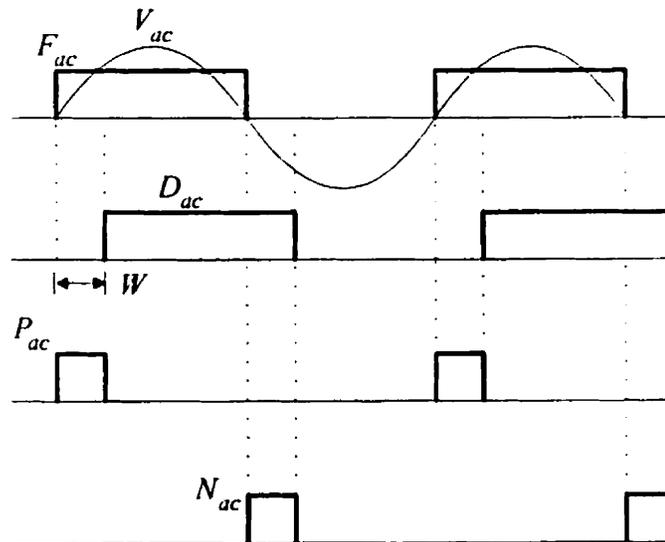
### 3.2.3 Système de commande.

La liaison CCHT doit maintenir un courant continu donné. Ainsi, le régulateur de courant dans ce cas va satisfaire les objectifs suivants :

- Mesurer la valeur actuelle du courant continu  $I_d$  dans la liaison CC.
- Comparer le courant continu  $I_d$  avec le courant de référence  $IORDER$ . Si  $I_d$  est plus grand que  $IORDER$ , alors le signal d'erreur est positif et la sortie de l'intégrateur augmente ainsi que l'angle d'amorçage  $\alpha$ , réduisant ainsi la tension continue et le courant continu.

- Varier la caractéristique du redresseur et générer les impulsions de gâchette pour les thyristors afin d'ajuster la valeur du courant mesuré à celle de la consigne à l'aide du régulateur de courant.

La génératrice d'impulsions utilise la valeur de l'angle d'amorçage  $\alpha$  du régulateur pour générer une impulsion de gâchette du thyristor exactement  $\alpha$  degrés après le passage à zéro de la tension de commutation du pont respectif (Annexe B.4). Le principe d'opération de la génératrice d'impulsions est illustré à la figure 3.4.



**Figure 3.4 : Principe d'opération de la génératrice d'impulsions**

Les impulsions  $P_{ac}$  et  $N_{ac}$  sont données par les expressions suivantes :

$$P_{ac} = (F_{ac} \cdot \text{AND}(\cdot \text{NOT} \cdot D_{ac})) \quad (3-28)$$

$$N_{ac} = (D_{ac} \cdot \text{AND}(\cdot \text{NOT} \cdot F_{ac})) \quad (3-29)$$

Les impulsions  $P_{ac}$  et  $N_{ac}$  sont à  $\alpha = 0$  par rapport aux passages à zéro de la tension  $V_{ac}$ . Ces impulsions sont, donc, retardées par un temps  $\alpha$  comme déterminé par le régulateur de courant.

La technique de « Double Pulsing » est utilisée pour débiter la simulation avec deux thyristors déjà amorcés afin d'avoir un courant circulant dans le pont convertisseur. Le bloc «Pulse Blocking » assure le blocage des impulsions quand le signal BLCK devient non-zéro (Annexe B.4).

### **3.2.4 Modélisation de la liaison CCHT dans EMTP et PSB/Simulink.**

Comme le réseau de référence CCHT a été modélisé dans le but de comparer les résultats de simulation, on a adopté ici les mêmes caractéristiques de commande dans les deux logiciels. Une attention particulière est prêtée quant à la minimisation des différences possibles et à la localisation des sources d'erreur qui existent dans les deux modèles, de façon à s'harmoniser de manière aussi proche que possible aux conditions employées dans les deux simulateurs, tout en restant à l'intérieur des limitations des programmes respectifs.

Dans EMTP, les thyristors sont modélisés par des interrupteurs de type 11. Ceux-ci sont en parallèle avec des amortisseurs conçus pour amortir les oscillations numériques. Le système de commande de gâchette est simulé par le module TACS de EMTP. Dans PSB, le système de commande est construit à l'aide des schémas blocs qui existent dans les bibliothèques de Simulink. Ces blocs sont interfacés avec les blocs non-linéaires du Power System Blockset à l'aide des blocs « Measurements ».

### 3.2.5 Initialisation du système

La sélection inappropriée des conditions initiales ou le démarrage directe d'un état sans aucune initialisation, peut conduire la simulation dans un mode de fonctionnement anormal et accroître inutilement le temps requis pour atteindre le régime permanent. Les programmes ne peuvent prédire automatiquement le mode de fonctionnement initial (i.e l'état de conduction des valves) du convertisseur et ainsi initialiser le réseau selon ce mode de fonctionnement. Plusieurs techniques sont utilisées pour initialiser le système et elles peuvent être appliquées indépendamment ou en même temps :

1. Le démarrage manuel en débutant la simulation avec deux thyristors déjà amorcés.
2. Le démarrage en imposant un angle d'amorçage fixe (avec l'interrupteur de l'intégrateur du régulateur de courant ouvert) et une tension de l'onduleur nulle jusqu'à ce que le courant continu s'établisse dans le lien. L'interrupteur est ensuite fermé après un certain délai après que la tension continue s'établisse.

Le démarrage avec un système CA faible est plus compliqué. Si le système CA est simplement représenté par son équivalent Thévenin, il est possible d'obtenir une solution en réduisant artificiellement l'impédance du réseau CA jusqu'à l'établissement d'une séquence d'allumage acceptable, puis le réseau CA est ramené manuellement à son état initial. Dans d'autres situations, des sources de démarrage auxiliaires sont aussi utilisées au début de la simulation et sont ensuite éliminées après l'établissement du courant continu et de la tension continue. Les conditions initiales disponibles alors sont le courant de référence du réseau CC et l'angle d'amorçage approximatif.

### 3.2.6 Étapes de la simulation.

Dans le premier circuit de commande ([A:\Fichiers\SYS1.txt](#) et Annexe B.5), la consigne du courant est constante à 1 p.u (1.6 KA) et la sortie de l'intégrateur est conçue de sorte que 1 p.u correspond à un angle d'amorçage de 180 degrés. Sa valeur initiale est fixée à

0.1 p.u ( $\alpha=18^\circ$ ). La sortie de l'intégrateur est limitée aux valeurs 0.0278 ( $\alpha_{\min}=5^\circ$ ) et 0.61 p.u ( $\alpha=109.8^\circ$ ). L'angle d'amorçage requis par la génératrice d'impulsions est exprimé en secondes.

Dans le deuxième (A:\Fichiers\SYS2.txt et Annexe B.6) et troisième circuit de commande (A:\Fichiers\SYS3.txt et Annexe B.7), la limite inférieure de la sortie de l'intégrateur (ALO) est une variable tandis que la consigne du courant (IOR) est un échelon et une rampe respectivement. Le signal ALO est obtenu de deux sources de type II (ALO1 et ALO2) dans EMTP tandis que dans PSB, elle est obtenue par deux interrupteurs dont les variables de commande sont des échelons respectivement. Pour le deuxième système de commande, la consigne du courant, IOR, est obtenue de deux autres signaux IOR1 et IOR2, de type II dans EMTP mais représentés dans PSB par des interrupteurs avec des échelons comme variables de commande. La modélisation du troisième système de commande suit le même principe.

Les différentes étapes pour initialiser le circuit sont :

- Les trois interrupteurs des sources de démarrage auxiliaires sont fermés au début de la simulation.
- Avec l'interrupteur de l'intégrateur du régulateur de courant initialement ouvert, la sortie de l'intégrateur fixée à 0.1 p.u et la tension de l'onduleur fixée à zéro, le courant continu est rapidement amené à 1.6 KA.
- Après 5.5 ms, la tension de l'onduleur est appliquée. Les interrupteurs des sources de démarrage sont ouverts après 12 ms, suivi de la fermeture de l'interrupteur de l'intégrateur à 25 ms pour actionner la commande de courant.
- À 50 ms, un défaut phase-terre sur la liaison CC est simulé. Ce défaut est initié en fermant l'interrupteur connecté entre le nœud DCLH et la terre (voir Annexe B.1). Dans PSB, ce défaut est simulé par un disjoncteur dont la variable de commande est un échelon qui ferme le disjoncteur au temps requis.
- Les impulsions sont interrompues à 100 ms pour terminer la simulation.

Les impédances connectées en parallèle avec chaque source de démarrage n'ont pas été modélisées dans PSB. Ces impédances sont nécessaires dans EMTP pour éviter des problèmes possibles quand les interrupteurs des sources de démarrage sont ouverts.

Dans le prochain chapitre, les capacités des logiciels EMTP et PSB/Simulink en ce qui concerne l'analyse numérique de cette liaison CCHT sont évaluées.

## CHAPITRE 4 ANALYSE ET COMPARAISON DES RÉSULTATS

Dans ce chapitre, les résultats des cas tests élaborés sont présentés. Une analyse de l'effet du pas d'intégration est effectuée dans EMTP tandis que dans PSB/Simulink, l'analyse est basée sur les valeurs des tolérances. Les dimensions des graphiques sont ajustées en fonction des résultats les plus importants dans certains cas afin d'étudier la disparité entre les résultats de simulation et d'expliquer ces différences.

### 4.1 CAS 1

Le modèle de la liaison CCHT est simulé avec le premier système de commande (A:\Fichiers\SYSL.txt et Annexe B.5) où la consigne de courant est constante à 1 p.u. Les phénomènes suivants sont simulés:

- L'application d'un court-circuit franc sur la ligne CC au point DCLH (Annexe B.1) au temps  $t=50$  ms.
- La suppression des impulsions de gâchette à 100 ms pour terminer la simulation.

Les figures 4.1a, 4.1b et 4.1c illustrent la tension continue, le courant continu et l'évolution de l'angle d'amorçage dans la ligne CC. Une analyse des courbes montre que le courant augmente rapidement à environ 3.6 kA dans la ligne CC au temps où apparaît le court-circuit. Ceci est dû à la perte de la tension de l'onduleur. Le régulateur de courant agit très rapidement et envoie un signal de gâchette correspondant à un angle  $\alpha$  approximativement égal à 0.5 p.u (90°). D'autre part, la tension continue à l'instant du court-circuit, devient, de façon transitoire, négative afin de diminuer le courant rapidement. Le courant continu tend alors à revenir à sa valeur de consigne à 1.6 kA après environ 30 ms mais avec une tension continue diminuée à cause d'un angle d'amorçage plus grand. Les ondulations dans le courant sont dues à l'absence des filtres CC tandis que celles dans la tension sont causées par l'empiètement.

