

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

**MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES**

**COMME EXIGENCE PARTIELLE POUR L'OBTENTION
D'UN DIPLÔME DE MAÎTRE ES SCIENCES APPLIQUÉES
EN ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE**

**PAR
MOHAMED TOU**

**ÉTUDE ET ET MISE AU POINT D'UN LOGICIEL
(ATOSECM) POUR L'ÉTUDE DE SYSTÈMES
D'ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE COMPRENANT DES
MULTI-CONVERTISSEURS ET DES ENTRAINEMENTS À
COURANT ALTERNATIF**

JUIN 1992

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.



RÉSUMÉ

Le fonctionnement des convertisseurs d'électronique de puissance génère des courants harmoniques qui perturbent le réseau. Pour étudier les perturbations conduites émises sur la ligne d'alimentation, une analyse fonctionnelle par simulation globale est nécessaire. Cependant, lorsqu'une installation industrielle est constituée de plusieurs convertisseurs statiques de courant alimentant des charges à courant continu, la simulation globale devient difficile, voire impossible, en raison des limitations du logiciel ou du microcalculateur utilisé. Il n'y a pas d'outils de simulation permettant l'évaluation quantitative des courants et tensions harmoniques générés par un système multi-convertisseurs statiques.

Pour répondre à ce besoin, nous avons conçu une nouvelle méthode itérative d'analyse de tels systèmes et une nouvelle modélisation des convertisseurs d'électronique de puissance en termes de sources de courant non-linéaires. Cette méthodologie a demandé la création d'une version modifiée du logiciel ATOSEC5, appelée ATOSECM.

L'utilisation de sources spéciales définies par l'utilisateur a été étendue à différents modèles de machines asynchrones. Les possibilités du logiciel ATOSECM ont été ainsi étendues à la simulation des systèmes convertisseurs-machines: les modèles implantés retranscrivent les régimes de fonctionnement transitoires et permanents. L'implantation d'un pas variable permet entre autre une réduction notable du temps de calcul.

Ces nouveautés laissent entrevoir un avenir prometteur au logiciel ATOSECM.

REMERCIEMENTS

Mes remerciements vont vers mon directeur de recherche, le Professeur Venkatachari RAJAGOPALAN. Son suivi, ses exigences, ses judicieux conseils sont autant de points qui ont soutenu ma motivation tout au long de ce travail. Je lui suis infiniment reconnaissant pour ses encouragements continus et sa confiance. J'ai découvert en lui un chercheur extrêmement consciencieux, un bourreau du travail bien fait mais un coeur gros comme la terre, que je ne suis pas près d'oublier quoi qu'il dise!...

Je remercie vivement le chercheur post-doctoral Thierry RAFESTAIN, pour ses critiques et ses conseils prodigues depuis plus d'une année. Il a supporté mon caractère avec courage. Sa gentillesse, sa compétence et sa clairvoyance rendent le travail avec lui très agréable. Ce fut une riche expérience qui nous a donné l'occasion de passer des bons moments.

Je remercie aussi les membres de notre petite équipe de recherche travaillant sous la direction du professeur V. RAJAGOPALAN au sein du Groupe de Recherche en Électronique Industrielle (G.R.É.I), et en particulier le formidable Fattah BA-RAZZOUK: nos discussions scientifiques, son esprit critique, nos encouragements mutuels et nos nuits blanches ont largement contribué à surmonter les problèmes rencontrés.

J'espère cette amitié durable. Je citerai K. Debebe, chercheur post-doctoral, pour son aide efficace et ses suggestions pertinentes.

Un grand merci à Jacques Poisson technicien au Laboratoire d'Électronique de Puissance pour son aide efficace, sa disponibilité et sa grande gentillesse. Je n'oublierai surtout pas de citer Madame Sylvie GARCEAU, secrétaire à la maîtrise en Électronique Industrielle, pour sa gentillesse, son éternelle bonne humeur et pour n'avoir jamais refusé de me venir en aide.

Je remercie les membres du corps professoral de la maîtrise en Électronique Industrielle. Qu'ils soient assurés de mon estime et de ma considération: Kamal AL-HADDAD, Anatole SÉVIGNY, Yves DUBÉ, Andrej BARWICZ et Adam SKOREK.

"Mon éternelle reconnaissance va à elle dont les sacrifices ont été sans limites.

A celle qui, lors des moments de découragements, a toujours été présente à mes côtés.

A celle sans qui ce travail n'aurait jamais été mené à sa fin..."

A Khadidja.

TABLE DES MATIÈRES

RÉSUMÉ	I
REMERCIEMENTS	III
TABLE DES MATIÈRES	V
LISTE DES FIGURES	XI
LISTE DES TABLEAUX	XVIII
LISTE DES SYMBOLES	XX
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
CHAPITRES	
1 La simulation en électronique de puissance à l'aide du logiciel ATOSEC5	1
1.1 Introduction	4
1.2 La simulation en électronique de puissance	5
1.3 Les outils de simulation en électronique industrielle	6
1.4 Différentes méthodes de simulation	9
1.4.1 Méthode d'étude séquentielle sans à-priori (S.A.P)	9
1.4.2 Méthode d'étude séquentielle avec à-priori (A.A.P)	10
1.5 Problèmes généraux de simulation d'ensembles comprenant des convertisseurs statiques	10
1.5.1 Étude du convertisseur	11
1.5.1.1 Premier problème: cas des charges complexes	12
1.5.1.2 Second problème: les macro-modèles	14
1.5.2 Étude de l'ensemble	16

1.6 Le logiciel de simulation globale en Électronique de Puissance ATOSEC5	17
1.6.1 Structure du logiciel	17
1.6.2 Macro-modèles	19
1.6.3 Organisation du programme source	21
1.6.4 Limitations du logiciel ATOSEC5	23
1.6.4.1 Cas de la simulation de systèmes multi-convertisseurs	23
1.6.4.2 Cas de la simulation de systèmes source-convertisseur-machine	25
1.7 Conclusion	28
1.7.1 Simulation de systèmes multiconvertisseurs	28
1.7.2 Simulation de systèmes convertisseur-machine asynchrone	28
1.7.3 Implantation du pas variable	29
2 Simulation du système multi-convertisseurs de puissance du TOKAMAK de Varennes (T. de V.)	31
2.1 Introduction	31
2.2 Convertisseurs CA/CC à thyristors: générateurs de courants harmoniques	33
2.3 Cellules de filtrage	34
2.4 Description de l'installation électrique du T. de V.	37
2.5 Simulation	41

2.5.1 Mise au point des modèles	41
2.5.2 Modèle simplifié	42
2.5.3. Étude avec modèle tenant compte des inductances mutuelles des transformateurs	46
2.5.3.1 Principe du modèle dans le cas du transformateur monophasé	46
2.5.3.2 Application du modèle au transformateur triphasé	48
2.6 Résultats de simulation	50
2.6.1 Cas du convertisseur OH	50
2.6.2 Cas du convertisseur TF	56
2.7 Simulation du système global: limitations du logiciel ATOSEC5	57
2.8 Conclusion	62
3 Nouvelle méthode de simulation globale de systèmes multi-convertisseurs d'électronique de puissance	63
3.1 Introduction	63
3.2 Problématique de la simulation de systèmes multi-convertisseurs statiques	64
3.3 Description de la méthodologie	66
3.3.1 Développement de la méthodologie sur MATLAB	67
3.3.2 Description de l'algorithme	69
3.4 Validation de la méthodologie	71

3.4.1 Application au cas de deux convertisseurs de courant monophasés à thyristors	71
3.4.2 Implantation de la méthodologie dans le logiciel ATOSEC5	73
3.4.2.1 Définition des fichiers utilisés	74
3.4.2.2 Définition du format des sources spéciales utilisées	76
3.4.3 Application au cas de 2 convertisseurs de courant triphasés double alternance à thyristors	85
3.5 Conclusion	93
4 Simulation globale de systèmes convertisseurs-machines asynchrones par le logiciel ATOSECM	95
4.1 Introduction	95
4.2 Avantages d'un logiciel de simulation globale pour la conception de systèmes convertisseurs-machines	95
4.3 Modélisation de la machine asynchrone triphasée	96
4.3.1 Problématique de la machine à courant alternatif	96
4.3.2 Modèle de la machine réelle simplifié de Ghani	99
4.3.3 Transformation hybride: modèle de Bolognani	103
4.3.4 Transformation d'axe d _{qo} classique, la transformation de PARK	108
4.4 Implantation des différents modèles dans le logiciel ATOSECM	113

4.4.1 Modèle de Ghani	113
4.4.1.1 Schéma équivalent	114
4.4.1.2 Format d'écriture des sources	115
4.4.2 Modèle de Bolognani	120
4.4.2.1 Schéma équivalent	120
4.4.2.2 Format des sources	123
4.4.3 Modèle dq avec convertisseur au stator	127
4.4.3.1 Schéma équivalent	127
4.4.3.2 Format des sources	130
4.5 Résultats de simulation dans le cas d'un démarrage sur le réseau	135
4.6 Résultats de simulation de systèmes convertisseurs-machines	139
4.6.2 Onduleur de tension à transistors alimentant une machine asynchrone	142
4.7. Validation des résultats	146
4.8. Conclusion	152
5 Implantation du pas variable au logiciel ATOSECM	156
5.1 Introduction	156
5.2 Intérêt du pas variable	156
5.3 Principe du pas variable	157
5.4 Modifications du programme-source	158
5.4.1 Changement d'état d'un semi-conducteur	160

5.4.2 Enregistrement d'un changement d'état dans la table des semi-conducteurs	160
5.4.3 Changement du pas de calcul	161
5.4.4 Application du pas variable à la bibliothèque de cas disponible dans ATOSEC5	161
5.5 Conclusion	166
 CONCLUSION GÉNÉRALE	167
 BIBLIOGRAPHIE	170
 ANNEXES	
1. Liste des sous-programmes appelés par ATOSEC5	175
2. Calcul des impédances de transformateurs des convertisseurs de T. de V.	176
3 Fichiers de traitements par lots et fichiers de données pour l'application de la méthode itérative	181
4 Fichiers de données M1DIOD.dat et VARASYDQ.dat	208
5 Caractéristiques des machines utilisées	218
6 Liste des fichiers de données des systèmes convertisseurs-machines	219

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1:	Situation du modèle dans un projet	6
Figure 1.2:	Modèles numériques des composants usuels par EMTP	8
Figure 1.3:	Système source-convertisseur-machine simulé par SACSO-MACHINE	12
Figure 1.4:	Quelques modélisations d'interrupteurs	15
	(a) Résistance binaire;	
	(b) Circuit R-L série binaire à constante de temps constante;	
	(c) Inductance binaire avec circuit R-C d'amortissement	
Figure 1.5:	Simplifications usuelles sur les convertisseurs	16
Figure 1.6:	Structure du logiciel ATOSEC5	19
Figure 1.7:	Semi-conducteurs et leurs modèles dans ATOSEC5	21
Figure 1.8:	Structure du logiciel ATOSEC5	22
Figure 1.9:	Structure générale du bloc "Résolution"	23
Figure 1.10:	Redresseur à thyristors, pont hexaphasé dessiné par le module graphique ATOSECG	24
Figure 1.11:	Schéma équivalent de la machine à courant continu à excitation séparée	25
Figure 1.12:	Schéma de simulation d'un variateur de courant alternatif alimentant une machine asynchrone, en régime permanent	27
Figure 2.1:	Schéma synoptique de l'installation électrique du TOKAMAK de Varennes.(T. de V.)	32
Figure 2.2:	Filtres accordés sur la fréquence de rang n	37
	(a): filtre résonnant (Q , coefficient de qualité, de 40 à 60);	

	(b): filtre du second ordre amorti (Q allant de 2 à 10).	
Figure 2.3:	Relevés expérimentaux	39
Figure 2.4:	Modèle utilisé dans le cas d'un couplage Y-Y	42
Figure 2.5:	Modèle du transformateur dans le cas d'un couplage Y- Δ	45
Figure 2.6:	Schéma synoptique de puissance du convertisseur OH à partir de la barre des 25 kV(25 kV/447V, $z=18\%$, $S_{cc}=23$ MVA, $R_{ch}=13.9$ m Ω , $L_{ch} = 6.789$ mH)	44
Figure 2.7:	Représentation du schéma de simulation du convertisseur OH	44
Figure 2.8:	Résultats de simulation du convertisseur OH	45
Figure 2.9:	Schéma équivalent du transformateur monophasé	47
Figure 2.10:	Application du modèle de transformateur triphasé au convertisseur OH	48
Figure 2.11:	Cas d'un transformateur à deux secondaires du convertisseur TF	49
Figure 2.12:	Schéma de simulation du convertisseur OH	51
Figure 2.13:	Résultats de simulation du convertisseur OH sans filtre	52
Figure 2.14:	Synoptique du convertisseur OH avec filtres	54
Figure 2.15:	Résultats de simulation du convertisseur OH avec filtres	54
Figure 2.16:	Schéma synoptique du convertisseur TF	56
Figure 2.17:	Modèle simplifié pour l'évaluation de la chute de tension de ligne pour le premier cycle de fonctionnement (-0.9 s à -0.7 s)	59
Figure 2.18:	Utilisation de sources non-linéaires équivalentes pour la simulation de l'installation multi-convertisseurs	61

Figure 3.1:	Synoptique d'une installation électrique multi-convertisseurs	65
Figure 3.2:	Utilisation de sources non-linéaires équivalentes pour la simulation de l'installation multi-convertisseur T. de V.	66
Figure 3.3:	Système multi-convertisseurs constitué de 2 convertisseurs monophasés: (1): système complet; (2): système équivalent	67
Figure 3.4:	Macro-modèles utilisés (état passant: $L=L_p=1E-05$ H, $R=R_p=0.1 \Omega$; état bloqué: $L=L_b=100$ H, $R=R_b=1E+05 \Omega$)	68
Figure 3.5:	Organigramme de la méthode itérative appliquée au cas du sytème multi-convertisseur de la figure 3.4	70
Figure 3.6.a:	Résultats de simulation, en vue de la validation de la méthodologie: courants de charge (1: ATOSEC5; 2: MATLAB)	72
Figure 3.6.b:	Résultats de simulation, en vue de la validation de la méthodologie:tensions aux bornes des thyristors (1: ATOSEC5; 2: MATLAB)	73
Figure 3.7:	Modification du programme source, pour l'implantation de la méthode itérative	82
Figure 3.8.a:	Comparaison des résultats obtenus: tension de ligne	83
Figure 3.8.b:	Comparaison des résultats obtenus: courant de ligne	84
Figure 3.9:	Cas d'un système multi-convertisseur à deux redresseurs triphasés	86
Figure 3.10:	Topologie utilisée pour la phase d'initialisation: cas du système-1	87

Figure 3.11:	Topologie utilisée pour la phase itérative : cas du calcul des courants du système-1	87
Figure 3.12:	Résultats de simulation par la méthode itérative (ATOSECM)	
	(a): fichier S6TT2I.dat	
	(b): fichier S6TT1I.dat	89
Figure 3.13:	Résultats de simulation du système complet par ATOSEC5 (fichier STT6.dat)	90
Figure 3.14:	Écarts relatifs obtenus après six itérations et un pas de 50 µs	
	(a): écart relatif $E_{rc2}^6(t)$	
	(b): écart relatif $E_{rc1}^6(t)$	92
Figure 4.1:	Schéma équivalent de la machine asynchrone triphasée réelle simplifiée	101
Figure 4.2:	Schéma équivalent de l'équation mécanique	103
Figure 4.3:	Modèle de Bolognani de la machine asynchrone triphasée à cage	108
Figure 4.4:	Signification géométrique de la transformation d'axes dq	109
Figure 4.5:	Schéma équivalent du modèle dq de la machine asynchrone dans le repère stationnaire lié au stator	111
Figure 4.6:	Modèle dq de la machine asynchrone dans le repère stationnaire lié au rotor	112
Figure 4.7:	Description topologique de la machine asynchrone triphasée réelle (las = lbs = lcs = lar = lbr = lcr = 1E-06 H)	114
Figure 4.8:	Préparation des données par ATOSECG: fichier MOD1DIOD.CIR	117

Figure 4.9:	Description topologique du modèle de la machine de Bolognani	122
Figure 4.10:	Principe de l'établissement du schéma de simulation dans le cas d'une alimentation en tension par le stator	128
Figure 4.11:	Description topologique du modèle dq de la machine avec convertisseur au stator	129
Figure 4.13:	Préparation des données par ATOSECG de la machine asynchrone alimentée par un variateur de courant à thyristors (VARASYDQ.dat)	132
Figure 4.14:	Méthodologie pour une alimentation en courant de la machine dans le cas du modèle dq	134
Figure 4.15:	Démarrage direct sur le réseau d'alimentation: modèle de Ghani (M1DIOD.dat)	136
Figure 4.16:	Démarrage direct sur le réseau d'alimentation: modèle de Bolognani (M2DIOD.dat)	137
Figure 4.17:	Démarrage direct sur le réseau d'alimentation: modèle dq (DQD.dat)	137
Figure 4.18:	Alimentation en courant dans le cas du modèle dq de la machine asynchrone	138
Figure 4.19:	Résultat de simulation par MVARASGH.dat (modèle de Ghani)	140
Figure 4.20:	Résultat de simulation par MVARASBO.dat (modèle de Bolognani)	141
Figure 4.21:	Résultat de simulation par MVARASDQ.dat (modèle dq)	141
Figure 4.22:	Topologie du convertisseur élaboré par ATOSECG	143

Figure 4.23: Topologie de l'interrupteur bidirectionnel	143
Figure 4.24: Démarrage d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension: modèle de Ghani (OMOGHPV.dat)	144
Figure 4.25: Démarrage d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension: modèle de Bologani (OMOBOPV.dat)	145
Figure 4.26: Démarrage d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension: modèle dq (OMODQPV.dat)	146
Figure 4.27.a: Résultats expérimentaux et de simulation de la référence [38]: 1300 tr/mn; 18.2 Nm; $\alpha = 76.6^\circ$	148
Figure 4.27.b: Résultats expérimentaux et de simulation la référence [38]: 75 tr/mn; 0.7 Nm; $\alpha = 121^\circ$	149
Figure 4.28.a: Résultats de simulation obtenus par ATOSECM: tension et courant de phase (point de fonctionnement: 1300 tr/mn; 18.2 Nm; $\alpha = 76.6^\circ$)	150
Figure 4.28.b: Résultats de simulation obtenus par ATOSECM: tension et courant de phase (point de fonctionnement: 75 tr/mn; 0.7 Nm; $\alpha = 121^\circ$)	151
Figure 4.28.c: Résultats de simulation obtenus par ATOSECM: couple (a): 1300 tr/mn; 18.2 Nm; $\alpha = 76.6^\circ$ (b) 75 tr/mn; 0.7 Nm; $\alpha = 121^\circ$	152
Figure 4.29: Résultats de simulation obtenus par ATOSECM dans le cas d'une alimentation par un onduleur de tension (OMODQPV.dat) (Machine 1)	154
Figure 4.30: Résultats de simulation obtenus par SEMAS dans le cas d'une alimentation par un onduleur de tension	155

Figure 5.1:	Méthodologie du pas variable	157
Figure 5.2:	Modifications du programme-source pour l'implantation du pas variable	159
Figure 5.3:	Résultats de simulation obtenus par le fichier VARASYDQ.dat, en mode de pas variable (0.0001 s)	165
Figure 5.4:	Résultats de simulation obtenus par le fichier VARASYDQ.dat, en mode de pas fixe (0.0001 s)	165



LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1:	Analyse harmonique du courant de ligne du convertisseur OH sans filtre	53
Tableau 2.2:	Analyse harmonique du courant de ligne : effet des filtres	55
Tableau 2.3:	Analyse harmonique du courant de ligne du convertisseur TF sans filtre	57
Tableau 2.4:	Analyse harmonique du courant de ligne de la figure 2.17	60
Tableau 3.1:	Signification du paramètre de contrôle PRMT(36)	75
Tableau 3.2:	Emploi des sources spéciales lors de la préparation des données:cas de deux convertisseurs monophasés: phase d'initialisation	79
Tableau 3.3:	Emploi des sources spéciales lors de la préparation des données:cas de deux convertisseurs monophasés: phase itérative	80
Tableau 3.4:	Analyse harmonique des signaux obtenus par ATOSEC5 et ATOSECM	85
Tableau 3.5:	Signification des variables d'états des figures 3.12, 3.13 et 3.14	91
Tableau 3.6:	Comparaison entre les résultats obtenus par le système complet et la méthode itérative (ordinateur personnel PC-386, 25 MHz)	93
Tableau 4.1:	Format des sources spéciales pour le modèle de Ghani	116
Tableau 4.2:	Fichier de données MOD1DIOD.dat	118

Tableau 4.3: Format des sources spéciales pour le modèle de Bolognani	124
Tableau 4.4: Fichier de données commenté dans le cas du modèle de Bolognani (M2DIOD.dat)	125
Tableau 4.5: Définitions des sources utilisées dans le modèle dq	131
Tableau 4.6: Ajustement des données additionnelles, dans le cas du modèle dq de la machine asynchrone	133
Tableau 5.1: Étapes du procédé de réduction du pas	158
Tableau 5.2: Analyse de l'utilisation du pas variable sur quelques cas de la bibliothèque d'ATOSEC5	162
Tableau 5.3: Effet du pas variable sur les fichiers VARASYDQ.dat et CVDQPV.dat	163

LISTE DES SYMBOLES ET DES ABRÉVIATIONS

T. de V.:	Tokamak de Varennes
C.C.F.M:	Centre Canadien de Fusion Magnétique
p:	opérateur de Laplace
[X_c]:	vecteur d'état du système complet
[U_c]:	vecteur sources tension-courant
[X_{co}]:	vecteur d'état du convertisseur
[J_{cm}]:	vecteur regroupant les courants communs au convertisseur et à sa charge
[J_{mm}]:	vecteur regroupant les courants circulant dans les enroulements de la machine non-connectés au convertisseur
[E_{co}]:	vecteur sources de tension côté convertisseur
[E_{mm}]:	vecteur des tensions d'alimentation de la machine
[X_{n+1}]:	vecteur d'état à l'instant $t+hT$
[X_n]:	vecteur d'état à l'instant t
[U_{n+1}]:	vecteur source à l'instant $t+hT$
hT:	pas de calcul
I_{RM} :	courant inverse maximal
T_q :	temps de recouvrement inverse
V_{fcem} :	force contre-électromotrice (f.c.em)
T_{em} :	couple électromagnétique
V_{vm} :	tension aux bornes de la variable d'état, C_{vm} , mesurant la vitesse mécanique

I_{exc} :	courant d'excitation
I_a :	courant d'induit
I_1 :	amplitude du courant fondamental
I_n :	amplitude du courant harmonique de rang n
U_1 :	amplitude de la tension fondamentale
D:	taux de distorsion
Q:	facteur de qualité
ω_0 :	pulsation de résonance du filtre du second ordre
L_{SY} :	inductance ramenée au secondaire, cas du couplage Y-Y
R_{SY} :	résistance ramenée au secondaire, cas du couplage Y-Y
E_S :	tension entre phases au secondaire
S_{cc} :	puissance apparente de court-circuit
z :	impédance réduite de court-circuit
$L_{S\Delta}$:	inductance ramenée au secondaire, cas du couplage Y-Δ
$R_{S\Delta}$:	résistance ramenée au secondaire, cas du couplage Y-Δ
$Z_L = R_L + j \omega L_L$:	impédance de ligne
$Z_S = R_S + j \omega L_S$:	impédance de fuite du transformateur monophasé vue du secondaire
N_1, N_2 :	nombre de spires primaires et secondaires
J_P :	source de courant commandée
E_S :	source de tension commandée

V_d :	tension redressée
I_d :	courant de sortie du convertisseur
I_L :	courant de ligne
V_{LL} :	tension entre lignes
ϕ_1 :	déphasage entre le courant de ligne fondamental et la tension de phase
I_g :	courant de gachette
I_m :	courant de maintien
$J(t)$:	courant instantané stocké à chaque itération
i :	nombre d'itération (0,1,2,3,...)
C.A.O:	conception assistée par ordinateur
V :	tension
I :	courant
as, bs, cs:	enroulements statoriques as, bs et cs de la machine asynchrone triphasée
ar, br, cr:	enroulements rotoriques ar, br et cr de la machine asynchrone triphasée
Ψ :	flux
R_s :	résistance d'un enroulement statorique
R_r :	résistance d'un enroulement rotorique
L_s :	inductance de fuite du stator
L_r :	inductance de fuite du rotor
M_{sr} :	inductance mutuelle $M_{sr} = (3/2)L_{sr}$
P :	paires de pôles
θ_r :	position rotorique

ω_r :	vitesse rotorique
ω_d :	vitesse de rotation du système d'axe dq
β :	angle entre l'axe de la phase statorique as et l'axe d
μ :	angle entre l'axe de la phase rotorique ar et l'axe d
ω_m :	vitesse mécanique
[1]:	matrice unité
T_l :	couple résistant
J :	moment d'inertie
Fr :	frottement visqueux
X^* :	grandeur transformée par la matrice $[V(\theta)]$
P_1 :	Puissance active
Q_1 :	Puissance réactive inductive

INTRODUCTION GÉNÉRALE

L'électronique de puissance est une électronique de commutation. La conception et la mise au point de convertisseur électronique de puissance nécessite un outil de simulation globale approprié [1,2,3,4]. ATOSEC (Analyse TOpologique des Systèmes Électrotechnique en Commutation) [5,6] compte parmi les premiers logiciels conçus à cet effet. La dernière version, ATOSEC5 [7], existe en version ordinateur personnel.

Une question d'intérêt majeure consiste à quantifier les répercussions harmoniques des convertisseurs sur la ligne d'alimentation et les interactions entre les convertisseurs [8,9,10,11,12,13]. Face à la complexité de tels montages, un logiciel de simulation globale est la seule alternative. Or, ATOSEC5 a des limites en terme de variables d'état. De ce fait simuler tous les convertisseurs d'une installation électrique est impossible, si ce n'est au prix de fortes approximations. De plus, ces convertisseurs peuvent alimenter des machines à courant alternatif. Dans ce cas, on parle de systèmes convertisseurs-machines: la version actuelle d'ATOSEC5 ne permet pas de simuler ces machines, quelque soit leur régime de fonctionnement [5].

Le travail entrepris au sein du Groupe de Recherche en Électronique Industrielle consiste à développer une nouvelle méthodologie de simulation globale de systèmes multi-convertisseurs de puissance. Cette méthodologie permet de déterminer les sources de courant équivalentes de chaque convertisseur, ce qui permet de réduire le nombre de variables d'état: la

simulation d'un tel système devient alors possible avec un ordinateur personnel.

La deuxième contribution consiste à implanter trois modèles de machines asynchrones [14, 15, 16]. L'utilisation de sources spéciales définies par l'utilisateur permet de représenter la machine en terme de schéma équivalent rendant compte des régimes transitoire et permanent. De cette façon, nous rendons possible la simulation de systèmes convertisseurs-machines. Cependant, la constatation principale est que le temps de calcul est prohibitif, le pas de calcul étant fixe. Nous avons implanté une méthode de pas variable très simple permettant une réduction du temps de calcul de 30 % à 40 % selon le nombre de semi-conducteurs et de variables d'état, sans nuire à la précision des calculs.

Le chapitre 1 fait un tour d'horizon de la simulation en électronique de puissance et situe le logiciel ATOSEC par rapport aux autres logiciels existants.

Le chapitre 2 présente une étude de cas de système multi-convertisseurs: l'alimentation électrique du Tokamak de Varennes [17, 18]. Cette étude nous permet de mieux cerner la problématique de tels systèmes.

Le chapitre 3 présente la méthode itérative de simulation globale de ces systèmes multi-convertisseurs. Elle est validée sur un système d'ordre deux (deux convertisseurs connectés sur la même ligne d'alimentation). Les

résultats obtenus sont très encourageants et constituent une contribution à la simulation des systèmes multi-convertisseurs en vue de l'étude des répercussions réciproques des convertisseurs et des réseaux [19].

Le chapitre 4 présente trois modèles de machines asynchrones et la méthodologie employée pour leur implantation au sein du logiciel ATOSECM. Les résultats de simulation des systèmes convertisseurs-machines sont validés par des exemples tirés de la littérature et par l'emploi du logiciel SEMAS [20].

Le chapitre 5 montre le principe de la technique de pas variable et son expérimentation sur plusieurs exemples.

La création d'ATOSECM, par ses diverses contributions au logiciel ATOSEC5, étendent le champ de ses applications et débouchent sur de nouvelles perspectives de développement futur.

CHAPITRE 1

La simulation en électronique de puissance à l'aide du logiciel ATOSEC5

1.1 Introduction

Afin de répondre aux exigences continuellement croissantes de la technologie moderne, l'étude des systèmes physiques prend chaque jour plus d'importance et la simulation devient l'outil d'investigation privilégié de la fin de ce siècle.

McLoed a écrit:"La simulation est l'action de représenter des aspects du monde réel par des nombres ou des symboles qui doivent être facilement manipulés pour faciliter leur étude." [1]. La méthode d'étude de processus consiste donc à remplacer celui-ci par un modèle ayant un comportement analogue ou semblable. Des prototypes en grandeur nature aux modèles numériques actuels, en passant par l'utilisation de maquettes à échelle réduite et de modèles analogiques, les moyens de simulation ont considérablement évolué depuis un demi-siècle. Cependant la démarche de simulation accompagne toujours celle du progrès des sciences et des techniques, fondée sur l'accroissement des connaissances. Elle permet de faire mieux, moins cher et plus vite.

L'Électronique de Puissance est une discipline encore assez récente, si l'on juge sa maturité en fonction de son degré de diffusion. Elle a pour objet

la réalisation d'une conversion d'énergie électrique et de sa commande au moyen de composants d'électronique de puissance. Pour assurer une telle fonction, elle combine des notions aussi différentes que celles d'interrupteur statique et de structure topologique qui l'entourent. Du composant issu de la physique du solide, dont il convient de cerner les limites, au système dont la complexité structurelle doit être réduite, voici le large domaine que recouvre aujourd'hui la simulation en électronique de puissance. Elle devient une spécialité à part entière, dont le caractère économique est incontestable: si la diffusion des applications industrielles de l'électronique de puissance est aussi rapide, c'est aussi parce que la simulation permet de tirer parti des composants disponibles en les plaçant dans les meilleures conditions de fonctionnement.

1.2 La simulation en électronique de puissance

L'électronique de puissance n'est pas totalement soumise aux contingences de l'informatique. Les possibilités de vérifications expérimentales sont la clé d'une modélisation basée sur la compréhension des phénomènes physiques. L'élaboration du modèle nécessite des études de corrélation entre le comportement du système réel et le modèle mathématique. La figure 1.1 situe le modèle et le système réel dans la conduite d'un projet, de la phase théorique à la phase de réalisation. Le développement des outils de simulation numérique a stimulé la création de nombreux logiciels, qui, dans un même domaine, peuvent se concurrencer ou se compléter.

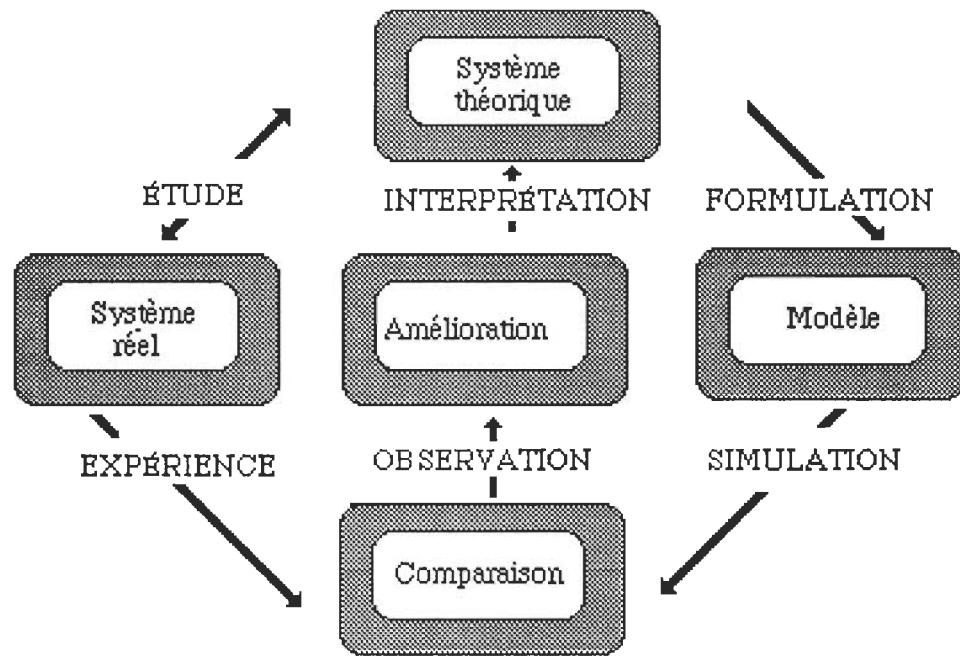


Figure 1.1. Situation du modèle dans un projet

1.3 Les outils de simulation en électronique industrielle

Avec le développement des semi-conducteurs, le champ d'application de l'électronique industrielle s'est très étendu et couvre plusieurs aspects interactifs:

- électronique de commande
- conception des convertisseurs d'électronique de puissance
- entraînements à vitesse variable.

La simulation permet la mise au point de nouveaux procédés de contrôle, face aux performances exigées. Il en est de même pour le développement de nouvelles topologies de convertisseurs et de l'utilisation de nouveaux semi-conducteurs. Quant aux entraînements à vitesse variable, la conception des

convertisseurs et des commandes associés aux machines électriques devient impossible à faire sans un logiciel de simulation approprié.

ECAP (Électronique Circuit Analysis Package) [2], SCEPTRÉ [3] et SPICE2 (Simulation Package for Integrated Circuits) [4], furent parmi les premiers logiciels utilisés pour l'étude de circuits intégrés. SPICE2, développé à l'Université Berkeley de Californie, est encore utilisé de nos jours. Disposant de modèles très élaborés pour les semi-conducteurs, l'usage de PSPICE (version de SPICE2 pour les ordinateurs personnels) en électronique industrielle est difficile et laborieux pour la simulation d'un simple convertisseur à thyristors [5]. Le logiciel à usage général EMTP (ÉlectoMagnetic Transient Program) développé à la fin des années soixante par H. Dommel et W.S Meyer à la Bonneville Power Administration et amélioré sans cesse depuis [21], a pu être utilisé pour des problèmes spécifiques d'entraînements à vitesse variable [22] et à la simulation en électronique de puissance [23,24]. Mais toujours au prix d'adaptation du logiciel au problème particulier traité. La figure 1.2 montre comment de simples éléments passifs (résistance, inductance, condensateur) doivent être représentés [22]. En électronique industrielle, le besoin d'un outil de simulation permettant la conception d'un convertisseur en analysant sa fonctionnalité et les contraintes sur les composants était pressant dès les années soixante-dix. De ce fait, un modèle de semi-conducteur trop élaboré (PSPICE) n'est pas toujours justifiable.

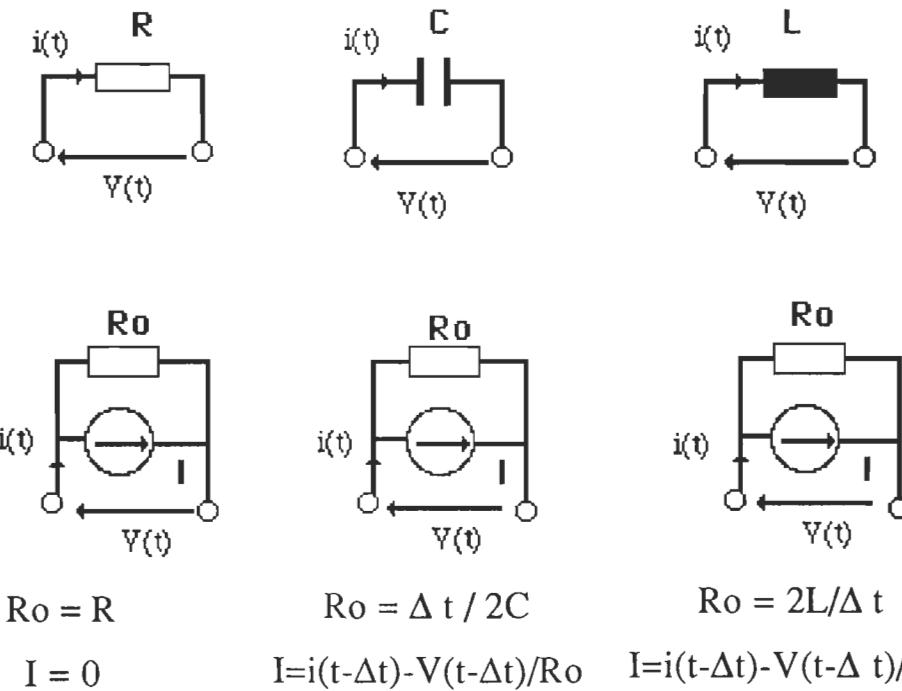


Figure 1.2: Modèles numériques des composants usuels par EMTP

Les macro-modèles sont préférables et se justifient par le concept même de l'électronique de puissance, qui est une électronique de commutation. Le fonctionnement de convertisseur s'effectuant à forte puissance, les pertes doivent être faibles. Les composants sont alors des interrupteurs statiques caractérisés par leurs caractéristiques statiques et dynamiques et la logique de commande associée. Ainsi des logiciels tels SACSO [25], ATOSEC [6] sont apparus. Les macro-modèles y sont compréhensibles pour un concepteur en électronique de puissance qui recherche avant tout à simuler un montage en portant son intérêt sur la topologie expérimentée ou une topologie nouvelle, les lois de commande et en considérant un semi-conducteur par ses deux états.

Depuis, de nombreux logiciels spécifiques à cette discipline ont vu le jour et continuent à être améliorés. Ils se caractérisent par le choix du type de macro-modèles des semi-conducteurs, de la formulation mathématique utilisée, de la méthode de simulation, de l'algorithme de résolution... Quelques soient ces caractéristiques, le développement actuel de ces logiciels porte et sur l'aspect interactif graphique (CIRCUIT+ [26], ATOSECG [27]) et sur l'extension de leurs possibilités (nouvelles sources, nouvelles possibilités de post-traitement...). L'objectif est de faire un outil de simulation capable d'analyser un système source-convertisseur-charge-commande de façon globale.

1.4 Différentes méthodes de simulation

Les méthodes d'études étant forcément séquentielles, le système est considéré comme un réseau maillé. Le fonctionnement global du système est décomposé en une succession de séquences élémentaires, définies par la conduction ou la non-conduction des semi-conducteurs. Pour cela, deux méthodes sont utilisées:

- la simulation globale (ou "sans à-priori", S.A.P);
- la simulation par séquence (ou "avec à-priori", A.A.P).

1.4.1 Méthode d'étude séquentielle sans à-priori (S.A.P)

Les convertisseurs statiques gèrent l'énergie électrique dans des processus de plus en plus complexes et variés. Ainsi, leurs structures se diversifient

pour mieux satisfaire des exigences toujours plus poussées. Lorsque le convertisseur étudié ne permet pas de préjuger de l'existence des différentes séquences de fonctionnement ni de leur enchaînement, la simulation globale est nécessaire. On ne peut donc exclure aucune configuration (parmi les 2^n possibles pour un montage à n semi-conducteurs) et aucune transition entre ces configurations. Chaque interrupteur est modélisé de façon individuelle. L'enchaînement des séquences s'effectuent automatiquement, grâce aux propriétés fonctionnelles de ces modèles. De tels logiciels sont idéaux pour l'analyse de nouvelles structures de convertisseurs, des régimes transitoires, des défauts de fonctionnement. Dans cette classe, on citera ATOSEC, SACSO, SCEPTRÉ, CIRCUIT+...

1.4.2 Méthode d'étude séquentielle avec à-priori (A.A.P)

Lorsqu'on dispose d'une base de connaissance sur le convertisseur, on peut recenser les différentes séquences de fonctionnement qui sont connues. Dans une configuration donnée, on ne prend en compte qu'un certain nombre de tests pré-établis à partir de la base de connaissance. Ce type de méthode permet l'étude de nombreux convertisseurs classiques. SECMA est un des premiers logiciels de simulation par séquences [28]. Ce type de logiciel est adéquat pour l'amélioration des lois de commande, par exemple. Mais toute nouvelle structure ou étude de nouveau défaut nécessite l'extension de la base de connaissance. Une de ses qualités reste la rapidité de calcul par rapport aux méthodes de simulation globale.

1.5 Problèmes généraux de simulation d'ensembles comprenant des convertisseurs statiques

La venue des premiers logiciels de simulation globale spécifiques à l'électronique de puissance a soulevé un certain nombre de problèmes liés aux systèmes considérés.