Résultats de simulation pour le cas 1 (fichier de données SYS1.DAT)

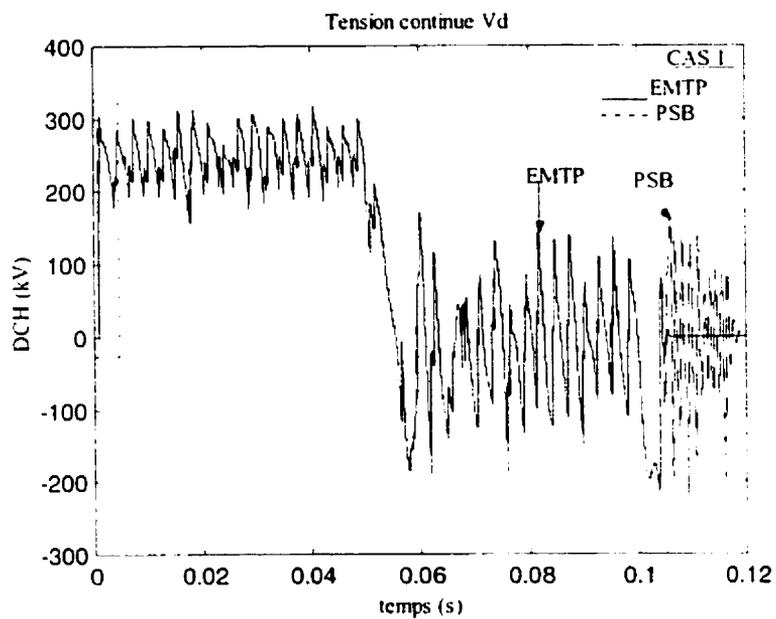


Figure 4.1a : Tension continue dans la liaison CCHT

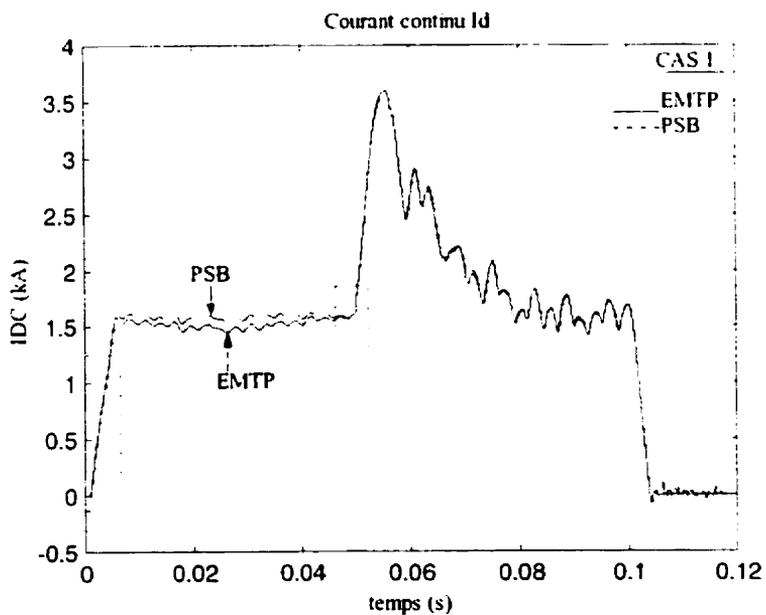
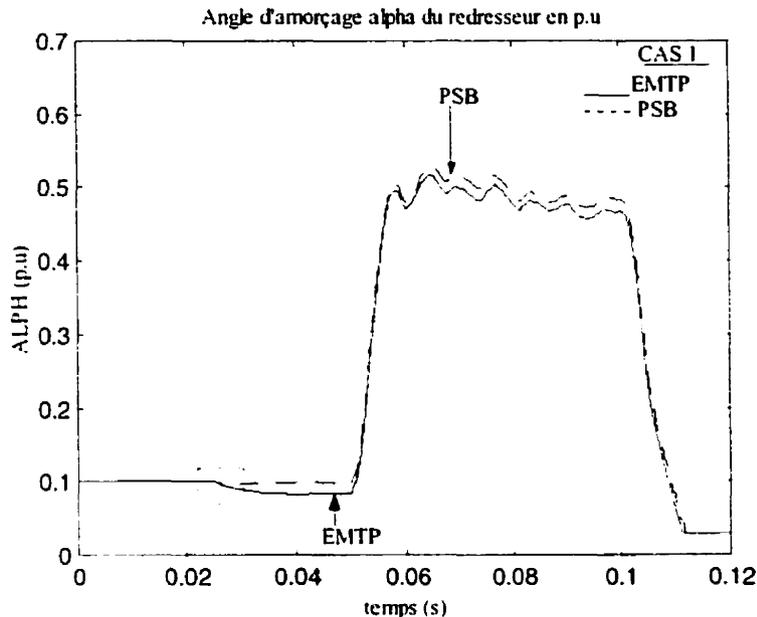


Figure 4.1b : Courant continu dans la liaison CCHT



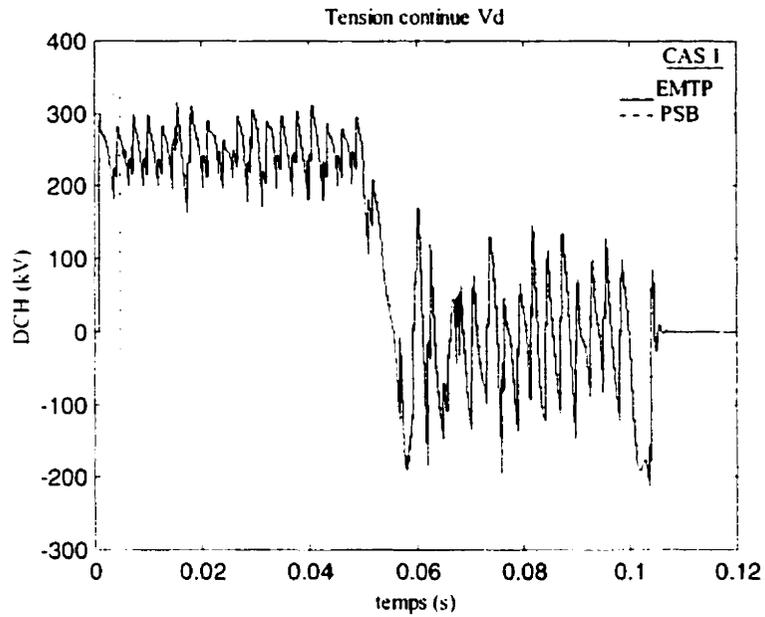
**Figure 4.1c : Variation de l'angle d'amorçage du redresseur**

**Figure 4.1 : Résultats de simulation avec**

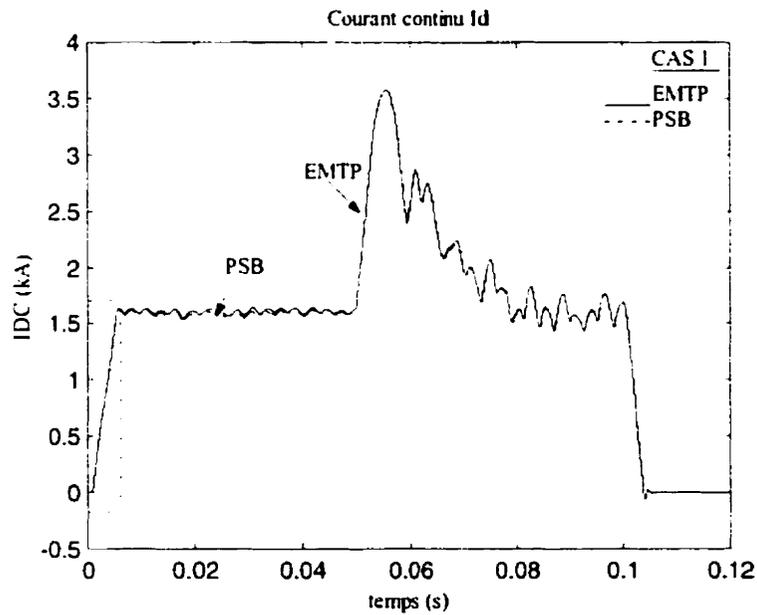
**EMTP : pas d'intégration=5e-5**

**PSB : ode23tb; tolérance relative=1e-6, tolérance absolue=1e-3**

Les résultats obtenus avec les deux simulateurs pour la simulation du redresseur fonctionnant en mode régulation de courant sont identiques à quelques pourcentages près. Dans certains cas les valeurs de PSB sont légèrement supérieures à celles de EMTP. On note que dans le cas de PSB avec des tolérances relative et absolue de  $1e-6$  et  $1e-3$  respectivement, des transitoires apparaissent dans la tension continue et le courant continu même après l'interruption des impulsions. Ces instabilités sont liées aux valeurs des tolérances utilisées. Plusieurs essais sont faits en variant les tolérances dans PSB et le pas de calcul dans EMTP. Les figures 4.2a et 4.2b illustrent la tension continue et le courant continu pour un de ces essais. Une comparaison avec les figures 4.1 montre que les écarts entre les résultats des deux simulateurs s'atténuent et que les transitoires sont éliminés si on réduit les tolérances dans PSB au détriment d'un temps de simulation extrêmement long.



**Figure 4.2a : Tension continue dans la liaison CCHT**



**Figure 4.2b : Courant continu dans la liaison CCHT**

**Figure 4.2 : Résultats de simulation avec**

**EMTP : pas d'intégration=1e-6**

**PSB : ode23tb; tolérance relative=1e-6, tolérance absolue=1e-8**

Dans le cas de EMTP, les résultats se rapprochent de ceux de PSB si on diminue le pas d'intégration. Toutefois, les valeurs des tolérances sont limitées par la capacité mémoire de l'ordinateur dans le cas de PSB car après un certain temps, le simulateur est incapable de trouver une solution qui satisfasse les tolérances fixées et la simulation est stoppée. Par ailleurs, dans les mêmes conditions opérationnelles la simulation avec un pas plus petit dans EMTP reste toujours plus rapide que la simulation à pas variable dans PSB.

Les figures 4.3 montrent un agrandissement des parties encadrées des figures 4.1. Certaines observations sont faites:

- Les délais qui existent au début de la simulation dans la tension continue et le courant continu (figures 4.3a et 4.3b) entre PSB et EMTP sont dus au délai de 0.8333 ms de l'angle d'amorçage. En effet, dans le module TACS, le signal de gâchette est généré en calculant le délai de temps correspondant à l'angle  $\alpha$  après le passage à zéro de la tension de commutation d'une valve. Ainsi, l'angle d'amorçage réalisé dans TACS est actuellement 0.850 ms (multiple du pas d'intégration  $5e-5$ ) tandis que l'instant d'amorçage implémenté par EMTP est 0.90 ms à cause du retard d'un pas qui existe entre l'interaction du module TACS et le réseau électrique de EMTP. L'exactitude du temps d'amorçage dans PSB/Simulink est seulement limitée par la précision de l'algorithme utilisé. Ces délais diminuent si on diminue le pas de calcul dans EMTP et les tolérances dans PSB (figures 4.4a et 4.4b)
- Le délai d'un pas ( $\Delta t = 0.05ms$ ) qui existe dans EMTP au moment de la fermeture de l'interrupteur pour initier le court-circuit sur la ligne CC à 50 ms (figure 4.3c).
- La fermeture de l'interrupteur de l'intégrateur exactement à 25 ms dans les deux cas (figure 4.3d). Toutefois, dans EMTP, la commande pour fermer l'interrupteur est donnée par TACS à 24.95 ms tandis qu'elle est implémentée à 25 ms dans EMTP, illustrant ainsi clairement l'interaction entre le module TACS et le réseau électrique de EMTP qui est soumise à un pas de retard.

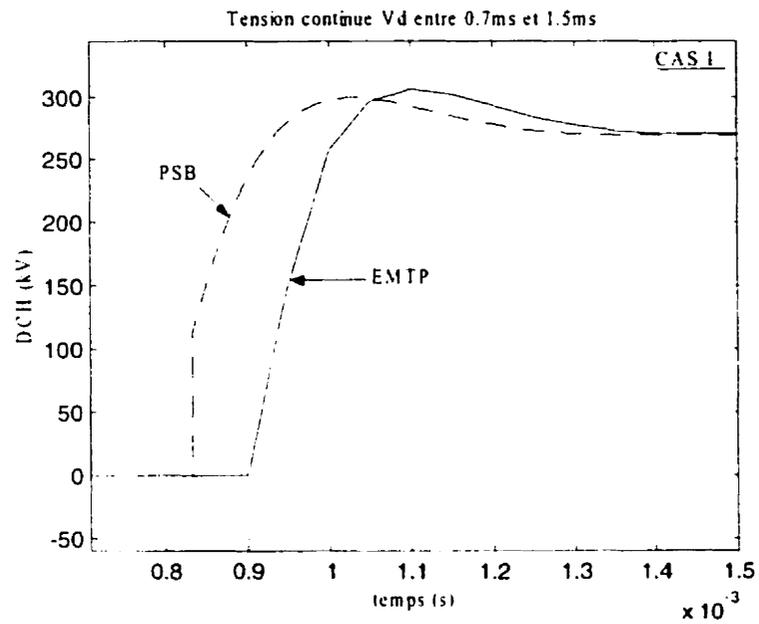


Figure 4.3a : Agrandissement de la figure 4.1a entre 0.7ms et 1.5ms

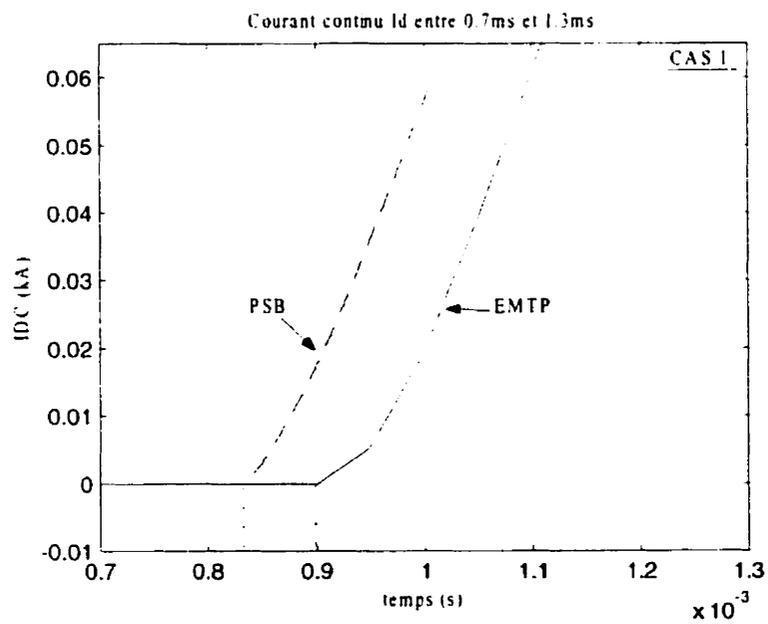


Figure 4.3b : Agrandissement de la figure 4.1b entre 0.7ms et 1.3ms

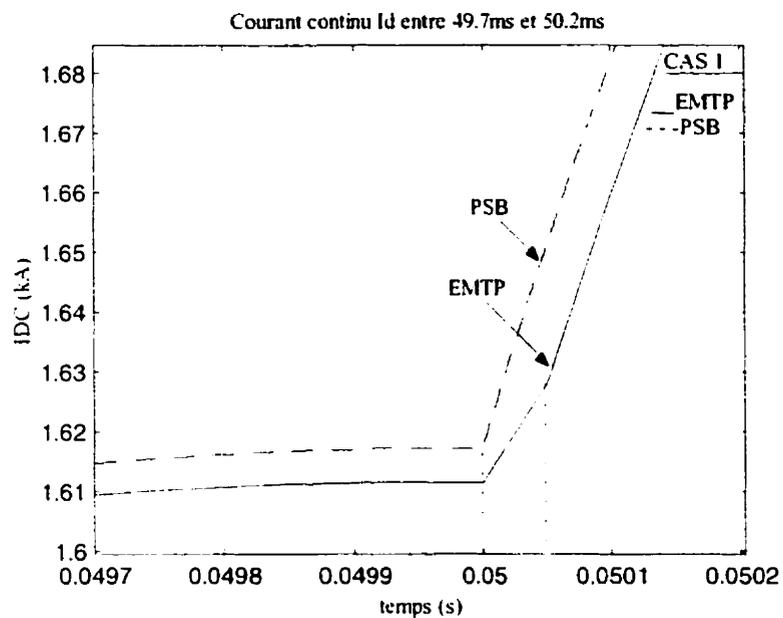


Figure 4.3c : Agrandissement de la figure 4.1b entre 49.7ms et 50.2ms

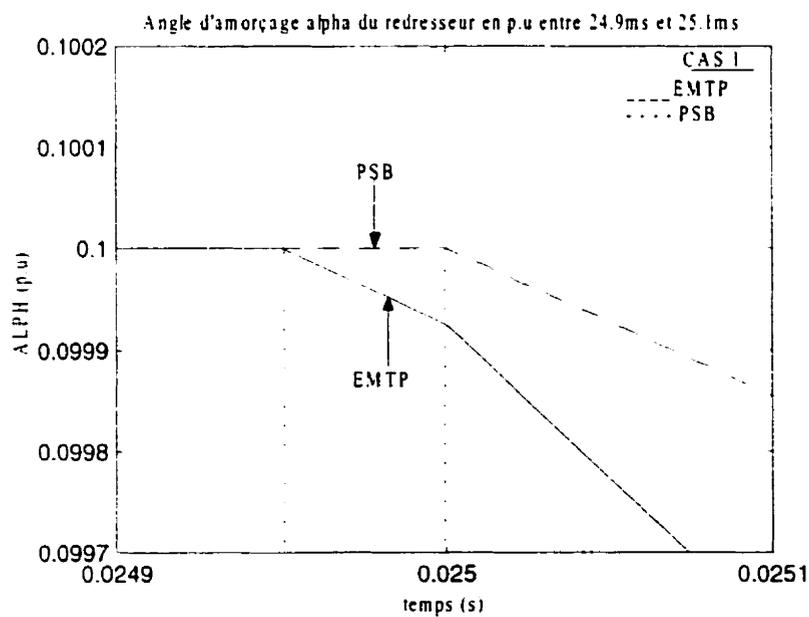


Figure 4.3d : Agrandissement de la figure 4.1c entre 24.9ms et 25.1ms

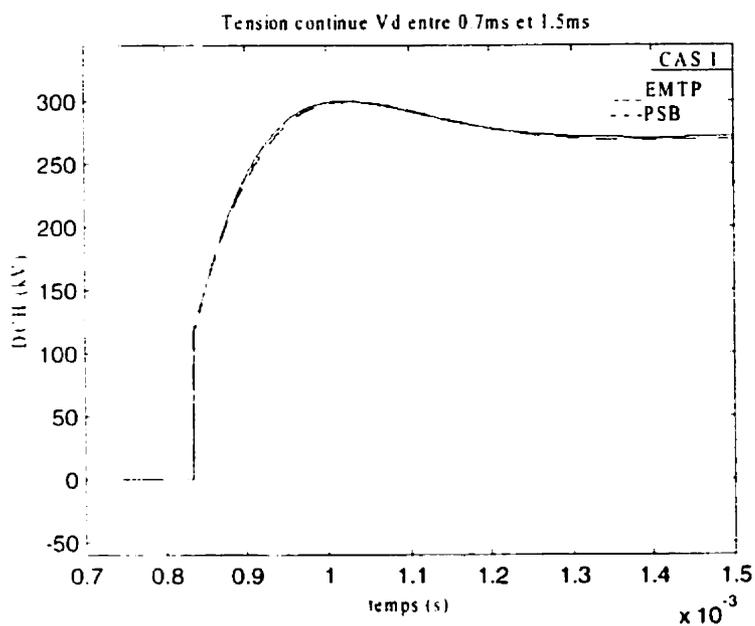


Figure 4.4a : Agrandissement de la figure 4.2a entre 0.7ms et 1.5ms

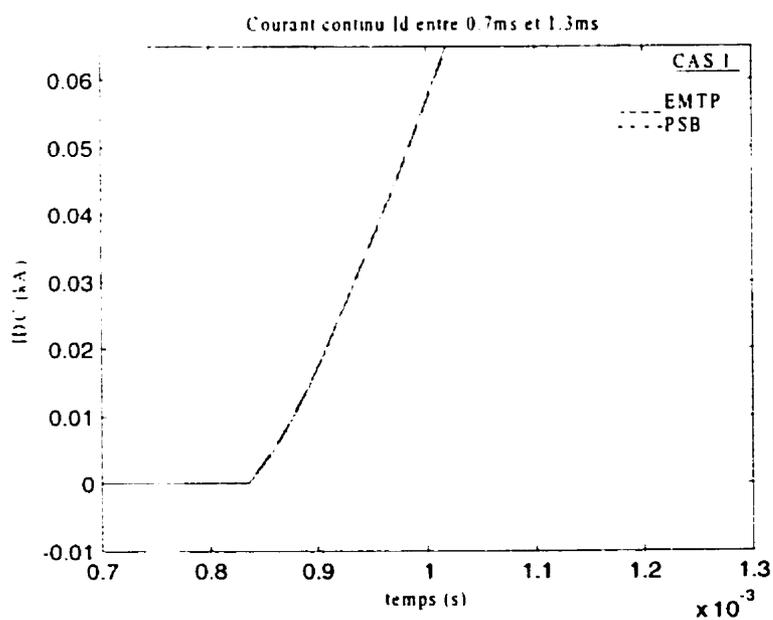


Figure 4.4b : Agrandissement de la figure 4.2b entre 0.7ms et 1.3ms

Pour le reste de ce chapitre, on utilisera un pas d'intégration fixe dans EMTP de  $5e-5$  et des tolérances relative et absolue dans PSB de  $1e-6$  respectivement afin de maintenir

le temps de simulation dans une limite raisonnable, tout en tenant compte de la capacité mémoire de l'ordinateur.

#### 4.2 CAS 2

Le lien à courant continu est simulé avec le deuxième système de commande (A:\Fichiers\SYS2.txt et Annexe B.6) mais en faisant les modifications suivantes :

- L'interrupteur de l'intégrateur reste fermé pendant toute la durée de la simulation.
- Le blocage des impulsions et le défaut franc sur la ligne CC ne sont pas simulés.
- Les sources de démarrage auxiliaires sont enlevées.
- Les circuits amortisseurs en parallèle avec les valves sont enlevés dans EMTP et la méthode CDA appliquée.

Les résultats de simulation obtenus avec EMTP et PSB/Simulink sont présentés dans les figures 4.5.

Résultats de simulation pour le cas 2 (fichier de données SYS2.DAT)

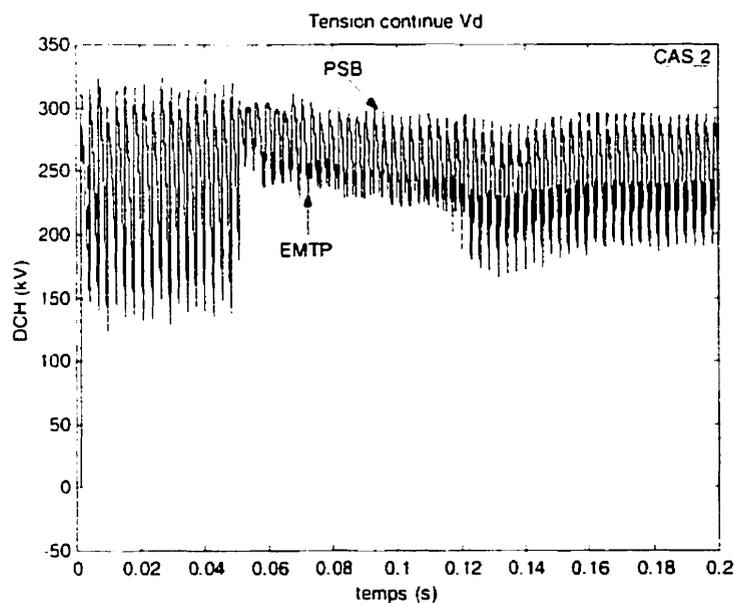


Figure 4.5a : Évolution de la tension continue pour IOR passant de 0.15pu à 1.0pu