Ces problèmes sont liés d'une part aux non-linéarités associées à la nature des semi-conducteurs constituant les convertisseurs et, d'autre part, à la forte interdépendance des différents organes d'un ensemble donné (source-convertisseur-charge-commande). Ils se localisent au niveau de la mise en équation [29]. Les modèles introduits pour représenter les systèmes comprenant des convertisseurs statiques dépendent du but des études entreprises. Celles-ci peuvent être divisées en deux catégories principales:

- étude du convertisseur lui-même;
- étude du comportement global de l'ensemble source-convertisseur-charge-commande.

1.5.1 Étude du convertisseur

Dans le cas où nous ne pourrons exclure à priori, aucune combinaison d'éléments semi-conducteurs "bloqués" ou "passants", nous avons recourt à des méthodes topologiques [5], où l'ensemble source-convertisseur-charge est considéré comme un réseau maillé. Le semi-conducteur est considéré comme une impédance binaire ayant des valeurs numériques selon son état de conduction. On aboutit en général à un réseau à topologie fixe dont l'analyse

conduit au choix d'un système unique de variables d'état. Une telle modélisation pose des problèmes de deux sortes [29]:

- problème lié à la simulation des charge complexes;
- problème lié au choix des macro-modèles.

1.5.1.1 Premier problème: cas des charges complexes

La représentation de l'ensemble du système sous forme de réseau maillé rendait difficile l'écriture des équations des machines en régimes transitoires et limitait de façon importante les possibilités d'étude du comportement en régime dynamique des systèmes considérés, en particulier dans le cas des machines asynchrones. Ainsi, dans le cas de SACSO-MACHINE [30], des sources de courant équivalentes ont été utilisées en vue de simuler les charges complexes ne pouvant être remplacées par un schéma électrique (figure 1.3).

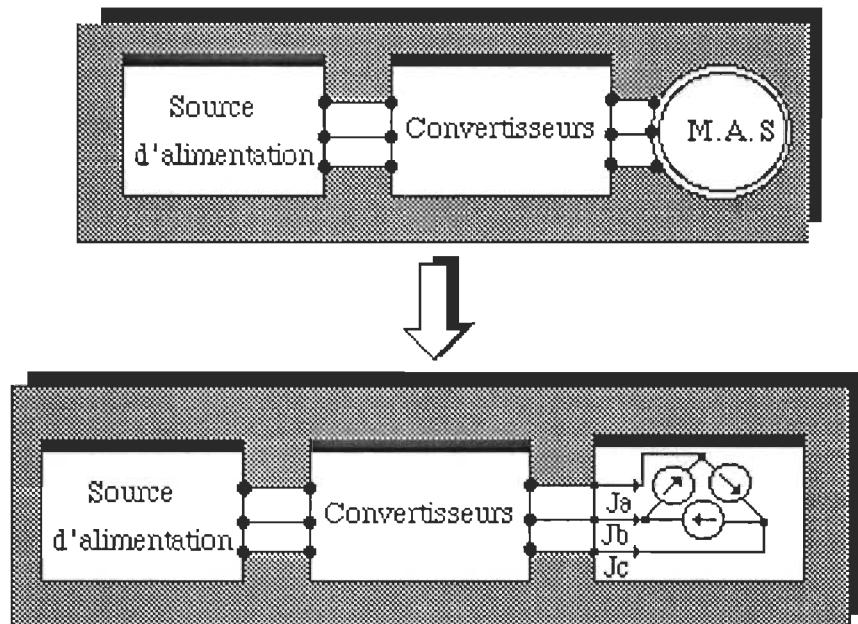


Figure 1.3: Système source-convertisseur-machine par SACSO-MACHINE [30]

Le programme source a donc été modifié en profondeur. Pour préserver la procédure de mise en équation automatique garantissant la généralité du programme, l'identification des sources spéciales fait appel à des sous-programmes additionnels. Les équations du convertisseur et de la machine sont alors regroupées.

L'équation 1.1 désigne le modèle d'état du convertisseur:

$$p [X_c] = [A_c][X_c] + [B_c][U_c] \quad (1.1)$$

avec:

$[X_c]$: vecteur d'état du système complet

$[U_c]$: vecteur sources tension-courant

En tenant compte des sources équivalentes de la machine, l'équation 1.1 est remaniée [5,30] et on aboutit au nouveau modèle d'état donné par l'équation 1.2.

$$p [X] = [A][X] + [B][E] \quad (1.2)$$

avec:

$[X] = [X_{co} \ J_{cm} \ J_{mm}]^T$

$[E] = [E_{co} \ E_{mm}]^T$

$[X_{co}]$: vecteur d'état du convertisseur

$[J_{cm}]$: vecteur regroupant les courants communs au convertisseur et à sa charge

[J _{mm}]:	vecteur regroupant les courants circulant dans les enroulements de la machine non-connectés au convertisseur
[E _{co}]:	vecteur sources de tension côté convertisseur
[E _{mm}]:	tension d'alimentation de la machine

La nouvelle formulation des équations d'état est obtenue au prix de lourdes modifications du programme source. En contre-partie, la topologie est simplifiée par l'emploi de sources de courant non-linéaires.

1.5.1.2 Second problème: les macro-modèles

Le second problème posé par la modélisation des convertisseurs a trait à la résolution numérique des équations du système.

Un système électronique de puissance est caractérisé par des constantes de temps variant grandement: petites constantes de temps dues aux circuits d'amortissements, grandes constantes de temps dues à la charge ou aux éventuelles inductances de lissage. De plus, la représentation des éléments semi-conducteurs bloqués par des résistances de grande valeur numérique conduit à des équations différentielles "raides", liées à des constantes de temps très faibles (figure 1.4). L'utilisation de pas d'intégration de longueur adaptée se traduit par des temps de calcul importants. Ce problème avait été souligné par de nombreux auteurs, parmi lesquels J. Kassakian [31].

Cet inconvénient a pu être réglé de diverses façon. Certains auteurs, comme H. Eisenack et H. Hofmeister [29], ont proposé de représenter les

éléments bloqués par des impédances complexes (une résistance R_T en série avec une inductance L_T), ce qui permet d'augmenter la valeur des constantes de temps "parasites" introduites dans le système. A l'état passant, les valeurs de R_T et de L_T sont faibles, leur constante de temps est τ . A l'état bloqué, R_T et L_T deviennent grandes, τ restant inchangé [5, 29] (figure 1.4.a-b). Ceci garantit une stabilité numérique, pour un pas bien choisi dans le cas des algorithmes à pas fixe. Dans toutes les versions d'ATOSEC [5, 6, 7], tout semi-conducteur est une combinaison d'éléments L_T -R-C (figure 1.4.c)

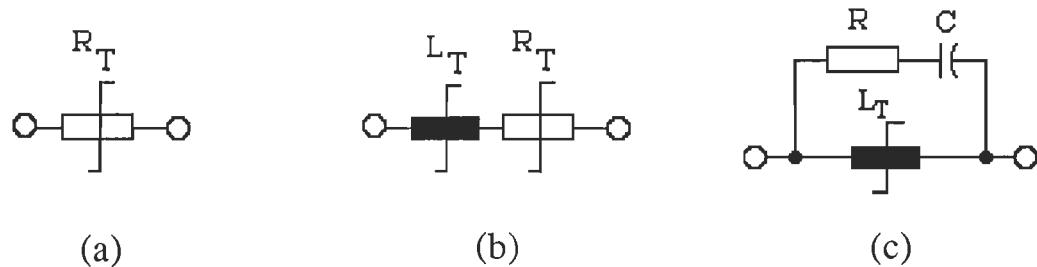


Figure 1.4: Quelques modélisations d' interrupteurs

- (a) Résistance binaire;
- (b) Circuit R-L série binaire à constante de temps constante;
- (c) Inductance binaire avec circuit R-C d'amortissement.

L'inductance L_T a deux états: faible valeur à l'état passant, valeur infinie à l'état bloqué. Pour palier au problème de variation brutale de di/dt , un circuit R-C est associé au modèle. Ce circuit n'est autre que le circuit d'amortissement classique. Pour pallier au problème des changements brutaux des valeurs des constantes de temps, des méthodes relevant de la technique numérique sont aussi utilisées. On peut citer les algorithmes de type "prédicteur-correcteur"[32] ou l'écriture explicite de la solution sous

forme d'exponentielles de matrices [30], comme dans le cas de SACSO-MACHINE.

1.5.2 Étude de l'ensemble

Lorsqu'on s'intéresse au comportement de l'ensemble source-convertisseur-machine-commande, un compromis est nécessaire entre la précision des résultats et la rapidité de calcul, car les transitoires sont de longue durée. Les convertisseurs liés aux charges sont souvent de structures complexes. Le compromis se traduit généralement par l'action sur la modélisation du convertisseur. Selon les études envisagées, le degré de simplification ou d'idéalisation du convertisseur peut-être plus ou moins élevé (figure 1.5).

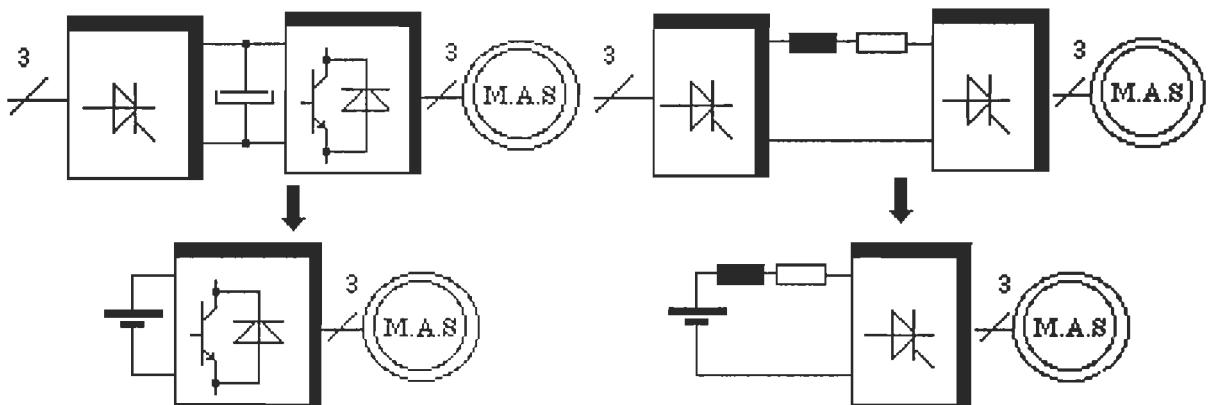


Figure 1.5: Simplifications usuelles sur les convertisseurs

De telles simplifications empêchent l'étude du comportement dynamique du convertisseur au complet. Cependant dans bien des cas on ne peut étudier correctement le comportement dynamique du système complet que si l'on

tient compte du fonctionnement réel du convertisseur (avec boucle de courant, par exemple). Ce genre de représentation de type schéma équivalent met à jour deux problèmes liés à l'utilisation des logiciels de simulation globale:

- les temps de calcul prohibitifs que l'on cherche à réduire en introduisant de telles simplifications;
- les limites du logiciel en terme de variables d'état, de semi-conducteurs, de branches... vite atteintes avec la complexité de tels convertisseurs [18].

1.6 Le logiciel de simulation globale en Électronique de Puissance

ATOSEC5

1.6.1 Structure du logiciel

ATOSEC (Analyse TOpologique de Systèmes Électrotechniques en Commutation) a été créé en 1975 [6] au sein du Groupe de Recherche en Électronique Industrielle, à l'U.Q.T.R. Un outil de simulation spécifique à l'étude des convertisseurs statiques d'électronique de puissance à l'usage des ingénieurs en génie électrique était nécessaire pour l'étude des régimes transitoires ou permanents. C'est ainsi que ce logiciel a été conçu pour simuler des convertisseurs en électronique de puissance contenant des éléments semi-conducteurs tels que des thyristors, transistors, GTO, diodes ou tout autre type d'interrupteurs définis par l'utilisateur. Ce logiciel tient compte des caractéristiques de chaque semi-conducteur, offre diverses formes de commandes pour leur déclenchement. Il permet l'emploi de

sources contrôlées fréquemment rencontrées en électrotechnique, ainsi que l'utilisation de variables d'état supplémentaires pour la fonction de régulation. La mise en équation automatique à partir de la description topologique du circuit respectant les règles de la théorie des graphes orientés en fait une de ses qualités. Le formalisme d'état étant à la base de sa conception, sa limite en termes de variables d'état est portée à 40, pour la version PC. Celle-ci peut être éventuellement étendue pour des ordinateurs centraux.

La figure 1.6 donne l'organisation du logiciel. On y distingue essentiellement trois modules constituant la plus récente version (ATOSEC5 [7]). Le module de préparation des données permet la préparation du fichier de données sous forme graphique (ATOSECG [27,33]) ou interactive (NEDIT ou XEDIT [34]) ou à l'aide d'un éditeur quelconque. Le fichier de données est traité par le module de simulation ATO5SIM, qui détermine à partir de la description topologique du montage, les équations d'état de façon automatique, compte-tenu des données additionnelles relatives aux sources, aux semi-conducteurs, aux variables d'état et aux paramètres de contrôles [7]. Le module de post-traitement permet, à partir du fichier graphique, l'analyse des résultats sous forme graphique ou numérique. Le module graphique permet de faciliter la préparation des données. Symboles et grandeurs sont les mêmes que ceux utilisés par un novice de l'électronique de puissance. Une bibliothèque de cas constitue une base de données exploitable directement. Cet état actuel du logiciel ATOSEC5 résulte de son développement continual depuis 1975 à nos jours. En particulier, ce logiciel

est conçu de telle sorte qu'il est aisé d'y apporter toute nouvelle modification concernant les sources et les nouveaux semi-conducteurs modélisés sous forme de macro-modèles par ATOSEC5.

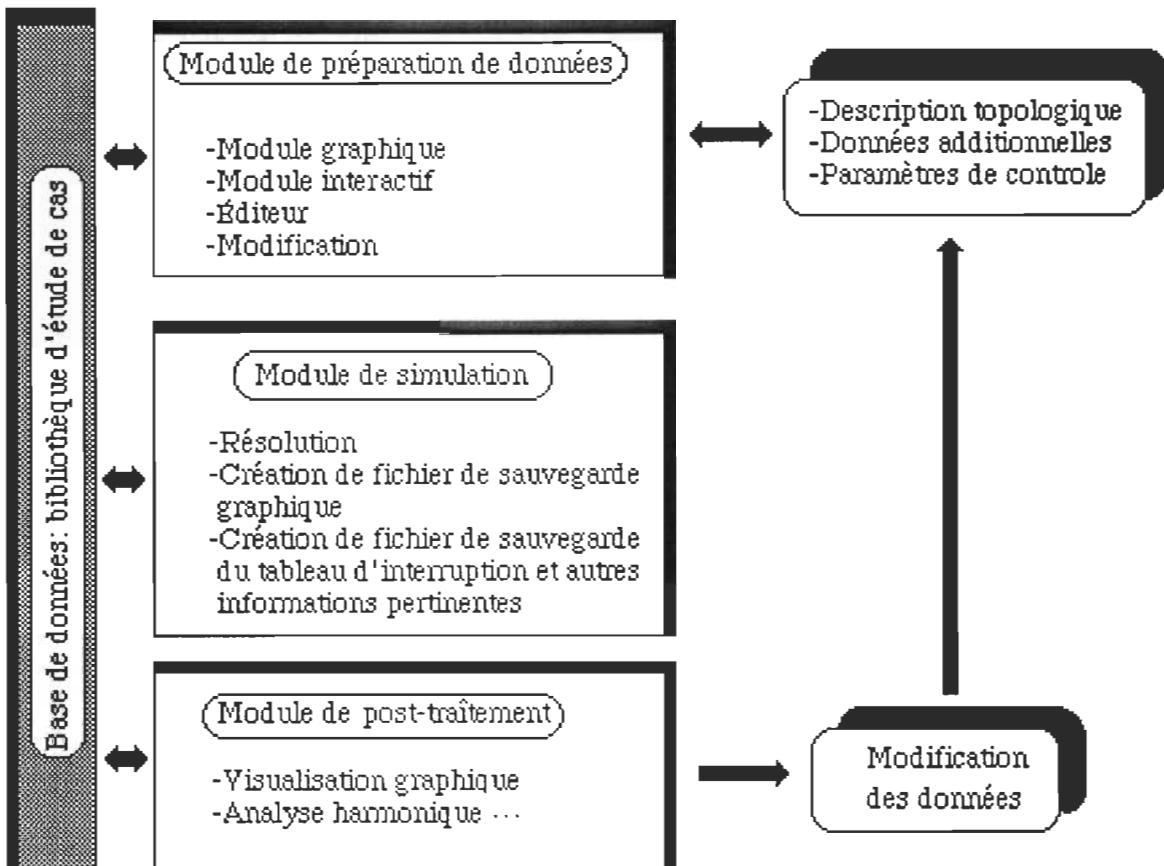


Figure 1.6: Structure du logiciel ATOSEC5

1.6.2 Macro-modèles

La formulation des équations traduisant le fonctionnement du convertisseur utilise le formalisme d'état classique. Ce choix se justifiait [5] par la popularité de la méthode depuis les années cinquante et par la richesse des algorithmes de calculs. Le fait de modéliser le semi-conducteur par une inductance à deux états le rend variable d'état. L'équation d'état donne

directement les grandeurs tension/courant liées au composant ou tout autre variable d'état. La figure 1.7 présente les interrupteurs modélisés, dont certains par le même modèle.

Tout semi-conducteur est une inductance de faible valeur à l'état passant, de valeur infinie à l'état bloqué. Le circuit d'amortissement (RT-CT) est connecté en parallèle. Ce macro-modèle est caractérisé par le temps de recouvrement inverse, la tension de seuil, le courant de maintien, la largeur d'impulsion. Ce sont là des paramètres directement observables par le praticien. De ce fait, les micro-modèles de PSPICE, tenant compte des grandeurs intrinsèques du semi-conducteur sont, ici, superflus.

Le macro-modèle a été justifié expérimentalement et par simulation en analysant les temps de commutation des interrupteurs [5, 7]. Une simple relation (1.3) approximative est proposée pour la détermination de l'inductance à l'état passant à partir de grandeurs spécifiques utilisées:

$$L_T = \frac{V_{FOM} T_{ON}}{2.3 I_F} \quad (1.3)$$

avec:

- V_{FOM} : tension du semi-conducteur, à l'état passant
- I_F : courant direct nominal
- T_{ON} : temps de commutation à la fermeture.

A l'ouverture, le transitoire est caractérisé par le courant inverse maximal I_{RM} et le temps de recouvrement inverse T_q du thyristor. Le

modèle RT-CT-LT a permis de reconstituer le transitoire avec une bonne précision [5, 27]. Les valeurs des éléments du circuit d'amortissement sont spécifiques à chaque semi-conducteur [7].

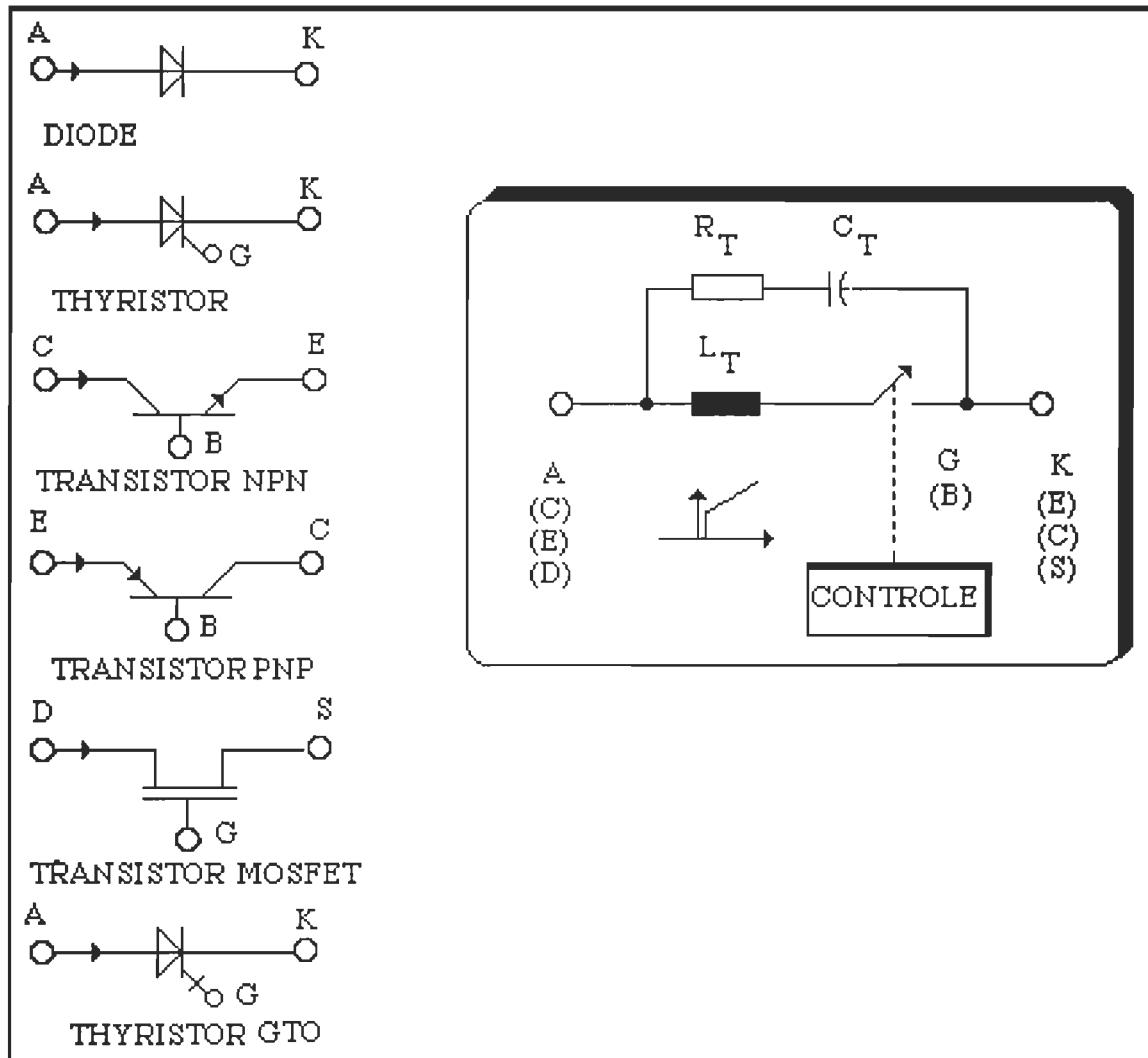


Figure 1.7: Semi-conducteurs et leurs modèles dans ATOSEC5

1.6.3 Organisation du programme source [5, 7]

L'organigramme est représentée par le figure 1.8. La particularité d'une telle structure verticale permet de faire aisément toute modification se

rapportant à la prise en compte d'une nouvelle source ou d'un nouveau semi-conducteur (annexe 1). On agira alors essentiellement au niveau du bloc "Résolution".

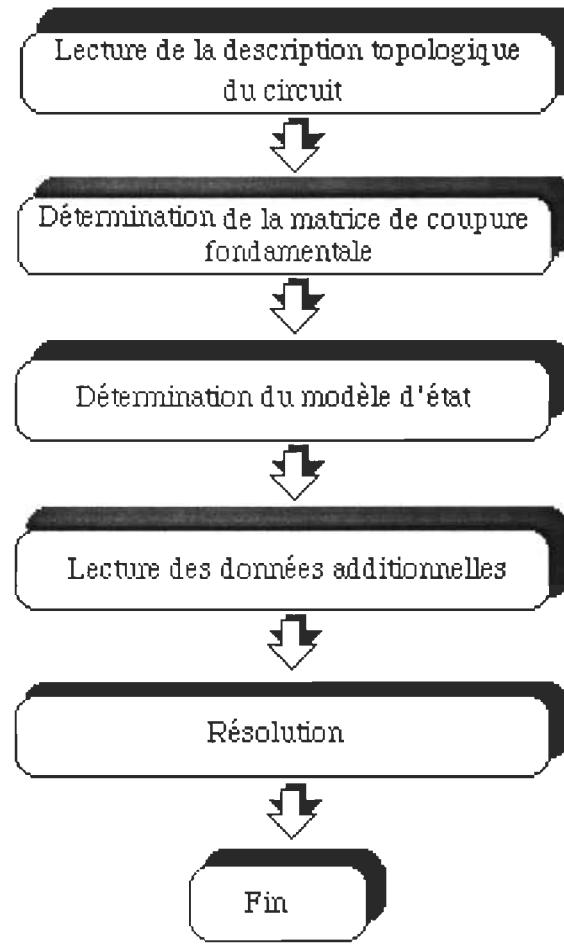


Figure 1.8: Structure du logiciel ATOSEC5

La figure 1.9 montre la structure générale de ce bloc. L'algorithme d'Euler-Arrrière (E.B.A) est utilisé pour la résolution de l'équation d'état (1.4):

$$[X_{n+1}] = ([1] - [A] hT)^{-1} ([X_n] + hT [B] [U_{n+1}]) \quad (1.4)$$

avec:

- [X_{n+1}]: vecteur d'état à l'instant $t+hT$
- [X_n]: vecteur d'état à l'instant t
- [U_{n+1}] vecteur source à l'instant $t+hT$
- hT : pas de calcul
- [1]: matrice unité

Cet algorithme permet le calcul des régimes permanent et transitoire en un temps raisonnable [35], pour les convertisseurs classiques, sans risque d'instabilité numérique citée au paragraphe 1.5.1.2. Toute modification sera portée sur les sous-programmes "SOURCE" ou "OUT", selon le type d'ajout.

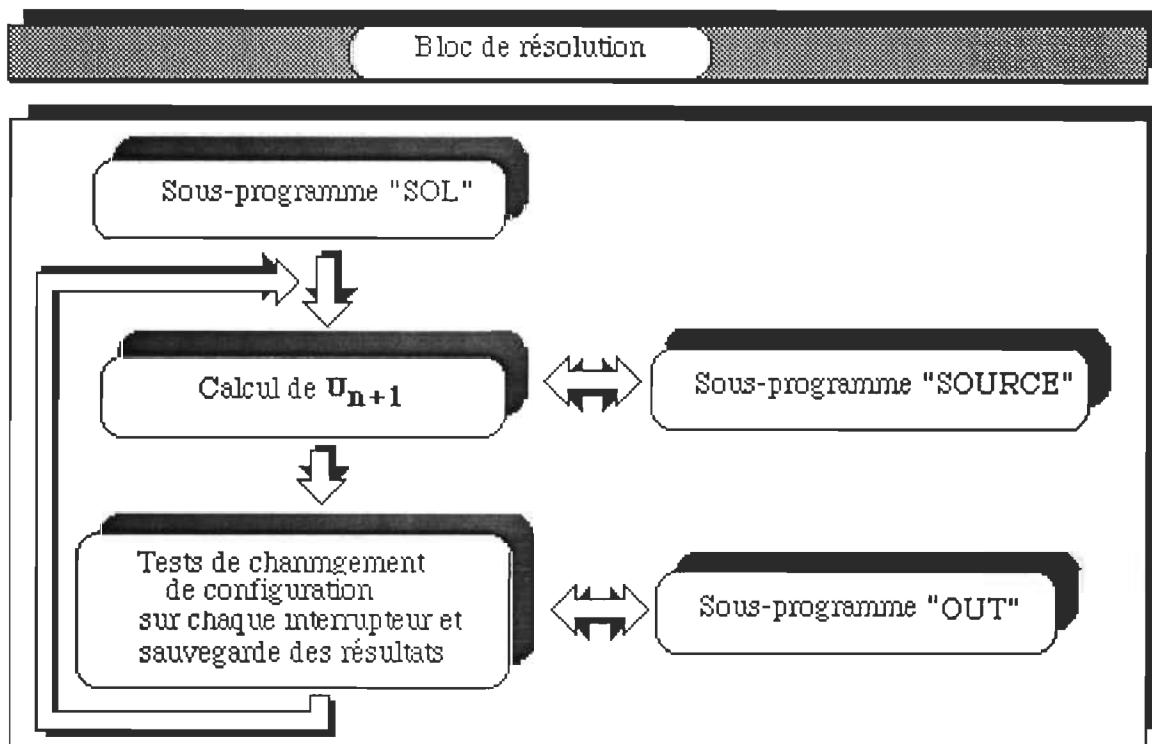


Figure 1.9: Structure générale du bloc "Résolution"

1.6.4 Limitations du logiciel ATOSEC5

1.6.4.1 Cas de la simulation de systèmes multi-convertisseurs

Tout logiciel de simulation globale est caractérisé par une limite du nombre d'éléments permettant la description topologique d'un convertisseur. Pour ATOSEC5 en version ordinateur personnel, la limite est de 150 éléments (sources tension/courant liées ou non, composants passifs et semi-conducteurs). Or la simulation de systèmes complexes totalisent un grand nombre de variables d'état. Par exemple, le convertisseur de courant hexaphasé à thyristors totalise plus de 35 variables d'état (figure 1.10) [33,27].

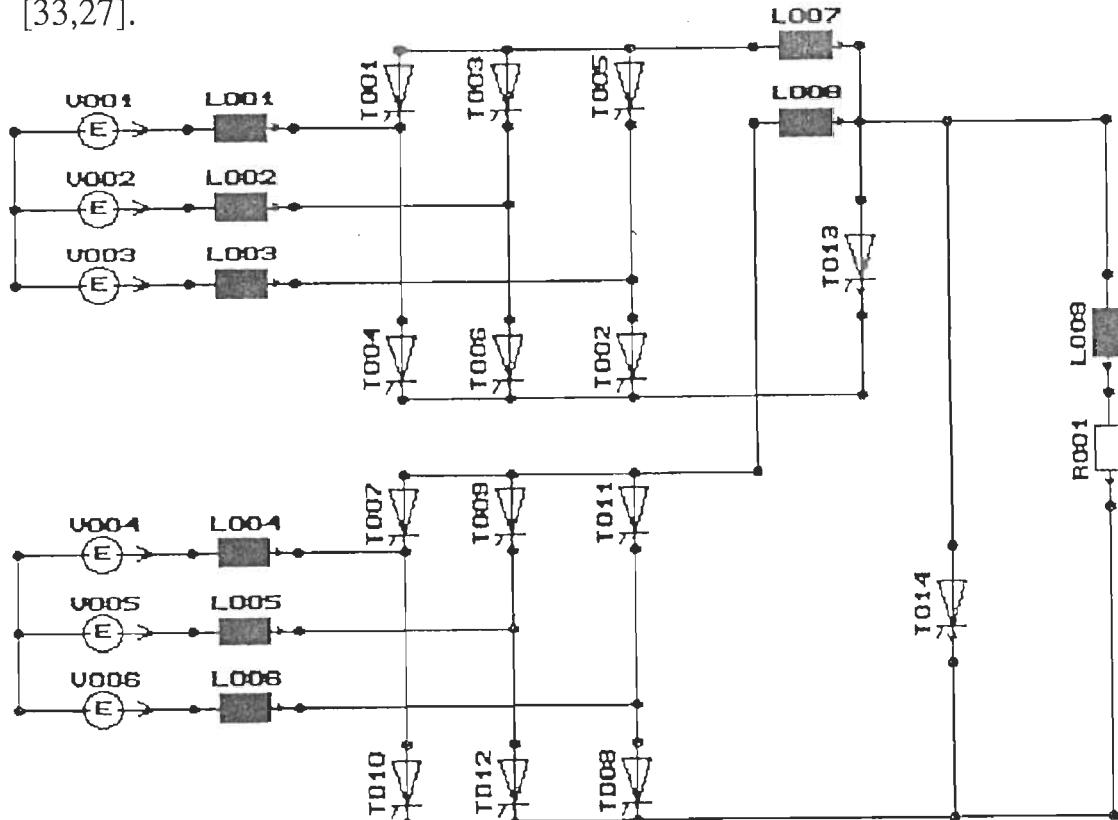


Figure 1.10: Redresseur à thyristors, pont hexaphasé dessiné par le module graphique ATOSECG

Mais si deux convertisseurs du même type sont connectés sur une même ligne d'alimentation, la simulation n'est plus possible, car le nombre de

variable d'état excède 40. Or l'utilisation de tels convertisseurs générant des courants harmoniques est très fréquente. De tels systèmes ne peuvent être dissociés des filtres de ligne ou tout autre dispositif contribuant à réduire leurs effets néfastes. Un outil de simulation globale permettant l'analyse fonctionnelle du convertisseur et celui de l'installation électrique au complet est nécessaire pour le dimensionnement des filtres ou pour l'analyse des répercussions harmoniques sur le réseau.

1.6.4.2 Cas de la simulation des systèmes source convertisseur machine

L'autre pôle d'intérêt actuel est la simulation d'association source-convertisseur-machine. Jusqu'à présent la simulation d'une machine à courant continu a toujours été aisée à l'aide d'ATOSEC5. Le modèle linéaire de la machine est facile à retranscrire grâce à la disponibilité des sources liées permettant de retranscrire sous forme de schéma équivalent les équations de la machine (figure 1.11) [5].

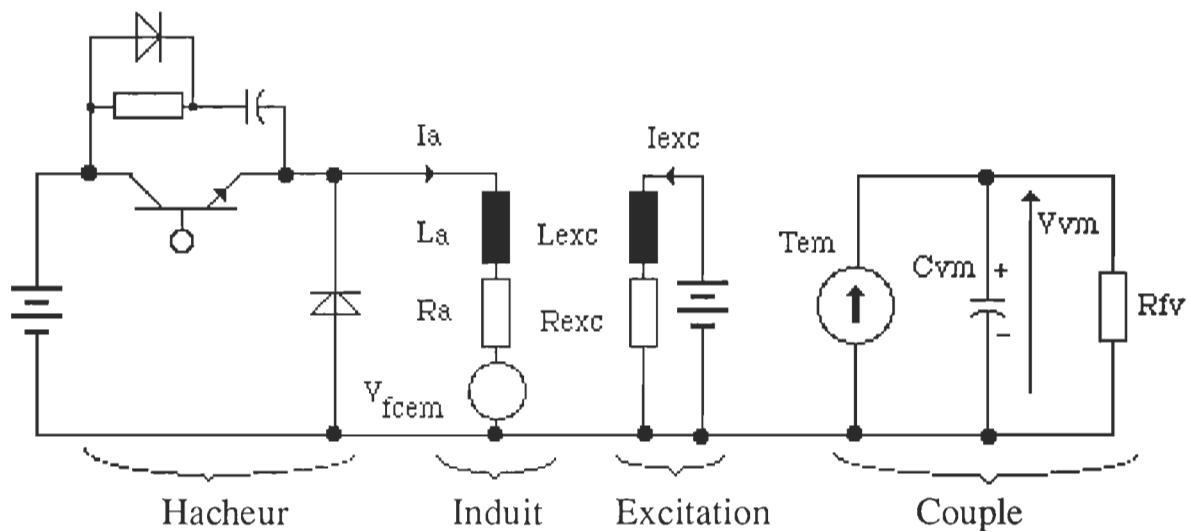


Figure 1.11: Schéma équivalent de la machine à courant continu à excitation séparée

Les sources spéciales V_{fcem} et T_{em} sont des sources liées aux variables d'état C_{vm} , I_{exc} et I_a selon les équations (1.5) et (1.6):

$$V_{fcem} = K_m V_{vm} I_{exc} \quad (1.5)$$

$$T_{em} = K_i I_a I_{exc} \quad (1.6)$$

avec:

- V_{fcem} : force contre-électromotrice (f.c.em)
- T_{em} : couple électromagnétique
- V_{vm} : tension aux bornes de la variable d'état, C_{vm} , mesurant la vitesse mécanique
- I_{exc} : courant d'excitation
- I_a : courant d'induit

La retranscription de l'expression de l'équation mécanique (1.7) est faite par un schéma équivalent, dans lequel C_{vm} est le moment d'inertie J et R_{fv} , le frottement visqueux F_r . La tension V_{vm} est alors la vitesse mécanique ω_m .

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_{em} - F_r \omega_m \quad (1.7)$$

Par contre, dans le cas des machines tournantes à courant alternatif, les possibilités actuelles ont seulement permis une étude en régime permanent d'un variateur de courant alternatif alimentant une machine asynchrone [5]. La figure 1.12 montre la description topologique d'un tel système. Le schéma classique de la machine n'est valable qu'en régime permanent, autour d'un point de fonctionnement donné [5,36]. De plus, un tel schéma ne se justifie que pour la composante fondamentale de la tension appliquée. Ce modèle simplifié de la machine permet d'avoir une attention particulière sur

le convertisseur. Mais les performances et les contraintes liées à ce dernier restent surtout associées au régime transitoire de la machine.

Or la machine est un système multi-variables non-linéaires, en interaction dynamique avec:

- le convertisseur, présentant un effet d'échantillonnage non-linéaire;
- la source et ses impédances.

Disposant d'un logiciel permettant la simulation de la plupart des convertisseurs associés aux machines [7], il est primordial d'étendre le répertoire de ce dernier à la simulation des machines à courant alternatif, quelque soit leur régime de fonctionnement.

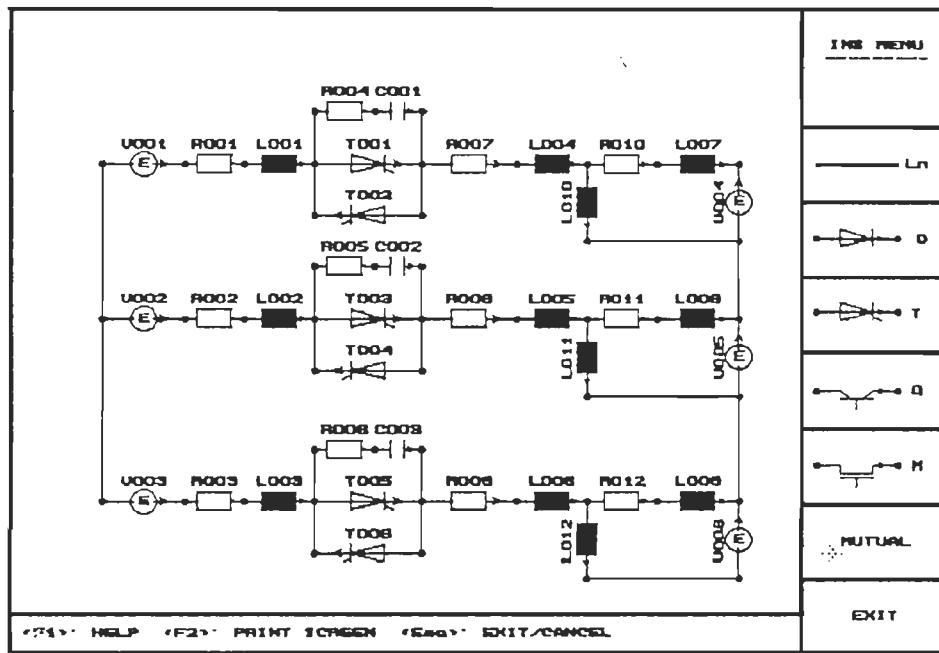


Figure 1.12: Schéma de simulation d'un variateur de courant alternatif alimentant une machine asynchrone, en régime permanent.

1.7 Conclusion

1.7.1 Simulation de systèmes multi-convertisseurs

L'impact des harmoniques générés par les convertisseurs CA/CC à thyristors sur le réseau est telle que l'on parle de pollution. Des installations constituées de plusieurs de ces convertisseurs fonctionnant en régime permanent ou en phase de démarrage sont très répandues. Afin d'analyser le comportement de la ligne d'alimentation et l'interaction entre les convertisseurs, la simulation globale est nécessaire. Nous avons vérifié la faisabilité de la simulation d'un système multi-convertisseurs réel [18,19] avec la version du logiciel ATOSEC5 pour ordinateur personnel, dont la limite en terme de variables d'état est de 40, puis développé une nouvelle méthode itérative de simulation globale adaptée à ce type de problèmes. La contribution apportée est prometteuse. La méthodologie est appliquée à des systèmes constitués de deux convertisseurs (ordre deux). La méthode itérative proposée permet de déterminer les sources de courant équivalentes à chaque convertisseur, qui permettent de réduire le nombre de variables d'état du système multi-convertisseur et donc, de rendre possible sa simulation globale. Les sources de courant équivalentes retranscrivent intégralement les courants instantanés des convertisseurs.

1.7.2 Simulation de systèmes convertisseur-machine asynchrone

Dans le cas des machines asynchrones, on a développé une méthodologie de simulation en accord avec le concept même du logiciel, à savoir "simuler à partir d'une description topologique aussi proche que possible du système réel". En effet, toute machine peut se "dessiner" par des résistances,

inductances, mutuelles, condensateurs, source de courant ou de tension, linéaires ou non. Le modèle le plus répandu est le modèle dq. Il s'agit de connecter au convertisseur un schéma équivalent de la machine composé en particulier de sources spéciales que l'on définit.

Nous avons analysé trois modèles de machine asynchrone et retranscrit leurs équations par des schémas équivalents. Nous faisons une étude comparative dans le cas des fonctionnements suivants:

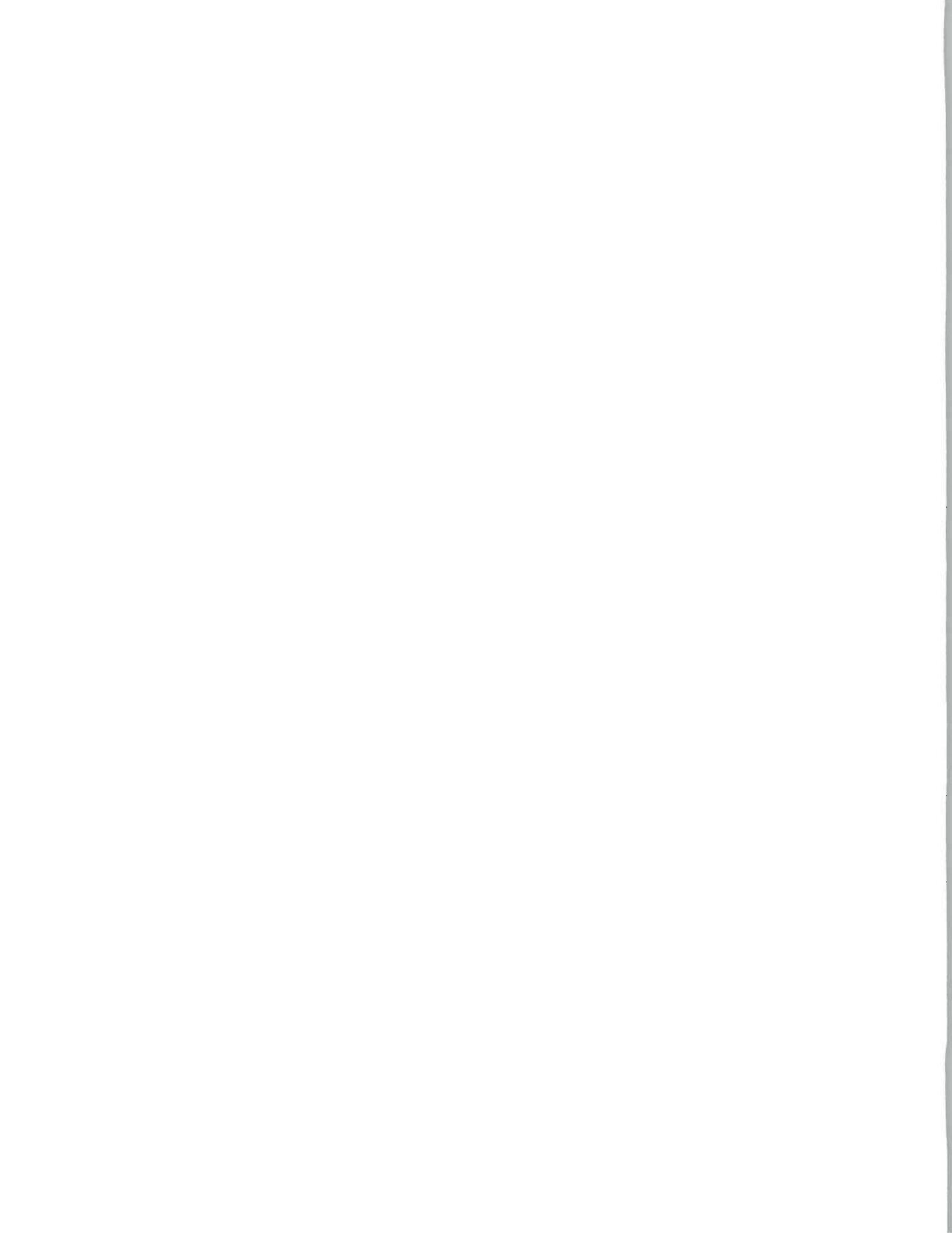
- alimentation en tension par le réseau;
- alimentation par un variateur de courant alternatif à thyristors;
- alimentation par un onduleur de tension à transistors.

De cette façon, l'étude comparative porte sur le temps de simulation, la précision de calcul, la complexité de la préparation des données. Les résultats encourageants montre que cette méthodologie pourra être étendue à la machine synchrone.

1.7.3 Implantation du pas variable

Une telle méthodologie, si elle évite de modifier en profondeur le logiciel, introduit nécessairement un nombre élevé de variables d'état. Les temps de simulation deviennent excessifs. Or l'expérience montre que le pas est nécessairement fin au moment des commutations et peut être plus élevé entre deux commutations. Selon ces observations, il a été possible d'implanter cette méthodologie qui réduit le temps de calcul. Nous pouvons

de cette façon réduire le temps de calcul de 30 à 50 % selon le nombre de variables d'état et de semi-conducteurs.



CHAPITRE 2

Simulation du système multi-convertisseurs de puissance du TOKAMAK de Varennes

2.1 Introduction

Parmi les nombreux problèmes que pose l'exploitation d'un réseau électrique, le maintien d'une bonne qualité de l'énergie fournie aux utilisateurs est particulièrement important. Bien évidemment, cette qualité s'identifie à celle de la tension existant aux bornes des appareils récepteurs.

Ce problème n'est pas nouveau. Dès le début de l'existence des premiers réseaux, distributeurs et utilisateurs de l'énergie électrique ont été confrontés à un certain nombre de difficultés inhérentes à la continuité d'alimentation, au rendement de la transmission de l'énergie, aux variations de l'amplitude de la tension dues à celles des charges des usagers et aux variations transitoires de tension. Ensuite sont apparus des phénomènes tels que les fluctuations rapides de tension et ses déséquilibres. La déformation de la forme d'onde de la tension du réseau électrique de distribution était initialement due à la saturation du fer des équipements électriques, tels que les transformateurs, les machines tournantes. De nos jours, ce type de perturbations de tension se rencontre beaucoup plus fréquemment avec l'utilisation systématique des convertisseurs d'électronique de puissance.

En particulier, de nombreuses installations électriques de fortes puissances utilisent des sources de courant à thyristors. Ces convertisseurs connectés sur une même ligne d'alimentation sont des générateurs de courants harmoniques qui affectent grandement le réseau. De tels systèmes sont dits multi-convertisseurs.

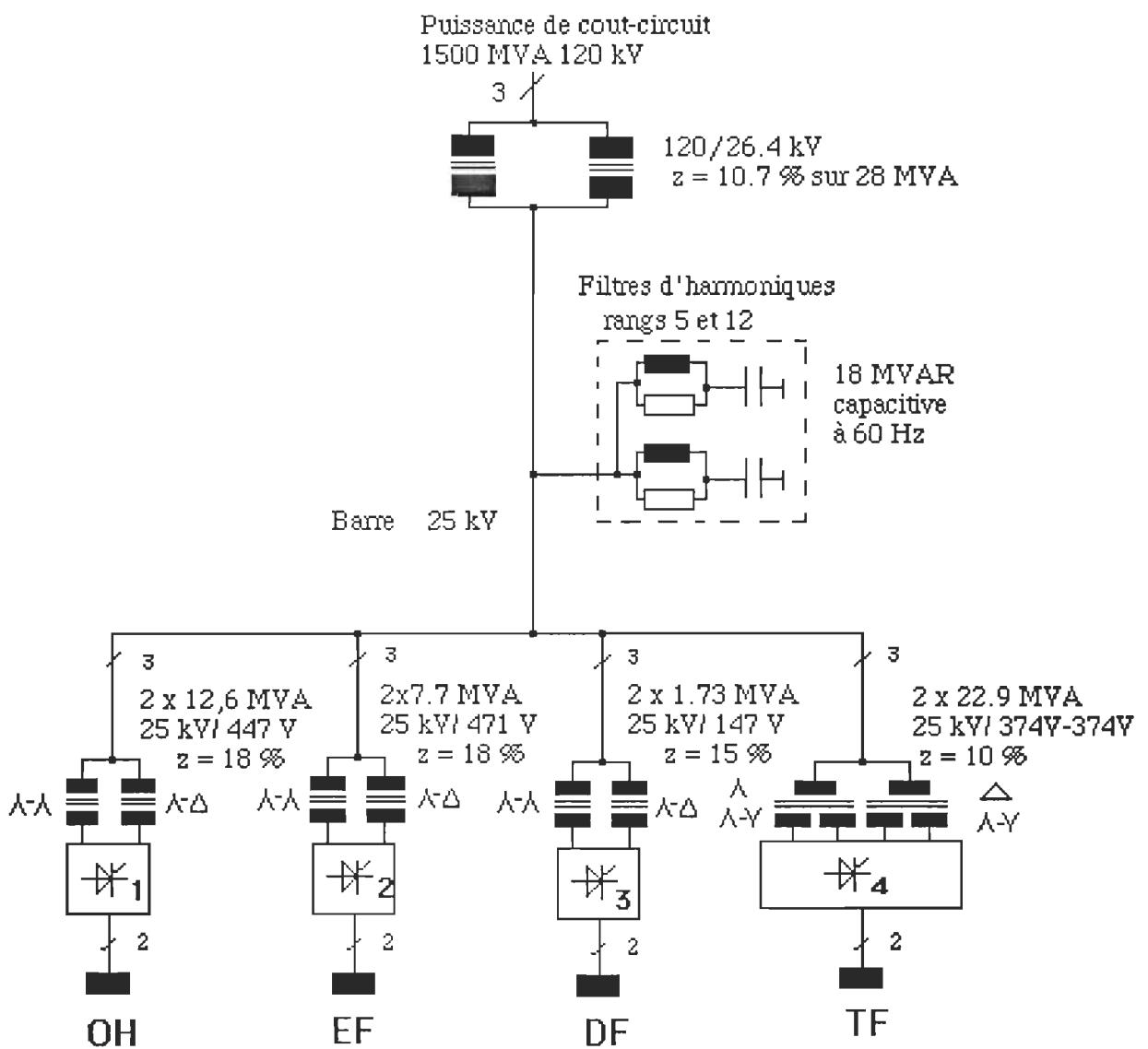


Figure 2.1: Schéma synoptique de l'installation électrique du TOKAMAK de Varennes (T. de V.)

C'est le cas de l'installation électrique du TOKAMAK de Varennes (T. de V) présenté à la figure 2.1. On y distingue quatre convertisseurs de courant à thyristors, dont l'indice de pulsation de la tension de sortie est de douze. Des filtres d'harmoniques de rangs cinq et douze sont connectés sur la barre des 25 kV. Pour conserver la qualité de l'énergie électrique, l'utilisation de filtres ou tout autre procédé est obligatoire. Face à la complexité de tels systèmes, une simulation globale donnant accès à toutes les grandeurs tension/courant au niveau de chaque convertisseur permettrait une analyse fonctionnelle approfondie, une appréciation des effets des courants harmoniques et donc un dimensionnement adéquate des filtres de ligne.

Ce chapitre présente l'étude par simulation de l'installation électrique du T. de V., par le logiciel ATOSEC5. Nous montrons la faisabilité de la simulation de chaque convertisseur fonctionnant seul. Cette étude met en évidence les possibilités du logiciel, mais aussi ses limites face au problème de la simulation des systèmes multi-convertisseurs. Ce travail d'investigation nous amène à rechercher une nouvelle méthode de simulation globale adaptée à ces systèmes.

2.2 Convertisseurs CA/CC à thyristors: générateurs de courants harmoniques

Parmi les différentes sources de distorsions harmoniques, les convertisseurs d'électronique de puissance tiennent à ce jour une place de

plus en plus importante. Contrairement aux récepteurs linéaires classiques, ces convertisseurs génèrent des courants harmoniques, dont la circulation dans les impédances du réseau provoquent une déformation de l'onde de tension. C'est à ces déformations que sont généralement sensibles les équipements perturbés (des défauts de fonctionnement dus au déplacement du passage par zéro des tensions de références, des claquages dus à des surtensions...). De plus, la circulation de ces courants à des fréquences élevées peut entraîner des échauffements non-prévus dans les diverses impédances traversées [8]. Ces échauffements supplémentaires peuvent également diminuer la durée de vie des transformateurs, des machines tournantes, des condensateurs, des contacteurs. Par leur comportement non-linéaire, les ponts redresseurs sont la source principale de courants harmoniques provoquant un taux de distorsion dangereux pour les équipements ou inadmissible pour le distributeur d'énergie [9]. L'implantation de condensateurs peut présenter des problèmes s'il apparaît des phénomènes de résonance qui amplifient ces distorsions. Ces résonances proviennent de la présence concomitante sur le réseau de condensateurs et d'inductances. Si les courants émis par les différents matériels cités, correspondent à la fréquence de résonance, ou en sont proches, il s'ensuit une augmentation notable de la tension, qui, en se propageant à travers le réseau, atteind l'ensemble des appareils raccordés au réseau. On y remédie en aménageant une batterie de condensateurs montés en filtres. [9].

2.3 Cellules de filtrage

Les harmoniques les plus importants créés par un pont complet hexaphasé sont caractérisés par leur rang et leur amplitude.

$$n = 12 K \pm 1 \quad (K \text{ entier} \geq 1)$$

$$I_n = I_1/n$$

avec

$$n = 11, 13, 23, 25... \quad (2.1)$$

I_1 étant le courant fondamental absorbé par le convertisseur. En fait, les valeurs des harmoniques sont plus faibles que dans le cas où la commutation est considérée instantané car la forme d'onde n'est pas forcément rectangulaire. Elles sont mieux représentées par la relation approximative donnée par l'équation (2.2) [10]:

$$I_n = \frac{I_1}{\left(n - \frac{5}{n} \right)^{1.2}} \quad (2.2)$$

Tous les autres rangs sont également présents, du fait d'imprécisions sur l'allumage des thyristors ou de dissymétries, mais d'amplitudes sensiblement plus faibles, de l'ordre de $0.1 I_n/n$: ce sont les harmoniques non-caractéristiques [9].

Pour caractériser les nuisances affectant la tension d'alimentation dûs aux harmoniques, on utilise en général deux critères [10]:

- un critère représentatif des effets instantanés, qui est le taux individuel U_n/U_1 , où U_1 est la tension du fondamental
- un critère représentatif des effets thermiques (2.3), qui est le taux de distorsion:

$$D = \sqrt{\sum_2^{40} \left(\frac{U_n}{U_1}\right)^2} \quad (2.3)$$

Le domaine de fréquence qui correspond à l'étude des harmoniques est généralement compris entre 120 Hz et 2400 Hz. Les recommandations actuelles, vis à vis de ces harmoniques sont les suivants [10]:

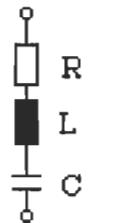
- harmoniques impairs: $U_n/U_1 < 1 \%$;
- harmoniques pairs: $U_n/U_1 < 0.6 \%$;
- taux de distorsion harmonique: $D < 1.6 \%$.

Pour préserver ces limites, on a recourt généralement à l'utilisation de filtres difficiles à dimensionner dans le cas de systèmes multi-convertisseurs.

Le principe du filtrage consiste à placer en parallèle sur le réseau d'alimentation une impédance de valeur très faible à la fréquence à filtrer et de valeur importante à 60 Hz. Pour réaliser cette impédance, deux solutions sont couramment utilisées:

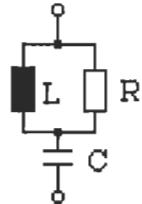
- un circuit résonant série accordé sur une fréquence particulière;
- un filtre du deuxième ou troisième ordre présentant une faible impédance sur une large bande de fréquence.

Tous ces filtres ont double objectif: compenser la puissance réactive et éliminer des harmoniques (figure 2.2).



(a)

$$Q = \frac{L \omega n}{R}$$



(b)

$$Q = \frac{R}{L \omega n}$$

Figure 2.2: Filtres accordés sur la fréquence de rang n

(a): filtre résonnant (Q , coefficient de qualité, de 40 à 60);

(b): filtre du second ordre amorti (Q allant de 2 à 10).

Le filtre du deuxième ordre est le plus utilisé dans l'industrie. Avec un facteur de qualité plus important que celui du filtre résonant (figure 2.2), sa performance est amoindrie, mais l'avantage réside dans une antirésonance atténuée et dans un nombre réduit ou nul de prise d'accord. Les conséquences d'une variation de la valeur du condensateur ou de la fréquence y sont limitées.

2.4 Description de l'installation électrique du T. de V.

Le T. de V. est une machine utilisée pour expérimenter les recherches dans le domaine de la fusion thermonucléaire. Cette machine est dotée d'une chambre à vide toroïdale dans laquelle on essaie de constituer les conditions nécessaires à cette fusion. D'importantes bobines magnétiques créent le champ nécessaire au confinement du plasma d'hydrogène à l'intérieur de la chambre. Ces bobines magnétiques sont alimentées selon un cycle impulsif de 30 secondes par divers convertisseurs de courant hexaphasés à thyristors. Ces convertisseurs sont essentiellement au

nombre de 4 et ont pour nom OH, TF, DF et EF. La figure 2.1 montre le synoptique de l'installation.

Chacune de ces sources génèrent des courants harmoniques, dont la conjugaison des effets peut être néfaste au bon fonctionnement du système. Le choix de convertisseurs hexaphasés connectés via des transformateurs aux couplages appropriés sur la barre des 25 kV, permet de réduire sensiblement la pollution harmonique. Les harmoniques de rang 5 et 7 sont théoriquement annulés. L'amplitude théorique du premier harmonique caractéristique ($n = 11$) est ainsi limité à 9 % du courant fondamental. Deux filtres du deuxième ordre amortis sont connectés en aval des convertisseurs afin de renforcer l'élimination des harmoniques et de contribuer à la réduction concomitante du taux de distorsion. Leurs fréquences d'accord sont ajustées sur l'harmonique 5 et l'harmonique 12. Compte tenu du facteur de qualité moyen, l'accord sur l'harmonique 12 permet d'atténuer les harmoniques 11 et 13. Cette solution permet d'éviter l'emploi délicat de deux filtres résonants accordés chacun sur une de ces fréquences. La valeur des capacités est choisie selon le besoin de compensation d'énergie réactive (18 MVA). Cette puissance se répartie entre les deux filtres et les inductances sont calculées en fonction des accords souhaités (2.4):

$$L C = \frac{1}{\omega_0^2} \quad (2.4)$$

Mais l'optimisation d'un tel filtre est difficile sans outil de simulation [11,12]. Compte tenu des résultats expérimentaux dont on dispose (figure

2.3), on se propose de vérifier l'efficacité de ces filtres avec le logiciel ATOSEC5.

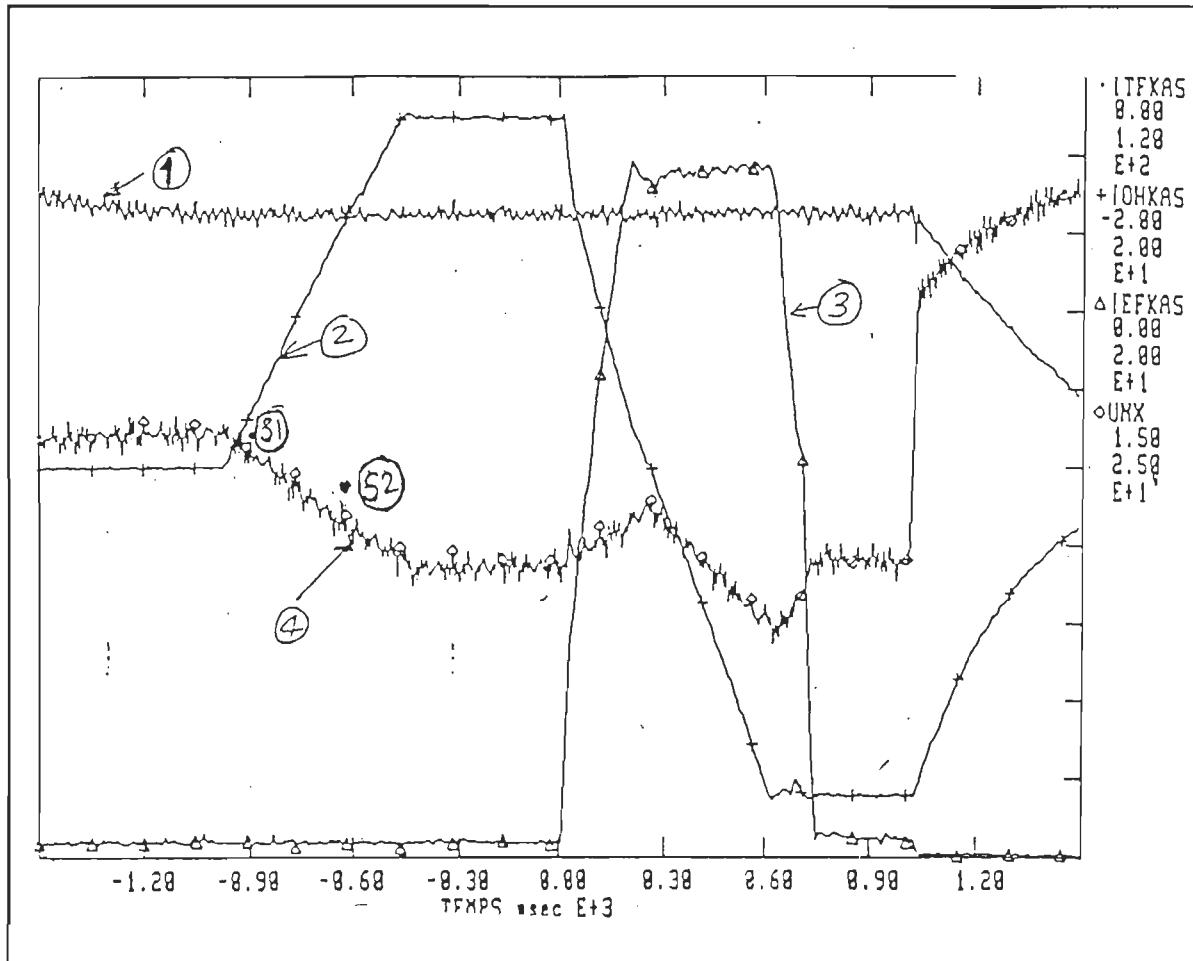


Figure 2.3.: Relevés expérimentaux fournis par le C.C.F.M:

- courbe 1: courant de charge délivré par le convertisseur TF
(échelle: 0 à 12 kA)
- courbe 2: courant de charge délivré par le convertisseur OH
(échelle: -20 à 20 kA)
- courbe 3: courant de charge délivré par le convertisseur EF
(échelle: 0 à 20 kA)
- courbe 4: tension entre-phases 25 kV (échelle: 1.5 kV à 2.5 kV)

La courbe 1 indique le fonctionnement du convertisseur TF commandé à courant constant de 100 kA, durant l'intervalle de temps de -1.5 à +0.9 secondes. La courbe 2 présente l'évolution du courant de charge du convertisseur OH:

- de -0.9 à -0.7 seconde il est en phase de démarrage de 0 à 20 kA;
- de -0.7 à 0 seconde, il est en régulation de courant;
- de 0 à 0.6 secondes, il décroît de 20 kA à -20 kA, puis demeure constant à la valeur de -20 kA.

La courbe 3 représente le courant de charge du convertisseur EF:

- il est croissant (0 à 20 kA) durant l'intervalle de temps de 0 à 0.1 secondes;
- il est maintenu constant à une valeur de 20 kA dans l'intervalle de temps 0.1 à 0.6 secondes;
- puis il décroît de 20 kA à 0 A durant l'intervalle de temps de 0.6 à 0.7 secondes.

La courbe 4 montre la variation de l'amplitude de la tension entre phases, au niveau des barres d'alimentation de 25 kV durant le même intervalle de temps total.

On remarque que le fonctionnement de tels systèmes, compte tenu de l'impédance du réseau, entraîne aussi un fort creux de tension, selon les cycles de fonctionnement et les courants appelés. Chaque convertisseur de courant nécessite une commande avec régulation de courant, vu la déformation notable de la tension d'alimentation. Notons que ces creux de tension en amont des filtres doivent être pris en compte pour le

dimensionnement des protections. La simulation devra permettre de retrouver cette évolution de l'onde de tension au niveau de la barre des 25 kV et d'analyser le fonctionnement de l'installation complète: convertisseurs, transformateurs, filtres, réglage du courant de charge de chaque source de courant.

2.5 Simulation

2.5.1 Mise au point des modèles

Le choix du logiciel est porté sur un outil de simulation globale. Or il n'y a pas encore de tel logiciel permettant l'évaluation quantitative des courants/tensions d'harmoniques générés par un système multi-convertisseurs alimentant des charges continues. Cependant, compte tenu des possibilités et de sa spécificité, ATOSEC5 est un candidat possible. Son module d'interface graphique contribuera à diminuer le risque d'erreurs dans la préparation des données, vue la complexité des convertisseurs. De plus, l'exploitation graphique des résultats (tracé d'une variable ou co-variable quelconque..), l'analyse harmonique, la lecture des valeurs finales des variables ou autres grandeurs sont des atouts appréciables pour l'analyse de notre système.

La démarche à suivre consiste à préparer les données de chaque convertisseur seul à partir de la barre des 25 kV. Dans un premier temps, on effectue la simulation de chaque convertisseur avec hypothèses simplificatrices (c.f 2.5.2) pour la modélisation des transformateurs d'alimentation, en boucle de régulation de courant de charge. Ceci est la

phase de mise au point en vue de l'obtention de résultats viables. A ce stade, chaque convertisseur (OH , EF , TF , DF) sera étudié séparément l'un de l'autre. Puis on élaborera un modèle de transformateur permettant l'accès aux variables d'état en aval et en amont des transformateurs. L'annexe 2 montre quelques détails de calculs des impédances des transformateurs, à partir de données disponibles.

2.5.2 Modèle simplifié

Chaque convertisseur sera alimenté par un système de sources triphasées appropriées tenant compte du déphasage introduit, du couplage du transformateur et de ses impédances ramenées au secondaire, à partir de la barre des 25 kV Les figures 2.4 et 2.5 illustrent le cas de deux couplages Y-Y et Y-Δ

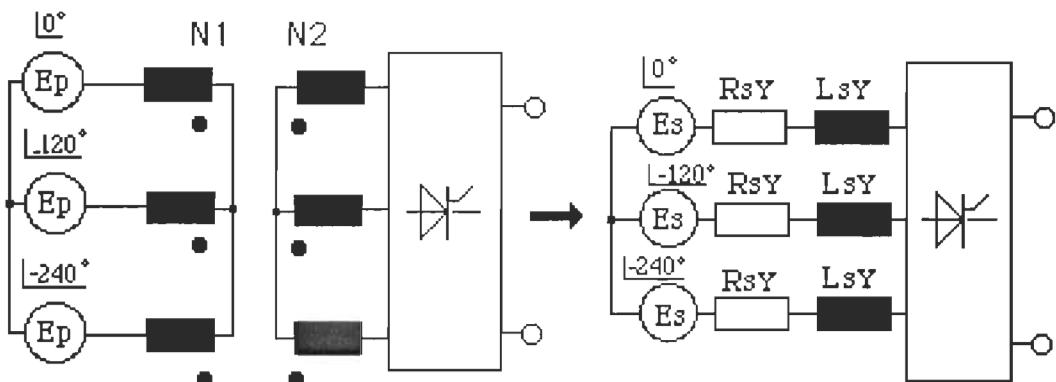


Figure 2.4. Modèle utilisé dans le cas d'un couplage Y-Y

Les équations (2.5) indiquent la procédure de détermination des éléments du modèle.

$$\omega L_{SY} = z \frac{(E_s \sqrt{3} / \sqrt{2})^2}{S_{cc}}$$

$$R_{SY} = 0.01 \omega L_{SY} \quad (2.5)$$

avec:

L_{SY} : inductance ramenée au secondaire, cas du couplage Y-Y

R_{SY} : résistance ramenée au secondaire, cas du couplage Y-Y

E_s : tension entre-phases au secondaire

S_{cc} : puissance apparente de court-circuit

z : impédance réduite de court-circuit

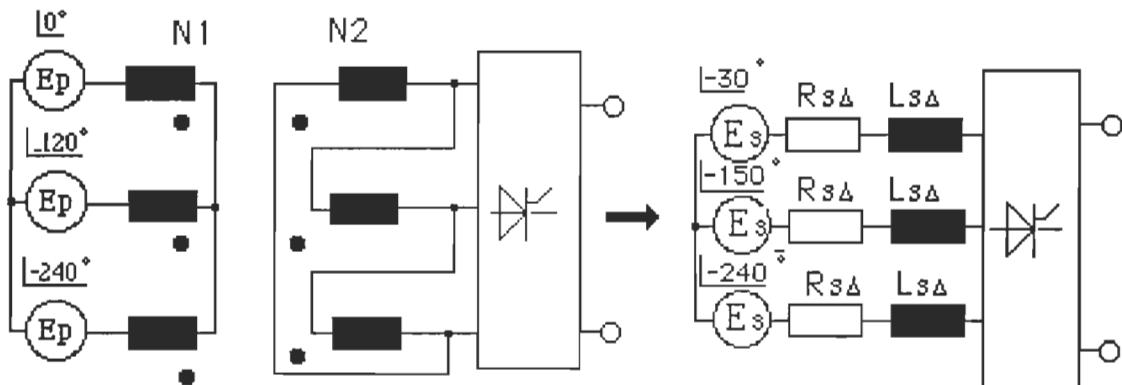


Figure 2.5: Modèle du transformateur dans le cas d'un couplage Y-Δ

Dans le cas du couplage Y-Δ, les relations sont les suivantes:

$$\omega L_{S\Delta} = z \frac{E_s^2}{S_{cc}}$$

$$R_{S\Delta} = 0.01 \omega L_{S\Delta} \quad (2.6)$$

avec:

$L_{S\Delta}$: inductance ramenée au secondaire, cas du couplage Y-Δ

$R_{S\Delta}$: résistance ramenée au secondaire, cas du couplage Y-Δ

A titre d'exemple , les figures 2.6 et 2.7 représentent respectivement le schéma synoptique de puissance et le schéma simplifié obtenu pour la simulation du convertisseur OH.

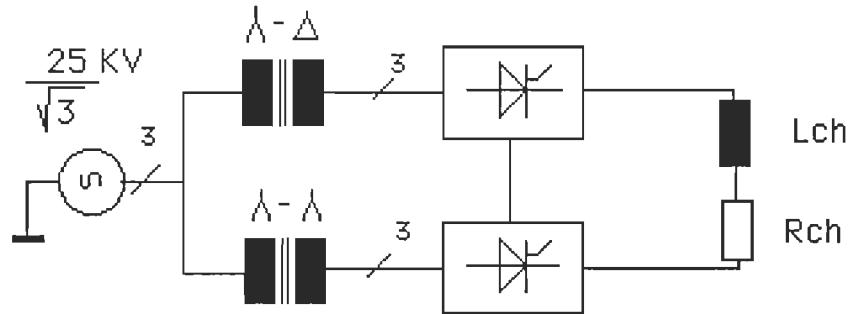


Figure 2.6. Schéma synoptique de puissance du convertisseur OH à partir de la barre des 25 kV (25 kV/447 V, $z = 18\%$;
 $S_{cc}=23 \text{ MVA}$, $R_{ch} = 13.9 \text{ m}\Omega$, $L_{ch} = 6.789 \text{ mH}$)

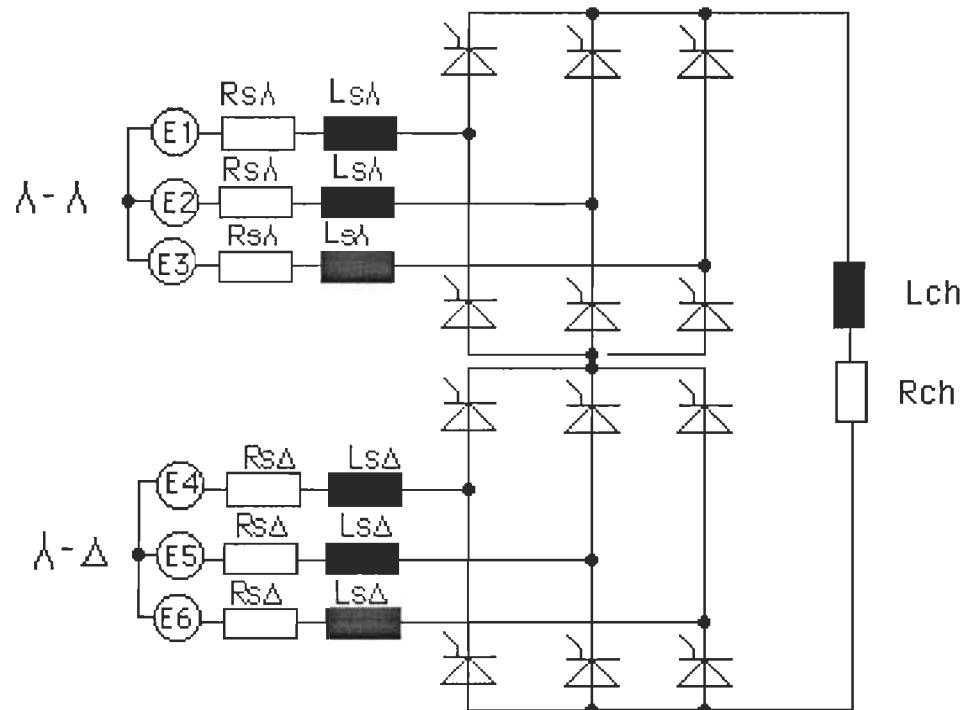


Figure 2.7. Représentation du schéma de simulation du convertisseur OH

Cela permet la mise au point rapide des données et l'analyse partielle des résultats, en boucle ouverte et en boucle fermée de régulation du courant de charge. La figure 2.8 montre des résultats de simulation.

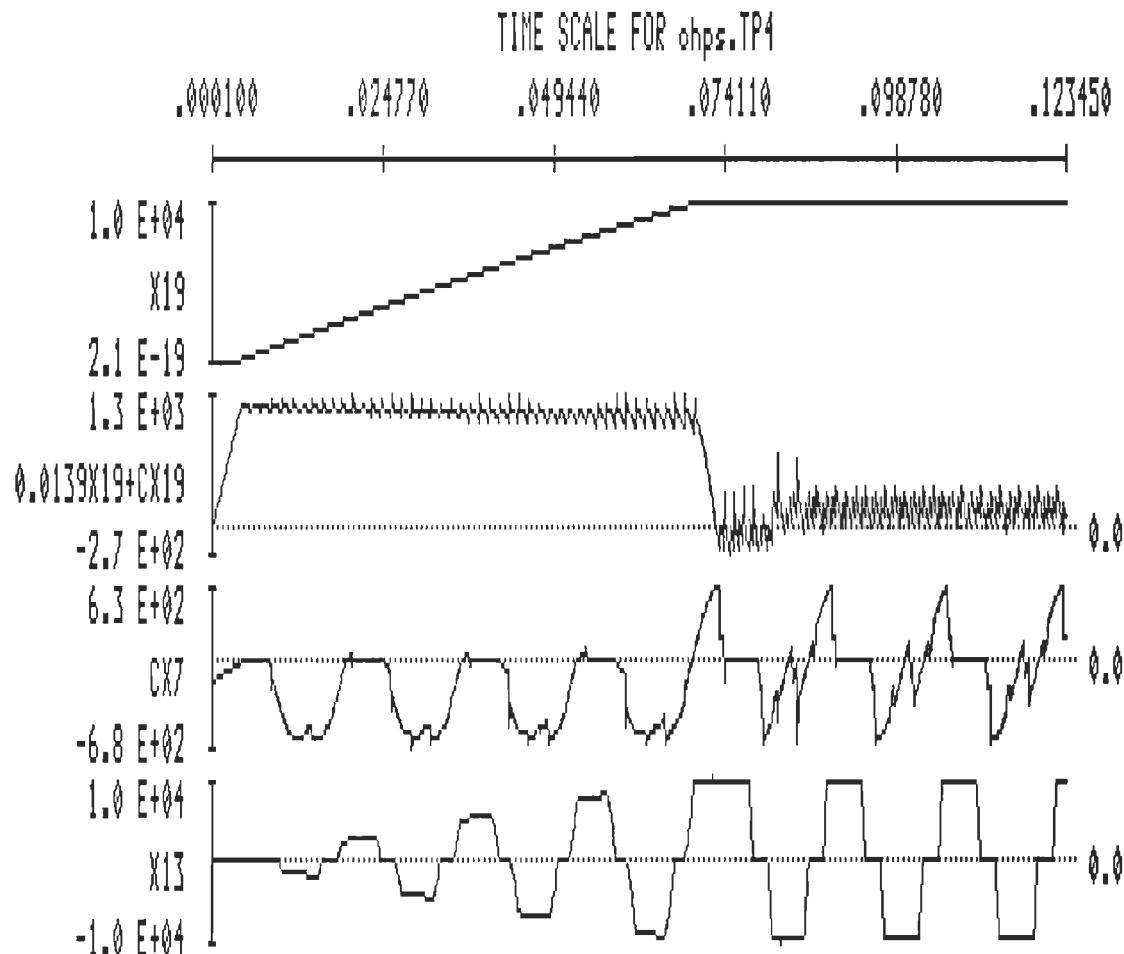


Figure 2.8: Résultats de simulation du convertisseur OH (fichier OHPS.dat)

- X19: courant de charge
- $0.0139X19 + CX19$: tension de charge
- CX7: tension aux bornes d'un thyristor
- X13: courant de ligne à travers Lsy

2.5.3 Étude avec modèle tenant compte des inductances mutuelles des transformateurs.

2.5.3.1 Principe du modèle dans le cas du transformateur monophasé

La modélisation du fonctionnement de chaque convertisseur est affinée en tenant compte des inductances mutuelles du transformateur. Il est ainsi possible de visualiser les courants et les tensions aux primaires et aux secondaires de chaque transformateur et d'introduire les filtres existant au niveau de la barre des 25 kV (figure 2.1).

Le fonctionnement d'un transformateur idéal vu du secondaire, décrit simplement par les équations (2.7) peut être retranscrit par le modèle de la figure 2.9. Le modèle d'un transformateur monophasé est constitué de deux sources liées J_P et E_S , un condensateur C_1 et de l'impédance de fuite, Z_S , du transformateur vue du côté secondaire (le courant traversant C_1 est négligeable devant J_P).

$$\begin{aligned} E_S &= (N_2/N_1) E_P \\ I_P &= (N_2/N_1) I_S \end{aligned} \quad (2.7)$$

J_P est la source commandée de courant associée à l'inductance L_S traversée par le courant secondaire I_S . E_S est la source de tension commandée associée au condensateur C_1 , aux bornes duquel est appliquée la tension primaire E_P .

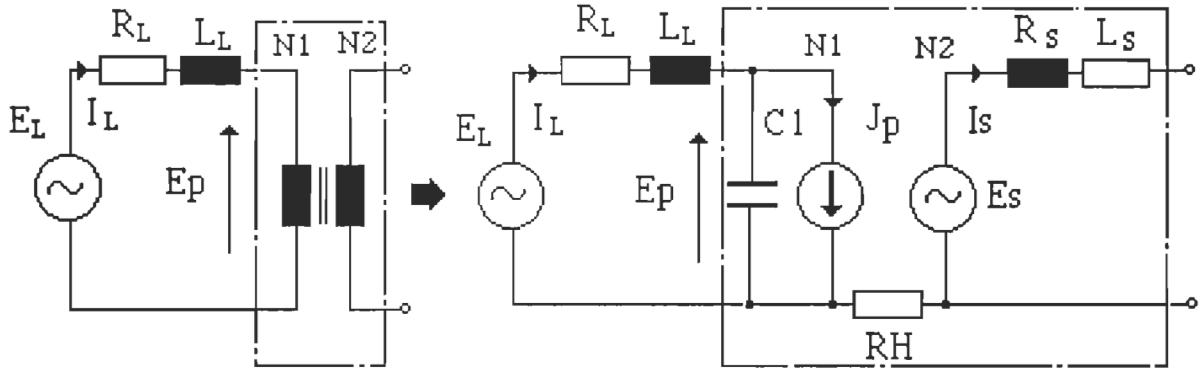


Figure 2.9: Schéma équivalent du transformateur monophasé

avec:

$Z_L = R_L + j \omega L_L$: impédance de ligne

$Z_S = R_S + j \omega L_S$: impédance de fuite du transformateur monophasé vue du secondaire

N_1, N_2 : nombre de spires primaires et secondaires

J_p : source de courant commandée

E_S : source de tension commandée

Les relations électriques définies par les équations (2.7) se traduisent simplement par 3 lignes supplémentaires de programmation dans le fichier de données [5, 27]:

SOURCES CONTR ,2

JP,LS, (N2/N1)

ES,C1, (N2/N1)

La résistance R_H est de valeur assez élevée ($1M\Omega$) pour permettre de conserver la connectivité du graphe du circuit.