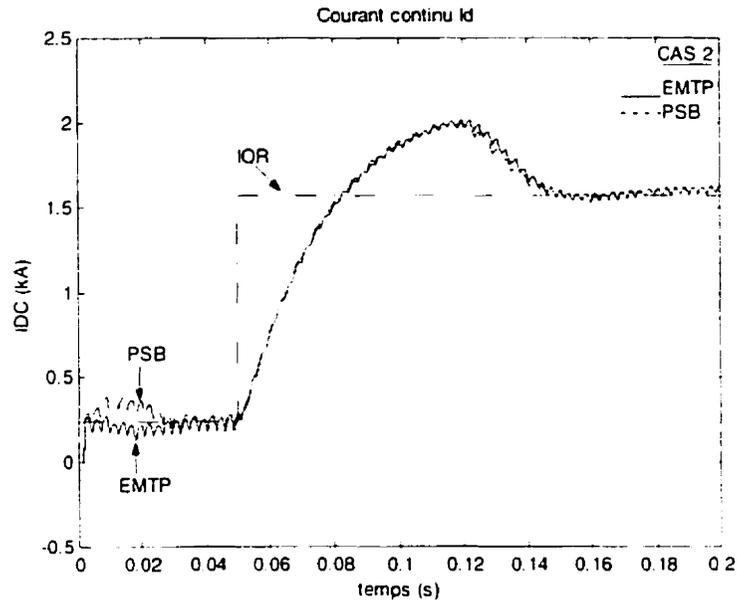


Figure 4.5b : Évolution du courant continu pour IOR passant de 0.15pu à 1.0pu

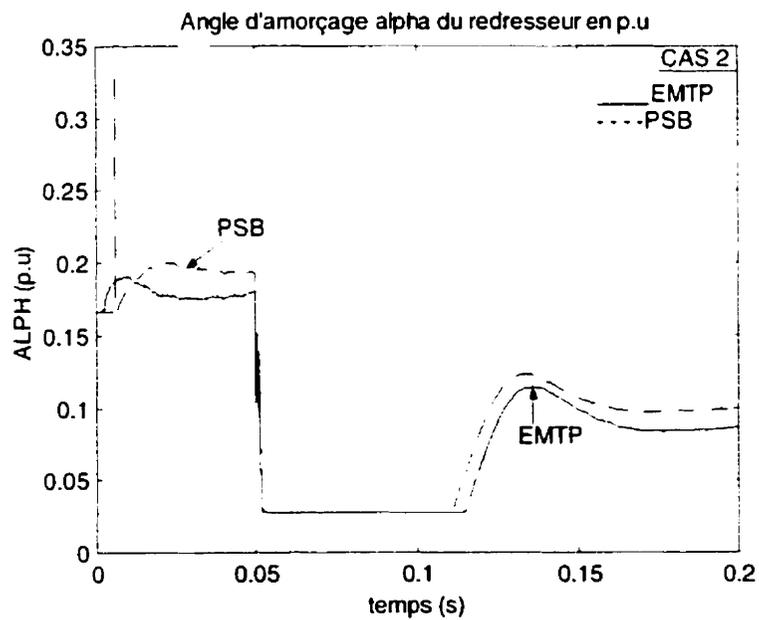


Figure 4.5c : Variation de l'angle d'amorçage pour IOR passant de 0.15pu à 1.0pu

L'angle d'amorçage du redresseur et  $\alpha_{\min}$  sont initialement fixés à 0.1667 p.u (30°) au début de la simulation. La figure 4.5b présente la consigne du courant, IOR, aussi bien que le courant de la ligne CC. Avec la tension de l'onduleur à zéro, le courant continu s'approche rapidement de 15% de sa valeur nominale (0.24 kA). À 2.1 ms, la tension de l'onduleur est appliquée et presque au même instant, l'action du régulateur de courant augmente l'angle d'amorçage. À 50 ms, au moment où la consigne du courant augmente de 85%, la commande du régulateur CC agit en diminuant l'angle d'amorçage. La figure 4.5c montre que l'angle  $\alpha$  chute rapidement à sa limite inférieure minimale fixée à 0.0278 p.u (5°). La tension continue à la sortie du redresseur se trouve alors augmentée de même que le courant de la ligne qui augmente à environ 2 kA. La stabilisation du courant se fait finalement à l'intérieur de 180 ms à 1.6 kA. Lorsque le courant est égal à la valeur de la consigne, l'angle d'amorçage revient à sa valeur normale.

Les réponses en courant et en tension des deux simulateurs sont pratiquement identiques (figures 4.5a et 4.5b). Les convertisseurs de puissance utilisés dans EMTP ne possèdent pas de circuit d'aide à la commutation (amortisseurs) car la méthode CDA est utilisée. C'est ce qui explique l'absence de légère surtension que l'on retrouve sur les courbes produites par PSB (figure 4.6a). Les courbes du courant continu des deux méthodes sont indissociables en régime permanent (figure 4.6b). Toutefois, la détection précise de l'instant de commutation dans PSB fait que le régime permanent est atteint un peu plus rapidement qu'avec EMTP.

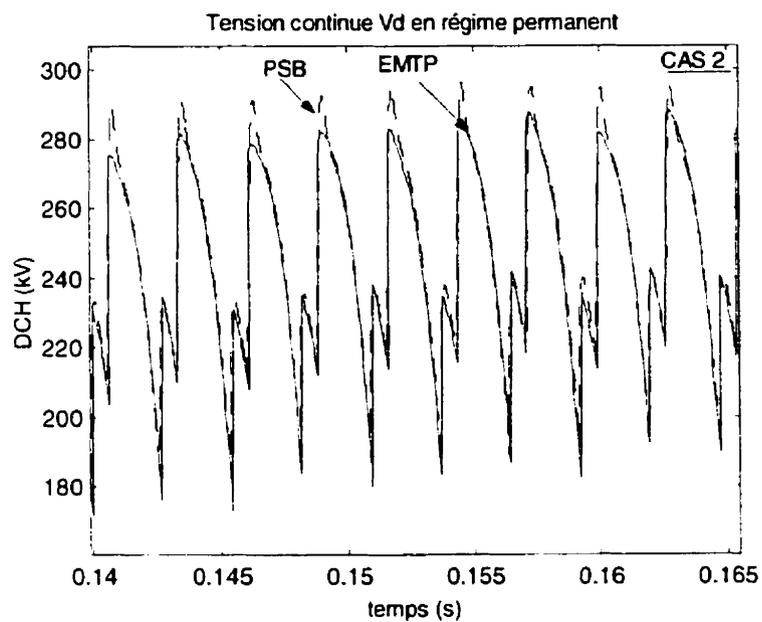


Figure 4.6a : Tension continue en régime permanent

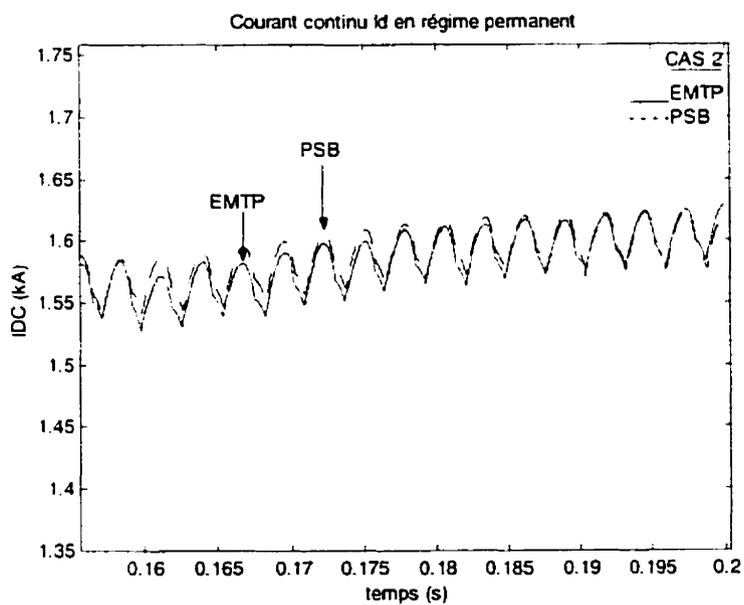
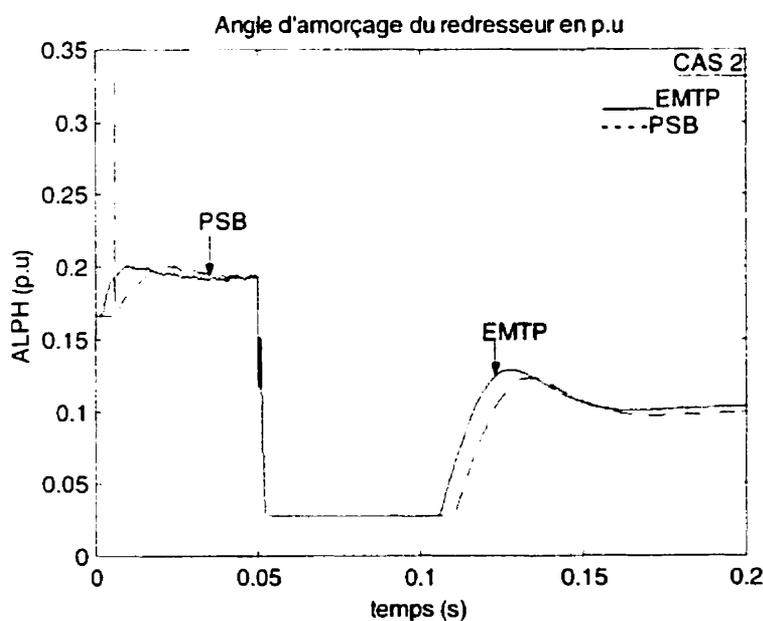


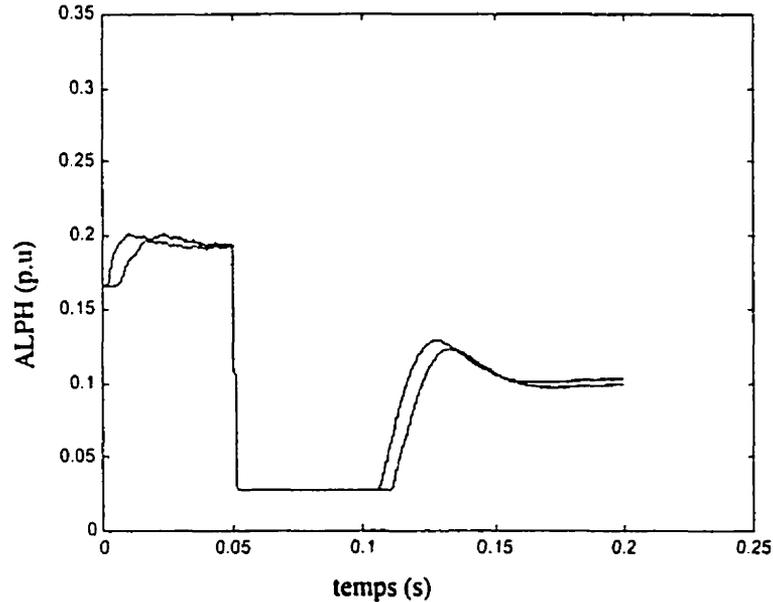
Figure 4.6b : Courant continu en régime permanent

La différence principale entre les deux simulateurs se trouve dans le calcul des angles d'amorçage. En effet, des décalages existent entre les résultats de EMTP et PSB à cause des délais dans l'amorçage des thyristors qui existent dans EMTP (figure 4.5c). Le délai dans EMTP avec l'utilisation de TACS est d'un pas en plus des erreurs dans la détection du passage par zéro de la tension de commutation de la valve respective. A cela il faut aussi ajouter le fait que le délai de temps correspondant à  $\alpha$  n'est pas un multiple exact du pas d'intégration. Une comparaison des figures 4.5c et 4.7 montre que si on diminue le pas de calcul dans EMTP, les écarts entre les résultats s'atténuent.



**Figure 4.7 : Angle d'amorçage avec un pas d'intégration de  $1e-6$  dans EMTP et des tolérances relative et absolue de  $1e-6$  dans PSB**

Les résultats erronés obtenus au début de la simulation avec PSB sont liés en partie aux valeurs des tolérances utilisées. Si on diminue les tolérances aux dépens d'un temps de simulation extrêmement long, ces derniers sont éliminés (figure 4.8).



**Figure 4.8 : Angle d'amorçage avec un pas d'intégration de  $1e-6$  dans EMTP et des tolérances relative et absolue de  $1e-6$  et  $1e-9$  dans PSB**

### 4.3 CAS 3

Le circuit est simulé avec le troisième système de commande où la consigne de courant est une rampe (A:\Fichiers\SYS3.txt et Annexe B.7). Les autres conditions sont les mêmes que dans le cas 2 :

- L'interrupteur de l'intégrateur reste fermé pendant toute la durée de la simulation.
- Le blocage des impulsions et le défaut franc sur la ligne CC ne sont pas simulés.
- Les sources de démarrage auxiliaires sont enlevées.
- Les circuits amortisseurs en parallèle avec les valves sont enlevés dans EMTP et la méthode CDA appliquée.

Les figures 4.9 illustrent les résultats de simulation.