2.5.3.2 Application du modèle au transformateur triphasé

Si nous utilisons trois transformateurs monophasés alimentés par des sources d'alimentation formant un système de tensions triphasées équilibrées, on aboutit au transformateur triphasé .

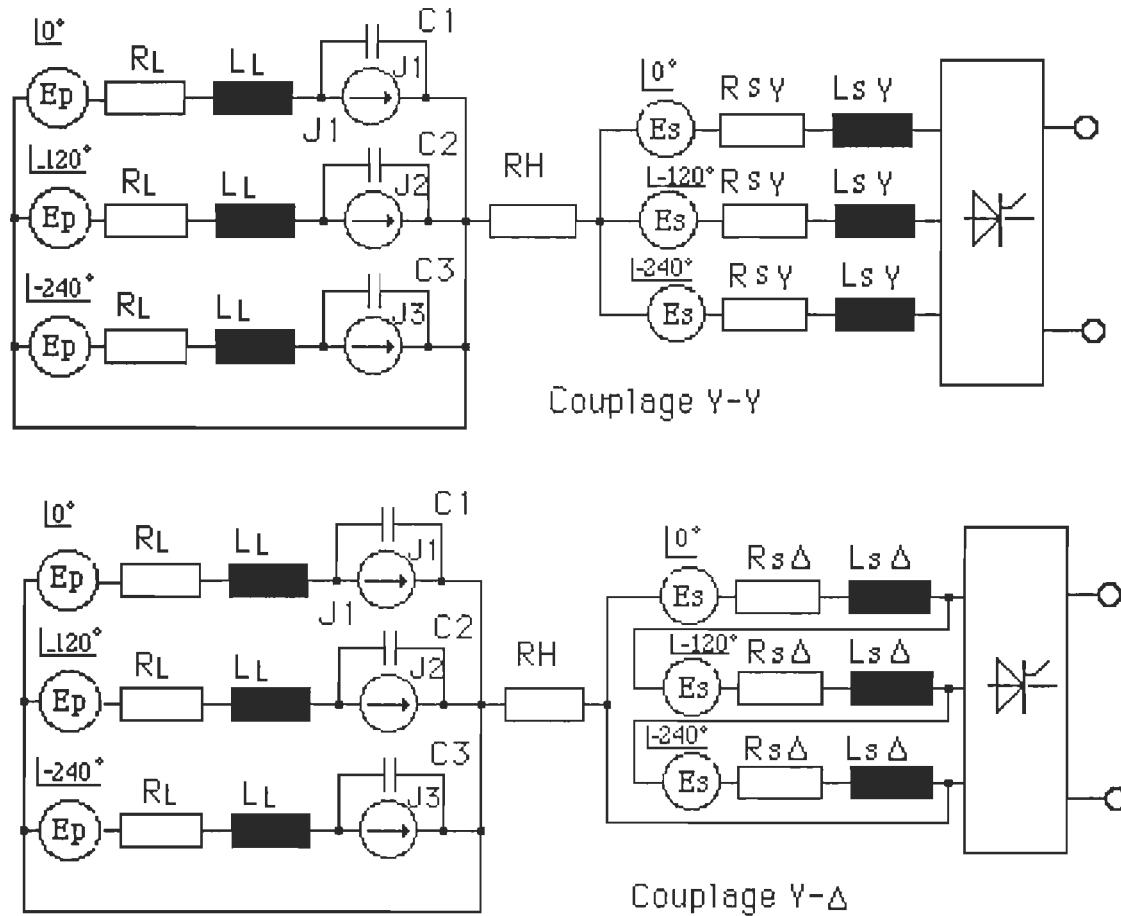


Figure 2.10: Application du modèle de transformateur triphasé au convertisseur OH

Six sources commandées sont nécessaires. Ce modèle trouve son application dans le cas des convertisseurs OH, DF et EF. La figure 2.10 illustre l'application de ce modèle dans le cas des deux transformateurs du convertisseur OH. Pour le transformateur triphasé couplé en étoile-

triangle, du convertisseur OH seul le rapport de transformation change: il est maintenant $\sqrt{3}$ fois plus grand que celui utilisée dans le cas du couplage Y-Y.

Le cas d'un transformateur à plusieurs enroulements secondaires se rencontre avec le convertisseur TF.

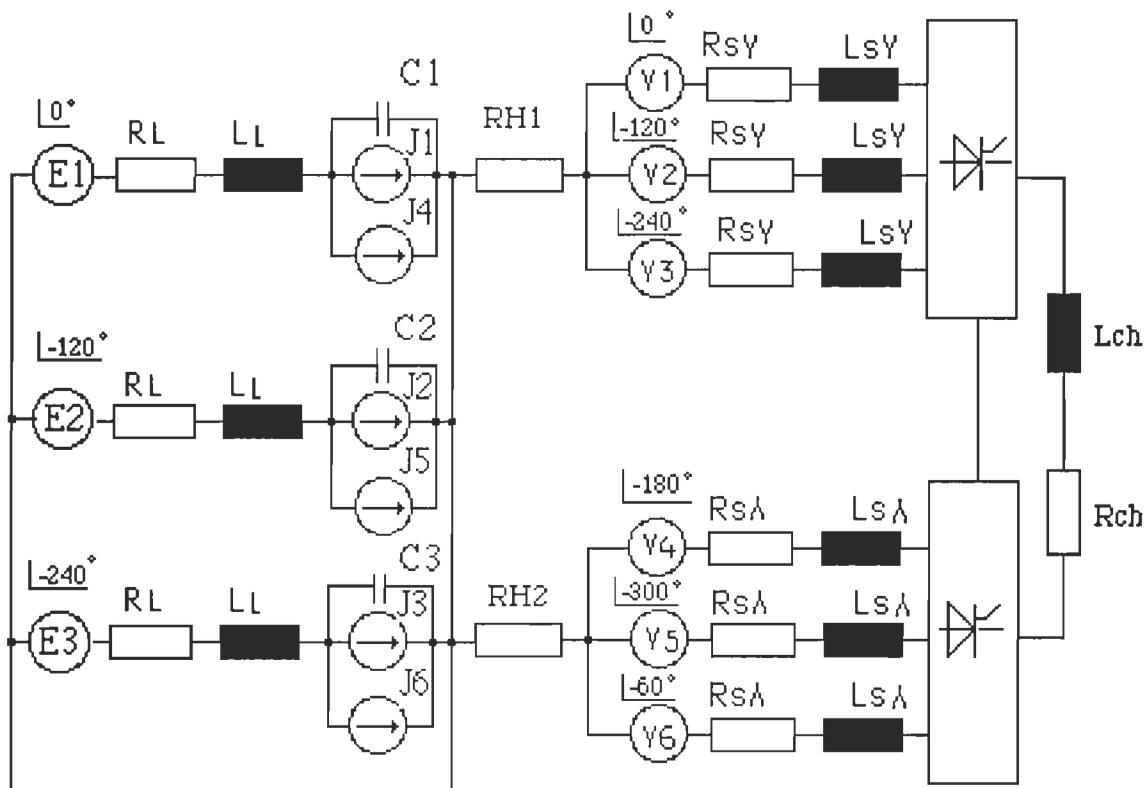


Figure 2.11: Cas d'un transformateur à deux secondaires du convertisseur TF

La figure 2.11 représente un des deux transformateurs du convertisseur TF couplé en Y-Y- Δ (les deux secondaires délivrent chacun un système triphasé de tension déphasé de 180 degrés l'un par rapport à l'autre). Chaque enroulement primaire est lié à deux enroulements secondaires et nous aurons 12 sources commandées selon le même principe que le

transformateur monophasé. Nous sommes maintenant en mesure de simuler tous les types de transformateurs de l'installation du T. de V.

Une première série de résultats a donc été obtenue avec prise en compte des transformateurs pour chacun des convertisseurs fonctionnant en régulation de courant de charge. L'introduction d'un régulateur PI permettant de faire fonctionner les sources à courant constant, ne nécessite qu'une seule variable d'état additionnelle. Comme attendu, l'action sur les coefficients de régulation permet d'agir sur les temps de réponse et la stabilité du système.

2.6 Résultats de simulation

2.6.1 Cas du convertisseur OH

Le convertisseur OH est constitué de deux ponts triphasés double alternance à thyristors associés en série. Ces derniers sont alimentés par deux transformateurs distincts, dont le couplage des secondaires introduit le déphasage de 30 degrés entre les deux système triphasés de tensions secondaires. La figure 2.11 montre le schéma complet utilisé pour la simulation. Les filtres ne sont pas encore pris en compte. Une source additionnelle (la consigne de courant) et une seule variable d'état additionnelle sont nécessaires pour introduire les équations d'états correspondant au circuit de régulation [5]. Il est ainsi possible d'utiliser un régulateur proportionnel-intégral.

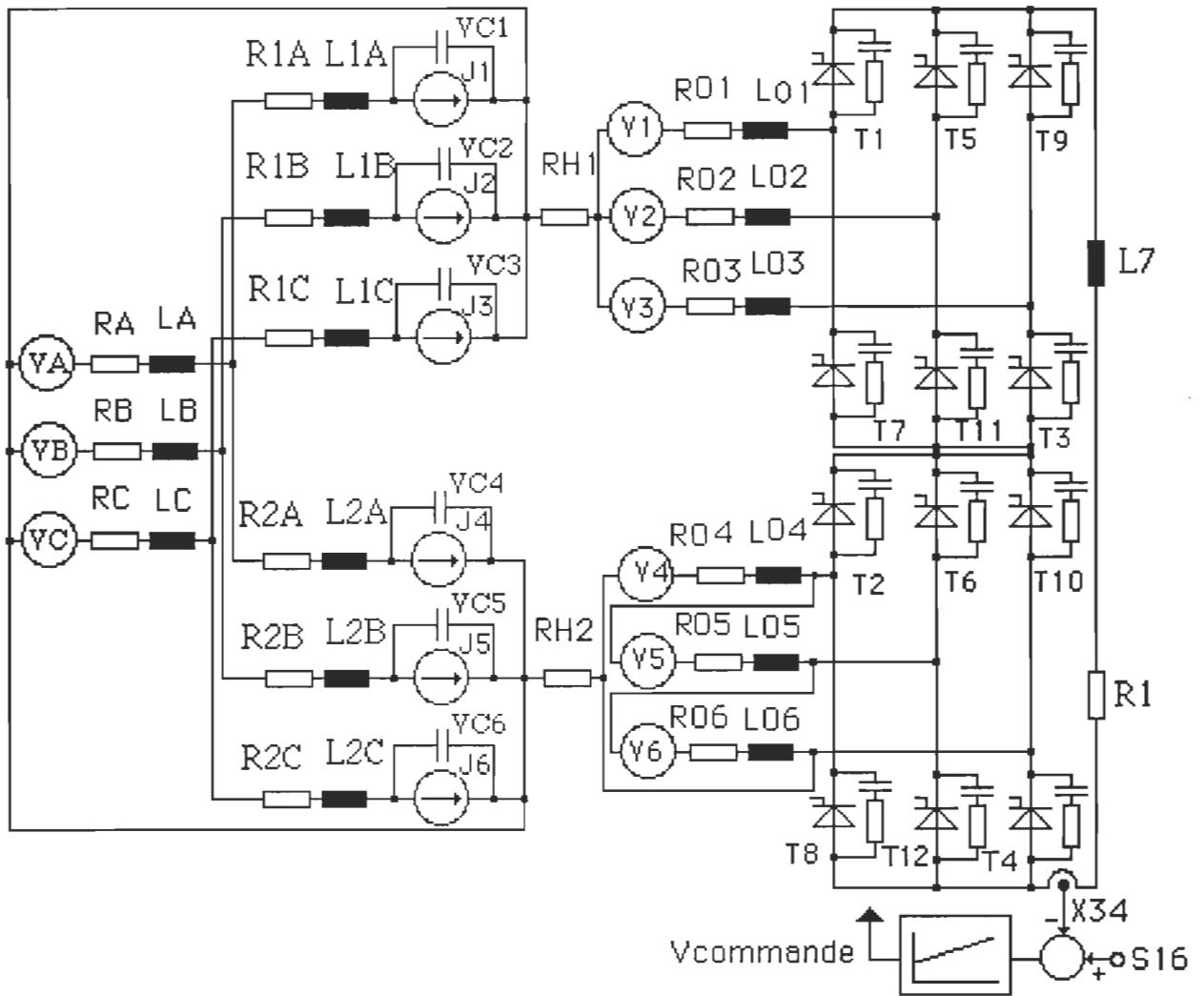


Figure 2.12: Schéma de simulation du convertisseur OH

Les simulations ont été effectuées avec une consigne de courant de 10 kA pour le convertisseur OH. La figure 2.13 montre les formes d'ondes obtenues, avec de haut en bas:

- la sortie du régulateur PI (X34-S16-X35)
- le courant de charge dans L7 (X34)
- la tension de charge ($13.9E-3X34 + CX34$)
- le courant primaire du transformateur Y-Y dans L1A (X22)
- le courant primaire du transformateur Y- Δ dans L2A (X25)

- le courant de ligne dans LA (X19)

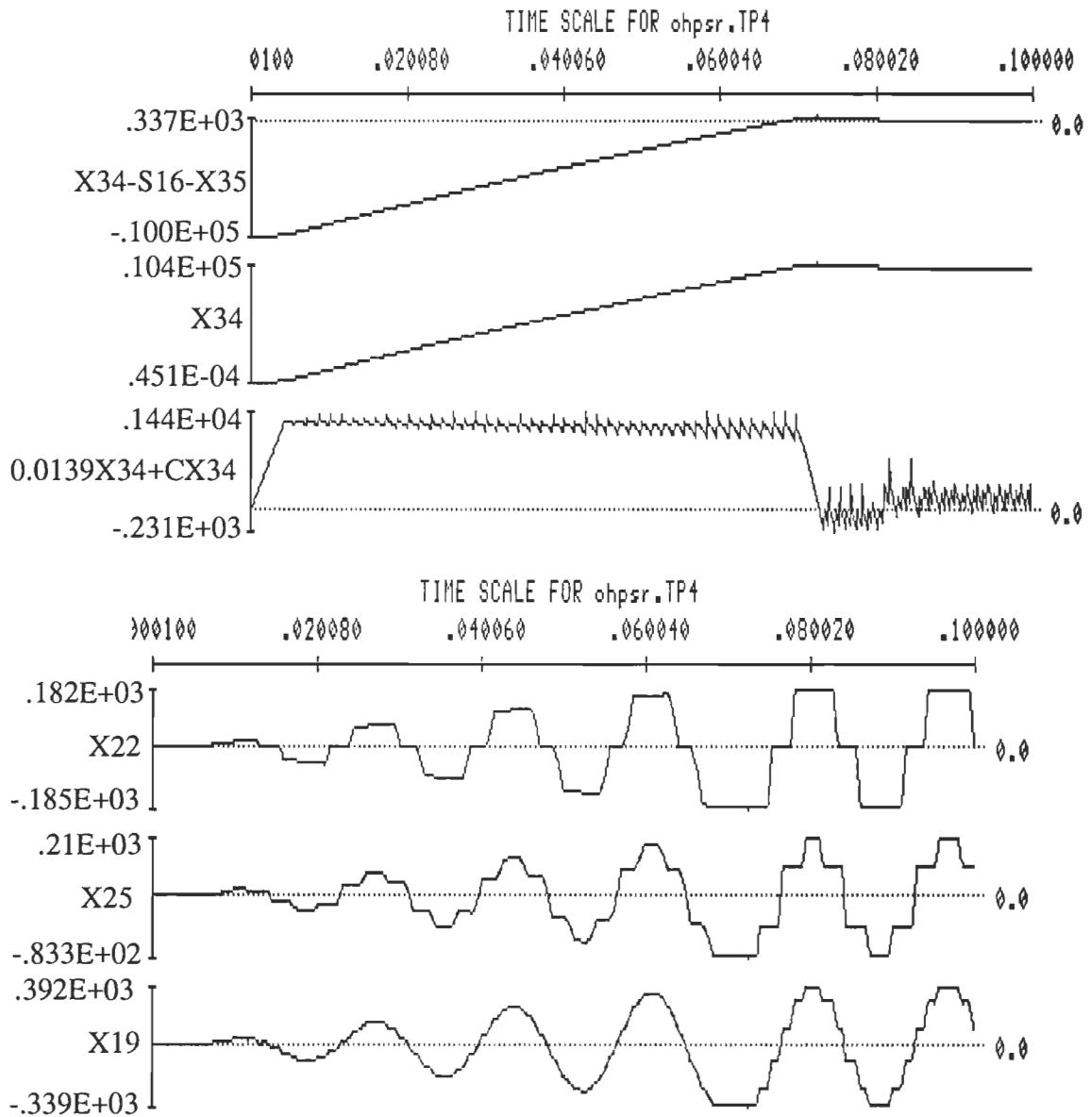


Figure 2.13: Résultats de simulation du convertisseur OH sans filtres (fichier OHPSR.dat).

Le tableau 2.1 présente l'analyse harmonique du courant de ligne mesuré à travers l'inductance LA. Comme attendu, on a une prédominance des harmoniques de rang 11 et 13. Ils valent respectivement 6 % et 4 % de la

valeur du fondamental. Le taux de distorsion est de 7 %, soit au-dessus du seuil toléré. Notons que le nombre de variables d'état est de 47.

Tableau 2.1
Analyse harmonique du courant de ligne du convertisseur OH, sans filtre.

<u>Rang d'harmonique</u> <u>n</u>	<u>Amplitude</u> (A)	<u>I_n/I_1</u> (%)
0	2	
1	794.1	100
2	2.6	0.31
3	1.87	0.23
4	0.768	0.09
5	1.04	0.13
6	1.802	0.22
7	0.831	0.1
8	0.671	0.08
9	1.43	0.18
10	1.711	0.22
11	46.56	5.86
12	0.72	0.09
13	31.36	3.95
14	1.22	0.106

L'introduction de deux cellules de filtrage selon le synoptique de la figure 2.14 apporte une amélioration. En ajoutant les filtres d'harmoniques de rang 5 et 12, un courant déphasé de $+90^\circ$ (puissance réactive capacitive) est injecté sur la barre des 25 kV pendant la phase de croissance du courant de charge: l'angle d'amorçage des thyristors du convertisseur est alors presque nul. Par la suite, lorsque le courant de charge est asservi, l'angle d'amorçage augmente jusqu'à une valeur proche de 70° :

- il y a donc une consommation de puissance réactive inductive...

L'analyse de la forme du courant de ligne (figure 2.15, variable d'état X25) montre bien une diminution de son amplitude lorsque le convertisseur fonctionne en mode de régulation de courant.

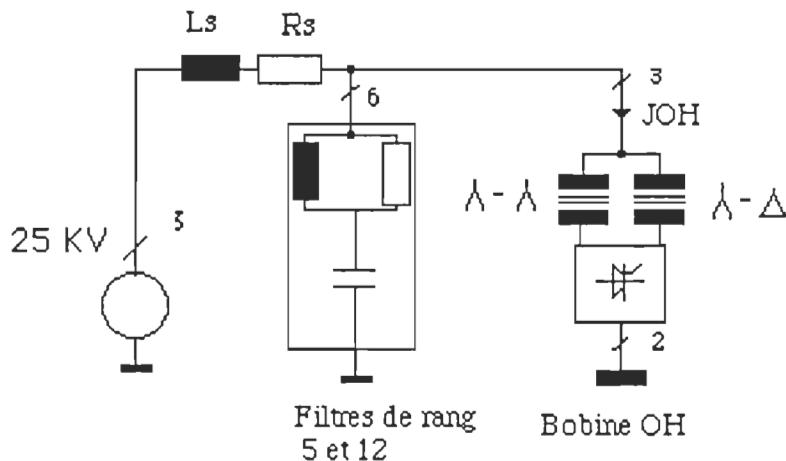


Figure 2.14: Synoptique du convertisseur OH avec filtres

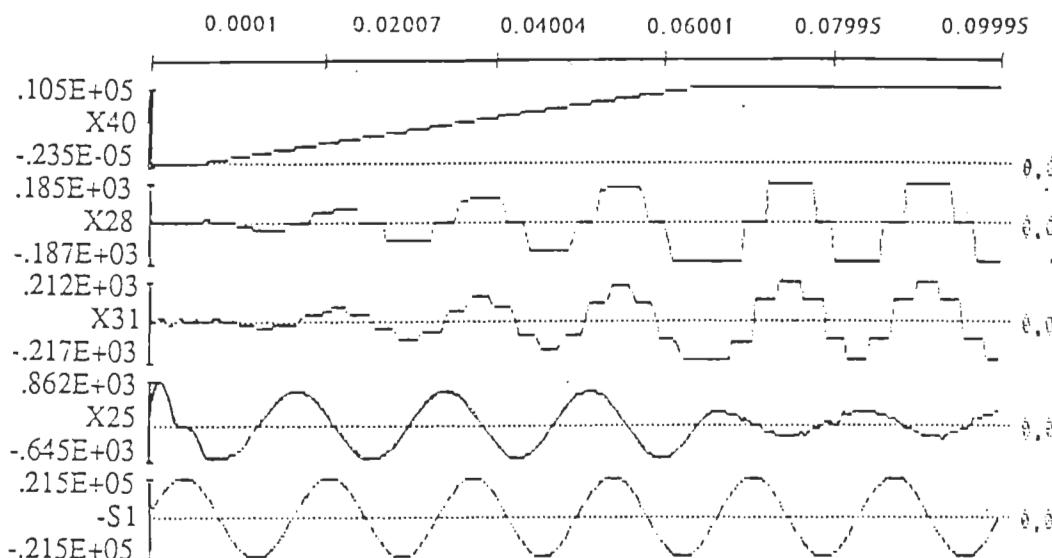


Figure 2.15: Résultats de simulation du convertisseur OH avec filtres
(fichier OHPSFR.dat)

avec:

- le courant de charge (X40)

- le courant primaire du transformateur étoile-étoile (X28)
- le courant primaire du transformateur étoile-triangle (X31)
- le courant de ligne en aval des filtres (X25)
- la tension de phase: -S1

Les résultats du tableau 2.1 montrent une valeur efficace du courant de ligne d'une valeur de 562 A, avec un taux de distorsion harmonique important de 7.1 % dans le cas du convertisseur sans filtre. Le tableau 2.2 montre l'analyse harmonique de ce même courant effectuée en aval et en amont des filtres en régime permanent.

Tableau 2.2
Analyse harmonique du courant de ligne : effet des filtres

<u>Rang d'harmonique</u>	<u>Amplitude (A)</u>		<u>$I_n/I_1(\%)$</u>	
<u>n</u>	<u>avant filtres</u>	<u>après filtres</u>	<u>avant filtres</u>	<u>après filtres</u>
1	216	697.5	100	100
2	3.46	3.7	1.6	0.53
3	2.83	2.48	1.3	0.35
4	3.69	1.59	1.7	0.22
5	1.96	0.322	0.9	0.04
6	1.44	0.819	0.66	0.12
7	1.29	0.268	0.6	0.04
8	0.97	0.212	0.44	0.03
9	0.959	1.66	0.44	0.24
10	0.921	2.02	0.42	0.28
11	4.577	49.74	2.11	7.13
12	0.507	1.087	2.34	0.16
13	3.57	36.96	1.65	5.3
14	0.58	1.46	0.26	0.2
15	0.488	0.91	0.22	0.13

L'ajout du filtre d'harmonique de rang 12 permet de réduire les amplitudes d'harmoniques de rangs 11 et 13 et surtout la valeur du

fondamental, pour un même courant continu fourni à la charge (tableau 2.2). La valeur efficace du fondamental du courant de ligne est alors de 153 A. Les amplitudes d'harmoniques de rangs 5 et 7 sont restées faibles et les filtres de rang 5 ne semble pas se justifier pour ce convertisseur. Néanmoins ces derniers interviennent pour la compensation d'énergie réactive. La réduction de la valeur efficace du courant de ligne laisse présager un meilleur comportement des transformateurs en aval des filtres.

2.6.2 Cas du convertisseur TF

Le convertisseur TF utilise deux transformateurs d'alimentation triphasés, ayant chacun deux secondaires en étoile (figure 2.16).

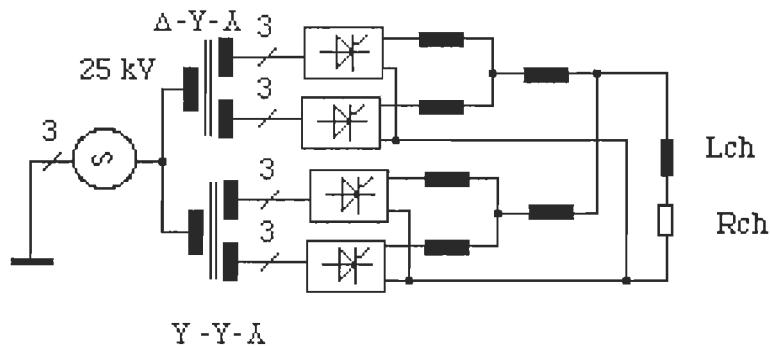


Figure 2.16: Schéma synoptique du convertisseur TF

Le synoptique de la figure 2.14 présente ce convertisseur. Chaque enroulement secondaire alimente un pont triphasé à thyristors à cathode commune. L'association en parallèle est faite à l'aide de bobines d'absorption (bobines interphases). La différence de couplage des deux transformateurs permet d'obtenir une tension de charge à douze pulsations.

Ce montage complexe utilise 45 variables d'état, sans les circuits d'amortissement [16] (fichier TFPS.dat). La prise en compte des filtres ne peut se faire en raison des limites du logiciel. Cependant cette simulation justifie la présence des filtres de rang 5. Le tableau 2.3 met en évidence l'importance des harmoniques de rang 5, 7, 11 et 13, dans les conditions de fonctionnement avec une régulation de courant de charge de 100 kA. Le taux de distorsion harmonique est de 9.2 % avec un courant de ligne efficace de 1098 A.

Tableau 2.3

Analyse harmonique du courant de ligne du convertisseur TF sans filtre

<u>Rang d'harmonique</u> <u>n</u>	<u>Amplitude</u> (<u>A</u>)	<u>I_n/I₁</u> (<u>%</u>)
1	1547	100
2	3.12	0.2
3	5.85	0.37
4	3.5	0.22
5	81	5.22
6	4.13	0.26
7	56.5	3.6
8	2.2	0.14
9	4.11	0.27
10	1.7	0.11
11	82.32	5.32
12	2.17	0.14
13	55.44	3.6
14	2.48	0.16

2.7 Simulation du système global: limitations du logiciel ATOSEC5

Quel que soit le convertisseur, le nombre de variables est trop important pour pouvoir simuler tous les convertisseurs fonctionnant

simultanément. De plus, la préparation de données ne peut se faire avec le module ATOSECG, dont les capacités sont dépassées. L' ajout des filtres apporte 12 variables supplémentaires. Cela signifie une augmentation du fichier graphique, du temps de calcul et une perte de précision. Le fait de remplacer les circuits d'amortissement de chaque thyristor par une résistance de 10 kW élimine 12 variables d'état, ce qui n'affecte pas les résultats de simulation ainsi obtenus. Cependant, une première approche simplificatrice pour l'étude du système global dans le cas du fonctionnement des deux seuls convertisseurs OH et TF peut être entreprise. La mise en fonctionnement des divers convertisseurs est illustrée par la figure 2.3.

L'évaluation quantitativement des amplitudes de tension au niveau des barres de 25 kV peut être faite approximativement en tenant compte seulement des deux convertisseurs TF et OH (sur l'intervalle de temps de -0.9 à -0.7 secondes) et de la présence des filtres d'harmoniques de rangs 5 et 12. La simulation du convertisseur TF seul nous permet d'exploiter les résultats obtenus en vue de la détermination du schéma équivalent de la figure 2.17. Cette dernière montre le modèle du système étudié. Le convertisseur TF est représenté par une impédance inductive dont la partie réelle, R_{TF} , est telle que la puissance active consommée par la ligne d'alimentation soit égale à celle de la sortie continue. La partie imaginaire, ωL_{TF} , représente la puissance réactive consommée (2.8).

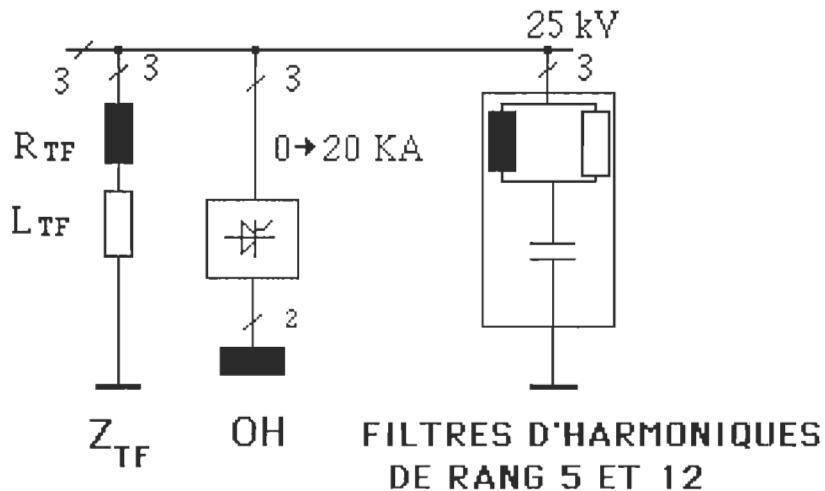


Figure 2.17: Modèle simplifié pour l'évaluation de la chute de tension de ligne pour le premier cycle de fonctionnement (-0.9 s à -0.7 s)

Cette approximation est possible car le convertisseur TF est en régime permanent (détail de calcul en annexe 2).

$$R_{TF} = \frac{V_d I_d}{I_L^2 \omega}$$

$$L_{TF} = \frac{\sqrt{3} V_{LL} I_L \sin \phi_1}{I_L^2 \omega} \quad (2.8)$$

avec:

V_d : tension redressée

I_d : courant de sortie du convertisseur

I_L : courant de ligne

V_{LL} : tension entre-lignes

ϕ_1 : déphasage entre le courant de ligne fondamental et la tension de phase

Nous tenons compte de la présence des filtres d'harmoniques de rangs 5 et 12. Le tableau 2.4 donne les résultats d'analyse harmonique du courant de ligne d'alimentation, lorsque ce dernier alimente les convertisseurs OH et TF à l'instant 183 ms, après la mise en opération de OH. Le tableau 2.4 montre l'efficacité des filtres d'harmoniques. Le taux de distorsion harmonique est inférieur à 1 % en aval des filtres. Deux des points obtenus par simulation sont identifiés par les signes S1 et S2 sur la figure 2.3.

Tableau 2.4

Analyse harmonique du courant de ligne de la figure 2.17

<u>Rang d'harmonique</u>	<u>Amplitude</u>	<u>In/I1</u>
<u>n</u>	<u>avant filtres, après filtre</u>	<u>avant filtres, après filtre</u>
1	1146	100
2	3.29	0.28
3	2	0.17
4	4.62	0.41
5	2.24	0.413
6	1.6	0.14
7	1.4	0.374
8	1.04	0.09
9	0.99	0.08
10	0.927	0.08
11	4.407	47.14
12	0.54	0.04
13	3.36	33.88
14	0.61	0.05

Une telle simplification ne peut-être appliquée aux autres convertisseurs, car ceux-ci sont en phase de démarrage. Il faudrait utiliser la topologie de la figure 2.18. Seul serait pris en compte un des 4 convertisseurs et les filtres. Dans ce cas, le nombre de variables d'état est

encore tolérable. Ces sources de courant remplaceraient les trois autres convertisseurs. Il est possible de tenir compte du fonctionnement simultané de chacun des convertisseurs en considérant les formes réelles de leurs courants injectés (JTF, TEF, JDF) sur la ligne d'alimentation. Cette modélisation permettra l'étude du système dans sa totalité sans augmenter le nombre de variables d'état et donc, sans nuire à la précision.

De plus, il est possible de tenir compte des formes réelles des courants de ligne d'alimentation provenant des résultats de simulation de chacun des convertisseurs considérés comme des sous-ensembles du système. Cette méthodologie exigerait des modifications majeures du logiciel ATOSEC5 afin d'y transposer les sources complexes lues à partir du fichier de résultats.

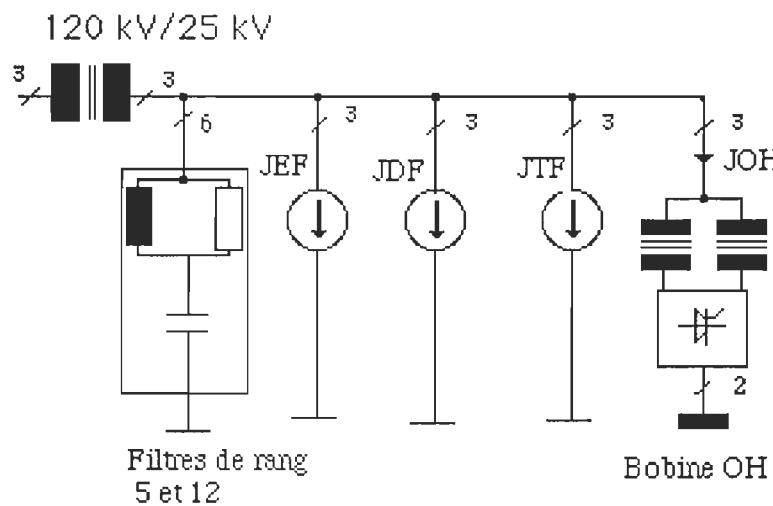


Figure 2.18: Utilisation de sources non-linéaires équivalentes pour la simulation de l'installation multi-convertisseurs.

2.8 Conclusion

Le système d'alimentation de l'installation TOKAMAK de Varennes est d'une grande complexité, étant donné le nombre important de convertisseurs de courant à thyristors. Son analyse fonctionnelle nécessite d'être faîte par simulation et la mise au point d'un modèle en vue d'une étude globale est primordiale. C'est ainsi qu'à l'U.Q.T.R, en utilisant le logiciel ATOSEC5 nous avons pu simuler chacun des convertisseurs (OH, TF, EF et DF) à partir de la barre de 25 kV grâce à une modélisation appropriée des transformateurs. De cette façon, nous avons pu avoir accès à toutes les grandeurs pertinentes (courants, tensions) réelles, se situant en aval du niveau de tension de 25 kV. L'étude de l'efficacité des filtres de lignes est rendue possible, de même que l'étude globale du système, à condition de rester dans les limites du logiciel. C'est ainsi que le fonctionnement simultané des deux convertisseurs TF et OH a pu être analysé moyennant des hypothèses simplificatrices permettant de réduire le nombre de variables d'état et le temps de simulation: les résultats obtenus par simulation sont en corrélation avec l'expérimentation.

Les limites du logiciel ATOSEC5 étaient connues. De ce travail, découle un nouvel objectif à atteindre: modifier ce logiciel afin de permettre l'étude globale de telles installations sans augmenter excessivement le nombre de variables d'état. La méthodologie de simulation du système global utiliserait des sources non-linéaires de courant équivalentes pour chaque convertisseur (figure 2.18)

CHAPITRE 3

Nouvelle méthode de simulation globale de systèmes multi-convertisseurs d'électronique de puissance

3.1 Introduction

Le fonctionnement des convertisseurs d'électronique de puissance génère des courants harmoniques qui perturbent le réseau. Pour étudier les perturbations conduites émises sur la ligne d'alimentation, une analyse fonctionnelle par simulation globale est nécessaire. Ces perturbations se classent dans la catégorie des perturbations de mode différentielle. Cependant, lorsqu'une installation industrielle est constituée de plusieurs convertisseurs statiques de courant alimentant des charges à courant continu, la simulation globale devient difficile, voire impossible, en raison des limitations du logiciel ou du microcalculateur utilisé (figure 3.1). Il n'y a pas d'outils de simulation permettant l'évaluation quantitative des courants et tensions harmoniques générés par un système multi-convertisseurs statiques [7].

Ce chapitre décrit une nouvelle méthode itérative d'analyse de tels systèmes et une nouvelle modélisation des convertisseurs d'électronique de puissance par des sources de courant équivalentes non-linéaires. Cette méthodologie a été incorporée à la version modifiée du logiciel ATOSEC5, appelé ATOSECM. La méthodologie utilisée est illustrée par l'exemple de deux convertisseurs de courant monophasés connectés sur la même ligne

d'alimentation. Une analyse comparative entre la simulation globale (ATOSEC5) et la nouvelle méthode de simulation (ATOSECM) est présentée pour le cas de deux convertisseurs de courant triphasés à thyristors.

3.2 Problématique de la simulation de systèmes multi-convertisseurs statiques

La compatibilité électromagnétique (CEM) est à l'ordre du jour pour un grand nombre d'industriels qui doivent respecter les normes internationales en vigueur. A l'apparition de chaque nouvelle technologie, des problèmes avec les technologies existantes surviennent. La conversion d'énergie est au cœur du sujet; en effet l'électronique de puissance est une électronique de commutation: elle génère des perturbations conduites sur le réseau d'alimentation électrique. Parmi les nombreux problèmes que pose l'exploitation d'un réseau électrique, le maintien d'une bonne qualité de l'énergie est particulièrement important. Cette qualité s'identifie à celle de la tension existant aux bornes des appareils récepteurs. Le succès des convertisseurs statiques CA/CC à thyristors est tel qu'il est fréquent de rencontrer plusieurs convertisseurs connectés à une même ligne d'alimentation. Il en est ainsi de l'installation électrique du TOKAMAK de Varennes (T. de V.) [20] dont le dimensionnement du filtre de ligne et l'étude de la répercussion de courants harmoniques générés par les convertisseurs nécessite une simulation globale, vue la complexité de l'installation. Condensateurs, inductances, semi-conducteurs sont autant de variables d'états dont le nombre peut être excessif.

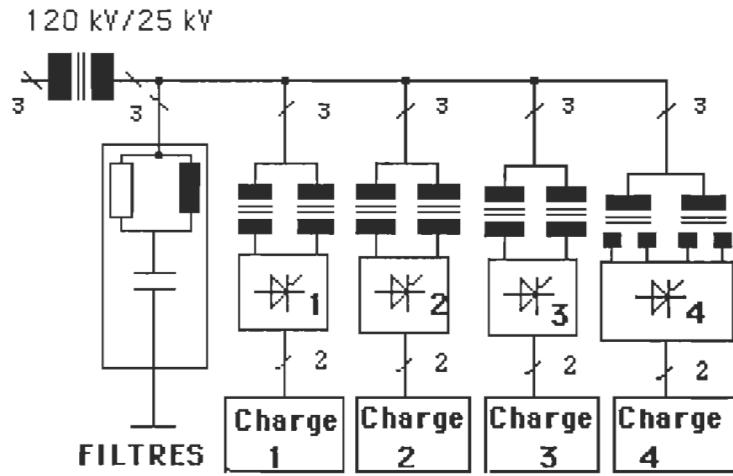


Figure 3.1: Synoptique d'une installation électrique multi-convertisseurs

La simulation du système total est impossible car le modèle d'un seul des convertisseurs totalise plus de 40 variables d'état, ce qui correspond à la limite du logiciel. Néanmoins, l'étude de l'efficacité des filtres de ligne et l'analyse fonctionnelle du système ont pu être faites pour le fonctionnement simultané de deux convertisseurs, moyennant des hypothèses simplificatrices permettant de réduire le nombre de variables d'état [7]. Cette hypothèse simplificatrice ne peut s'appliquer aux autres convertisseurs car il faut tenir compte des transitoires de mise en fonctionnement. L'objectif consiste donc à rechercher une méthodologie qui permette de simuler des systèmes multi-convertisseurs, compte-tenu des limites du logiciel. De telles installations ne peuvent être simulées qu'en tenant compte de tous les convertisseurs. Comme ceux-ci sont connectés sur la même ligne d'alimentation, il y a interaction entre eux puisque l'impédance de source est l'élément commun aux deux convertisseurs.

Remplacer autant de convertisseurs que nécessaires par leurs sources de courant triphasées non-linéaires équivalentes sur tout le cycle de fonctionnement (figure 3.2) rendrait possible la simulation d'un tel système. Le nombre de variables d'état, le temps de calcul et l'espace mémoire occupé seraient réduits considérablement sans nuire à la précision.