Résultats de simulation pour le cas 3 (fichiers de données SYS3.DAT)

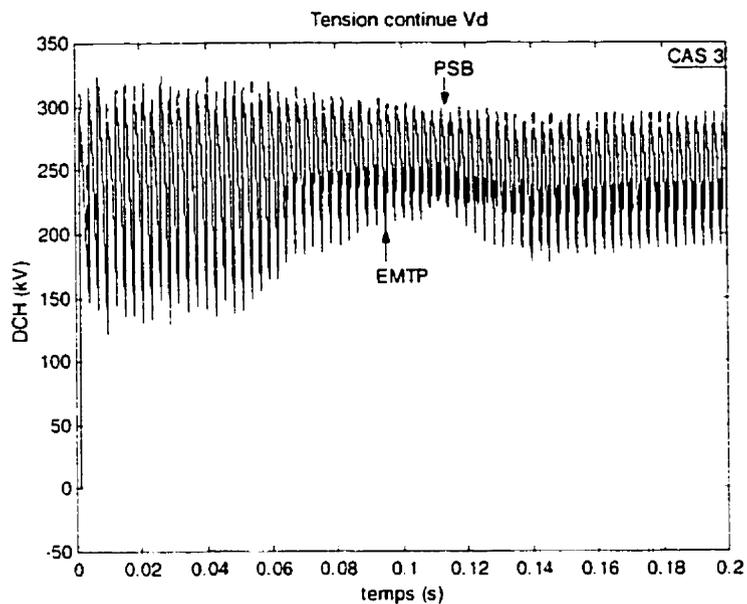


Figure 4.9a : Tension continue dans la ligne CC

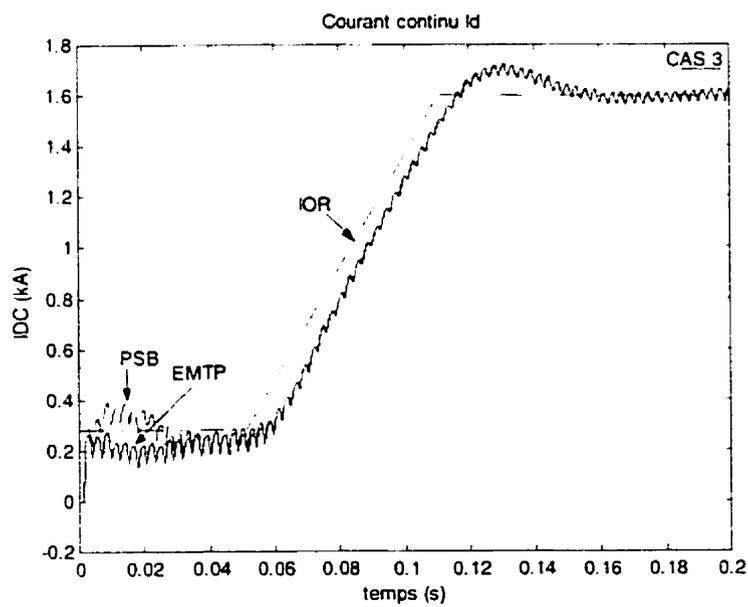
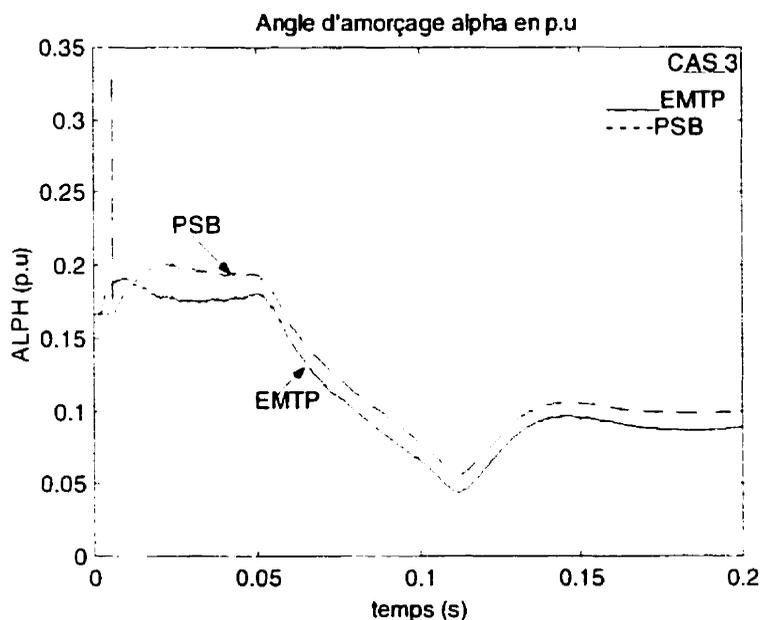


Figure 4.9b : Évolution du courant continu et de IOR



**Figure 4.9c : Variation de l'angle d'amorçage**

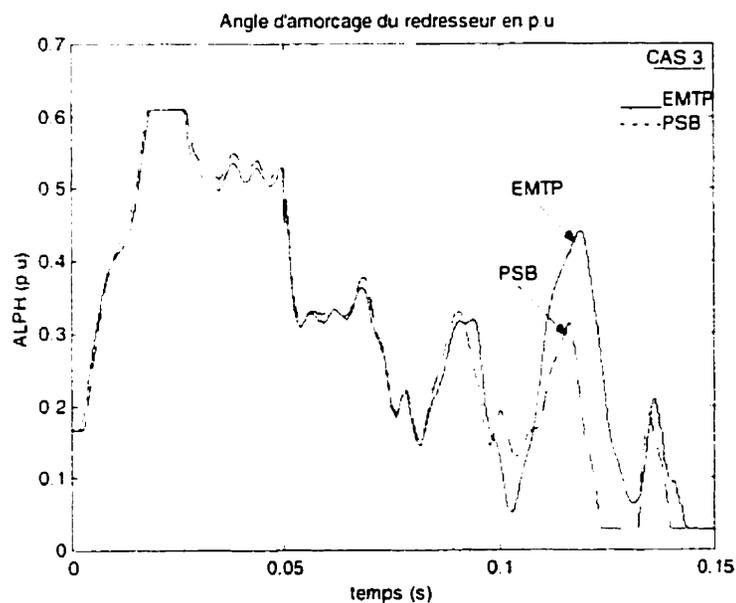
Une analyse des figures montre que dans le cas d'une rampe comme consigne de courant, le courant continu atteint une valeur maximale d'environ 1.7 kA tandis qu'au lieu de chuter abruptement à sa valeur inférieure minimale de 0.0278 p.u., l'angle d'amorçage décroît lentement (figure 4.9c). Les décalages entre les résultats de PSB et de EMTP sont dus aux mêmes causes que dans le cas 2.

#### 4.4 CAS 4

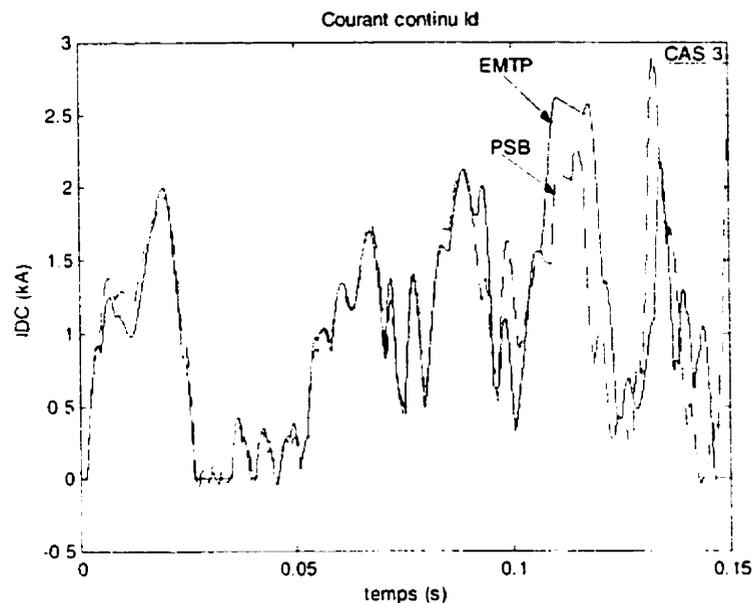
Pour les cas 1 à 3, un réseau c.a. fort (à faible impédance) est considéré. Des sources auxiliaires de démarrage sont utilisées dans le cas 1. Si ces sources sont enlevées (cas 2 et cas 3), la performance du système n'est pas affectée et les résultats de simulation sont les mêmes. Toutefois, si le réseau c.a. est un réseau faible, l'absence de ces sources de démarrage auxiliaires pose des problèmes.

Pour le cas 4, l'impédance du réseau c.a. est modifiée. La résistance de chaque phase est maintenue à  $1.1572 \Omega$  tandis que l'inductance est augmentée à 250 mH. La tension de l'onduleur n'est pas appliquée tandis que les autres conditions et le système de commande sont les mêmes que dans le cas 2 (A:\Fichiers\SYS4.txt). Les résultats de simulation sont présentés dans les figures 4.10.

Résultats de simulation pour le cas 4 (fichiers de données SYS4.DAT)



**Figure 4.10a : Courant continu pour la liaison CCHT connectée à un réseau c.a faible**



**Figure 4.10b : Évolution de l'angle d'amorçage pour la liaison CCHT**

Une comparaison des figures 4.5 et 4.10 montre que la commutation des interrupteurs est dépendante du système c.a auquel ils sont branchés. Des ratés de commutation surviennent lorsque le réseau c.a est faible ( $SCR < 2$ ). Il y a une détection tardive des instants de commutation dans EMTP. On remarque que la réponse de EMTP n'est pas parfaitement périodique alors que celle-ci est très importante pour la commande des interrupteurs. Il faut, donc, filtrer et prendre la fondamentale pour définir et calculer les instants de commutation.

#### 4.5 COMPARAISON DES LOGICIELS

Le logiciel PSB est très convivial puisqu'il suffit d'assembler différents éléments selon une topologie conforme au circuit que l'on désire réaliser. Toutefois, malgré sa grande convivialité et le vaste choix des algorithmes de calcul à pas variable, ce logiciel présente des instabilités numériques lors des simulations complexes. En effet, pour des

circuits fortement non-linéaires où des petites tolérances sont requises, le nombre de points générés à la sortie devient très grand. Ceci conduit rapidement aux limites des ressources de stockage de l'ordinateur. Ainsi, la taille des circuits pouvant être étudiés est limitée par la capacité en mémoire vive et en espace disque de l'ordinateur.

D'autre part, EMTP est un logiciel très puissant, capable de simuler les systèmes les plus complexes, sans restriction sur le pas d'intégration. Le module TACS permet une grande flexibilité dans l'implantation des différentes commandes. Malgré sa rapidité de calcul, la préparation des données dans EMTP est très fastidieuse. De plus, le format très strict des fichiers de données rend ce logiciel peu convivial.

Le tableau 4.1 montre la comparaison des temps d'ordinateur pour la simulation des circuits étudiés avec EMTP et PSB/Simulink. Les simulations ont été effectuées sur un ordinateur de 350 MHz avec 8 mégaoctets de disque dur et 64 MB de mémoire vive.

**Tableau 4.1 : Comparaison des temps de calcul**

Cas	temps de simulation (ms)	$\Delta t$ pour EMTP ( $\mu s$ )	tolérances relative (rtol) et tolérance absolue (atol)	temps CPU EMTP (secondes)	temps CPU PSB (secondes)
1(a)	120	50	rtol=1e-6, atol=1e-3	<5	120
1(b)	120	1.0	rtol=1e-6, atol=1e-8	<15	300
2	200	50	rtol=1e-6, atol=1e-6	<5	300
3	200	50	rtol=1e-6, atol=1e-6	<5	240
4	150	50	rtol=1e-6, atol=1e-6	<5	280

On note clairement que EMTP est beaucoup plus rapide que PSB. Les raisons qui justifient cet écart sont :

- i. Le nombre de variables d'état et d'éléments augmente avec la complexité du circuit dans PSB.
- ii. Plus les fichiers sont imposants et longs dans MATLAB, plus le temps de simulation est élevé. Il y a donc un compromis entre la convivialité et la rapidité de calcul de PSB. De plus, l'algorithme d'intégration numérique utilisé dans EMTP est plus simple que celui utilisé dans PSB, ce qui explique la rapidité de EMTP.
- iii. Le traitement des erreurs est moins robuste dans EMTP que dans PSB où plusieurs tests sont effectués au cours de la simulation pour vérifier si l'erreur dans le calcul des variables d'état satisfait les tolérances fixées par l'utilisateur.

## CONCLUSION

Ce projet a permis d'étudier deux logiciels de simulation numérique, EMTP et PSB/Simulink, afin d'évaluer leurs capacités pour l'étude d'un circuit d'électronique de puissance. L'exemple d'un modèle de lien à courant continu à haute tension est utilisé pour comparer les deux simulateurs. La comparaison s'est faite en fonction des critères suivants :

- Le temps de calcul
- La complexité du circuit étudié
- La convivialité et l'interactivité
- Le traitement des fonctions non-linéaires
- La précision des résultats

D'après les résultats, le logiciel EMTP se démarque par sa vitesse de calcul. Il est le plus performant des deux outils et le plus apte à l'étude d'un système complexe comme celle d'une liaison CCHT complète. EMTP dispose aussi du module TACS qui permet l'implantation des commandes complexes. Le logiciel PSB est le plus convivial des deux. La création des circuits dans PSB est rendue plus facile par l'existence des bibliothèques de modèles ( i.e les lignes de transmission, les dispositifs de l'électronique de puissance, etc.) et l'approche topologique utilisée. De plus, le débogage des modèles est plus facile et on peut même varier les paramètres au cours de la simulation afin d'évaluer leur impact sur le système global. Toutefois, le logiciel PSB s'avère un compromis entre la vitesse de simulation et la convivialité. Sa grande limitation réside dans le fait que le temps de calcul est extrêmement long comparé à EMTP. De plus, certaines instabilités numériques empêchent la simulation des systèmes complexes. Ces problèmes sont en partie dus à la lourdeur de l'environnement graphique ainsi qu'à la complexité des modèles utilisés. Les développements en cours sont axés sur la création de modèles discrétisés qui augmenteraient de beaucoup la vitesse d'exécution de PSB.

En analysant de près les logiciels PSB et EMTP, deux désavantages majeurs du programme EMTP en ce qui concerne la simulation d'un circuit d'électronique de puissance sont évidents. Tout d'abord, le pas d'intégration fixe utilisé dans EMTP entraîne des erreurs dans la détection des discontinuités. Ensuite, le délai d'un pas de calcul qui existe entre TACS et EMTP résulte en une détection tardive des instants de commutation. Toutefois, les décalages introduits dans les résultats de simulation par ces délais peuvent être éliminés par l'ajustement du temps de commutation dans EMTP. Une autre approche plus efficace consiste aussi à appliquer une technique d'interpolation pour localiser les passages à zéro de la tension de commutation. Cette précision peut être atteinte dans une méthode d'intégration à pas variable qui requiert une approche plus laborieuse à cause de la retriangularisation de la matrice d'analyse nodale à chaque changement du pas d'intégration.

Le logiciel EMTP est actuellement en pleine phase de restructuration. L'élimination du délai entre TACS et le réseau électrique par le concept d'isolement et de solution indépendante du circuit du convertisseur, ferait que ce logiciel reste le plus attrayant. Les développements actuels sont axés sur l'ajout des nouvelles techniques pour palier aux limitations citées plus haut.

Malgré les différences entre les deux logiciels, on est parvenu, de façon générale, à un bon accord entre les résultats de simulation tout en restant à l'intérieur des limitations des deux programmes, ce qui reflète l'excellente condition des deux modèles numériques utilisés. Il faut aussi ne pas oublier que les différentes transformations de la réalité physique au modèle mathématique, puis au modèle numérique, comportent des approximations et donc des sources d'erreur qu'on se doit de contrôler pour avoir des résultats acceptables à travers la simulation.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] JIN H. (1997). *Behavior-Mode Simulation of Power Electronic Circuits*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.12, no.3, pp 443-452.
- [2] LIU C. T., CHANG W. L. (1996). *Synchronized Solution of Power Electronics System Equations Using Flexible MODELS Component Connected to the EMTP*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.11, no.4, pp 1868-1873.
- [3] LEHN P., RITTIGER J., KULICKE B. (1995). *Comparison of the ATP Version of the EMTP and the NETOMAC Program for Simulation of HVDC Systems*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.10, no.4, pp 2048-2053.
- [4] BRILLON D. (1994). *Étude par simulation des systèmes de transport d'énergie en courant continu à haute tension*. Mémoire de maîtrise, Département de génie électrique, Université du Québec à Trois-Rivières, Canada.
- [5] RAJAGOPALAN V. (1987). *Computer-Aided Analysis of Power Electronic Systems*. Marcel Decker Inc., New York.
- [6] DOMMEL H. W. (1986). Bonneville Power Administration, *Electromagnetic Transients Program Reference Manual (EMTP Theory Book)*, contract no. DE-AC79-81BP313664.
- [7] Electric Power Research Institute (1986). EMTP Development Coordination Group, EPRI EL-6421-L : *Electromagnetic Transients Program RuleBook, version 2*.
- [8] The Mathworks Inc. (1998). *Power System Blockset for Use with SIMULINK*. User's Guide Version 1.

- [9] The Mathworks Inc. (1996). *SIMULINK Dynamic System Simulation for MATLAB*. Modeling, Simulation, Implementation, Using Simulink Version 2.
- [10] The Mathworks Inc. (1996). *MATLAB The Language of Technical Computing*. Computation, Visualization, Programming, Using MATLAB Version 5.
- [11] CHUA L. O., LIN P. M. (1975). *Computer-Aided Analysis of Electronic Circuits*. Prentice-Hall Inc., New York.
- [12] KHODABAKHCHIAN B., KADDOURI A., DESSAINT L. A., CHAMPAGNE R., SNIDER L., (1999). *A New Generation of Simulation Tools for Electric Drives and Power electronics*. IEEE International Conference on Power Electronics and Drives Systems, PEDS'99, Hong-Kong, pp 348-354.
- [13] SANA A. R. (1993). *Étude de la représentation mathématique des circuits d'électronique de puissance dans EMTP*. Mémoire de maîtrise, Département de génie électrique et de génie informatique, École Polytechnique de Montréal, Canada.
- [14] SYBILLE G., BRUNELLE P., HOANG LE-HUY, DESSAINT L. A., AL-HADDAD K. (2000). *Theory and Applications of Power System Blockset, a MATLAB/Simulink Based Simulation Tool for Power Systems*. IEEE Power engineering Society Winter Meeting, Conference Proceedings (Cat. No.00CH37077), Vol. 1, pp 774-749.
- [15] AL-HADDAD K., DESSAINT L. A., TOU M., CHAMPAGNE R. (1998). *Investigations on Power Quality Issues in Industrial Distribution Systems Using the Power System Blockset Simulation Software*. 8<sup>th</sup> International Conference on Harmonics and Quality of Power ICHQP'98, pp 114-121.
- [16] LIN J., MARTI J. R. (1990). *Implementation of the CDA Procedure in the EMTP*. IEEE Transactions on Power Systems, Vol.5, no.2, pp 394-402.

- [17] MAHSEREDJIAN J. (1999). *Network Analysis with MATLAB*. Notes de Cours, Hydro-Québec.
- [18] MAHSEREDJIAN J. (1990). *Nouvelle méthode de modélisation des convertisseurs de puissance dans EMTP*. Thèse de doctorat, Département de génie électrique et de génie informatique, École Polytechnique de Montréal, Canada.
- [19] MAHSEREDJIAN J. (2000). *EMTPRV: The Design of Version 0A.* Third report submitted for CEA contract No. C980700-9998 (EMTP Restructuring Project), Hydro-Québec.
- [20] LASSETER R. H., ALVARADO F. L., LONG W. F. (1986). *Electromagnetic Transients Program (EMTP), Workbook I*. Research Project 2149-6, EL-4651, University of Wisconsin-Madison.
- [21] LIN J., MARTI J. R. (1989). *Suppression of Numerical Oscillations in the EMTP*. IEEE Transactions on Power Systems, Vol.4, no.2, pp 739-747.
- [22] LIN J. (1998). *Elimination of Undemonstrable Phenomena in EMTP*. IEEE Transactions on Power systems, pp 895-899.
- [23] CAO X., KURITA A., YAMANAKA T., TADA Y., MITSUMA H. (1996). *Suppression of Numerical Oscillation Caused by the EMTP-TACS Interface Using Filter Interposition*. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.11, no.4, pp 2049-2055.
- [24] LASSETER R. H., ALVARADO F. L., LONG W. F. (1986). *Electromagnetic Transients Program (EMTP), Workbook IV (TACS)*. Research Project 2149-6, EL-4651, University of Wisconsin-Madison.
- [25] MAHSEREDJIAN J. (1999). *Fundamental Notions on Electrical Transients*. Notes de Cours, Hydro-Québec.

- [26] KINBARK E. W. (1971). *Direct Current Transmission*. Volume I, John Wiley & Sons Inc.
- [27] PADIYAR K. R. (1991). *HVDC Power Transmission Systems*. John Wiley & Sons Inc., New York.
- [28] KANG Y., LAVERS J. D. (1996). *Transient Analysis of Electric Power Systems: Reformulation and Theoretical Basis*. IEEE Transactions on Power Systems, Vol.11, no.2, pp 754-760.
- [29] VLACH J., OPAL A. (1997). *Modern CAD Methods for Analysis of Switched Networks*. IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications, Vol.44, no.8, pp 751- 762.
- [30] APELDOORN O. (1996). *Simulation in Power Electronics*. Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial electronics, ISIE'96, vol. 2, pp 590-595.
- [31] MOHAN N., UNDELAND T., ROBBINS W. P. (1989). *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. John Wiley & Sons, New York.
- [32] FLINDERS F., SENINI S., OGHANNA W. *Mixed Electrical and Mechanical Simulations Using Dynamic Systems Analysis Packages*. Drives, Power Electronics and Traction Systems Laboratory, University of Central Queensland, pp 87-92.

## **ANNEXE A : LES PARAMÈTRES DU RÉSEAU DE RÉFÉRENCE**

### Calcul des paramètres de la liaison CCHT

$$V_d = 250kV \quad I_d = 1.6kA \quad P_d = 400MW$$

$$\alpha = 18^\circ \quad X'_c = 10\% \quad V_{LL} = 225.50kV$$

$$\frac{V_d}{V_{do}} = \cos\alpha - \frac{X'_c}{2} \quad \Rightarrow \quad V_{do} = 277.45kV$$

$$V_{do} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} a V_{LL} \quad \Rightarrow \quad a = 0.9111$$

Réactance de fuite vue du côté convertisseur du transformateur =  $X_c$

$$X_c = Z_{B,15L} \times X'_c = \left( \frac{\pi V_{do}}{6 I_d} \right) \times X'_c \quad \Rightarrow \quad X_c = 9.08\Omega$$

$$\text{Inductance de fuite du côté convertisseur} = L_c = \frac{X_c}{\omega} = 24.08mH$$

$$I_d = \frac{\pi V_{do}}{6 X_c} [\cos\alpha - \cos\sigma] \quad \Rightarrow \quad \sigma = 31.67^\circ \text{ et } \mu = 13.67^\circ$$

$$\cos\phi = \frac{\cos\alpha + \cos\sigma}{2} = 0.901$$

$$Q_d = P_d \times \tan\phi = 192.6MVar$$

Pour une compensation réactive de 100%, la capacité du condensateur requise est :