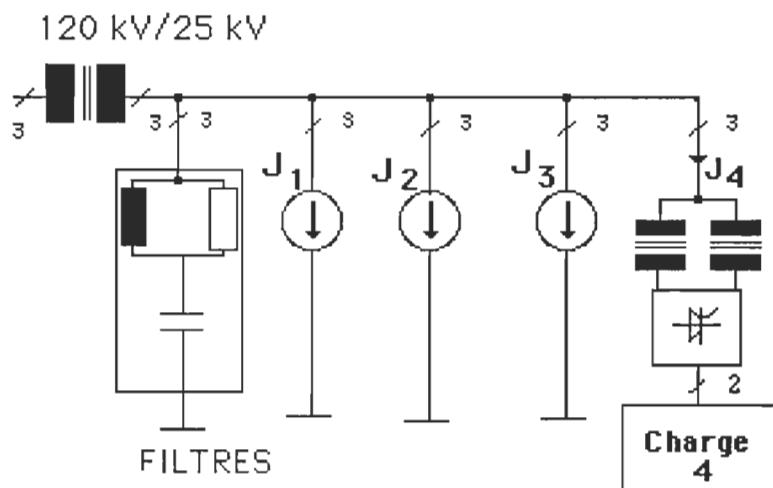


Figure 3.2: Utilisation de sources non-linéaires équivalentes pour la simulation de l'installation multi-convertisseur T. de V.

3.3 Description de la méthodologie

Les sources de courant non-linéaires équivalentes doivent:

- tenir compte de la présence de tous les convertisseurs du montage complet;
- retranscrire aussi bien le régime transitoire que le régime permanent des convertisseurs;
- être accessibles sous forme de fichiers réutilisables.

Ces sources de courant ne souffriront d'aucune approximation particulière: toutes les composantes harmoniques du courant seront prises en compte.

3.3.1 Développement de la méthodologie à l'aide du logiciel MATLAB

La méthodologie est expérimentée avec le logiciel MATLAB [37] sur le cas de deux convertisseurs monophasés à thyristors montés en parallèle sur la même ligne d'alimentation (figure 3.3-1). Le montage totalise 11 variables d'état.

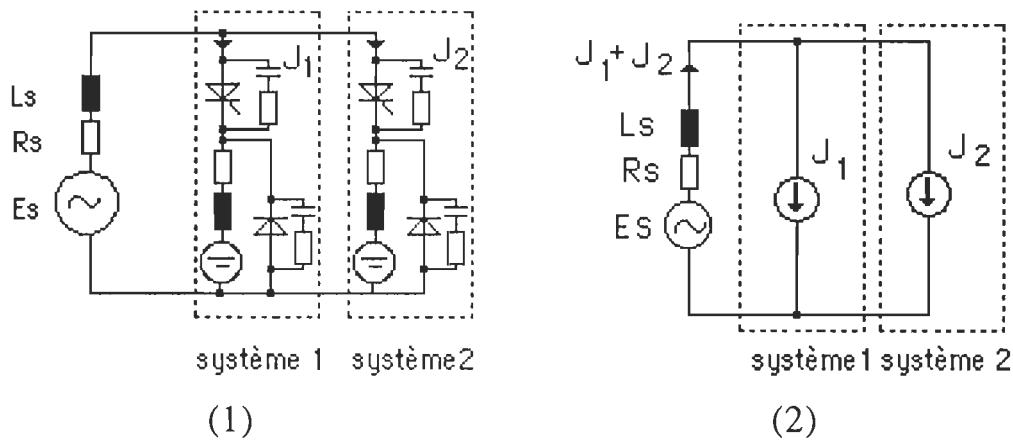


Figure 3.3: Système multi-convertisseurs constitué de deux convertisseurs monophasés

(1): système complet; (2): système équivalent

Afin de déterminer les sources de courant équivalentes J_1 et J_2 , on utilise une méthode itérative de simulation globale. A chaque itération, un des deux convertisseurs est constitué de tous ses éléments, le second est remplacé par une source de courant équivalente et ce , à tour de rôle, jusqu'à ce qu'un critère de convergence soit vérifié. Les calculs s'effectuent à chaque

itération sur un même intervalle de temps T avec le même pas de calcul fixe h .

Rappelons que chaque semi-conducteur est simulé par un macro-modèle, qui est une impédance binaire à constante de temps invariante, associée à sa logique de commande (figure 3.4)

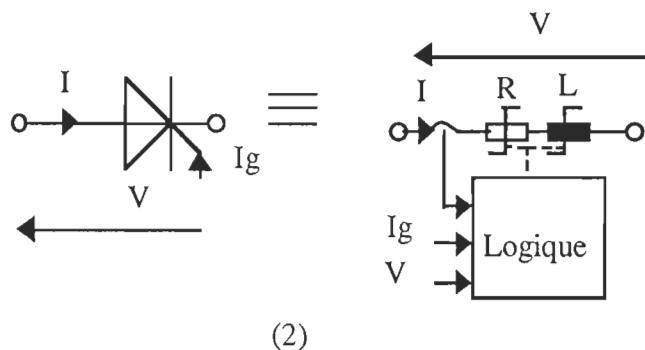
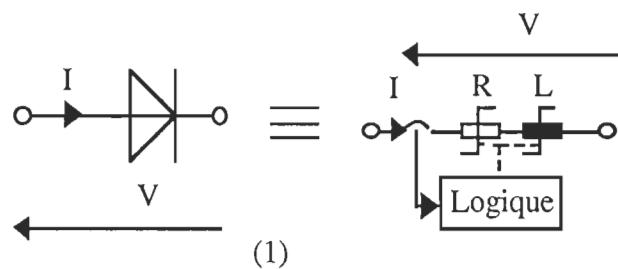


Figure 3.4: Macro-modèles utilisés (état passant: $L=L_p=1E-05 \text{ H}$,
 $R=R_p=0.1 \Omega$; état bloqué: $L=L_b=100 \text{ H}$, $R=R_b=1E+05 \Omega$)

La logique associée est la suivante:

-Diode: si $I>0$, alors la diode est passante ($R=R_p$, $L=L_p$)
 sinon elle est bloquée ($R=R_b$, $L=L_b$)

-Thyristor: si ($(V>0 \text{ et } I_g>0)$ ou $I>I_m$) alors le thyristor est passant
 $(R=R_p, L=L_p)$

si $I < I_m$ alors il est bloqué ($R=R_b$, $L=L_b$)
 sinon il est bloqué ($R=R_b$, $L=L_b$)

I_g est le courant de gachette, I_m est le courant de maintien. La résolution du modèle d'état se fait avec l'algorithme d'Euler-Arrière. Le principe de la formulation à topologie fixe a été retenu [5]: à chaque pas de calcul, l'ordre du système est le même que le nombre de variables d'état. Le logiciel ATOSEC5 permettra de valider les résultats obtenus par la méthode itérative.

3.3.2 Description de l'algorithme

L'algorithme est donné à figure 3.5. Il permet de déterminer les sources de courant non-linéaires recherchées et d'effectuer la simulation globale du système. Un calcul préliminaire (initialisation) détermine une première estimation du courant instantané d'alimentation de chaque convertisseur fonctionnant seul sur une durée T , courants notés J_1^0 et J_2^0 . Cet estimé non-nul accélère la convergence. De ce calcul sont extraits les courants maxima de chaque convertisseur $J_{1\max}^0$ et $J_{2\max}^0$. A la fin de la première itération, les écarts relatifs $E_{rc1}^1(t)$ et $E_{rc2}^1(t)$ respectivement du convertisseur-1 et du convertisseur-2 sont calculés (3.1,3.2):

$$E_{rc1}^1(t) = \frac{J_1^1(t) - J_1^0(t)}{J_{1\max}^0} \quad (3.1)$$

$$E_{rc2}^1(t) = \frac{J_2^1(t) - J_2^0(t)}{J_{2\max}^0} \quad (3.2)$$

La forme généralisée est donnée par l'équation 3.3:

$$E_{\text{rcn}}^i(t) = \frac{J_n^i(t) - J_n^{i-1}(t)}{J_{n \max}^{i-1}} \quad (3.3)$$

où:

- $J(t)$: courant instantané stocké à chaque itération
- n : numéro du convertisseurs (1,2,3...)
- i : nombre d'itération (0,1,2,3,...)

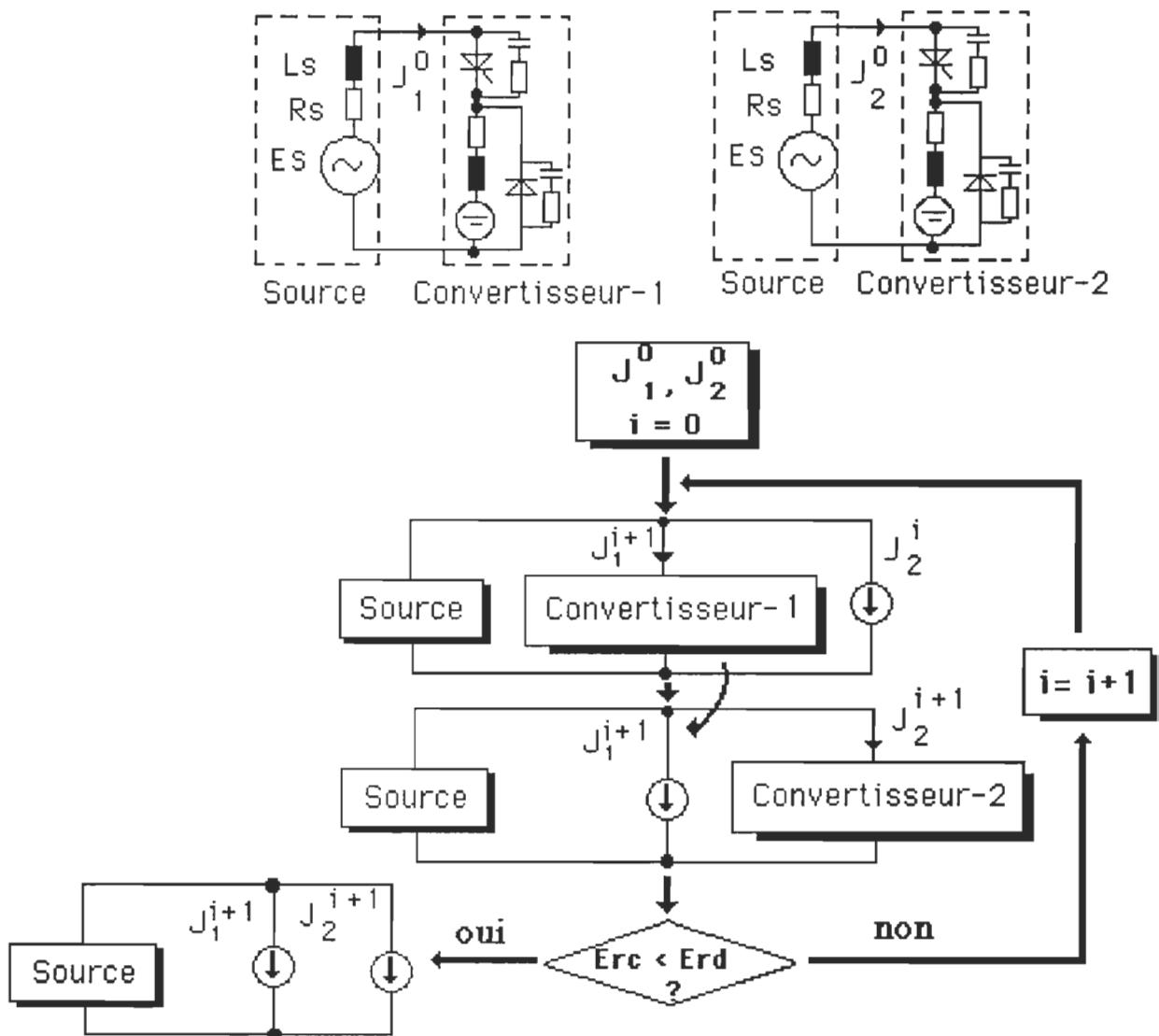


Figure 3.5: Organigramme de la méthode itérative appliquée au cas du système multi-convertisseurs de la figure 3.3

Ces écarts relatifs sont calculés à chaque pas de calcul. Le calcul itératif cesse lorsque le critère de convergence globale E_{rc} est vérifié, E_{rd} étant l'écart relatif désiré (3.4):

$$E_{rc} = \text{Max} |E_{rcn}^i(t)| \leq E_{rd} \quad (3.4)$$

Au terme de ces itérations, on obtient les sources de courants équivalentes de chaque convertisseur.

3.4 Validation de la méthodologie

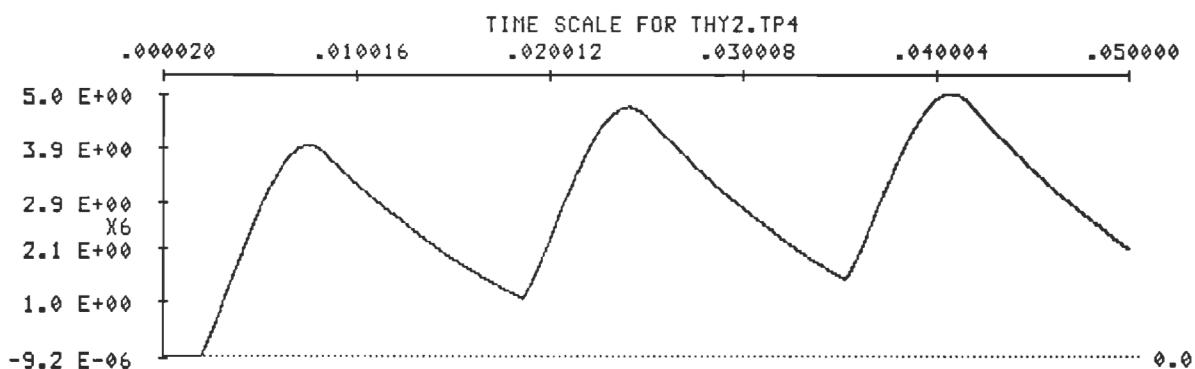
3.4.1 Application au cas de deux convertisseurs de courant monophasés à thyristors

La validation des résultats obtenus par la nouvelle méthode est faite par la comparaison avec ceux obtenus à partir de la simulation globale du système complet (figure 3.3) par ATOSEC5. Il ressort que:

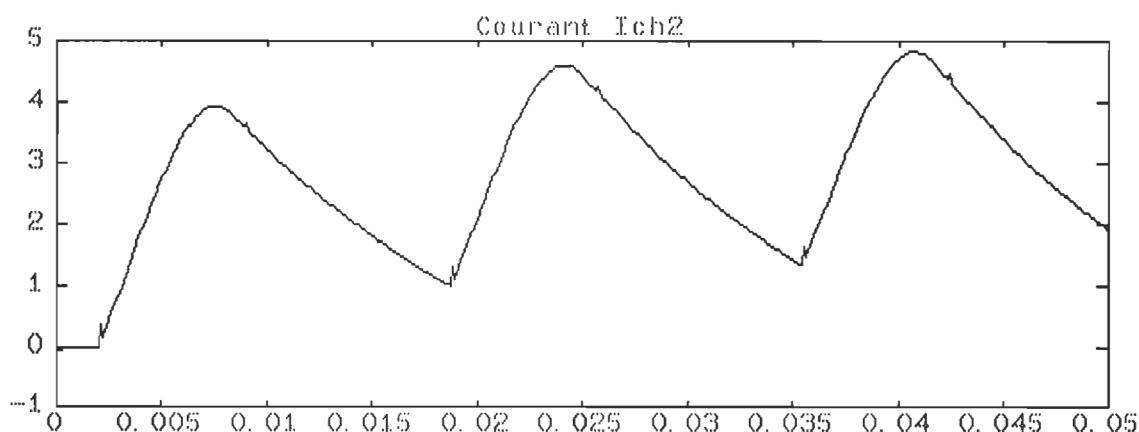
- la convergence est plus rapide si le pas fixe est plus petit;
- la convergence est plus lente si l'écart E_{rd} désiré est plus petit, pour un pas donné;
- si il y a convergence des courants absorbés par les convertisseurs, alors il en est de même pour toutes les autres grandeurs du système.

La méthode permet d'obtenir les régimes transitoires et permanents des sources de courant non-linéaires équivalentes recherchées. Les figures 3.6 présentent quelques résultats de simulation obtenus par ATOSEC5 comparés

à ceux obtenus par la méthodologie appliquée au logiciel MATLAB. L'écart désiré est de 5 %. Le nombre d'itérations est de 3 avec un pas de calcul fixe de 0.1 ms. La simulation est faite sur 3 périodes de réseau 60 Hz.

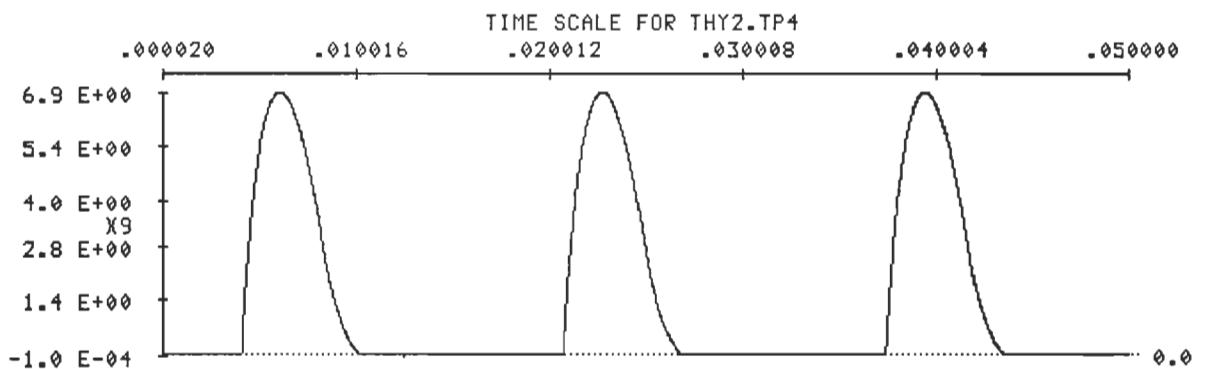


Courant de charge du système 1 obtenu par ATOSEC5 (fichier THY2.dat)

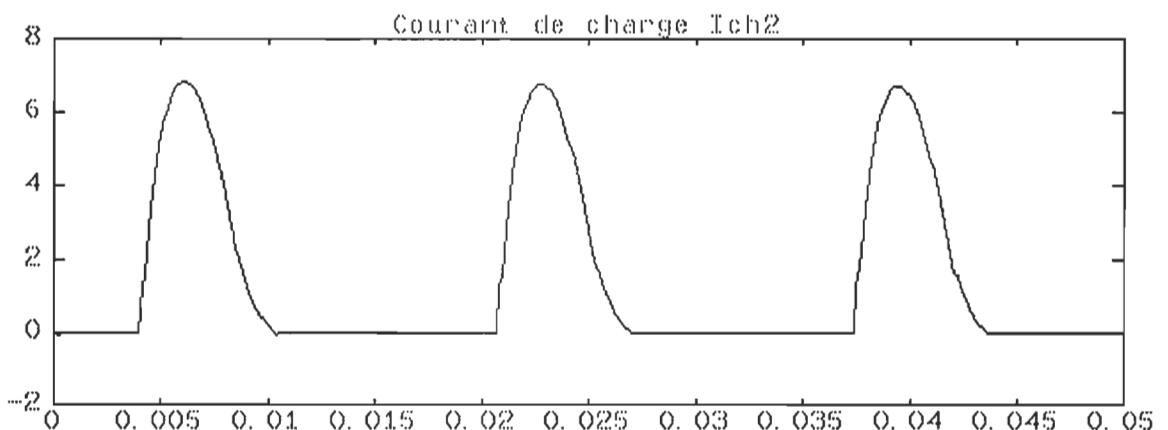


Courant de charge du système 1 obtenu par MATLAB (fichier SERIE.m)

Figure 3.6.a: Résultats de simulation, en vue de la validation de la méthodologie: courant de charge du système numéro 1



Courant de charge du système 2 obtenu par ATOSEC5 (fichier THY2.dat)



Courant de charge du système 2 obtenu par MATLAB (fichier SERIE.m)

Figure 3.6.b: Résultats de simulation, en vue de la validation de la méthodologie: courant de charge du système numéro2

3.4.2 Implantation de la méthodologie dans le logiciel ATOSEC5

La comparaison des résultats obtenus par MATLAB avec ceux obtenus par ATOSEC5 est très satisfaisante (figures 3.6.a-3.6.b). Afin de vérifier la méthodologie sur des systèmes plus complexes (nombre de variables d'état

plus élevé), la méthodologie est implantée dans le logiciel ATOSEC5 qui devient ATOSECM. Le principe de validation restera le même que précédemment: ATOSEC5 servira à simuler le montage complet constitué de deux convertisseurs; ATOSECM permettra l'application de la méthodologie présentée au chapitre précédent.

3.4.2.1 Définition des fichiers utilisés

Les modifications apportées au programme se situent essentiellement au niveau du sous-programme "SOURCE". Le paramètre de contrôle PRMT(36) (ou PARA (36)) est utilisé comme identificateur de la procédure. Le tableau 3.1 en donne la signification dans le cas d'un système à deux convertisseurs.

La méthodologie consiste à manipuler des sources de courant ou de tension non-linéaires, qui sont en fait des fichiers. Comme on se limite au cas de deux convertisseurs connectés sur un même réseau, trois fichiers sont nécessaires. Arbitrairement, on attribue le fichier TAPE9 au système numéro 1, le fichier TAPE10 au système numéro 2. Le fichier TAPE11 est un fichier tampon. La méthodologie est caractérisée par deux phases (figure 3.5):

- une phase d'initialisation
- une phase itérative

Selon l'algorithme de la figure 3.5, la phase d'initialisation consiste à calculer le courant (ou les courants, dans le cas de systèmes triphasés)

absorbé par le convertisseur-1 fonctionnant seul: le fichier TAPE9 est utilisé pour stocker les valeurs calculées du courant $J_1^0(t)$, à chaque pas de calcul. Dans ce cas, PRMT(36)=9.

Le fichier TAPE10 est affecté au système 2, fonctionnant seul: il contient les valeurs calculées du courant $J_2^0(t)$ absorbé par le convertisseur 2. Dans ce cas, PRMT(36)=10.

Tableau 3.1
Signification du paramètre de contrôle: PRMT(36)

<u>PRMT(36)</u>	<u>Signification</u>
0	La méthode itérative n'est pas utilisée.
9	La méthode itérative est utilisée en phase d'initialisation: le fichier de stockage TAPE9 est nouvellement créé et ouvert au début du sous-programme "SOL". Il sert alors pour l'écriture des variables d'état choisies pour le convertisseur-1.
10	La méthode itérative est utilisée en phase d'initialisation: le fichier de stockage TAPE10 est nouvellement créé et ouvert au début du sous-programme "SOL". Il sert alors pour l'écriture des variables d'état choisies pour le convertisseur-2.
11	La méthode itérative est utilisée en phase itérative. Les fichiers de stockage TAPE9 et TAPE10 sont ouverts au début du sous-programme "SOL". Ils servent alors pour la lecture car ils contiennent les estimations des variables d'état choisies. Le fichier TAPE11, fichier tampon, est nouvellement créé et ouvert: il sert à l'écriture des variables d'état désirées.

Lors de la phase itérative ($\text{PRMT}(36)=11$), les fichiers TAPE9 et TAPE10 contiennent les estimations des sources de courant équivalentes, respectivement du convertisseur 1 et du convertisseur 2. Puisqu'on doit utiliser leur contenu durant cette phase, un fichier tampon, TAPE11, est utilisé. Dans ce cas, si le système-1 est au complet et en parallèle avec la source de courant équivalente estimée du système-2, le courant du système-1 est stocké dans le fichier TAPE11. En fin d'itération, après une éventuelle analyse par le module de post-traitement (ATO5PPM) permettant de comparer les contenus des fichiers TAPE9 et TAPE11, le contenu de TAPE11 remplace celui de TAPE9, qui contient ainsi la nouvelle estimation de la source équivalente du système-1 recherchée. Le contenu du fichier TAPE10 est utilisé pour le calcul de la source de courant équivalente du convertisseur 2: le fichier TAPE11 servira à son stockage. En fin d'itération, son contenu remplacera celui de TAPE10, pour les mêmes raisons que précédemment, et ainsi de suite jusqu'à ce que le critère de convergence soit vérifié.

3.4.2.2 Définition du format des sources spéciales utilisées

La manipulation de tels fichiers nécessite l'utilisation de sources spéciales que l'on définit au niveau du sous-programme "SOURCE":

- les sources de lecture de fichier;
- les sources d'écriture de fichier.

Pour définir ces sources, le vecteur SOUDAT(M,6) est utilisé [5]. Ce dernier permet d'utiliser au plus six informations associées à la Mième source. Les sources de lecture permettent de lire le contenu d'un fichier spécifié par le chiffre N. Le format est le suivant:

TYPE: **51,N,Nx1,Nx2,Nx3,0***

TYPE: **52,N,Nx1,Nx2,Nx3,0***

TYPE : **53,N,Nx1,Nx2,Nx3,0***

Avec:

N: numéro de fichier. Selon le tableau 3.1, il peut être 9 ou 10

Nx1,Nx2,Nx3: numéros des variables d'état, que l'on désire lire. Ces trois variables d'état peuvent être identiques ou différentes selon le besoin de l'utilisateur.

0*: non-utilisé

La source de type 51 permet la lecture de la variable d'état X1 contenu dans le fichier N, et ainsi de suite. Selon le tableau 3.1, ces sources seront utilisées dans la phase itérative. Cela suppose PRMT(36)=11. La source d'écriture utilise le même format, mais elle permet l'écriture de trois variables d'état (identiques ou non). Jusqu'à présent, une seule source est nécessaire pour le stockage, par fichier de données:

TYPE: **61,N,Nx1,Nx2,Nx3,0***

TYPE: **62,N,Nx1,Nx2,Nx3,0***

TYPE: **63,N,Nx1,Nx2,Nx3,0***

Avec:

N: numéro de fichier. Selon le tableau 3.1, il peut être 9 ou 10 ou 11

Nx1,Nx2,Nx3: numéros des variables d'état, que l'on désire stocker. Ces trois variables d'état peuvent être identiques ou différentes selon le besoin de l'utilisateur.

0*: non-utilisé

La source de type 61 permet le stockage des trois variables d'état X1, X2 et X3 dans le fichier N, et ainsi de suite. La source de type 61 permet aussi la visualisation de la variable d'état X1 stockée dans le fichier N, et ainsi de suite. Selon le tableau 3.1, le fichier N peut être 9 ou 10 durant la phase d'initialisation (PRMT(36)=9 ou 10), ou 11 durant la phase itérative (PRMT(36)=11). Un fichier de traitement par lots permet la gestion de la méthodologie (annexe 3). Les tableaux 3.2 et 3.3 résume le mode d'emploi des sources dans le cas des deux convertisseurs monophasés de la figure 3.3.

Tableau 3.2

Emploi des sources spéciales lors de la préparation des données:cas de deux convertisseurs monophasés: phase d'initialisation

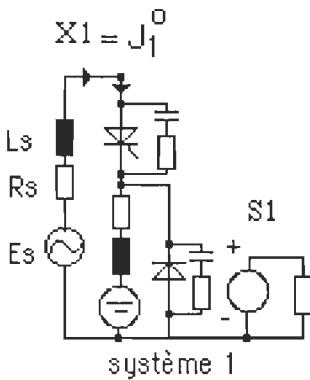
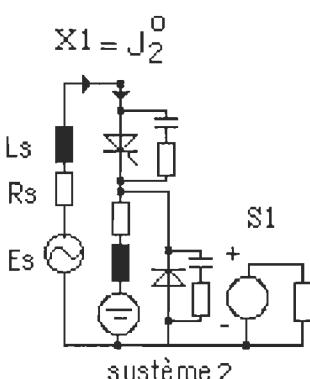
<u>Étapes</u>	<u>Topologies</u>	<u>Sources et paramètres de contrôle</u>
Système 1 seul		<u>S1: source de tension de type 61</u> Type: 61,9,X1,X1,X1,0 Le courant J_1^0 est stocké dans le fichier 9 à l'aide de la source S1. PRMT(36)=9
Système 2 seul		<u>S1: source de tension de type 61</u> Type: 61,10,X1,X1,X1,0 Le courant J_2^0 est stocké dans le fichier 10 à l'aide de la source S1. PRMT(36)=10

Tableau 3.3

Emploi des sources spéciales lors de la préparation des données:cas de deux convertisseurs monophasés: phase itérative

<u>Étape</u>	<u>Topologies</u>	<u>Sources</u>
<u>Itération n</u>		
Système 1 au complet PRMT(36)=11		<u>S1: source de tension de type 61</u> Format: 61,11,X1,X1,X1,0 Le courant J_1^n est stocké dans le fichier 11 à l'aide de la source S1. <u>S2: source de tension de type 51</u> Format: 51,9,X1,X1,X1,0 Le courant J_1^{n-1} est lu dans le fichier 9 à l'aide de la source S2. <u>S3: source de courant de type 51</u> Format : 51,10,X1,X1,X1,0 Le courant J_2^{n-1} est lu dans le fichier 10 à l'aide de la source S3.
Système 2 au complet PRMT(36)=11		<u>S1: source de tension de type 61</u> Format : 61,11,X1,X1,X1,0 Le courant J_2^n est stocké dans le fichier 11 à l'aide de la source S1. <u>S2: source de tension de type 51</u> Format : 51,10,X1,X1,X1,0 Le courant J_2^{n-1} est lu dans le fichier 10 à l'aide de la source S2. <u>S3: source de courant de type 51</u> Format : 51,9,X1,X1,X1,0 Le courant J_1^{n-1} est lu dans le fichier 9 à l'aide de la source S3.

Dans le cas de convertisseurs monophasés, on doit stocker trois fois la même variable d'état. L'annexe 3 donne les fichiers de préparation de données dans le cas de ces deux convertisseurs monophasés:

SYST1.dat: fichier de données du convertisseur-1 fonctionnant seul;

SYST2.dat: fichier de données du convertisseur-2 fonctionnant seul;

SYST1I.dat: fichier de données du convertisseur-1 au complet, le convertisseur-2 étant remplacé par sa source de courant équivalente;

SYST2I.dat: fichier de données du convertisseur-2 au complet, le convertisseur-1 étant remplacé par sa source de courant équivalente.

Le fichier de traitement par lot permet une gestion automatique de la méthodologie. Il est commenté en annexe 3. Quelque soit la source spéciale utilisée, celle-ci doit être introduite dans la description topologique du montage pour que l'écriture ou la lecture dans un fichier ait lieu. Les modifications portées dans le programme-source sont représentées par la figure 3.7. L'application de la méthodologie au même type de système multi-convertisseur constitué de deux convertisseurs monophasés de la figure 3.3 avec ATOSECM confirme le succès de l'implantation de la méthode itérative de simulation globale.

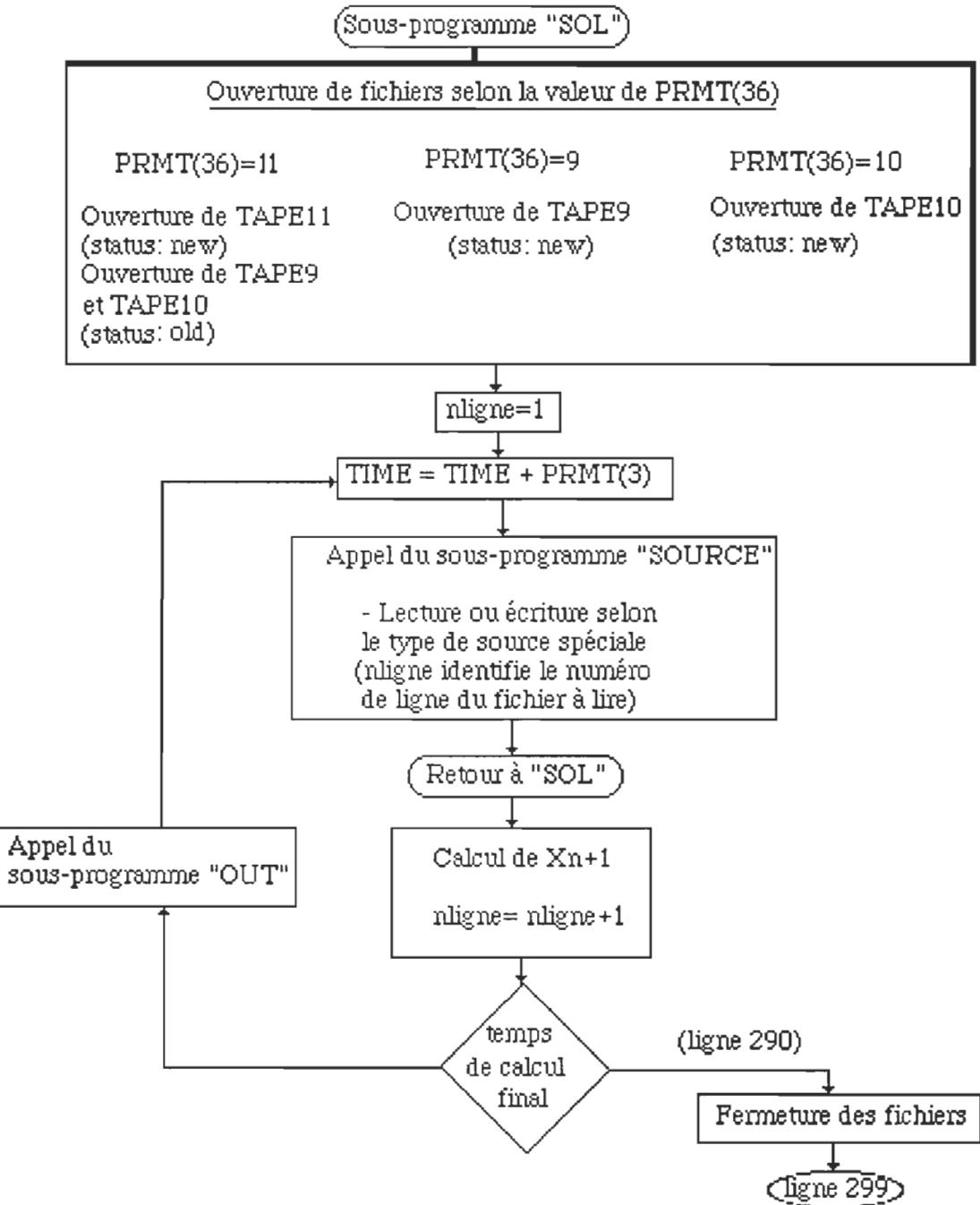
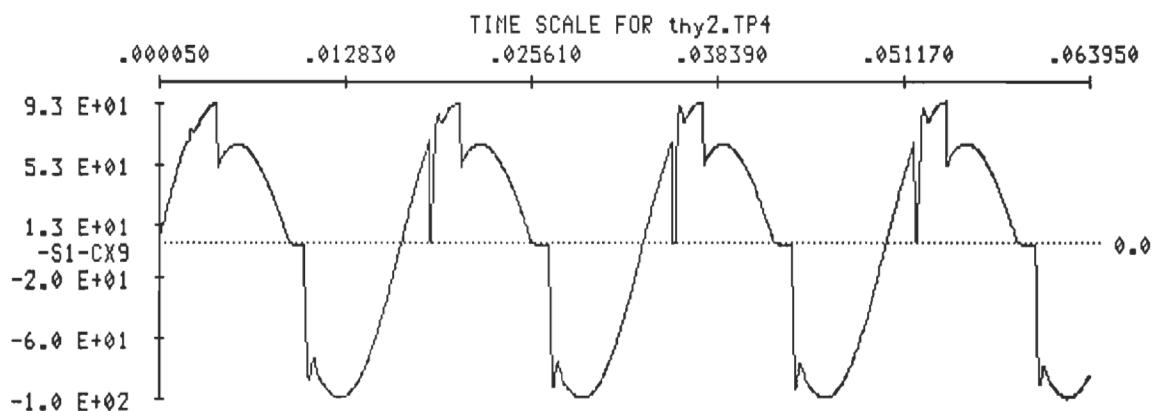


Figure 3.7: Modification du programme source pour l'implantation de la méthode itérative

La figure 3.8 représente la tension appliquée aux convertisseurs et le courant de chacun de ces convertisseurs. Ces courbes sont obtenues par ATOSEC5 à partir de la simulation globale du système complet (figure 3.3) et par ATOSECM avec la méthode itérative.

1-ATOSEC5



2-ATOSECM

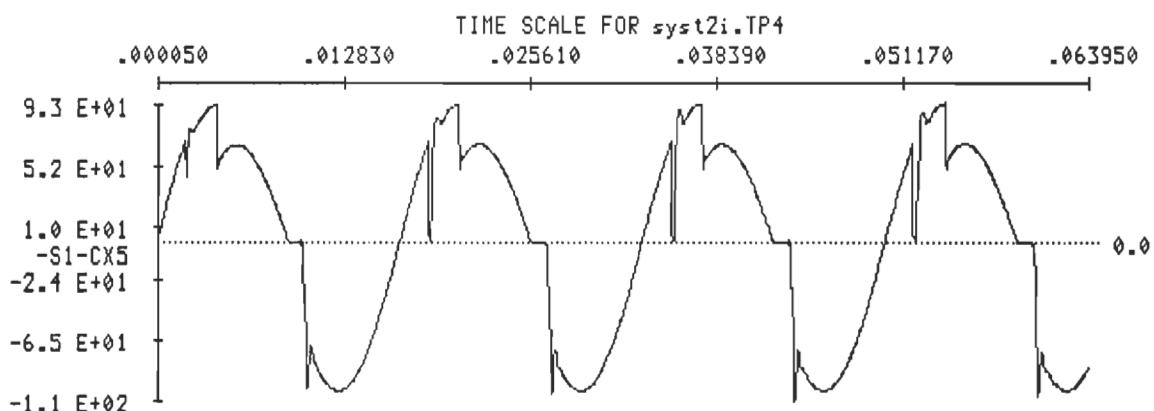
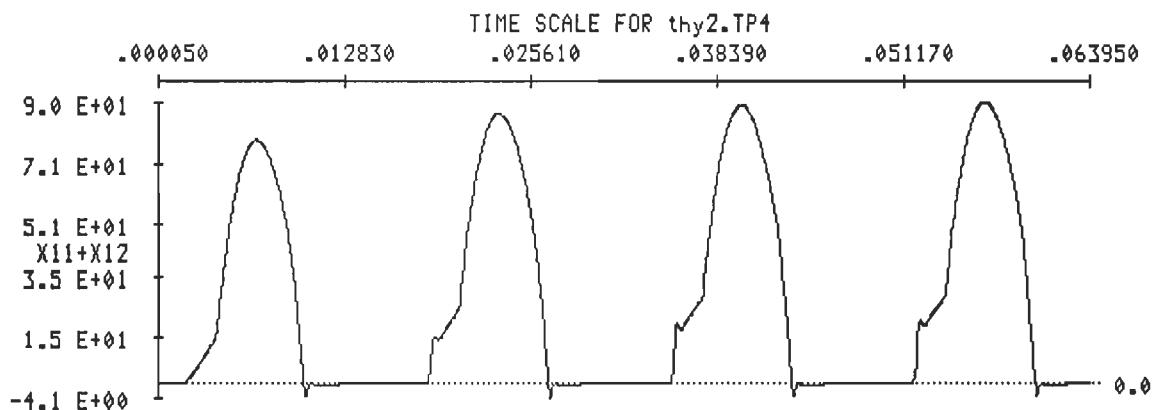


Figure 3.8.a: Comparaison des résultats obtenus:tension de ligne

1-ATOSEC5



2-ATOSECM

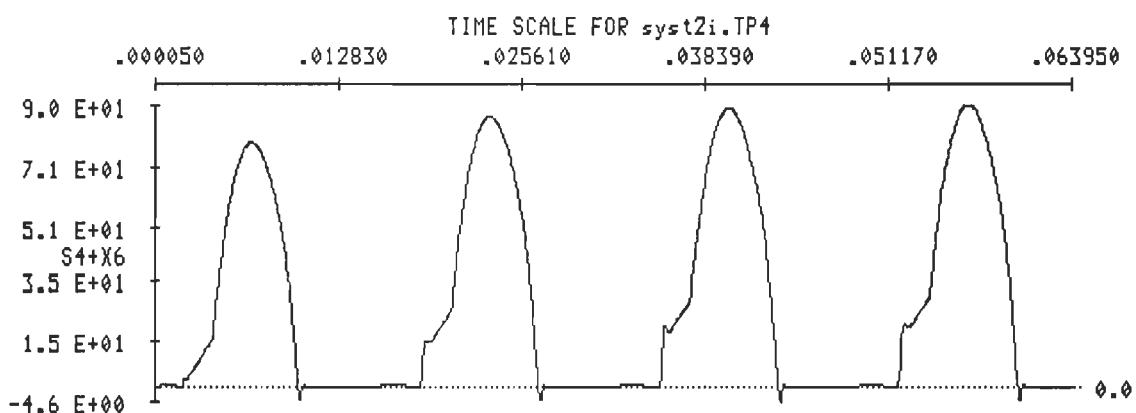


Figure 3.8.b: Comparaison des résultats obtenus:courant de ligne

Le tableau 3.4 confirme la validité des résultats par l'analyse harmonique de ces signaux. Avec 11 variables d'état et un pas de calcul de 50 μ s, le logiciel ATOSEC5 fournit les résultats de simulation sur deux périodes en un temps de calcul de 100 secondes. Avec 5 variables d'état seulement à chaque itération, ATOSECM fournit les résultats au bout de 240 secondes. Il a fallu

4 itérations pour que l'écart désiré de 6 % soit atteint avec le même pas de calcul.