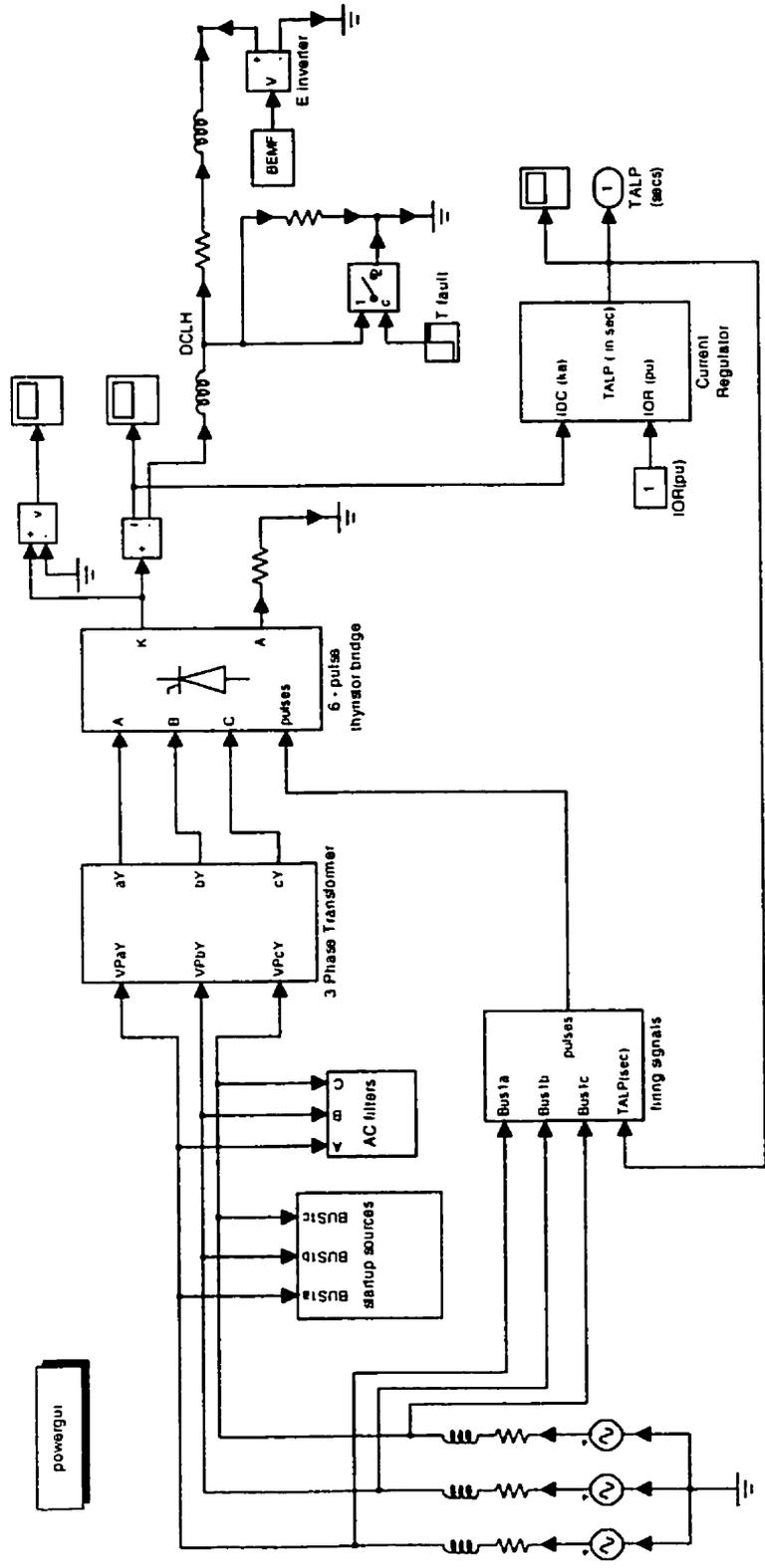
$$C = \frac{1}{\omega} \frac{100\% \times Q_d}{(V_{LL})^2} = 9.66\mu F$$

Tension de l'onduleur = BEMF

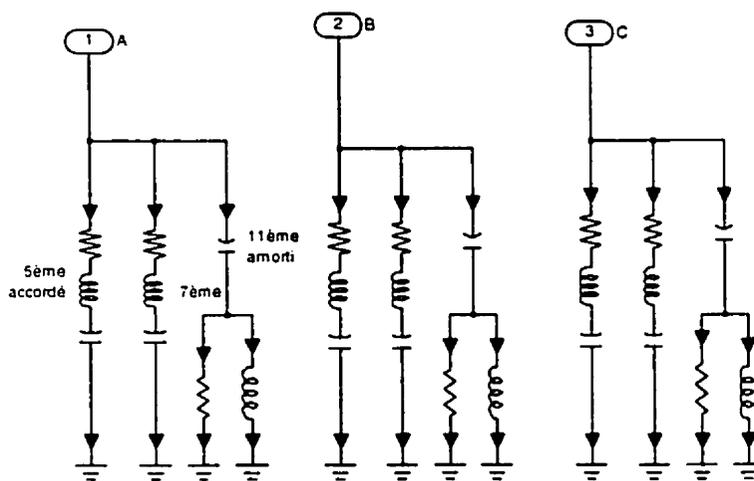
$$BEMF = V_d - I_d R = (250 - 5 \times 1.6) = 242kV$$

**ANNEXE B : MODÈLE DE LA LIAISON CCHT DANS  
PSB/SIMULINK**

B.1 : Modèle du système complet dans PSB/SIMULINK



**B.2 : Filtres CA : (a) Connexion des filtres  
(b) Paramètres des filtres**

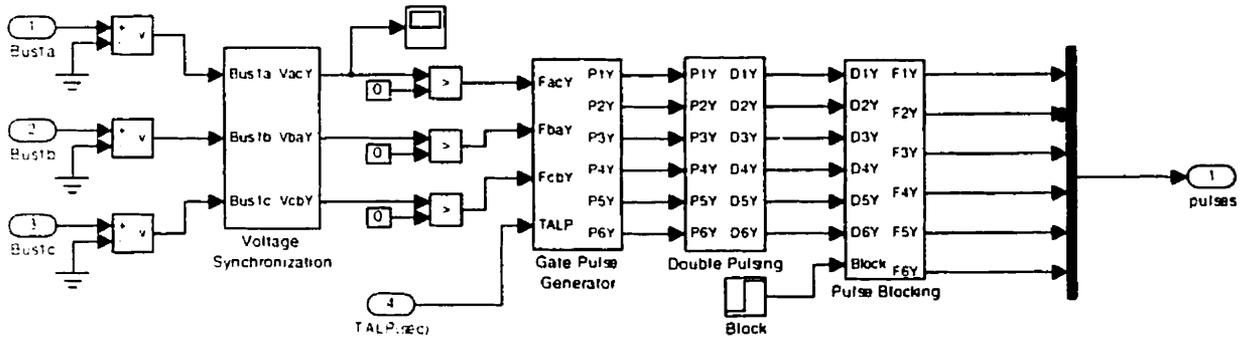


(a)

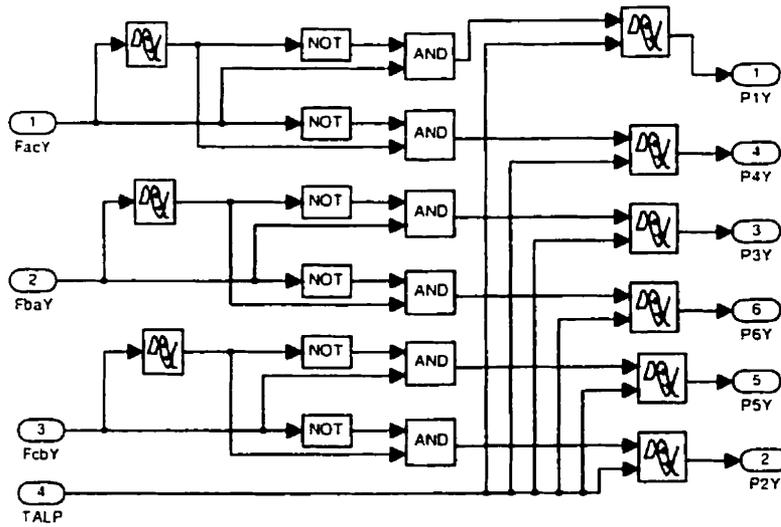
Type	Accordé	Accordé	Amorti
h	5ème	7ème	11ème
C ( $\mu\text{F}$ )	2.62	2.62	4.42
L (mH)	107.42	54.81	13.16
R ( $\Omega$ )	1.27	0.90	70.92

(b)