Tableau 3.4

Analyse harmonique des signaux obtenus par ATOSEC5 et ATOSCM

	<u>Analyse harmonique de la tension de ligne</u>		<u>Analyse harmonique du courant de ligne</u>	
	<u>ATOSEC5</u>	<u>ATOSECM</u>	<u>ATOSEC5</u>	<u>ATOSECM</u>
Composante CC:	0.2166 V	0.26 V	21.891 A	21.880 A
Valeur efficace:	63.996 V	62.80 V	35.490 A	35.489 A
Taux de distorsion:	26.465 %	27.27 %	68.71 %	68.774 %

3.4.3 Application au cas de 2 convertisseurs de courant triphasés double alternance à thyristors

La figure 3.9 montre le cas de deux ponts de Graëtz triphasés à thyristors connectés sur la même ligne d'alimentation caractérisée par son impédance interne. L'application de la méthode itérative consiste dans un premier temps à préparer quatre fichiers de données (annexe 3):

- S6TT1.dat: convertisseur-1 connecté seul au réseau;
- S6TT2.dat: convertisseur-2 connecté seul au réseau;
- S6TT1I.dat: convertisseur-1 au complet avec le convertisseur-2 remplacé par trois sources de courants équivalentes;
- S6TT2I.dat: convertisseur-2 au complet avec le convertisseur-1 remplacé par trois sources de courants équivalentes.

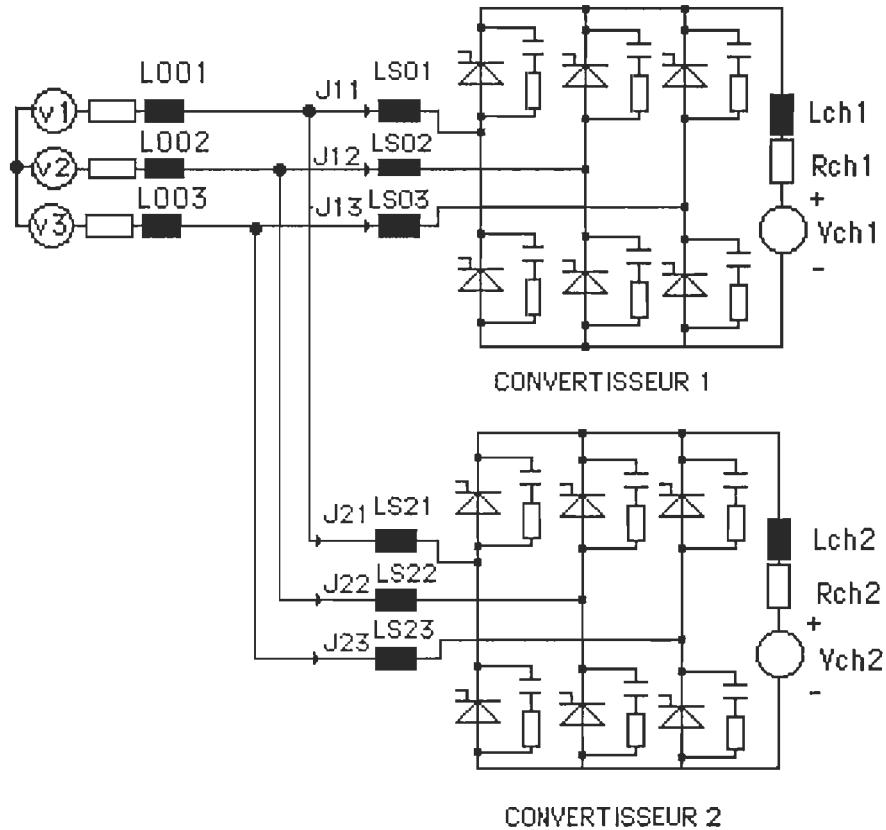


Figure 3.9: Cas d'un système multi-convertisseurs à deux redresseurs triphasés (fichier S6TT.dat)

La figure 3.10 présente la topologie utilisée pour le système 1 lors de la phase d'initialisation. La source de tension ES02 de type écriture (type 61) permet le stockage, pas à pas, des courants J_{11}^0 , J_{12}^0 et J_{13}^0 . Le fichier utilisé est TAPE9 ($N=9$) et $PRMT(36)=9$, conformément au tableau 3.1. Les courants considérés sont mesurés par des inductances de mesure de très faible valeur. Le fichier de données pour la phase initiale du système-2 est de structure identique à celui du système-1. Seuls changent le numéro de fichier N et le PRMT(36).

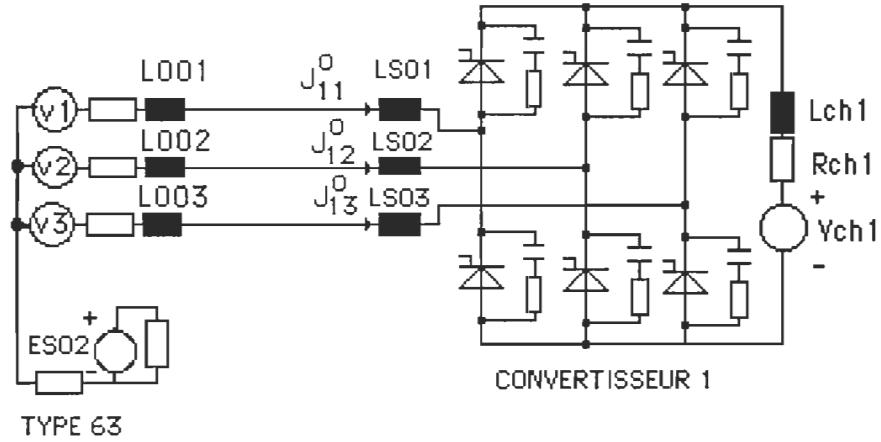


Figure 3.10: Topologie utilisée pour la phase d'initialisation: cas du système-1 (fichier S6TT1.dat)

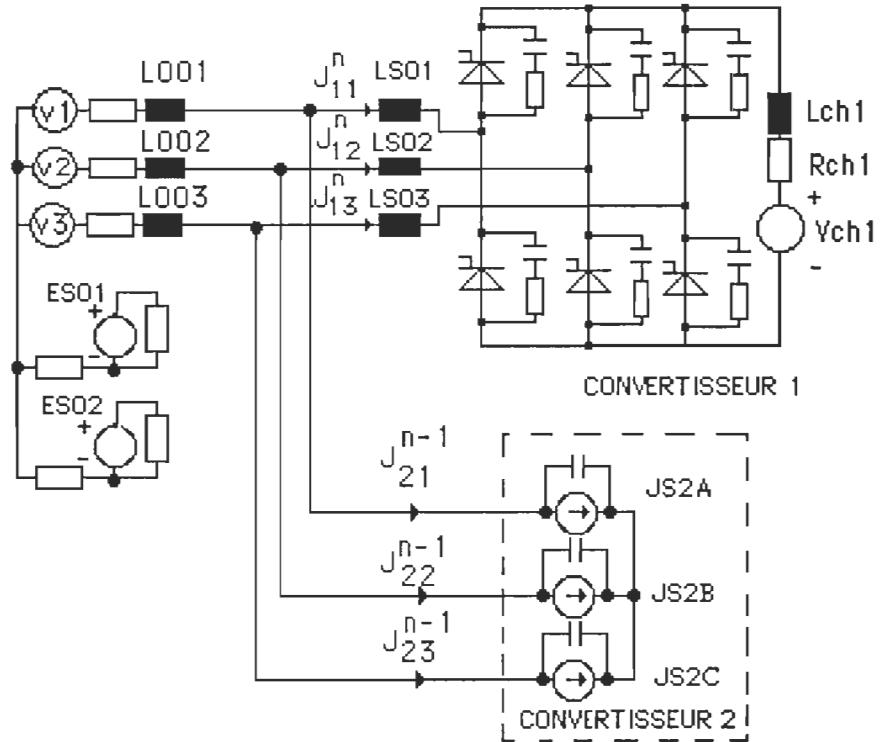


Figure 3.11: Topologie utilisée pour la phase itérative: cas du calcul des courants du système-1 (fichier S6TT1I.dat)

La figure 3.11 représente la topologie utilisée pour l'application de la méthode itérative au calcul des sources de courants équivalentes J_{11}^n , J_{12}^n et J_{13}^n du convertisseur-1 à l'itération n (fichier S6TT1I.dat).

Dans cet exemple, le convertisseur 2 est représenté par trois sources de courant équivalentes calculées à l'itération n-1 (JS2A, JS2B et JS2C). Ces sources de type lecture utilisent le fichier TAPE10 affecté au convertisseur-2. La source de tension ES01 permet la sauvegarde des trois courants calculés dans le fichier tampon TAPE11. La source de tension ES02 permet la lecture d'un des courants J_{1i}^{n-1} sauvegardés dans le fichier TAPE9 pour le calcul et la visualisation graphique de l'écart relatif. Si l'on désire visualiser les trois courants de l'itération précédente, trois sources sont alors nécessaires. Après chaque itération, on effectue l'analyse des signaux et de la convergence par le module de post-traitement (ATO5PPM).

Le fichier de traitement par lots est le même que celui utilisé pour les convertisseurs monophasés. Seuls le nom des fichiers de données est à changer. Les figures 3.12 présentent quelques formes d'ondes obtenus au termes de six itérations, avec un pas de calcul de 50 μ s, pour deux périodes de réseau 60 Hz, avec le logiciel ATOSECM. Le tableau 3.5 donnent la signification des variables d'état pour chacun des fichiers. Ces résultats sont comparés avec ceux obtenus à partir de la simulation du système complet par ATOSEC5, présentés par la figure 3.13. Les figures 3.14 montrent les écart relatifs obtenus à partir de la sixième itération, $E_{rc1}^6(t)$ et $E_{rc2}^6(t)$.

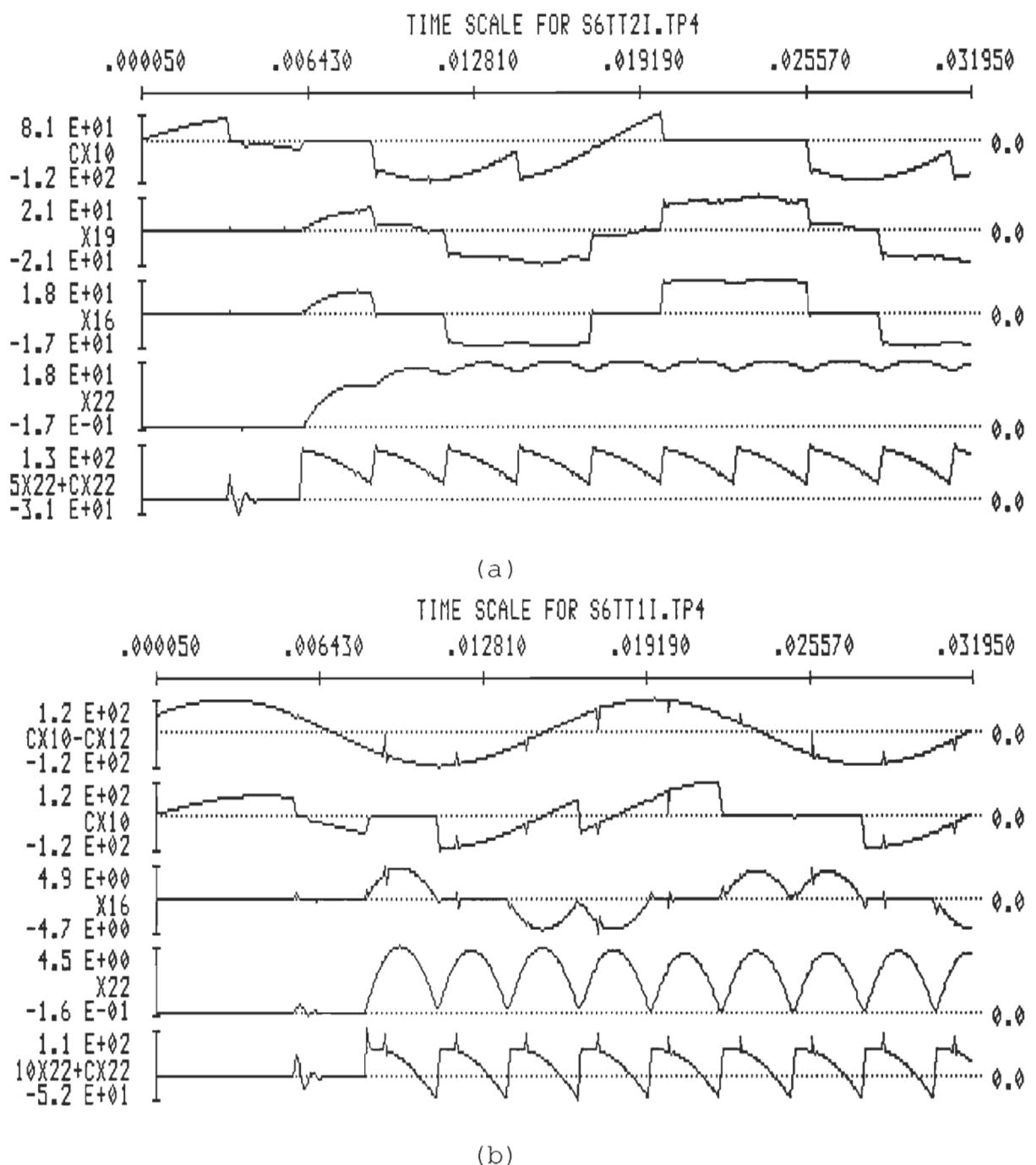


Figure 3.12: Résultats de simulation par la méthode itérative (ATOSECM)

(a): fichier S6TT2I.dat.

(b): fichier S6TT1I.dat

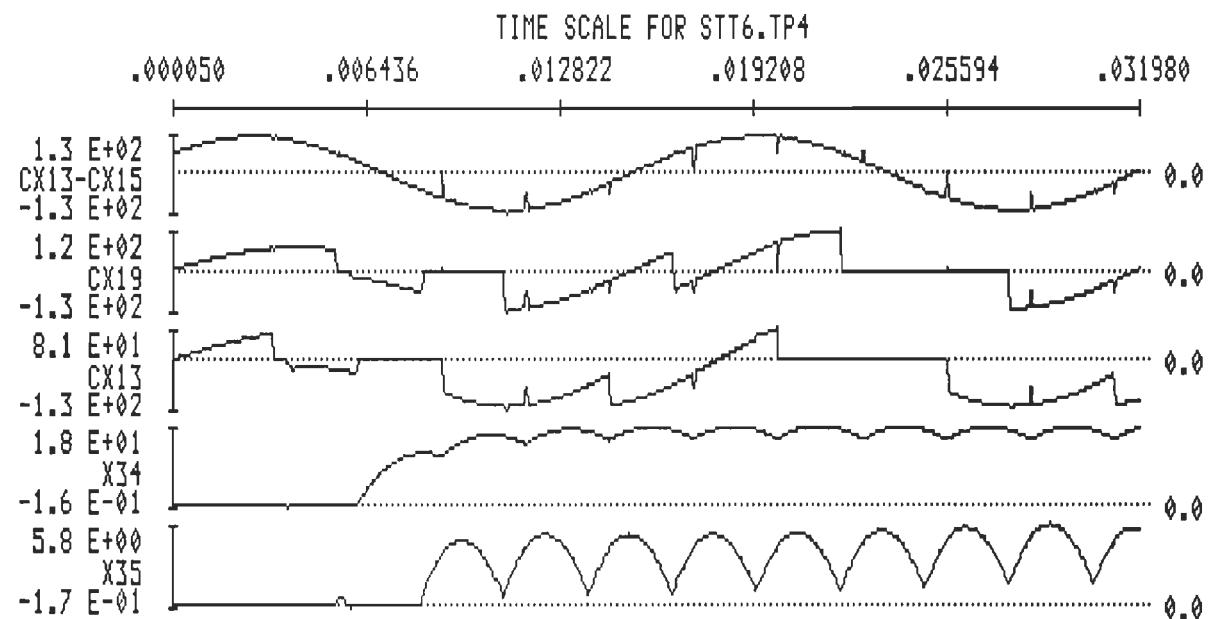
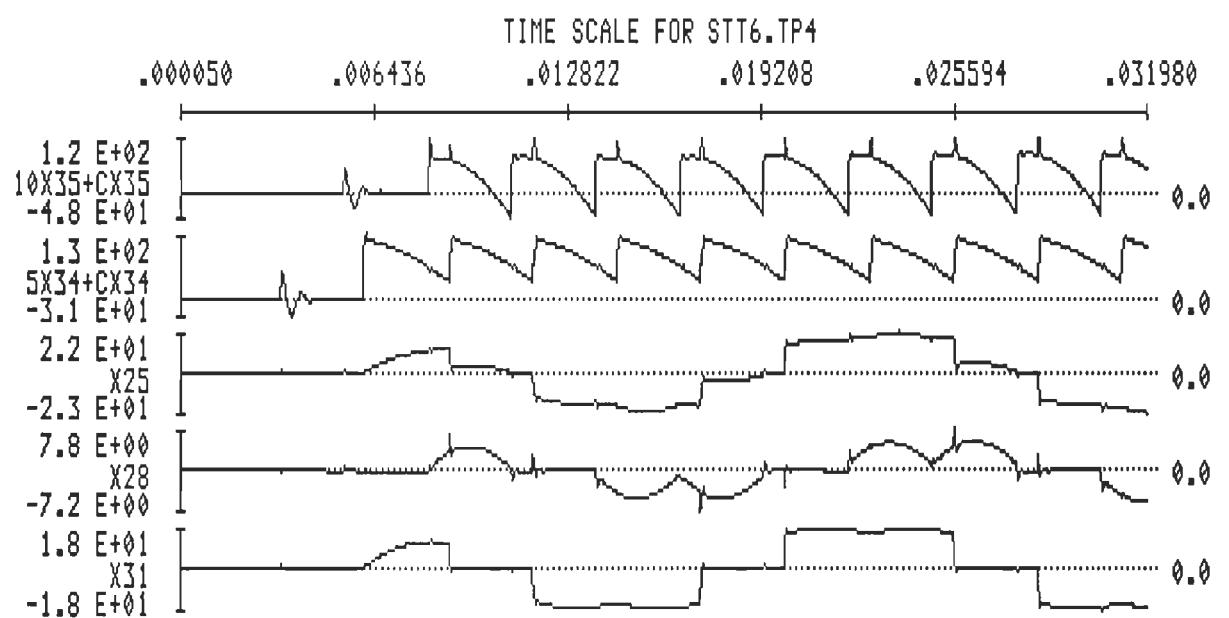


Figure 3.13: Résultats de simulation du système complet par ATOSEC5
(fichier STT6.dat)

Tableau 3.5

Signification des variables d'états des figures 3.12, 3.13 et 3.14

Figure	Fichier de données	Signification des variables d'état
3.12.a	S6TT2I.dat	CX10: tension aux bornes d'un thyristor X19: courant de ligne délivré par la source X16: courant $J_{21}^6(t)$ absorbé par le convertisseur-2 (courant $J_{21}(t)$ à la sixième itération) X22: courant de charge 5X22+CX22: tension de charge
3.12.b	S6TT1I.dat	CX10-CX12:tension de ligne du convertisseur-1 CX10: tension aux bornes d'un thyristor X16: courant $J_{11}^6(t)$ absorbé par le convertisseur-1 (courant $J_{11}(t)$ à la sixième itération) X22: courant de charge 10X22+CX22: tension de charge
3.13	STT6.dat	CX13-CX15:tension de ligne des convertisseurs CX19: tension aux bornes d'un thyristor du convertisseur-1 CX13: tension aux bornes d'un thyristor du convertisseur-2 X34: courant de charge du convertisseur-2 X35: courant de charge du convertisseur-1 10X35+CX35: tension de charge du convertisseur-1 5X34+CX34: tension de charge du convertisseur-2 X25: courant de ligne délivré par la source X28: courant $J_{11}^6(t)$ absorbé par le convertisseur-1 X31: courant $J_{21}^6(t)$ absorbé par le convertisseur-2
3.14.a	S6TT2I.dat	0.0588S6-0.0588X18: écart relatif $E_{rc2}^6(t)$ sur le courant de ligne à l'entrée du convertisseur-2
3.14.b	S6TT1I.dat	0.25S6-0.25X18: écart relatif $E_{rc1}^6(t)$ sur le courant de ligne à l'entrée du convertisseur-1

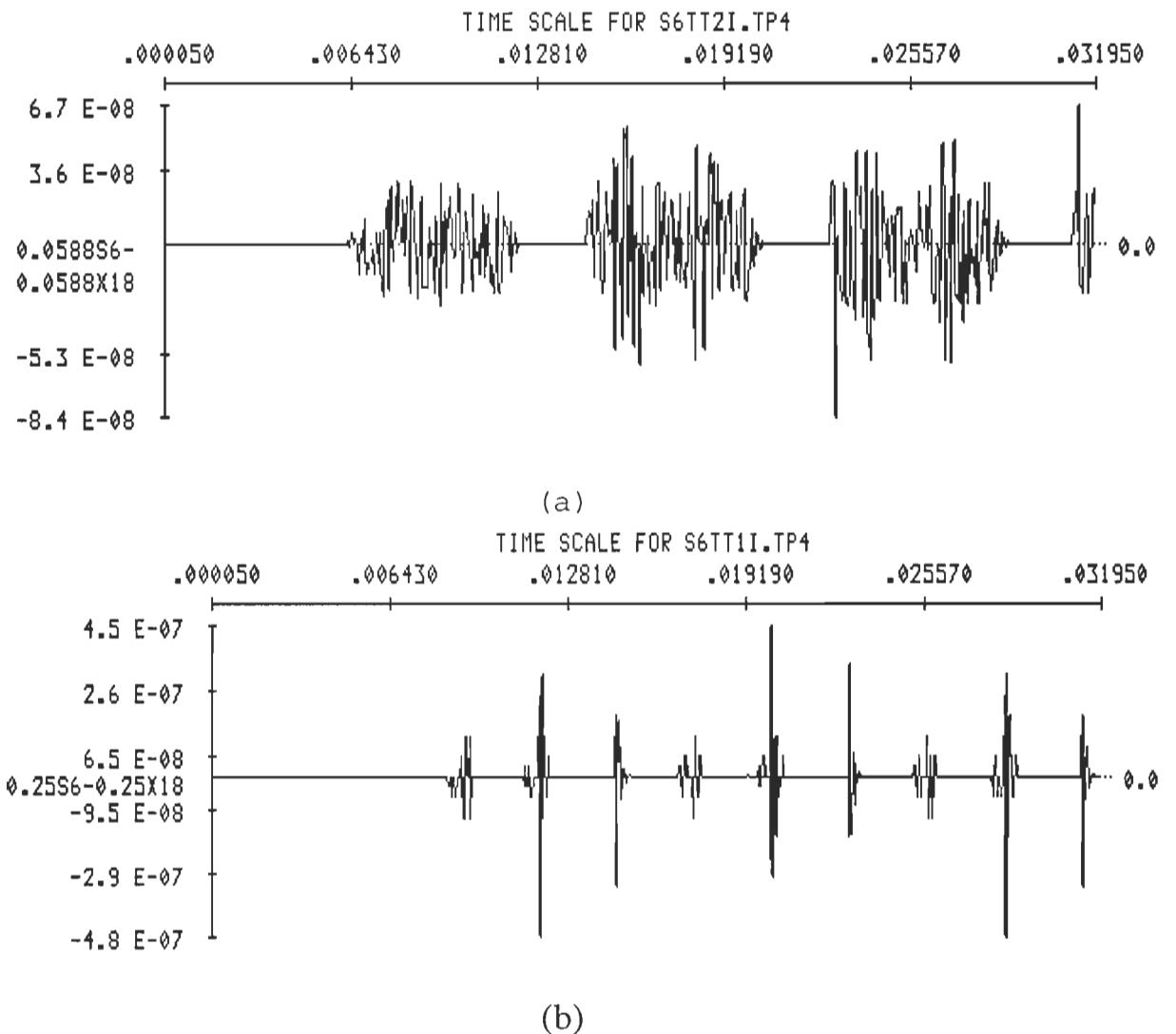


Figure 3.14: Écarts relatifs obtenus après six itérations et un pas de 50 µs.

(a): écart relatif $E_{rc2}^6(t)$

(b): écart relatif $E_{rc1}^6(t)$

L'observation des figures 3.12 et 3.13 montre que toutes les grandeurs tension/courant ont convergé. Le tableau 3.6 met en évidence la relation entre le nombre d'itérations, la durée de calcul, le pas de calcul et l'écart

désiré E_{rd} , pour la détermination des sources équivalentes, sur un temps de simulation de 2 périodes.

Tableau 3.6
Comparaison entre les résultats obtenus par le système complet et la méthode itérative (ordinateur personnel PC-386-25 MHz)

Pas de calcul	Nombre de variables d'état		Nombre de sources		Durée totale de calcul (PC-386; 25 MHz) pour 2 cycles à 60 Hz			
	Système complet	Système itératif	Système complet	Système itératif	Système complet	Système itératif		
						Durée de calcul (s)	Durée de calcul (s)	Nombre d'itération
5e-05	35	22	5	9	640	640	1	10
5e-05						840	2	0.5
1e-04					640	640	2	3
1e-04					360	780	3	0.5

3.5 Conclusion

Finalement, la méthode itérative a été testée sur le cas de deux ponts de Graëtz triphasés connectés sur la même ligne d'alimentation. Le système complet comporte 33 variables d'état. A chaque itération, le calcul s'effectue avec 22 variables d'état. La validation des résultats est effectuée par la simulation du système au complet. Bien que le temps de simulation puisse paraître plus long, l'intérêt de cette méthode est de rendre possible la simulation des systèmes multi-convertisseurs sans nuire à la précision et sans dépasser les limites du logiciel (sur un ordinateur personnel). Ces systèmes peuvent être constitués de plusieurs convertisseurs statiques de natures

différentes (onduleurs, variateurs de courants...) alimentant des charges complexes telles que des machines à courant alternatif. Un fichier de traitement par lots permet le lancement de la méthode itérative. La simulation d'une installation électrique telle que celle du T. de V. devient alors possible en remplaçant autant de convertisseurs que nécessaires par leurs sources de courant équivalentes [17].

CHAPITRE 4

Simulation globale de systèmes convertisseurs-machines asynchrones par le logiciel ATOSECM

4.1 Introduction

Le domaine de la vitesse variable à l'aide de machines à courant alternatif couvre toutes les gammes de puissance. La conception d'un système convertisseur-machine à courant alternatif est grandement facilité par la simulation.

ATOSEC5 rend, jusqu'à présent, aisée la mise au point, l'étude fonctionnelle et la détermination des contraintes sur un convertisseur d'électronique de puissance. Ce chapitre montre qu'il est possible d'étendre ses possibilités au domaine de la vitesse variable des machines à courant alternatif, quelque soit le régime de fonctionnement. Et ce, moyennant quelques modifications du programme-source permettant l'utilisation de divers schémas équivalent tirés de la littérature [5, 14 15, 16]. Trois de ces modèles sont étudiés: ils permettent de montrer que le logiciel ATOSECM est un outil de C.A.O prometteur. Notre investigation se limite au fonctionnement en boucle ouverte.

4.2 Avantages d'un logiciel de simulation globale pour la conception de systèmes convertisseurs-machines

Historiquement, modèles numériques, simulation et analyse des systèmes convertisseurs-machines étaient basés sur la formulation

d'équations décrivant leur fonctionnement, moyennant diverses hypothèses simplificatrices. La programmation s'effectue alors par l'emploi d'un langage de haut niveau. L'approche du problème par l'établissement des équations présente un certain nombre de désavantages significatifs:

- des hypothèses simplificatrices trop poussées comme, par exemple, le fait de supposer un convertisseur idéal;
- la mise en équation est valable pour un type de convertisseur donné, une machine donnée, une loi de commande donnée et toute modification de la topologie nécessite une ré-écriture des équations.

Ces deux désavantages suffisent à montrer l'inflexibilité de tels programmes et les contraintes inhérentes.

Les avantages du logiciel de simulation globale se retrouvent chez tous les logiciels à simulation S.A.P [chapitre 1], tels EMTP, SCEPTRÉ, SACSO-MACHINE ,ATOSEC5 et CIRCUIT+:

- l'utilisateur prépare les données en dessinant son convertisseur à l'aide des composants usuels, la mise en équation est automatique;
- les modifications de topologie sont aisées et l'obtention des nouveaux résultats issus de ces modifications sont immédiats;

En rendant possible la simulation des machines asynchrones par ATOSEC5, ce dernier peut devenir un outil d'investigation privilégié.

4.3 Modélisation de la machine asynchrone triphasée

4.3.1 Problématique de la machine à courant alternatif

D'une façon générale, les machines à courant alternatif sont régies par des systèmes d'équations différentielles pour la résolution desquelles de nombreuses méthodes sont disponibles. Les équations (4.1) et (4.2) de la machine réelle mettent en évidence les non-linéarités et les couplages qui existent entre les différentes phases de la machine. Ces couplages sont complexes car ils dépendent de la position rotorique. Moyennant les hypothèses classiques suivantes:

- paramètres de la machine invariants;
- réciprocité des mutuelles;
- isotropie de la machine;
- force magnéto-motrice à répartition sinusoïdale dans l'entrefer
- phénomènes de saturation, d'hystérésis et courants de foucaults négligés;
- neutre des enroulements statoriques et rotoriques isolés de celui du réseau;

on obtient le modèle mathématique de la machine asynchrone réelle [14]:

$$\begin{bmatrix} [V_s] \\ [V_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_{ss}] & [0] \\ [0] & [R_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \right)$$

avec

$$[v_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}, [I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}, [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}, [R_{rr}] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}, [R_{ss}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{bmatrix}, [L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix}$$

$$[L_{sr}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \phi) & \cos(\theta_r - \phi) \\ \cos(\theta_r - \phi) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \phi) \\ \cos(\theta_r + \phi) & \cos(\theta_r - \phi) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

$$[L_{rs}] = [L_{sr}]^T, \phi = \frac{2\pi}{3} \quad (4.1)$$

Le couple électromagnétique est donné par l'équation générale (4.2):

$$T_{em} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix}^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Ces équations mathématiques décrivent la dynamique des six phases couplées de la machine [14]. La résolution d'un tel système est complexe car les matrices d'état ont des coefficients dépendant du temps à cause du couplage qui existe entre les phases de la machine. Un traitement préalable destiné à permettre une résolution aisée est nécessaire. La mise en forme suivante (4.3) de l'équation générale (4.1) est préconisée pour sa résolution:

$$\frac{d}{dt} [I] = [L]^{-1} [V] - \left([R] + \dot{\theta}_r \frac{d}{d\theta_r} [L] \right) [I]$$

avec

$$[I] = \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix}, [V] = \begin{bmatrix} [V_s] \\ [V_r] \end{bmatrix}, [R] = \begin{bmatrix} [R_{ss}] & [0] \\ [0] & [R_{rr}] \end{bmatrix}, [L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{sr}]^T & [L_{rr}] \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Il est nécessaire d'inverser la matrice inductance $[L]$, dépendant du temps. Ceci a deux conséquences:

- d'une part, il faudrait inverser [L] de façon répétitive dépendement de la méthode de résolution;
- d'autre part, les valeurs prises par les éléments de [L] peuvent rendre délicate son inversion.

Afin d'éviter de multiples inversions de matrices, la simulation de ces systèmes est généralement basée sur des transformations d'axes particulières permettant de rendre la matrice inductance à coefficients constants. Cependant, moyennant un changement de variables, il est aussi possible de proposer un modèle réel de la machine. Nous détaillerons trois modélisations possibles:

- le modèle réel simplifié proposé par Ghani [15];
- le modèle de Bolognani pour une machine asynchrone à cage [16];
- le modèle classique résultant de la transformation de Park [5,14].

4.3.2 Modèle de la machine réelle simplifié de Ghani [15]

Compte tenu des hypothèses utilisées citées précédemment, il ne persiste dans le modèle réel que les couplages entre les phases du stator avec celles du rotor. Le modèle de la machine réelle a plusieurs avantages:

- il préserve l'accès aux grandeurs tensions/courants réelles de la machine;
- il permet l'étude de tout type de fonctionnement (démarrage, coupure de phase, court-circuit...);
- le convertisseur est directement connecté aux phases de la machine.

Le modèle de Ghani permet de contourner le problème posé par la matrice $[L_{sr}]$ (4.1). Le principe est basé sur un changement de variable. L'équation (4.4), tirée de (4.1) décrit une phase statorique de la machine:

$$V_{as} = R_s I_{as} + L_s \frac{dI_{as}}{dt} + M \frac{d}{dt} [I_{ar} \cos(\theta_r) + I_{br} \cos(\theta_r + \phi) + I_{cr} \cos(\theta_r - \phi)] \quad (4.4)$$

avec: $\phi = \frac{2\pi}{3}$.

Si on pose:

$$J_{as} = \frac{L_{sr}}{L_s} [I_{ar} \cos(\theta_r) + I_{br} \cos(\theta_r + \phi) + I_{cr} \cos(\theta_r - \phi)] \quad (4.5)$$

On considère ainsi une source de courant non-linéaire fonction de la position rotorique et regroupant tous les termes de couplage. En appliquant cette méthodologie à toutes les autres phases statoriques et rotoriques, nous aboutissons au schéma équivalent de la figure 4.1. Les autres sources de courant équivalentes ont pour expression :

$$J_{bs} = \frac{L_{sr}}{L_s} [I_{br} \cos(\theta_r) + I_{cr} \cos(\theta_r + \phi) + I_{ar} \cos(\theta_r - \phi)] \quad (4.6)$$

$$J_{cs} = \frac{L_{sr}}{L_s} [I_{cr} \cos(\theta_r) + I_{ar} \cos(\theta_r + \phi) + I_{br} \cos(\theta_r - \phi)] \quad (4.7)$$

$$J_{ar} = \frac{L_{sr}}{L_r} [I_{as} \cos(\theta_r) + I_{cs} \cos(\theta_r + \phi) + I_{bs} \cos(\theta_r - \phi)] \quad (4.8)$$

$$J_{br} = \frac{L_{sr}}{L_r} [I_{bs} \cos(\theta_r) + I_{as} \cos(\theta_r + \phi) + I_{cs} \cos(\theta_r - \phi)] \quad (4.9)$$

$$J_{cr} = \frac{L_{sr}}{L_r} [I_{cs} \cos(\theta_r) + I_{bs} \cos(\theta_r + \phi) + I_{as} \cos(\theta_r - \phi)] \quad (4.10)$$

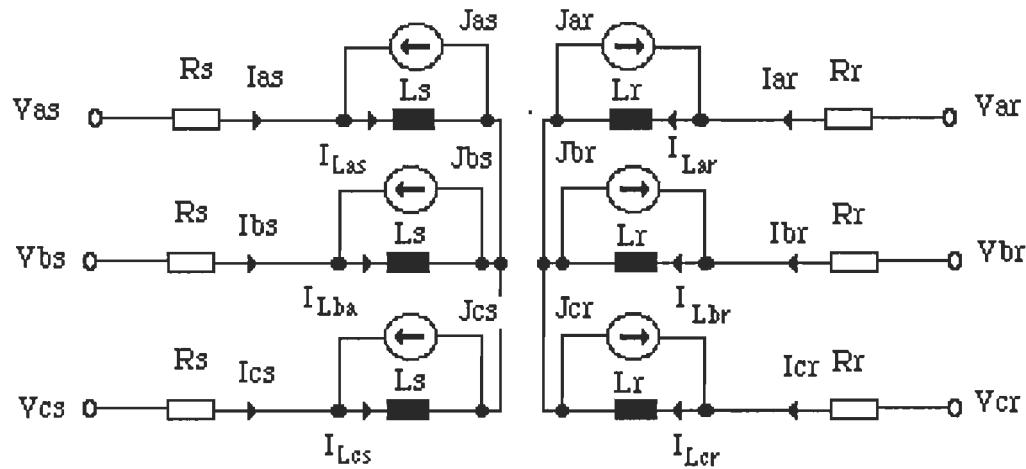


Figure 4.1: Schéma équivalent de la machine asynchrone triphasée réelle simplifiée.

Si on considère le courant traversant chaque inductance comme variable d'état, on obtiendra pour la phase statorique l'équation (4.11):

$$V_{as} = R_s (I_{Las} - J_{as}) + L_s \frac{d I_{Las}}{dt} \quad (4.11)$$

avec

$$I_{Las} = (I_{as} + J_{as}) \quad (4.12)$$

Le modèle d'état de la machine est alors constitué de matrices $[L]$, $[A]$ et $[B]$ à coefficients constants (4.13):

$$[L] \frac{d}{dt} [I] = [A][I] + [B][U]$$

avec:

$$[I] = \begin{bmatrix} [I_{as}] \\ [I_{bs}] \\ [I_{cs}] \end{bmatrix}, [U] = \begin{bmatrix} [V_s] \\ [V_r] \\ [J_s] \\ [J_r] \end{bmatrix}, [A] = - \begin{bmatrix} [R_{ss}] & [0] \\ [0] & [R_{rr}] \end{bmatrix}, [B] = - \begin{bmatrix} [1][0] & [R_{ss}] & [0] \\ [0][1] & [0] & [R_{rr}] \end{bmatrix}$$

$$[I_{Ls}] = \begin{bmatrix} I_{Las} \\ I_{Lbs} \\ I_{Lcs} \end{bmatrix}, [I_{Lr}] = \begin{bmatrix} I_{Lar} \\ I_{Lbr} \\ I_{Lcr} \end{bmatrix}, [J_s] = \begin{bmatrix} J_{as} \\ J_{bs} \\ J_{bs} \end{bmatrix}, [J_r] = \begin{bmatrix} J_{ar} \\ J_{br} \\ J_{cr} \end{bmatrix}, [L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [0] \\ [0] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

La matrice [1] est la matrice unité. L'expression du couple résulte du développement de l'équation (4.2)

$$T_{em} = - PL_{sr} [(I_{ar}I_{as} + I_{ar}I_{bs} + I_{ar}I_{cs}) \sin \theta_r + (I_{ar}I_{bs} + I_{ar}I_{cs} + I_{ar}I_{as}) \sin (\theta_r - \phi) + (I_{ar}I_{cs} + I_{ar}I_{as} + I_{ar}I_{bs}) \sin (\theta_r + \phi)] \quad (4.14)$$

L'équation mécanique (4.15) peut se représenter par un circuit électrique équivalent (figure 4.2), où :

- le moment d'inertie J est représenté par une inductance de même valeur numérique;
- le frottement visqueux F_r par une résistance de même valeur numérique;
- le couple résistant T_l par une source de tension de même valeur numérique.

Le couple électromagnétique est la source de tension T_{em} correspondant à l'équation (4.14). Le courant traversant l'inductance J est la vitesse mécanique ω_m .

$$\frac{d}{dt} \omega_m = \frac{1}{J} [T_{em} - T_l - F_r \omega_m]$$

avec

$$\omega_m = P \omega_r \quad (4.15)$$

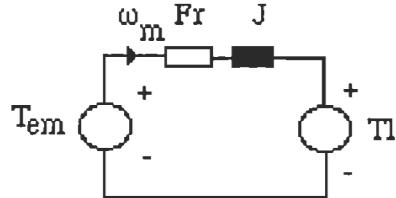


Figure 4.2: Schéma équivalent de l'équation mécanique

On remarque que les schémas équivalents de la machine suffisent à représenter son fonctionnement. En implantant des sources spéciales permettant le calcul du couple électromagnétique et des sources de courants non-linéaires, on pourra utiliser ce modèle réel simplifié lors de la simulation par ATOSECM.

4.3.3 Transformation hybride: modèle de Bolognani [16]

Ce modèle consiste à introduire une transformation d'axe appliquée du côté rotor. Elle permet de rendre la matrice inductance indépendante de la position rotorique, tout en préservant l'accès aux grandeurs statoriques réelles de la machine.

La méthodologie consiste à faire deux transformations d'axes du côté rotor (on se limite au cas où le convertisseur est connecté au stator). Dans un premier temps, une transformation 3phases-dqo est appliquée au rotor. Le référentiel dqo est fixe par rapport au stator. Les grandeurs rotoriques (courants, tensions, flux) obtenues dans le nouveau système sont

$$[X_{r,dqo}] = [P(\theta_r)] [X_r] \quad (4.16)$$

avec la matrice de transformation orthogonale $[P(\theta_r)]$:

$$\left[P(\theta_r) \right] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \phi) & \cos(\theta_r + \phi) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - \phi) & -\sin(\theta_r + \phi) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Afin de ne plus lier les grandeurs rotoriques à l'angle θ_r , on applique une transformation inverse d'asymétrie-dqo-3phasés, qui sera obtenue à partir de la matrice de transformation $[P(0)]$ avec $\theta_r = 0$ (l'axe d coincide avec la première phase statorique de nom "as"). Soit:

$$[X_r^*] = [P(0)]^{-1} [X_r, dqo] \quad (4.18)$$

avec:

$$[P(0)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

Le signe (*) correspond aux grandeurs transformées. Ce qui donne:

$$[X_r^*] = [V(\theta_r)] [X_r] \quad (4.20)$$

avec:

$$[V(\theta_r)] = [P(0)]^{-1} [P(\theta_r)] \quad (4.21)$$

La matrice résultante $[V(\theta_r)]$ a pour expression:

$$[V(\theta_r)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} + \cos \theta_r & \frac{1}{2} + \cos(\theta_r + \phi) & \frac{1}{2} + \cos(\theta_r - \phi) \\ \frac{1}{2} + \cos(\theta_r - \phi) & \frac{1}{2} + \cos \theta_r & \frac{1}{2} + \cos(\theta_r + \phi) \\ \frac{1}{2} + \cos(\theta_r + \phi) & \frac{1}{2} + \cos(\theta_r - \phi) & \frac{1}{2} + \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

La matrice résultante (4.22) est orthogonale car elle résulte du produit de deux matrices qui le sont aussi (4.21). Par conséquent, cette transformation assure la conservation de la puissance. En régime équilibré, l'accès aux grandeurs rotoriques réelles s'obtient de façon immédiate par l'équation (4.22):

$$[X_r] = [V(\theta_r)]^{-1} [X_r^*] \quad (4.23)$$

L'application de la transformation $[V(\theta_r)]$ au rotor se traduit par le développement de l'équation (4.24):

$$\begin{bmatrix} [X_s] \\ [X_r^*] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [1] & [0] \\ [0] & [V(\theta_r)] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [X_s] \\ [X_r] \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

d'où les équations électriques de la machine dans le modèle de Bolognani:

$$\begin{bmatrix} [V_s] \\ [V_r^*] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_{ss}] & [0] \\ [0] & [R_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r^*] \end{bmatrix} + \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} [0] & [0] \\ [0] & [S_{RR}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\Psi_s] \\ [\Psi_r^*] \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [\Psi_s] \\ [\Psi_r^*] \end{bmatrix}$$

avec:

$$\begin{bmatrix} [\Psi_s] \\ [\Psi_r^*] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r^*] \end{bmatrix}, [\Psi_s] = \begin{bmatrix} \Psi_{as} \\ \Psi_{bs} \\ \Psi_{cs} \end{bmatrix}, [\Psi_r^*] = \begin{bmatrix} \Psi_{ar}^* \\ \Psi_{br}^* \\ \Psi_{cr}^* \end{bmatrix}$$

$$[V_r^*] = [V(\theta_r)] [V_r], [I_r^*] = [V(\theta_r)] [I_r], [\Psi_r^*] = [V(\theta_r)] [\Psi_r]$$

$$\begin{aligned} [V_s] &= \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}, [V_r^*] = \begin{bmatrix} V_{ar}^* \\ V_{br}^* \\ V_{cr}^* \end{bmatrix}, [I_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}, [I_r^*] = \begin{bmatrix} I_{ar}^* \\ I_{br}^* \\ I_{cr}^* \end{bmatrix} \\ [L_{sr}] &= [L_{rs}]^T = L_{sr} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix}, [S_{RR}] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.25)$$

Le couple électromagnétique est donnée par:

$$\begin{aligned} T_{em} &= P \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} [I_s] & [I_r^*] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [0] & [0] \\ [0] & [S_{RR}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r^*] \end{bmatrix} \\ T_{em} &= P \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} [I_s] & [I_r^*] \end{bmatrix} [S_{RR}] [L_{RS}] \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r^*] \end{bmatrix} \end{aligned}$$

soit:

$$T_{em} = P \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\frac{3}{2} L_{sr} \right) \left[I_{ar}^* (I_{bs} - I_{cs}) + I_{br}^* (I_{cs} - I_{as}) + I_{cr}^* (I_{as} - I_{bs}) \right] \quad (4.26)$$

Par rapport au modèle précédent, l'expression du couple n'est pas fonction de la position rotorique de façon explicite. Afin d'établir le schéma équivalent de la machine, on considère la phase stator "as". A partir du développement de l'équation (4.25) nous avons:

$$V_{as} = R_s I_{as} + L_s \frac{dI_{as}}{dt} + L_{sr} \frac{dI_{ar}^*}{dt} - \frac{L_{sr}}{2} \frac{dI_{br}^*}{dt} - \frac{L_{sr}}{2} \frac{dI_{cr}^*}{dt} \quad (4.27)$$

Compte tenu des hypothèses générales supposant entre autre un couplage étoile pour les enroulements statoriques ou rotoriques:

$$I_{cs} = - (I_{as} + I_{bs}) \quad (4.28)$$

$$V_{as} = R_s i_{as} + L_s \frac{dI_{as}}{dt} + M_{sr} \frac{dI_{ar}^*}{dt} \quad (4.29)$$

avec:

$$M_{sr} = \frac{3}{2} L_{sr}$$

De la même façon, on aura pour une phase rotorique:

$$V_{ar}^* = R_r I_{ar} + L_r \frac{dI_{ar}^*}{dt} + M_{sr} \frac{dI_{as}}{dt} + e_a' + e_a'' \quad (4.30)$$

avec:

$$e_a' = \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} M_{sr} (I_{bs} - I_{cs}) \text{ et } e_a'' = \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} L_r (I_{br}^* - I_{cr}^*) . \quad (4.31)$$

Un calcul similaire pour les autres phases de la machine nous permet d'aboutir au schéma équivalent de la figure 4.3. Les autres sources de tensions non-linéaires du rotor ont pour expression:

$$\begin{aligned} e_b' &= \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} M_{sr} (I_{cs} - I_{as}), \quad e_b'' = \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} L_r (I_{cr}^* - I_{ar}^*), \quad e_c' = \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} M_{sr} (I_{as} - I_{bs}) \\ \text{et } e_c'' &= \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} L_r (I_{ar}^* - I_{br}^*) . \end{aligned} \quad (4.32)$$

Le modèle de Bolognani peut s'appliquer dans le cas de machines à rotor bobiné. Dans le cas où le convertisseur serait connecté au rotor, cette même

transformation peut s'appliquer aux grandeurs statoriques. On disposerait ainsi de grandeurs réelles de la machine et du convertisseur au rotor. Dans ce cas, le modèle est identique, les grandeurs portant l'indice "s" du stator prennent l'indice "r" du rotor et inversement.

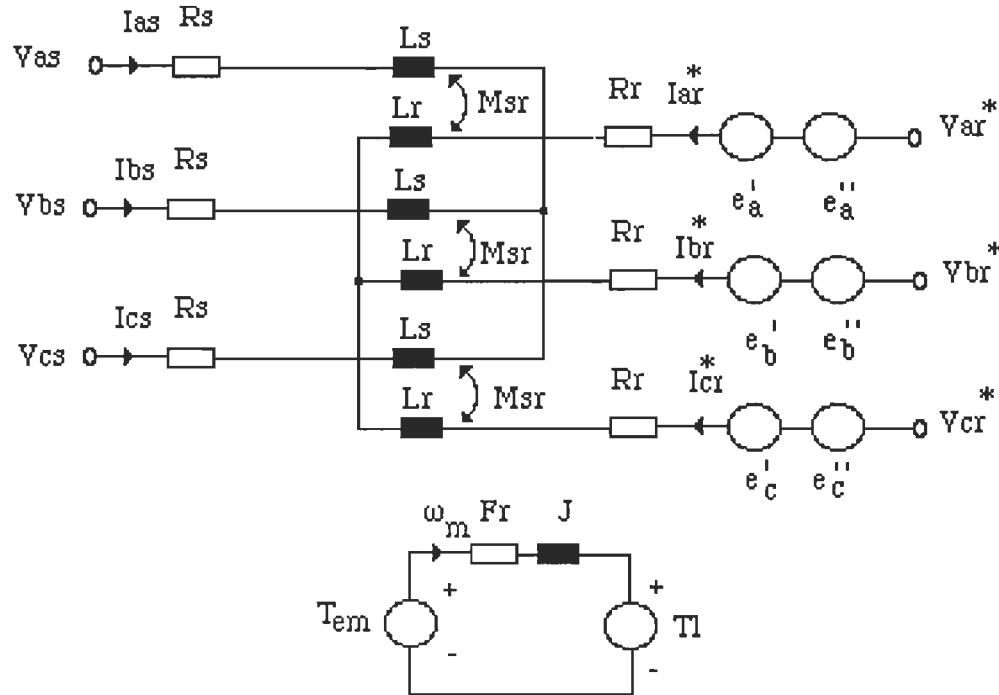


Figure 4.3: Modèle de Bolognani de la machine asynchrone triphasée à cage

4.3.4 Transformation d'axe d'qo classique ou transformation de PARK

La transformation utilisée est celle de Park dite modifiée, car elle se caractérise par une matrice de transformation orthogonale [5, 14]. La transformation permet de rendre la matrice inductance invariante mais aussi de réduire l'ordre du système, en considérant une machine biphasée équivalente, en régime équilibré. La matrice usuelle utilisée est la suivante:

$$\left[P(\theta_r) \right] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \phi) & \cos(\theta_r + \phi) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - \phi) & -\sin(\theta_r + \phi) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

Comme pour le modèle de Bolognani, la composante homopolaire n'est pas considérée car elle n'intervient pas dans le transfert de puissance en régime équilibré.

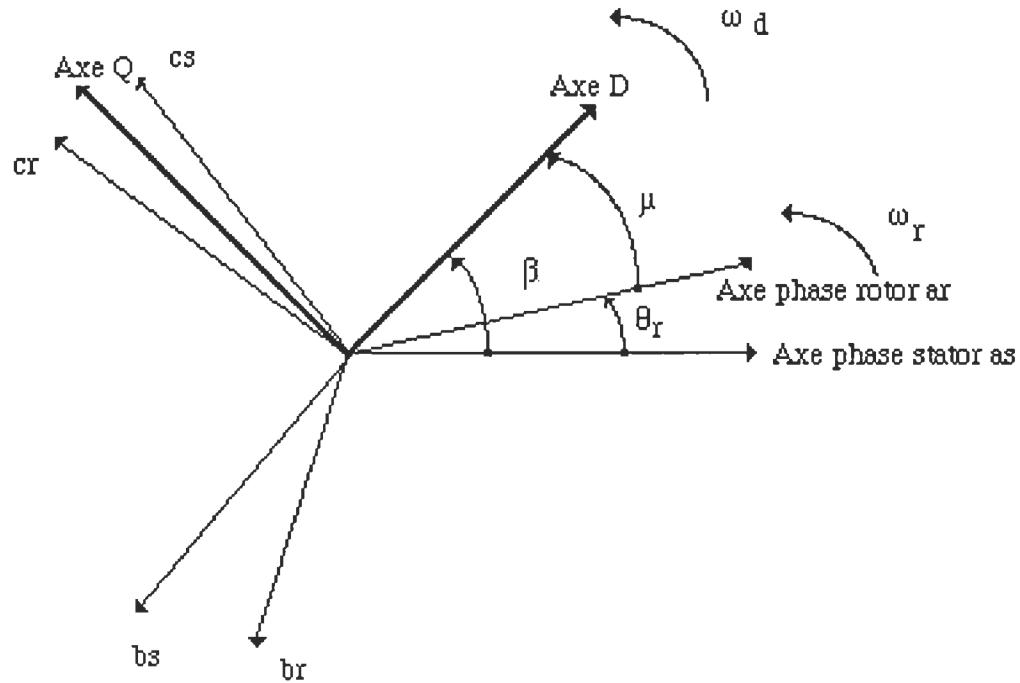


Figure 4.4: Signification géométrique de la transformation d'axes dq [5]

Selon la figure 4.4, les grandeurs transformées sont:

$$[X_{s,dq}] = [P_s(\theta_r)] [X_s] \quad (4.34)$$

$$[X_{r,dq}] = [P_r(\theta_r)] [X_r] \quad (4.35)$$

avec:

$$[P_S(\theta_r)] = [P(\beta)] \quad (4.36)$$

$$[P_r(\theta_r)] = [P(\mu)] \quad (4.37)$$

Le choix du référentiel peut être fixé par la disposition du convertisseur [30]:

-si le convertisseur est au stator, le système dq sera fixe par rapport au stator: $\beta = 0, \omega_d = 0, \theta_r = -\mu;$

-si le convertisseur est au rotor, le système dq sera fixe par rapport au rotor: $\beta = \theta_r, \omega_d = \omega_r, \mu = 0.$

Les équations de la machine sont données par l'équation (4.38) [5, 14]:

$$[V_{dq}] = [R] [I_{dq}] + [L] p [I_{dq}] \quad (4.38)$$

$$T_{em} = P M_{sr} (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (4.39)$$

avec:

$$[V_{dq}] = [V_{ds} \ V_{qs} \ V_{dr} \ V_{qr}]^T, [I_{dq}]^T = [i_{ds} \ i_{qs} \ i_{dr} \ i_{qr}]^T$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{sr} & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M_{sr} \\ M_{sr} & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M_{sr} & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & -L_s \omega_d & 0 & -M_{sr} \omega_d \\ L_s \omega_d & R_s & M_{sr} \omega_d & 0 \\ 0 & -M_{sr}(\omega_d - \omega_r) & R_r & -L_r(\omega_d - \omega_r) \\ M_{sr}(\omega_d - \omega_r) & 0 & L_r(\omega_d - \omega_r) & R_r \end{bmatrix}$$

Dans le cas où le convertisseur est au stator, $\omega_d = 0$. Le modèle de la machine correspondant à une telle description mathématique est représenté par la figure 4.5. Les sources équivalentes de tension apparaissant dans cette figure sont fonctions des flux et ont pour expression:

$$\omega_r \Psi_{dr} = P \omega_m (L_r i_{dr} + M_{sr} i_{ds}) \quad (4.40)$$

$$\omega_r \Psi_{qr} = P \omega_m (L_r i_{qr} + M_{sr} i_{qs}) \quad (4.41)$$

P étant le nombre de paires de pôles.

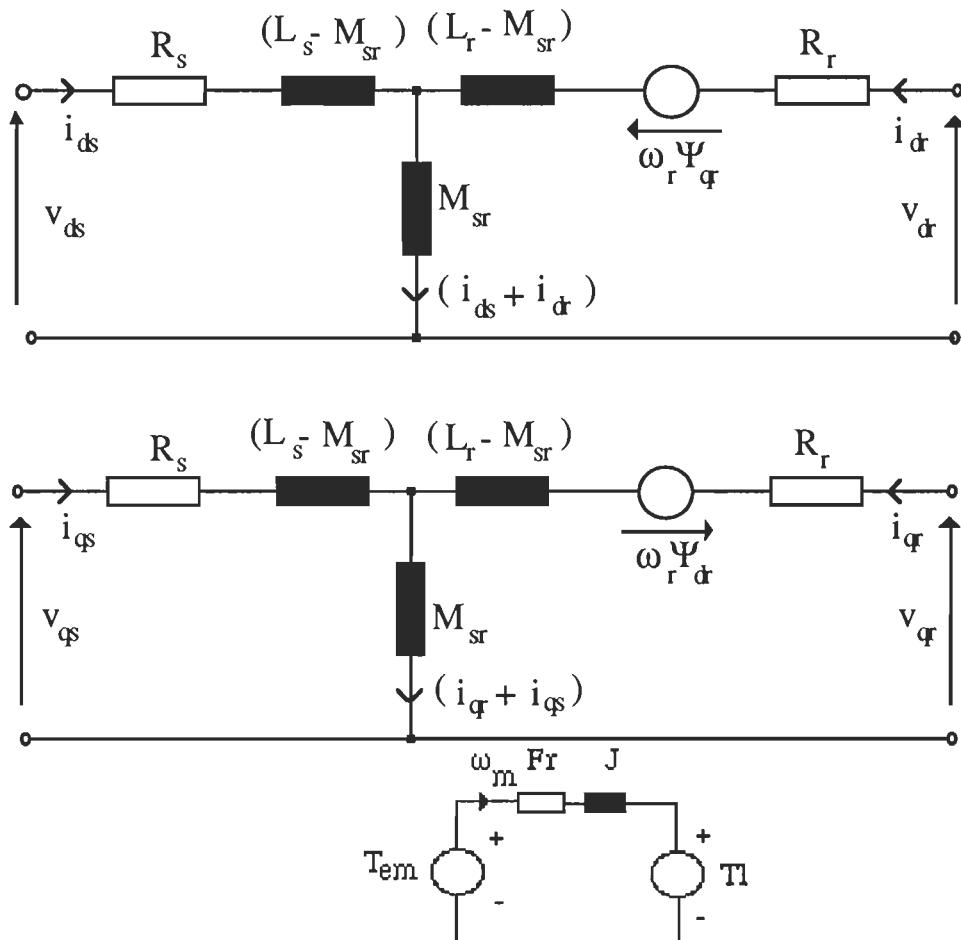


Figure 4.5: Schéma équivalent du modèle dq de la machine asynchrone dans le repère stationnaire lié au stator

Si le convertisseur est au rotor, $\omega_d = \omega_r$. Le modèle équivalent se déduit du précédent en remplaçant l'indice du stator "s" par celui du rotor "r", l'expression du couple restant inchangée (figure 4.6). Les sources de tension du côté stator sont données par les équations (4.42) et (4.43):

$$\omega_r \Psi_{qs} = P \omega_m (L_s i_{qs} + M_{sr} i_{qr}) \quad (4.42)$$

$$\omega_r \Psi_{ds} = P \omega_m (L_s i_{ds} + M_{sr} i_{dr}) \quad (4.43)$$

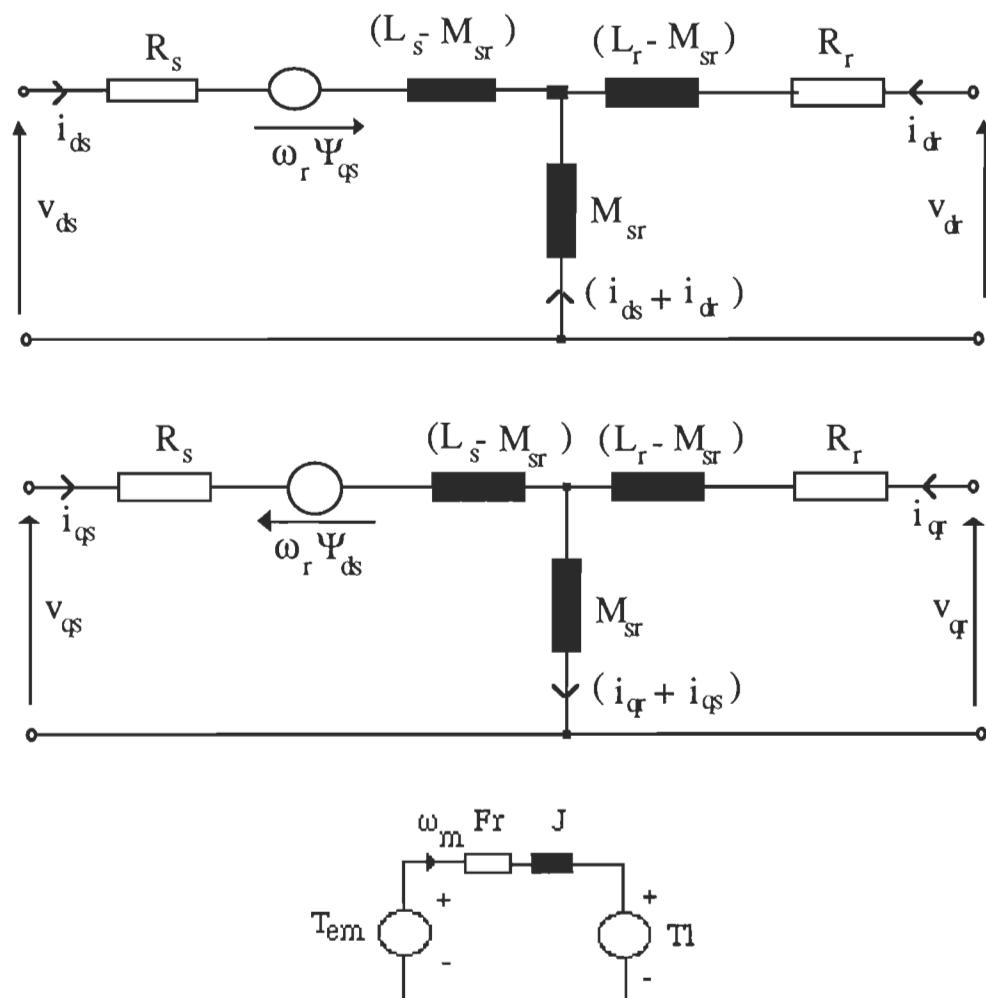


Figure 4.6 Modèle dq de la machine asynchrone dans le repère stationnaire lié au rotor.

La particularité de ces modèles est que leur association à un convertisseur nécessite en général trois étapes de formulation d'équations:

- étape 1: détermination des grandeurs U/I au niveau des bornes de liaisons entre le convertisseur et la machine;
- étape 2: application de la transformation dq aux grandeurs U/I;
- étape 3: combinaison des transformations opérées sur les grandeurs U/I du convertisseur avec celles opérées sur les grandeurs U/I de la machine.

4.4 Implantation des différents modèles dans le logiciel ATOSECM

L'emploi des sources non-linéaires de tension ou de courant et la retranscription des équations de la machine sous forme de schémas électriques équivalents permet de traiter les systèmes convertisseurs-machines à l'aide du logiciel ATOSECM. La définition de nouvelles sources peut être faite au niveau du sous-programme "Source", en respectant le format utilisé (vecteur "Soudat") dans la préparation des données [5].

Ces sources que l'on définira pour chaque modèle de machine, sont des expressions mathématiques où les grandeurs tension/courant correspondent aux variables d'état. Une ligne supplémentaire de paramètres de contrôle sera nécessaire, la dimension du vecteur "Soudat" étant parfois insuffisante pour définir complètement une source spéciale. Tout schéma équivalent devra respecter la connectivité des graphes et les restrictions associées à la théorie des graphes orientés [5].

4.4.1 Modèle de Ghani

4.4.1.1 Schéma équivalent

La figure 4.7 présente le schéma équivalent. Les résistances R_{c1} et R_{c2} ($1 \text{ M}\Omega$) assurent la connectivité du graphe. Les inductances l_{as} , l_{bs} , l_{cs} , l_{ar} , l_{br} , et l_{cr} sont des inductances de très faibles valeurs ($1\text{E}-06\text{H}$) permettant de rendre variables d'état les courants de phases et de pouvoir les utiliser pour le calcul des sources non-linéaires J_{as} , J_{bs} , J_{cs} , J_{ar} , J_{br} et J_{cr} . Chaque source équivalente de courant est en parallèle avec une résistance R_c ($1 \text{ M}\Omega$) afin d'éviter une coupure inductive. Ce modèle totalise 13 variables d'état.

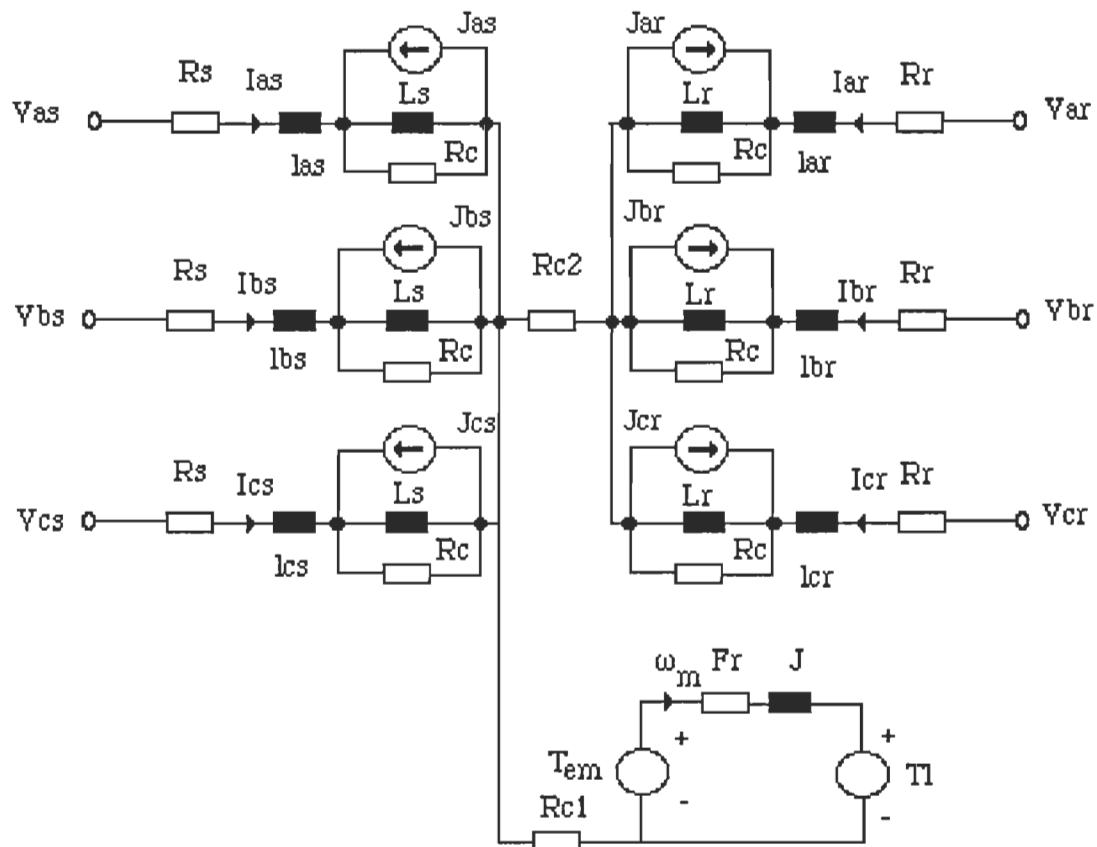


Figure 4.7: Description topologique de la machine asynchrone triphasée réelle

4.4.1.2 Format d'écriture des sources

Si on considère l'écriture de l'expression des sources de courant Jas, Jbs, Jcs, Jar, Jbr et Jcr (4.5 - 4.10.), on peut déduire la forme générale suivante:

$$J = K \left[I_1 \cos(\theta_r) + I_2 \cos(\theta_r + \phi) + I_3 \cos(\theta_r - \phi) \right] \quad (4.40)$$

Avec $K = L_{Sr}/L_s$ pour les sources Jas, Jbs et Jcs; $K = L_{Sr}/L_r$ pour les sources Jar, Jbr et Jcr.

Les courants I_1 , I_2 et I_3 sont des variables d'état. Quant au couple, la relation (4.14) est complexe et dépasse les capacités du vecteur Soudat. De ce fait, il est essentiel de respecter l'ordre de succession des variables d'état mesurant les courants réels des phases , lors de la préparation des données:

- variable numéro i: las;
- variable numéro i+1: lbs;
- variable numéro i+2: lcs;
- variable numéro i+3: lar;
- variable numéro i+4: lbr;
- variable numéro i+5: lcr.

Le tableau 4.1 donne le format de ces sources.

Tableau 4.1
 Format des sources spéciales pour le modèle de Ghani

Format de la source J: -Type: **11, K, X1, X2, X3, X4**

- K: coefficient réel donnant la valeur numérique du rapport L_{Sr}/L_S ou L_{Sr}/L_r
- X1: numéro de la variable d'état mesurant la vitesse mécanique (inductance J dans la figure 3.7)
- X2: numéro de la variable d'état mesurant le courant en facteur avec le terme $(\cos(\theta_r))$ apparaissant dans l'expression 4.39, soit le courant I_1
- X3: numéro de la variable d'état mesurant le courant en facteur avec le terme $(\cos(\theta_r - \phi))$ apparaissant dans l'expression 4.39, soit le courant I_2
- X4: numéro de la variable d'état mesurant le courant en facteur avec le terme $(\cos(\theta_r + \phi))$ apparaissant dans l'expression 4.39, soit le courant I_3

Format du couple: Type: **13, L_{Sr}, X1, X2, X3, X4**

- L_{Sr}: valeur numérique de la mutuelle inductance L_{Sr} ($L_{Sr} = 2/3 M_{Sr}$)
- X1: numéro de la variable d'état mesurant le courant I_{ar}
- X2: numéro de la variable d'état mesurant le courant I_{br}
- X3: numéro de la variable d'état mesurant le courant I_{cr}
- X4: numéro de la variable d'état mesurant la vitesse mécanique (courant traversant l'inductance J dans la figure 3.7).

Paramètre de contrôle: **PRMT(42) = P**

- P: nombre de paires de pôles

La figure 4.8 illustre l'exemple d'un démarrage sur le réseau d'alimentation de la machine. Les tensions rotoriques V004, V005 et V006 sont nulles,

puisque'on considère un rotor à cage. La préparation des données est faite par le module graphique ATOSECG, puis les données additionnelles sont modifiées pour définir les sources spéciales du tableau 4.1. La liste des variables d'état (accessible dans le fichier .TP3) permet de vérifier leur numéro pour pouvoir identifier les éléments intervenant dans la définition des sources. Les caractéristiques de la machine sont en annexe.

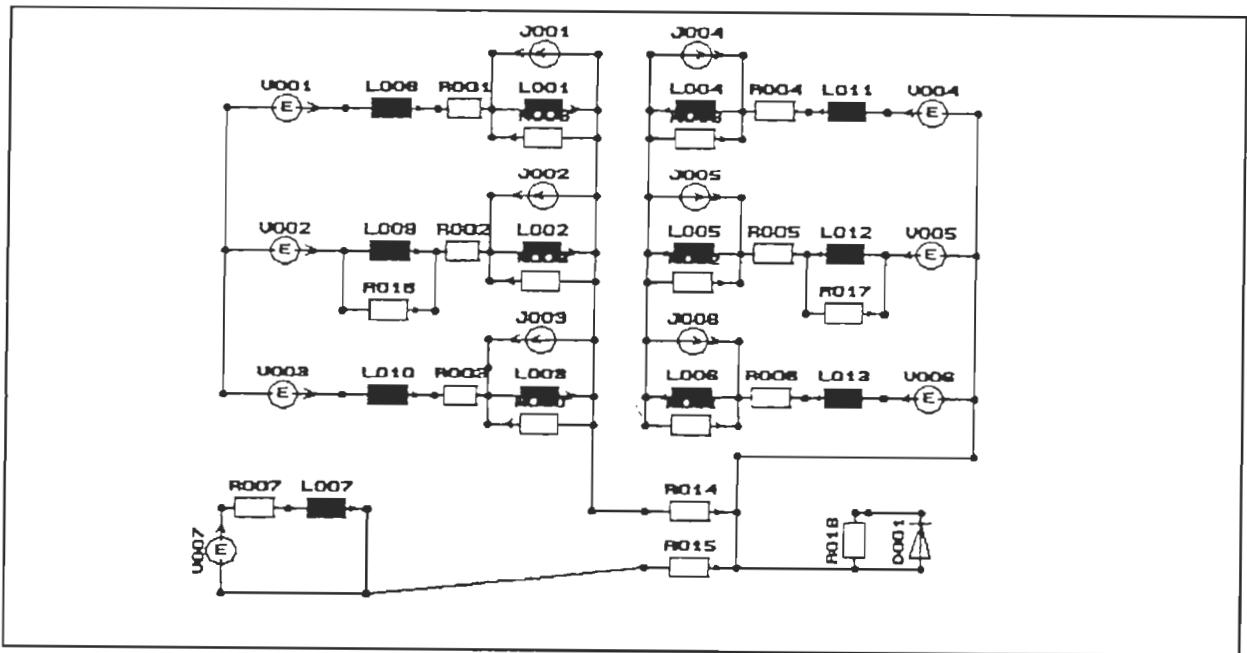


Figure 4.8: Préparation des données par ATOSECG: fichier
MOD1DIOD.CIR

Le tableau 4.2 donne le fichier de données obtenu à partir d'ATOSECG et les modifications commentées à y apporter (MOD1DIOD.DAT). En annexe, le fichier M1DIOD.dat est proposé avec des notations plus explicites utilisées dans la figure 3.7.

TABLEAU 4.2
Fichier de données MOD1DIOD.dat

<u>Données préparées par ATOSECG</u>	<u>Données modifiées avec commentaire</u>
<u>MOD1DIOD.dat</u>	<u>MO1DIOD.dat</u>
\$ --- Output file for Atosec5 Simulator	\$ --- Output file for Atosec5 Simulator
\$ MOD1DIOD.CIR	\$ MOD1DIOD.CIR
\$ MOD1DIOD.DAT	\$ MO1DIOD.DAT
\$ DEMARRAGE SUR RESEAU- MODELE DE	\$ DEMARRAGE SUR RESEAU- MODELE DE
\$ GHANI	\$ GHANI
\$ 25 MAI 1992- TOU MOHAMED	\$ 25 MAI 1992- TOU MOHAMED
\$ -----	\$ -----
E,V001,000,072	\$ Tensions Vas, Vbs,Vcs, Var, Vbr et Vcr
E,V002,000,003	E,V001,000,072
E,V003,000,073	E,V002,000,003
E,V004,048,074	E,V003,000,073
E,V005,048,046	E,V004,048,074
E,V006,048,075	E,V005,048,046
E,V007,062,070	E,V006,048,075
J,J001,017,007	\$ Couple
J,J002,017,010	E,V007,062,070
J,J003,017,013	\$ Sources de courants Jas,Jbs,Jcs,Jar,Jbr et Jcr
J,J004,026,035	J,J001,017,007
J,J005,026,038	J,J002,017,010
J,J006,026,041	J,J003,017,013
R,R001,066,007,1.2	J,J004,026,035
R,R002,005,010,1.2	J,J005,026,038
R,R003,067,013,1.2	J,J006,026,041
R,R004,035,068,0.4	\$ Résistances statoriques et rotoriques
R,R005,038,044,0.4	R,R001,066,007,1.2
R,R006,041,069,0.4	R,R002,005,010,1.2
R,R007,070,071,0.22	R,R003,067,013,1.2
R,R008,017,007,100000	R,R004,035,068,0.4
R,R009,017,010,100000	R,R005,038,044,0.4
R,R010,017,013,100000	R,R006,041,069,0.4
R,R011,026,041,100000	\$ Frottement visqueux
R,R012,026,038,100000	R,R007,070,071,0.22
R,R013,026,035,100000	\$ Résistances en parallèle sur les sources J
R,R014,017,048,100000	R,R008,017,007,100000
R,R015,062,048,100000	R,R009,017,010,100000
R,R016,003,005,100000	R,R010,017,013,100000
R,R017,044,046,100000	R,R011,026,041,100000
R,R018,051,048,100000	R,R012,026,038,100000
R,R019,048,076,1	R,R013,026,035,100000
L,L001,007,017,0.064	R,R014,017,048,100000
L,L002,010,017,0.064	R,R015,062,048,100000
L,L003,013,017,0.064	R,R016,003,005,100000

L,L003,013,017,0,064
 L,L004,035,026,0,064
 L,L005,038,026,0,064
 L,L006,041,026,0,064
 L,L007,071,062,0,04
 L,L008,072,066,2E-07
 L,L009,003,005,2E-07
 L,L010,073,067,2E-07
 L,L011,074,068,2E-07
 L,L012,046,044,2E-07
 L,L013,075,069,2E-07
 C,C001,076,051,4.7E-07
 D,D001,048,051,2E-05
 \$-----
 \$ END OF ENUMERATION OF EDGES DATA.
 \$-----
 *
 \$-----
 \$ DATA FOR INITIAL CONDITIONS
 \$-----
 0
 \$-----
 \$ DATA FOR CONTROLLED SOURCES
 \$-----
 0
 \$-----
 \$ DATA FOR ADDITIONAL STATE VARIABLES
 \$-----
 0
 \$-----
 \$ TOTAL NUMBER OF SEMICONDUCTORS.
 \$-----
 1
 \$-----
 \$ DATA FOR SOURCES.
 \$-----
 2,-311,50,0,0,0
 2,-311,50,-120,0,0
 2,-311,50,-240,0,0
 2,0,50,0,0,0
 2,0,50,-120,0,0
 2,0,50,0,0,0
 1,0,0,0,0,0
 2,0,0,0,0,0
 2,0,0,0,0,0
 2,0,0,0,0,0
 2,0,0,0,0,0
 2,0,0,0,0,0

R,R017,044,046,100000
 R,R018,051,048,100000
 \$ Inductances Las,Lbs,Lcs,Lar,Lbr,Lcr
 L,L001,007,017,0,064
 L,L002,010,017,0,064
 L,L003,013,017,0,064
 L,L004,035,026,0,064
 L,L005,038,026,0,064
 L,L006,041,026,0,064
 \$ Moment d'inertie-mesure de la vitesse
 L,L007,071,062,0,04
 \$ mesures de Ias, Ibs,Ics,Iar,Ibr,Icr
 L,L008,072,066,2E-07
 L,L009,003,005,2E-07
 L,L010,073,067,2E-07
 L,L011,074,068,2E-07
 L,L012,046,044,2E-07
 L,L013,075,069,2E-07
 D,D001,048,051,2E-05
 \$-----
 \$ END OF ENUMERATION OF EDGES DATA.
 \$-----
 *
 \$-----
 \$ DATA FOR INITIAL CONDITIONS
 \$-----
 0
 \$-----
 \$ DATA FOR CONTROLLED SOURCES
 \$-----
 0
 \$-----
 \$ DATA FOR ADDITIONAL STATE VARIABLES
 \$-----
 0
 \$-----
 \$ TOTAL NUMBER OF SEMICONDUCTORS.
 \$-----
 1
 \$-----
 \$ DATA FOR SOURCES.
 \$-----
 2,-311,50,0,0,0
 2,-311,50,-120,0,0
 2,-311,50,-240,0,0
 2,0,50,0,0,0
 2,0,50,-120,0,0
 2,0,50,0,0,0
 2,0,0,0,0,0
 2,0,0,0,0,0
 2,0,0,0,0,0
 2,0,0,0,0,0
 2,0,0,0,0,0

2,0,0,0,0,0	2,0,50,0,0,0
2,0,0,0,0,0	13,-40.06e-03,12,13,14,8
\$ SYNCHR. VOLTAGE FOR SEMICONDUCTORS	11,0.634,8,12,13,14
\$ -----	11,0.634,8,13,14,12
1,0,0,0,0,0	11,0.634,8,14,12,11
\$ -----	11,0.634,8,9,11,10
\$ INITIAL STATES FOR SEMICONDUCTORS	11,0.634,8,10,9,11
\$ -----	11,0.634,8,11,10,9
0	\$ SYNCHRO. VOLTAGE FOR SEMICONDUCTORS
\$ -----	\$ -----
\$ HOLDING CURRENT VALUES	1,0,0,0,0,0
\$ -----	\$ -----
0.01	\$ INITIAL STATES FOR SEMICONDUCTORS
\$ -----	\$ -----
\$ -----	0
\$ -----	\$ -----
\$ MIN.VOLTAGE FOR FIRING SEMICONDUCTORS.	\$ -----
\$ -----	\$ -----
1	1
\$ -----	\$ -----
\$ GATE OR BASE PULSE WIDTH.	\$ -----
\$ -----	\$ -----
0	1
\$ -----	\$ -----
\$ -----	\$ GATE OR BASE PULSE WIDTH.
\$ TURN-OFF TIME RQUIREMENT	\$ -----
\$ -----	\$ -----
0	0
\$ -----	\$ -----
\$ ***CONTROL PARAMETERS	\$ TURN-OFF TIME RQUIREMENT
\$ -----	\$ -----
0,0,6,0.0001,0,0,0,4,78,10	0
2,0,0,0,0,0,0,0	\$ -----
0,0,0,0,0,0,0,0	0,0,6,0.0001,0,0,0,4,78,10
0,0,0,0,0,0,2,0	2,0,0,0,0,0,0,0
-S7	0,0,0,0,0,0,0,0
X8	0,0,0,0,0,0,0,0
X9	0,0,0,0,0,2,0,0,1
X12	\$ PRMT(42)=Paires de pôles \$ PRMT(45)=table d'interruptions non \$ sauvegardée \$ Couple,Vitesse,Ias,Iar
<u>Liste des variables d'états:</u>	-S7 X8 X9 X12
X1: D001; X2: L001; X3: L002	
X6: L005; X4: L003; X5: L004	
X7: L006; X8: L007; X9: L008	
X10: L009; X11: L010; X12: L011	
X13: L012; X14: L013	

(la diode est nécessaire car il doit exister au moins un semi-conducteur, pour la simulation par ATOSECM)

4.4.2 Modèle de Bolognani

4.4.2.1 Schéma équivalent

Reconsidérons les équations de la phase "as" du stator et "ar" du rotor:

$$V_{as} = R_s i_{as} + L_s \frac{dI_{as}}{dt} + M_{sr} \frac{dI_{ar}^*}{dt} \quad (4.29)$$

$$V_{ar}^* = R_r I_{ar} + L_r \frac{dI_{ar}^*}{dt} + M_{sr} \frac{dI_{as}}{dt} + e_a' + e_a'' \quad (4.30)$$

Ces deux équations peuvent s'écrire:

$$V_{as} = R_s i_{as} + L_s \frac{d}{dt} \left(I_{as} + \frac{M_{sr}}{L_s} I_{ar}^* \right) \quad (4.44)$$

$$V_{ar}^* = R_r I_{ar} + L_r \frac{d}{dt} \left(I_{ar}^* + \frac{M_{sr}}{L_r} I_{as} \right) + e_a' + e_a'' \quad (4.45)$$

en posant:

$$\frac{M_{sr}}{L_s} I_{ar}^* = J_{as}^*, \quad \frac{M_{sr}}{L_r} I_{as} = J_{ar}, \quad E_a = e_a' + e_a'' = \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} (M_{sr} (I_{bs} - I_{cs}) + L_r (I_{br}^* - I_{cr}^*))$$

Les équations (4.44) et (4.45) deviennent:

$$V_{as} = R_s i_{as} + L_s \frac{d}{dt} (I_{as} + J_{ar}^*) \quad (4.46)$$

$$V_{ar}^* = R_r I_{ar} + L_r \frac{d}{dt} (I_{ar}^* + J_{as}) + E_a \quad (4.47)$$

J_{as} , J_{ar}^* et E_a sont alors des sources spéciales définies au sein du programme-source. En procédant ainsi avec les autres phases de la machine,

on aboutit au schéma équivalent de la figure 4.9, le couple ayant pour expression (4.26):

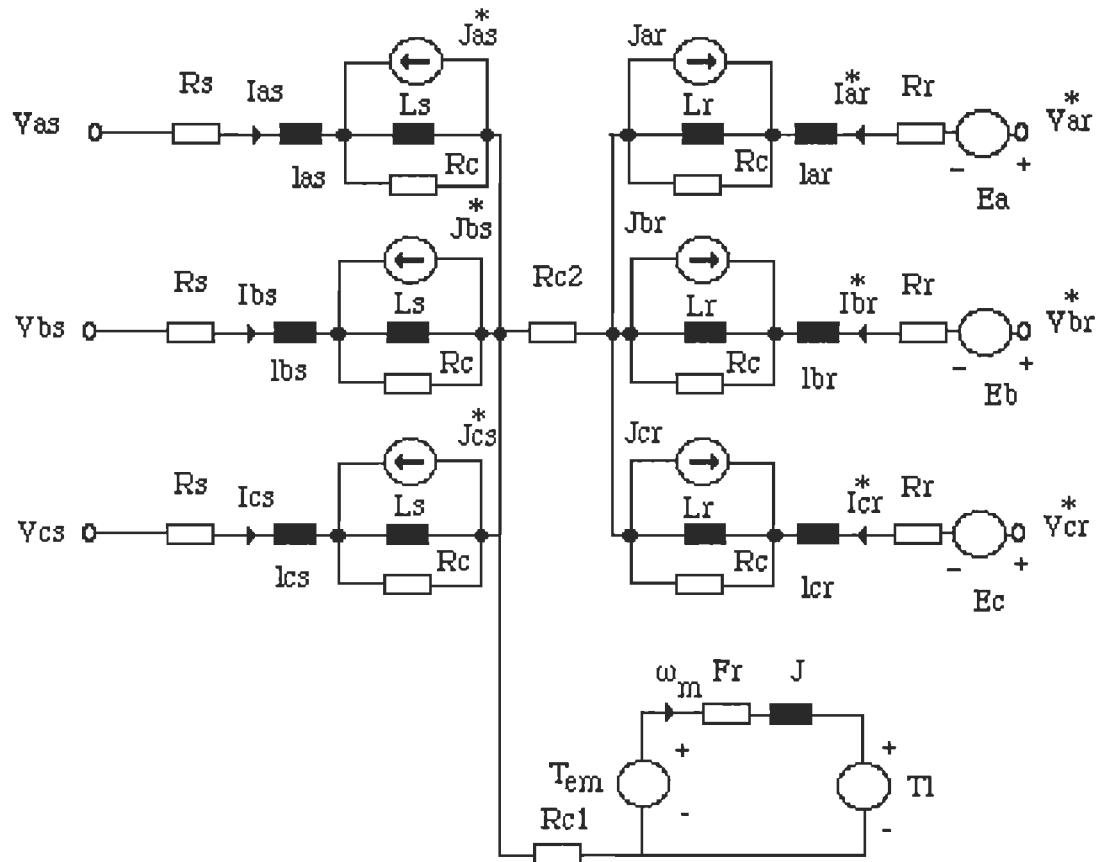


Figure 4.9: Description topologique de la machine par le modèle de Bolognani

Bien que le schéma équivalent soit semblable à celui de Ghani, l'expression des sources équivalentes de courant ou de tension est beaucoup plus simple. Ce qui laisse présager des calculs plus simples et plus précis avec le modèle de Bolognani. Notons que les inductances de mesure sont utilisées de nouveau, ainsi que les résistances permettant la connectivité des graphes et

celles évitant les coupures inductives. Le nombre de variables d'état est encore 13.