### B.3 : Schémas blocs des impulsions de gâchette

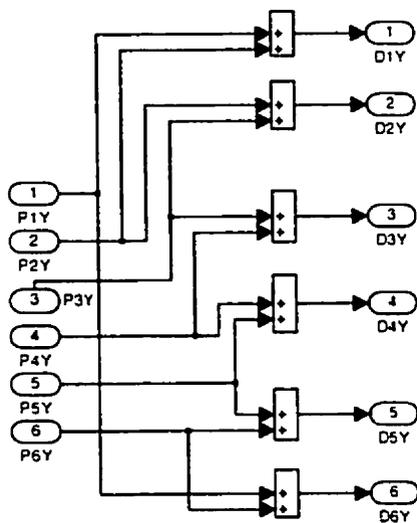


### Génératrice d'impulsions

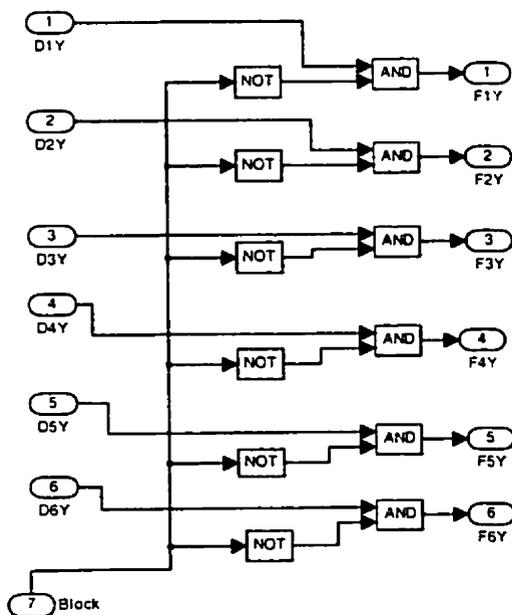


## Schémas blocs des impulsions de gâchette (suite)

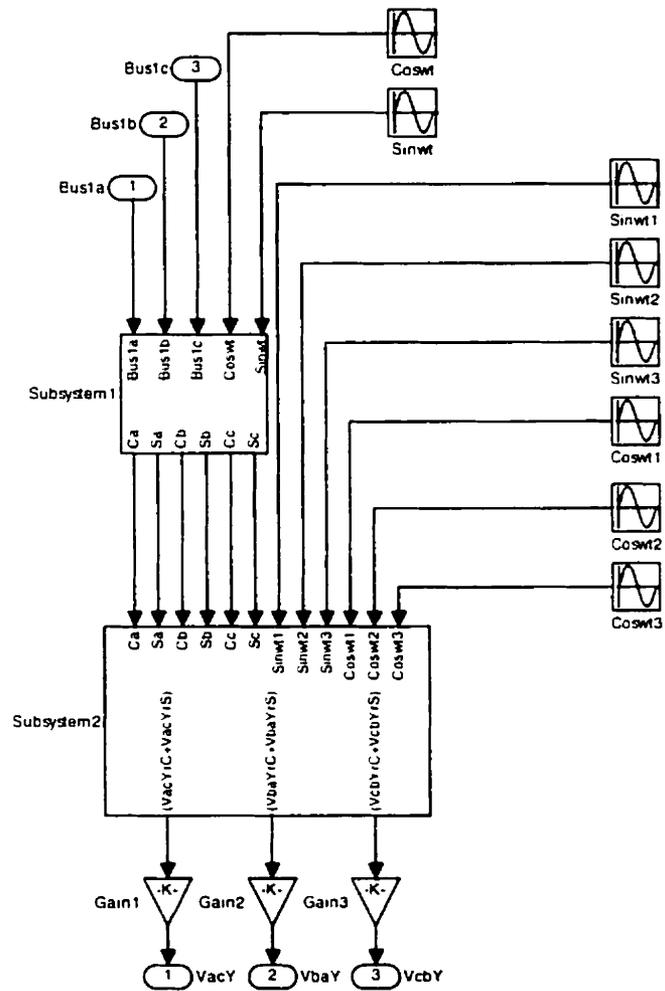
### Double Pulsing



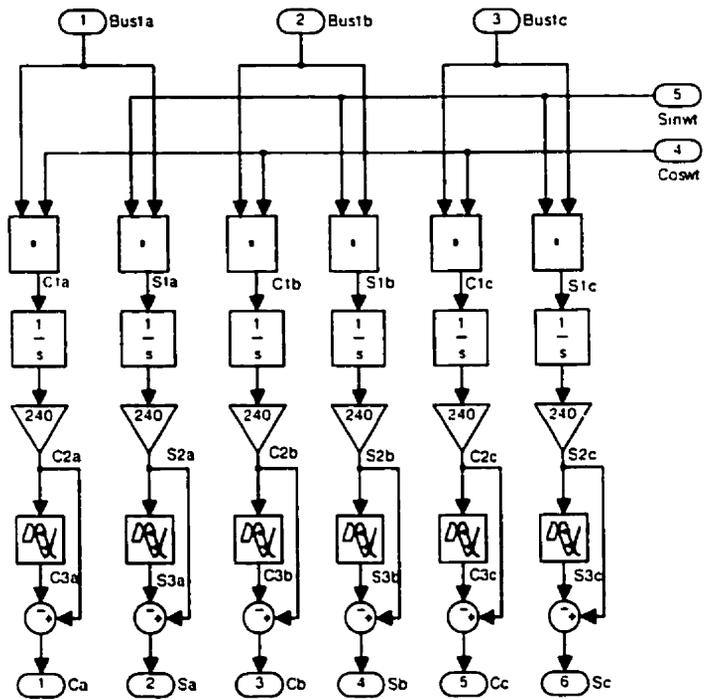
### Pulse Blocking



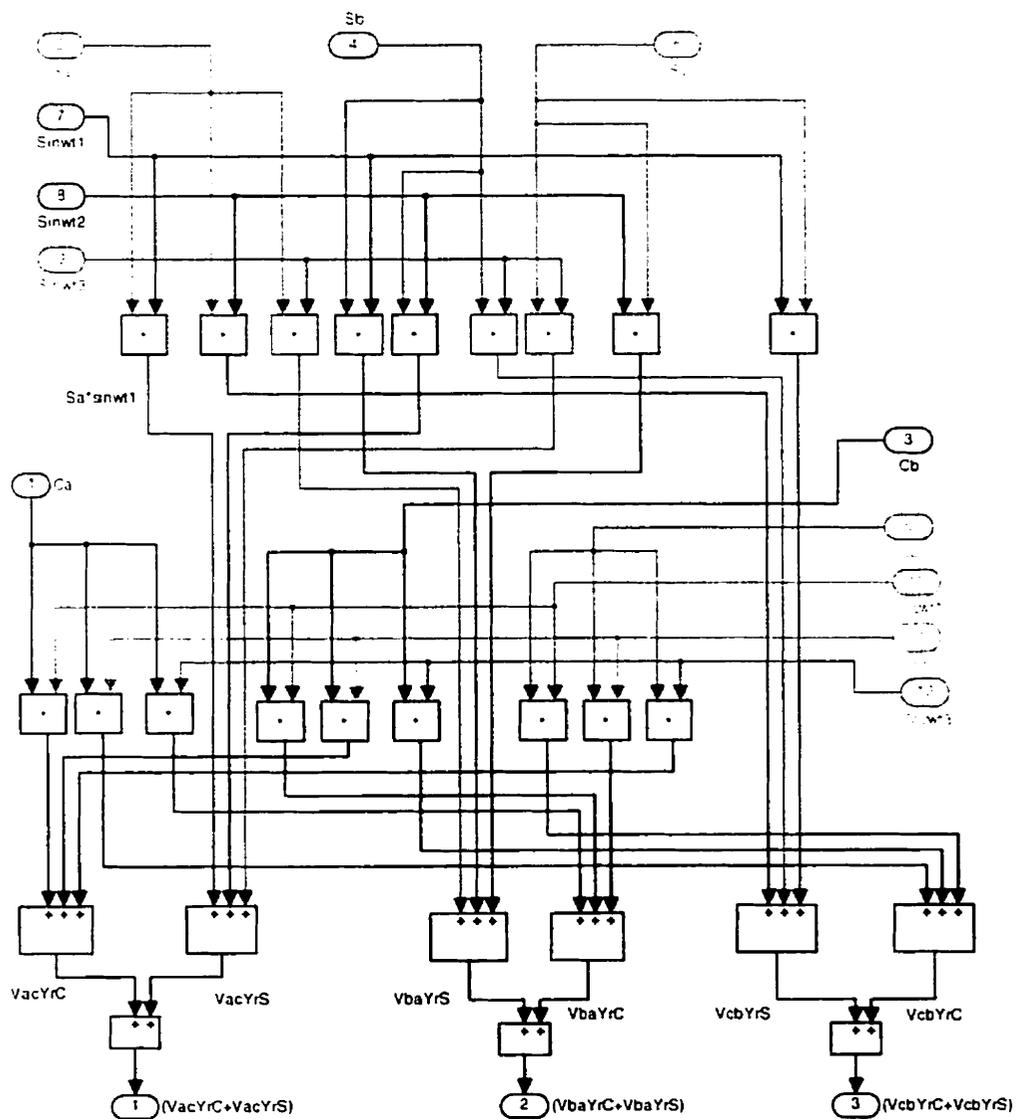
### B.4 : Synchronisation de tension dans PSB/SIMULINK



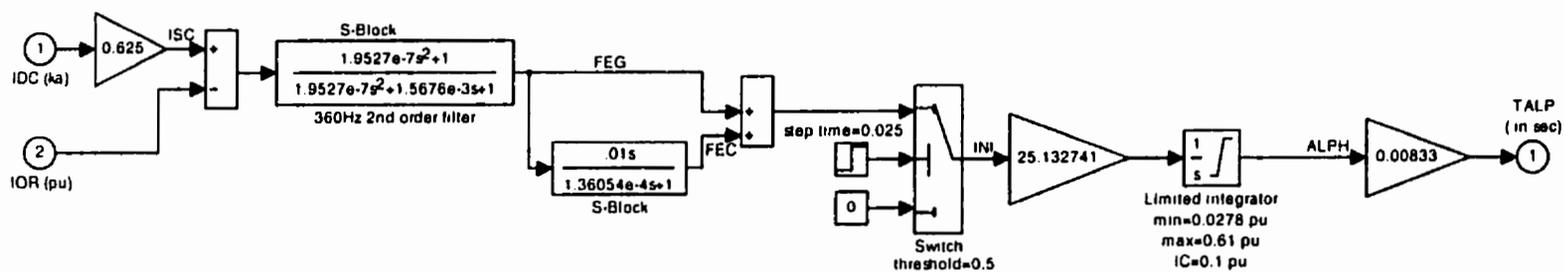
### Tension de synchronisation (suite)



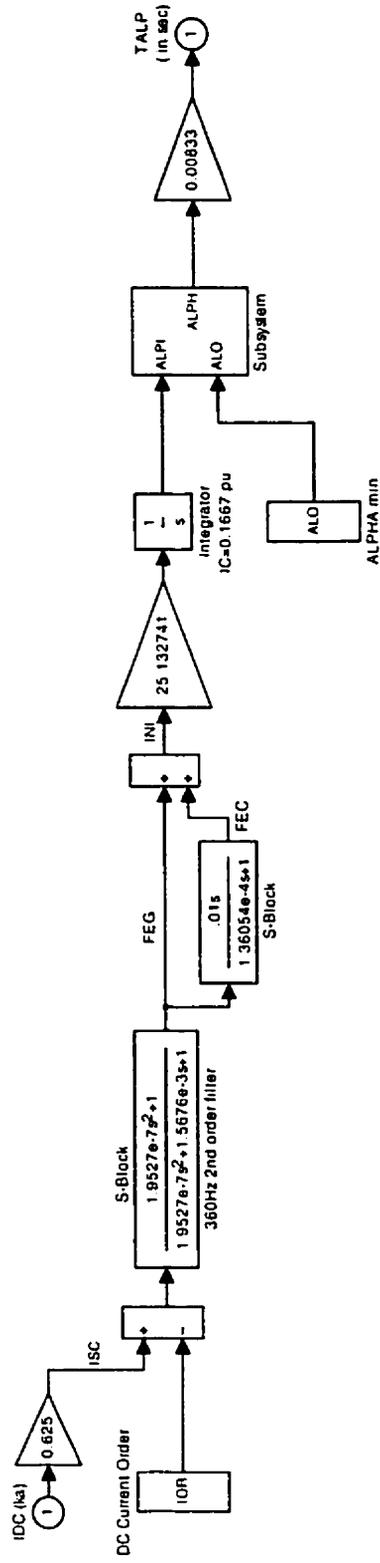
## Tension de synchronisation (suite)



### B.5 : CAS 1 : Régulateur de courant dans PSB (consigne constante)

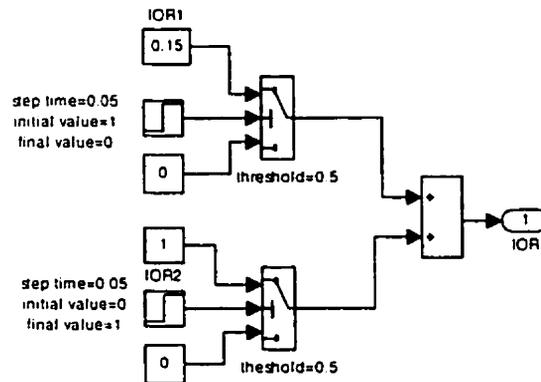


B.6 : CAS 2 : Régulateur de courant (consigne échelon)

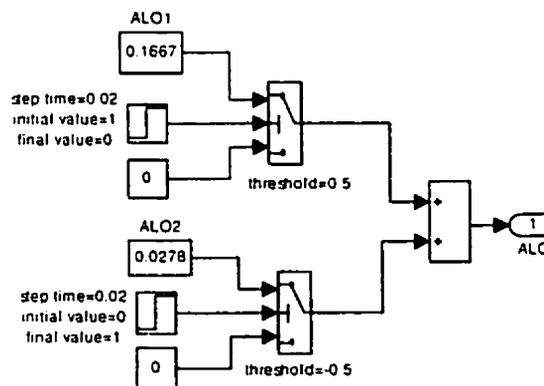


## Régulateur de courant (consigne échelon) (suite)

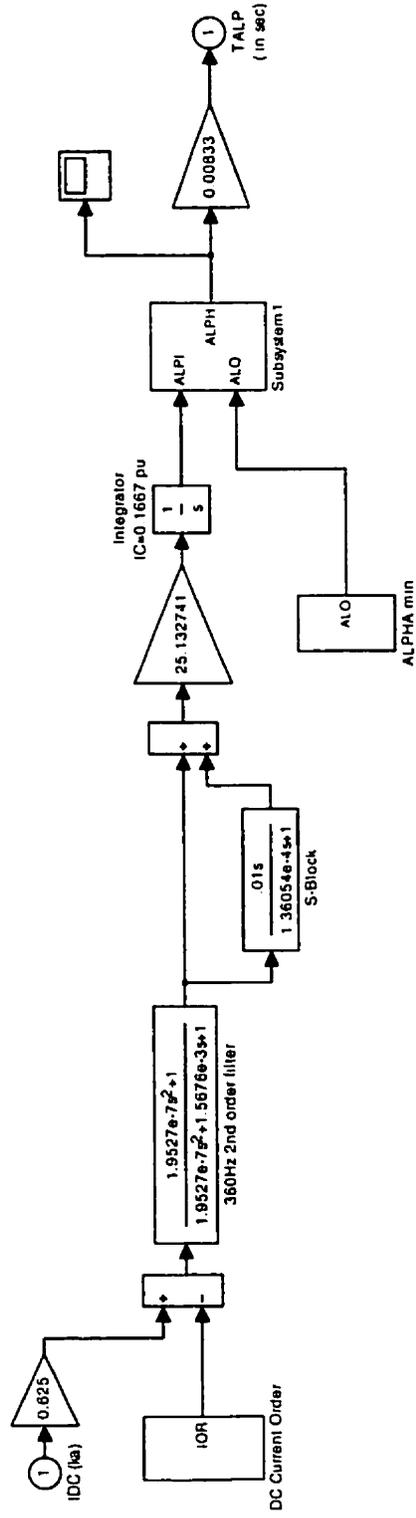
### IOR



### ALO

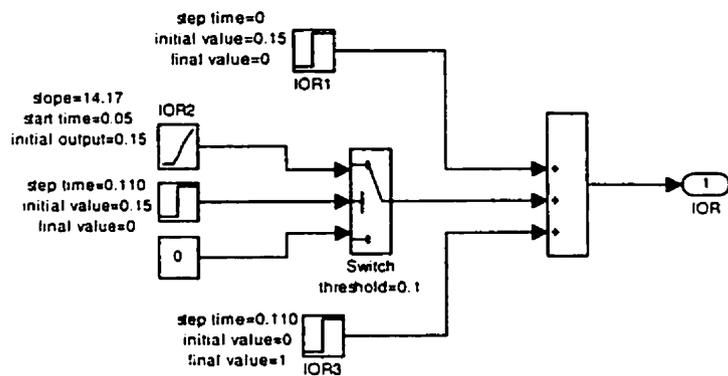


B.7 : CAS 3 : Régulateur de courant (consigne rampe)



## Régulateur de courant (consigne rampe) (suite)

### IOR



### ALO