4.4.2.2 Format d'écriture des sources

Les sources de courant peuvent être implantées aux moyens de sources contrôlées, possibilité offerte par ATOSEC5. Compte tenu de la figure 4.9, les données additionnelles à ajouter au fichier de données pour définir ces sources liées se fait comme suit [5]:

SOURCES CONTR., 6

J_{as}, L_{ar}, (M_{sr}/L_r)

J_{bs}, L_{br}, (M_{sr}/L_r)

J_{cs}, L_{cr}, (M_{sr}/L_r)

J_{ar}, L_{as}, (M_{sr}/L_s)

J_{br}, L_{bs}, (M_{sr}/L_s)

J_{cr}, L_{cs}, (M_{sr}/L_s)

Les coefficients (M_{sr}/L_r) et (M_{sr}/L_s) sont écrits sous forme numérique. Comme précédemment, l'ordre de succession des variables d'état de mesure des courants de phases devra être respecté, pour exprimer le couple. Quant aux sources de tensions E_a, E_b et E_c, elles peuvent toutes s'écrire sous la forme générale suivante:

$$E_i = \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} \left(M_{sr} (I_{s1} - I_{s2}) + L_r (I_{r1}^* - I_{r2}^*) \right) \quad (4.48)$$

Tableau 4.3
Format des sources spéciales pour le modèle de Bolognani

Format du couple :

Type: **33, L_{sr}, X1, X2, 0, 0**

-L_{sr}: valeur numérique de L_{sr}

-X1: numéro de la variable d'état mesurant le courant I_{ar}

-X2: numéro de la variable d'état mesurant le courant I_{as}

Sources de tension E_i:

Type: **31, X1, X2, X3 ,X4, X5**

-X1: numéro de la variable d'état mesurant la vitesse mécanique

-X2: numéro de la variable d'état mesurant le courant I_{s1}

-X3: numéro de la variable d'état mesurant le courant I_{s2}

-X4: numéro de la variable d'état mesurant le courant I_{r1}

-X5: numéro de la variable d'état mesurant le courant I_{r2}

Paramètres de contrôle :

-PRMT(39) = L _s	Inductance de fuite d'une phase statorique
-PRMT(40) = L _r	Inductance de fuite d'une phase rotorique
-PRMT(41) = M _{sr}	Inductance mutuelle
-PRMT(42) = P	Nombre de paires de pôles

A titre d'exemple, la préparation graphique des données par ATOSECG dans le cas d'un démarrage direct sur le réseau d'alimentation(MOD2DIOD.cir) est similaire au modèle de Ghani. Le fichier de données qui en résulte est modifié en respectant le format du tableau 4.3. Seules les données additionnelles sont commentées par le tableau 4.4: elles proviennent du fichier M2DIOD.dat.

Tableau 4.4

Fichier de données commenté dans le cas du modèle de Bolognani
(M2DIOD.dat)

```
$***** modèle de bolognani *****
$ 25 MAI 1992 TOU MOHAMED
$ MOD1DIOD.CIR
$ M2DIOD.DAT          Démarrage sur le réseau d'alimentation d'une
$                                machine asynchrone à cage
$ -----
$ tensions d alimentation
E,V001,018,345
E,V002,018,347
E,V003,018,351
$ résistances de connectivité du graphe
R,RR00,018,118,1e6
R,RCOU,018,218,1E5
$ tensions rotoriques
E,V004,118,056
E,V005,118,057
E,V006,118,058
$tension définissant le couple électromécanique
E,COUP,218,318
R,RCRJ,318,418,0.22
$ sources contrôlées de courant
J,J1,518,030
J,J2,518,033
J,J3,518,036
J,J4,61A,009
J,J5,61B,012
J,J6,61C,015
$ enroulements statoriques
R,R001,145,030,1.2
R,R002,147,033,1.2
R,R003,151,036,1.2
R,R004,518,030,1e5
R,R005,518,033,1e5
R,R006,518,036,1e5
L,L001,030,518,0.064
L,L002,033,518,0.064
L,L003,036,518,0.064
$ enroulements rotoriques
R,R007,156,009,0.4
R,R008,157,012,0.4
R,R009,158,015,0.4
R,R010,61A,009,1e5
R,R011,61B,012,1e5
R,R012,61C,015,1e5
L,L004,009,61A,0.064
```

L,L005,012,61B,0,064
 L,L006,015,61C,0,064
 \$ vitesse
 L,LLCJ,418,218,0,04
 \$ diode fictive
 d,dddd,018,0ee,2e-05
 r,rrdd,018,0ee,100e+03
 \$ inductances de mesures
 R,RL03,351,151,1E6
 L,LS01,345,145,2E-5
 L,LS02,347,147,2E-5
 L,LS03,351,151,2E-5
 L,LR04,056,156,2E-5
 L,LR05,057,157,2E-5
 R,RL06,058,158,1E6
 L,LR06,058,158,2E-5
 \$ sources de tension spéciales
 E,ESR1,61A,618
 E,ESR2,61B,618
 E,ESR3,61C,618
 \$ -----
 \$ END OF ENUMERATION OF EDGES DATA.
 \$ -----
 *
 \$ -----
 \$ DATA FOR INITIAL CONDITIONS.
 \$ -----
 0
 \$ DATA FOR CONTROLLED SOURCES.
 \$ -----
 CONT.SOURCES,6
 J1,LR04,0,93891
 J2,LR05,0,93891
 J3,LR06,0,93891
 J4,LS01,0,93891
 J5,LS02,0,93891
 J6,LS03,0,93891
 \$ -----
 \$ DATA FOR ADDITIONAL STATE VARIABLES.
 \$ -----
 0
 \$ -----
 \$ TOTAL NUMBER OF SEMICONDUCTORS.
 \$ -----
 1
 \$ DATA FOR SOURCES.
 \$ tensions du stator
 2,-311,50,0,0,0
 2,-311,50,-120,0,0
 2,-311,50,-240,0,0
 \$ tensions du rotor
 2,0,50,0,0,0
 2,0,50,-120,0,0
 2,0,50,-240,0,0
 \$ couple moteur
 33,-40.06E-03,12,9,0,0

\$ sources de tension liée à la vitesse
31,8,10,11,13,14
31,8,11,9,14,12
31,8,9,10,12,13
\$ sources de courant contrôlées
1,0,0,0,0,0
1,0,0,0,0,0
1,0,0,0,0,0
1,0,0,0,0,0
1,0,0,0,0,0
1,0,0,0,0,0
1,0,0,0,0,0
\$ -----
\$ DATA FOR SYNCHRONIZING VOLTAGES FOR SEMICONDUCTORS.
\$ -----
1,0,0,0,0,0
\$ -----
\$ INITIAL STATES FOR SEMICONDUCTORS.
\$ -----
0
\$ -----
\$ HOLDING CURRENT VALUES FOR SEMICONDUCTORS.
\$ -----
0.01
\$ -----
\$ MINIMUM VOLTAGE FOR FIRING SEMICONDUCTORS.
\$ -----
1
\$ -----
\$ GATE OR BASE PULSE WIDTH.
\$ -----
0
\$ -----
\$ TURN-OFF TIME REQUIREMENT.
0
\$ ***CONTROL PARAMETERS (para(42)=paires de pôles)
\$ -----
0,0,4,0,0,0,0,5,0,0,5,78,90
2,0,0,0,0,0,0,0,0
0,0,0,0,0,0,0,0,0
0,0,0,0,0,0,0,0,0
0,0,0,0,0,0,0,0,1
\$ couple, vitesse,courant stator, courant rotor
-S7
X8
X9
X12

4.4.3 Modèle dq, avec convertisseur au stator

4.4.3.1 Schéma équivalent

Dans les deux cas précédents, le convertisseur peut être directement connecté au stator. Dans la transformation dq, la procédure se complique. Le schéma d'organisation est donné à la figure 4.10 dans le cas d'une alimentation en tension. Les tensions délivrées par le convertisseur sont appliquées à un étage tampon reconstituant les courants réels de la machine. Ces courants sont calculés en appliquant aux courants I_{qs} et I_{ds} , la transformation inverse $[P_s(0)]^{-1}$. Les tensions V_{as} , V_{bs} et V_{cs} délivrées par le convertisseur sont transformées par la matrice $[P_s(0)] = [P(0)]$ (4.33). Les grandeurs V_{ds} et V_{qs} qui en résultent, sont appliquées au modèle dq. De ces tensions résultent les courants I_{ds} , I_{qs} , I_{dr} et I_{qr} , qui permettent le calcul du couple électromagnétique.

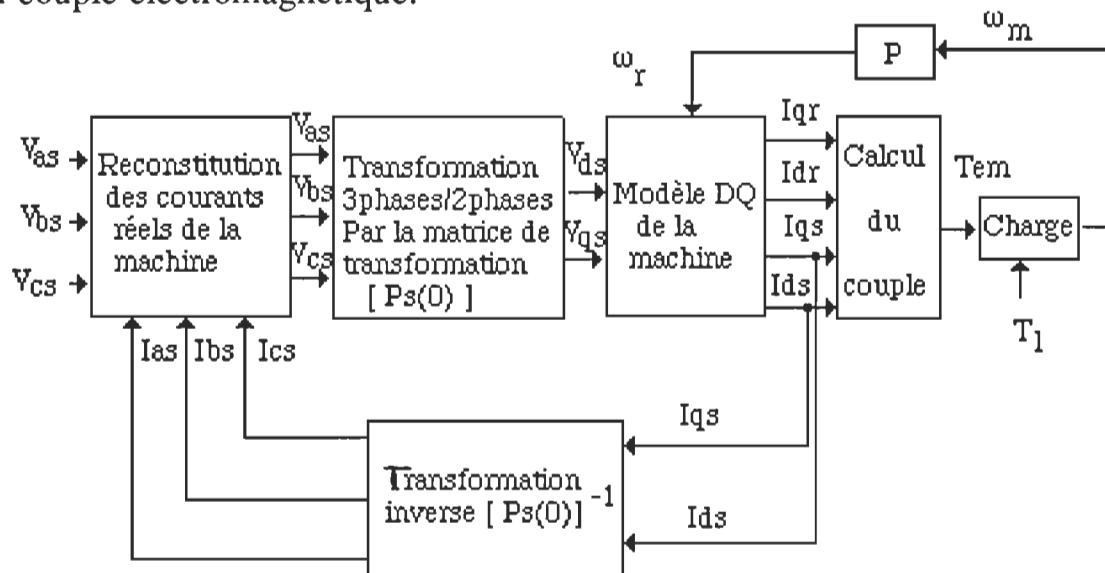


Figure 4.10: Principe de l'établissement du schéma de simulation dans le cas d'une alimentation en tension par le stator

Selon ce principe et avec l'utilisation de sources liées pour les courants I_{as} , I_{bs} et I_{cs} , nous aurons la topologie suivante (figure 4.11):

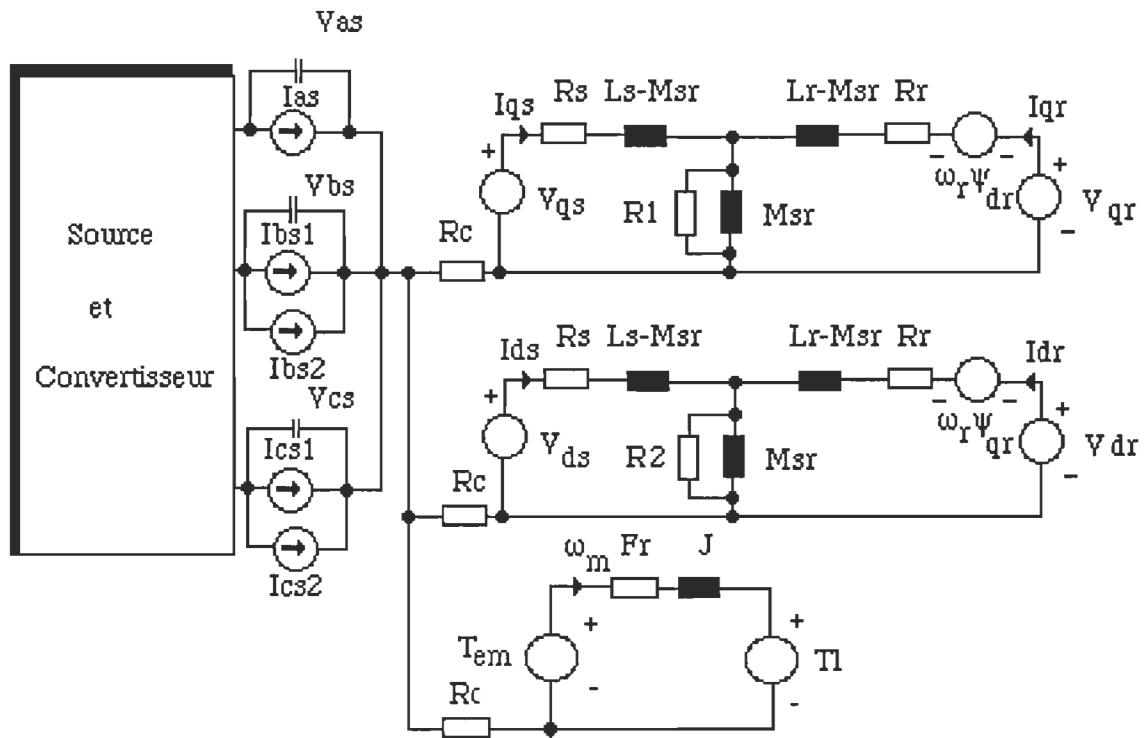


Figure 4.11: Description topologique de la machine par le modèle dq avec convertisseur au stator

Ce modèle totalise 10 variables d'état. Les sources de tension et de courant sont calculées avec la matrice de transformation inverse $[P(0)]^{-1}$:

$$[I_S] = [P(0)]^{-1} [I_{S,dq}] \quad (4.49)$$

soit:

$$I_{as} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{ds}, I_{bs} = I_{bs1} + I_{bs2}, I_{cs} = I_{cs1} + I_{cs2}, I_{bs1} = \frac{-1}{\sqrt{6}} I_{ds}, I_{bs2} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_{qs}$$

$$I_{cs1} = \frac{-1}{\sqrt{6}} I_{ds}, I_{cs2} = \frac{-1}{\sqrt{2}} I_{qs} \quad (4.50)$$

Les condensateurs permettent la mesure des tensions V_{as} , V_{bs} et V_{cs} pour le calcul de V_{qs} et V_{ds} . Comme le rotor est en court-circuit, les tensions V_{qr} et V_{dr} sont nulles.

$$V_{ds} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(V_{as} - \frac{1}{2} V_{bs} - \frac{1}{2} V_{cs} \right) \quad (4.51)$$

$$V_{qs} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} V_{bs} - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{cs} \right) \quad (4.52)$$

Le couple T_{em} et les tensions $\omega_r \Psi_{qr}$ et $\omega_r \Psi_{dr}$ sont calculés selon les équations respectives (4.39), (4.40) et (4.41)

4.4.3.2 Format des sources

On utilise quatre types de sources spéciales pour définir le couple, les tensions V_{ds} et V_{qs} et les tensions induites au rotor. Le tableau 4.5 donne la signification des formats utilisés.

A titre d'exemple, la figure 4.13 présente une préparation de données par ATOSECG dans le cas d'un variateur de courant triphasé à thyristors connecté au stator de la machine (VARASDQ.CIR). Les données additionnelles (MVARASDQ.DAT) à modifier sont:

- les sources contrôlées;
- les sources usuelles;
- les paramètres de contrôle.

Ces modifications sont illustrées par le tableau 4.6 et sont effectuées selon les spécifications du tableau 4.5. Le fichier VARASYDQ.dat, joint en annexe 4 est plus explicite.

Tableau 4.5

Définitions des sources utilisées dans le modèle dq

<u>Couple:</u>	Type: 100,X1,X2,X3,X4,0
----------------	--------------------------------

X1:nombre de la variable d'état mesurant I_{dr}
 X2:nombre de la variable d'état mesurant I_{qs}
 X3:nombre de la variable d'état mesurant I_{qr}
 X4:nombre de la variable d'état mesurant I_{ds}

<u>Tension V_{ds}:</u>	Type: 101,X1,X2,X3,0,0
-------------------------------------	-------------------------------

X1:nombre de la variable d'état mesurant V_{as}
 X2:nombre de la variable d'état mesurant V_{bs}
 X3:nombre de la variable d'état mesurant V_{cs}

<u>Tension V_{qs}:</u>	Type: 102,X1,X2,X3,0,0
-------------------------------------	-------------------------------

X1:nombre de la variable d'état mesurant V_{as}
 X2:nombre de la variable d'état mesurant V_{bs}
 X3:nombre de la variable d'état mesurant V_{cs}

<u>Tension induite: $\omega_r \Psi_{dr}$:</u>	Type: 103,X1,X2,X3,0,0
--	-------------------------------

X1:nombre de la variable d'état mesurant I_{ds}
 X2:nombre de la variable d'état mesurant I_{dr}
 X3:nombre de la variable d'état mesurant la vitesse mécanique

Tension induite: $\omega_r \Psi_{qr}$: Type: 103,X1,X2,X3,0,0

X1:nombre de la variable d'état mesurant I_{qs}
 X2:nombre de la variable d'état mesurant I_{qr}
 X3:nombre de la variable d'état mesurant la vitesse mécanique

Paramètres de contrôle supplémentaires:

PRMT(39) = L _s	Inductance de fuite d'une phase statorique
PRMT(40) = L _r	Inductance de fuite d'une phase rotorique
PRMT(41) = M _{sr}	Inductance mutuelle
PRMT(42) = P	Nombre de paires de pôles

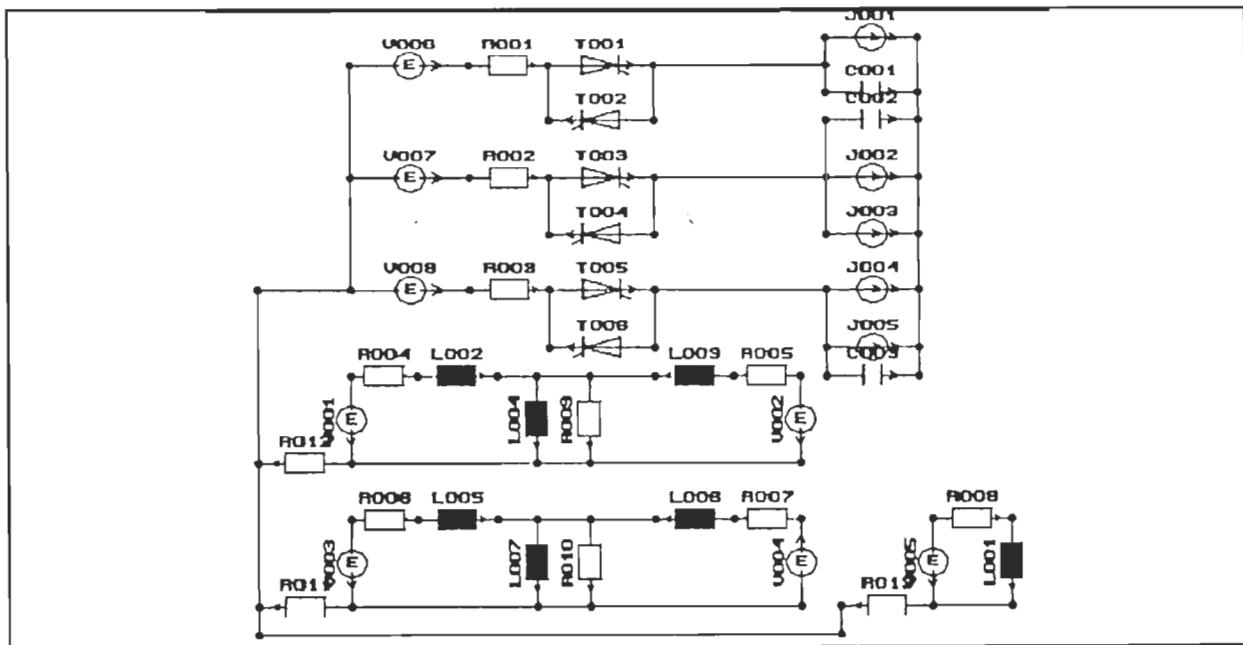


Figure 4.13: Préparation des données par ATOSECG du modèle dq de la machine asynchrone alimentée par un variateur de courant à thyristors (VARASDQ.cir)

Tableau 4.6

Ajustement des données additionnelles, dans le cas du modèle dq de la machine asynchrone

<u>Données additionnelles initiales</u> (VARASDQ.dat)	<u>Données additionnelles modifiées</u> (MVARASDQ.dat)
1.Modifications sur les sources contrôlées	
\$.....	\$.....
\$ DATA FOR CONTROLLED SOURCES.	\$ DATA FOR CONTROLLED SOURCES.
\$.....	\$.....
0	CONTR.SOURCES,5
-	J001,L005,0,816
-	J002,L005,-0,408
-	J003,L002,0,707
-	J004,L005,-0,408
-	J005,L002,-0,707
\$.....	\$.....
2.Modifications sur les sources usuelles	
\$.....	\$.....
\$ DATA FOR SOURCES.	\$ DATA FOR SOURCES.
\$.....	\$.....
1,0,0,0,0,0	102,1,2,3,0,0
1,0,0,0,0,0	103,17,18,13,0,0
1,0,0,0,0,0	101,1,2,3,0,0
1,0,0,0,0,0	103,14,15,13,0,0
1,0,0,0,0,0	100,18,14,15,17,0
2,-311,60,0,0,0	2,-311,60,0,0,0
2,-311,60,-120,0,0	2,-311,60,-120,0,0
2,-311,60,0,-240,0	2,-311,60,0,-240,0
1,0,0,0,0,0	1,0,0,0,0,0
1,0,0,0,0,0	1,0,0,0,0,0
1,0,0,0,0,0	1,0,0,0,0,0
1,0,0,0,0,0	1,0,0,0,0,0
1,0,0,0,0,0	1,0,0,0,0,0
\$.....	\$.....
3.Modifications sur les paramètres de contrôle	
\$.....	\$.....
\$ CONTROL PARAMETERS.	\$ CONTROL PARAMETERS.
\$.....	\$.....
0,0,1,0,0001,0,0,0,1,78,90	0,0,1,0,00005,0,0,0,1,78,90
2,0,0,0,0,0,0,0	2,0,0,0,0,0,0,0
0,0,0,0,0,0,0,0	0,0,0,0,0,0,0,0
0,0,0,0,0,0,0,0	0,0,0,0,0,0,0,0
\$.....	1,10,0,064,0,064,0,0601,2,0,0,1
\$.....	\$.....

Dans le cas d'une alimentation en courant, il suffit de considérer le principe de dualité par rapport à la figure 4.11. Le modèle est présenté à la figure 4.14. Les courants de phase sont imposés par le convertisseur. Les inductances l_{as} , l_{bs} , l_{cs} permettent le calcul des courants transformés I_{ds} et I_{qs} . Les condensateurs de mesure permettent la détermination des tensions V_{qs} et V_{ds} pour le calcul des tensions V_{as} , V_{bs} et V_{cs} . On utilise pour ces dernières, le principe des sources liées de la même façon que les sources liées de courant, dans le cas d'une alimentation en tension.

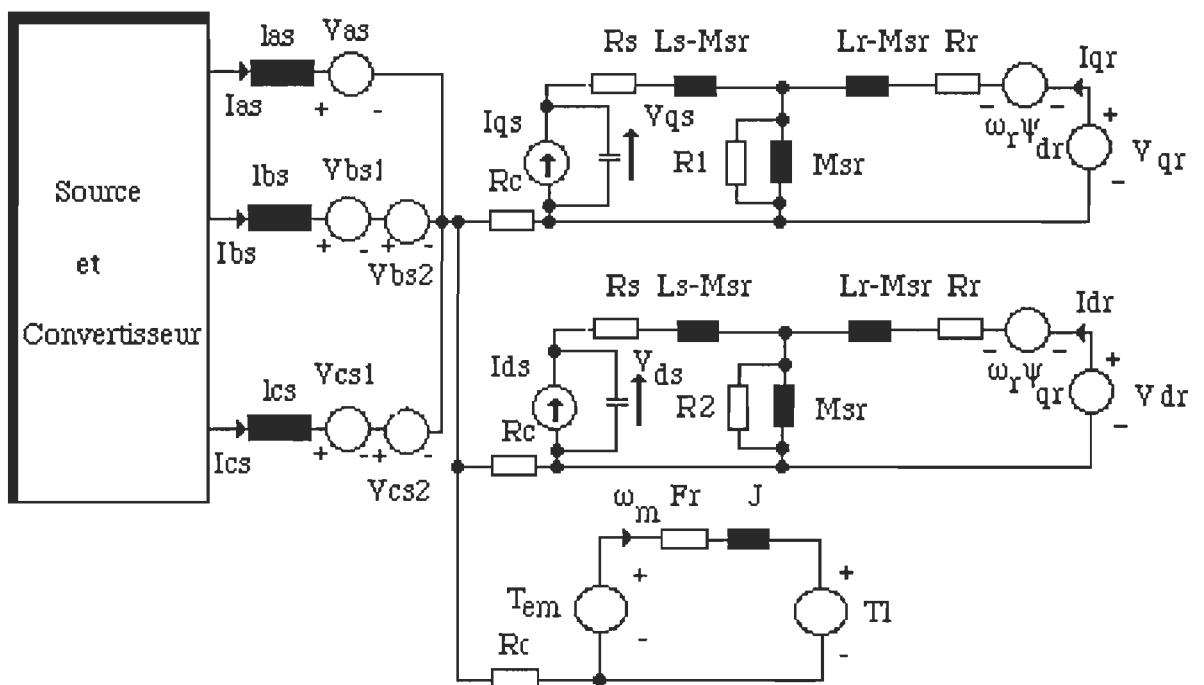


Figure 4.14: Schéma de simulation pour une alimentation en courant de la machine dans le cas du modèle dq

Avec:

$$V_{as} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{ds}, V_{bs} = V_{bs1} + V_{bs2}, V_{cs} = V_{cs1} + V_{cs2},$$

$$V_{bs1} = \frac{-1}{\sqrt{6}} V_{ds}, V_{bs2} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{qs}, V_{cs1} = \frac{-1}{\sqrt{6}} V_{ds}, V_{cs2} = \frac{-1}{\sqrt{2}} V_{qs} \quad (4.52)$$

$$I_{ds} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(I_{as} - \frac{1}{2} I_{bs} - \frac{1}{2} I_{cs} \right) \quad (4.53)$$

$$I_{qs} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} I_{bs} - \frac{\sqrt{3}}{2} I_{cs} \right) \quad (4.54)$$

4.5 Résultats de simulation dans le cas d'un démarrage sur le réseau

Afin d'analyser la fonctionnalité de nos modèles, nous nous limitons, dans ce chapitre à présenter seulement quelques simulations de démarrage direct à partir du réseau d'alimentation. On pourra ainsi analyser les avantages et les inconvénients de chaque modèle. Les figures 4.15, 4.16 et 4.17 présentent quelques résultats de simulation: pour chaque figure, la première courbe est le couple, la seconde la vitesse, la troisième le courant statorique I_{as} et la quatrième le courant rotorique transformé ou non selon le modèle.

Nous constatons que les modèles dq et de Bolognani donnent des résultats très proches, quelque soit le régime de fonctionnement. Il semble que celui de Ghani soit peu précis en régime transitoire. Cela vient du fait que les expressions sont complexes et dépendent fortement de la position rotorique. Ajoutons que les deux autres modèles donnent les mêmes résultats que ceux

obtenus avec le logiciel SEMAS [37]. De plus, le fait de remplacer par des diodes, tous les thyristors du fichier VARASYDQ.DAT, nous permet, pour l'exemple du modèle dq, d'effectuer un démarrage direct sur le réseau. Ceci permet de constater un temps de calcul important. Notons que la transformation particulière de Bolognani fait que le courant rotorique a effectivement la même fréquence que le courant statorique.

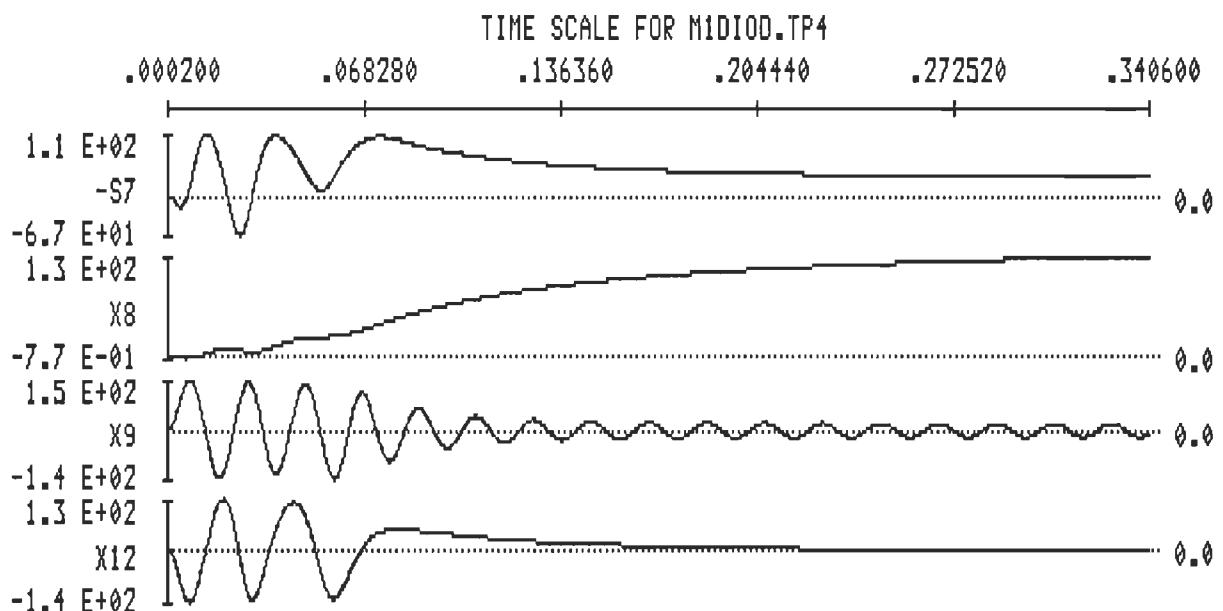


Figure 4.15: Démarrage direct sur le réseau d'alimentation: modèle de Ghani (M1DIOD.dat)

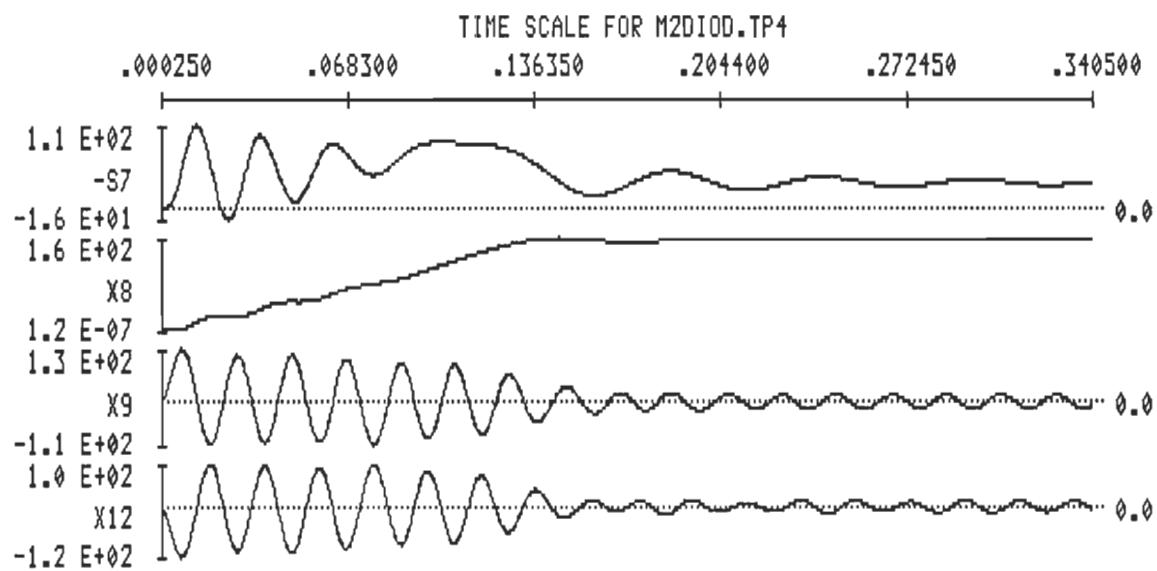


Figure 4.16: Démarrage direct sur le réseau d'alimentation: modèle de Bolognani (M2DIOD.dat)

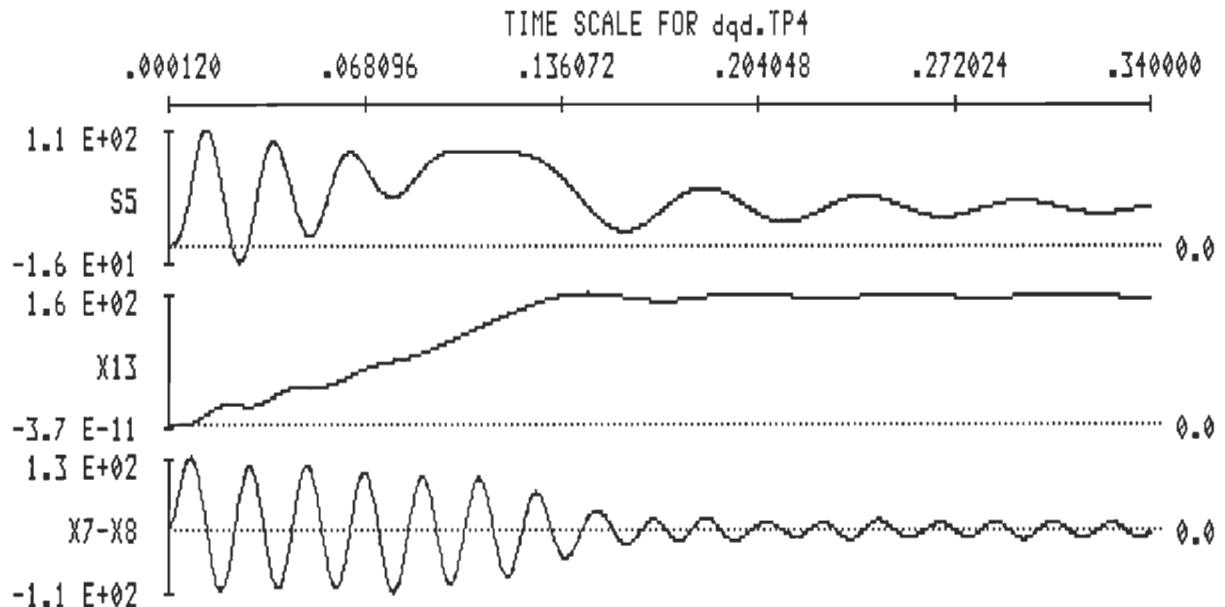


Figure 4.17: Démarrage direct sur le réseau d'alimentation: modèle dq (DQD.dat)

L'alimentation en courant (sources de courant idéales) est aussi considérée. Selon le schéma de la figure 4.14, nous appliquons cette alimentation au modèle dq de la machine (fichier DQIPV2.dat). La figure 4.18 représente le couple, la vitesse et la caractéristique mécanique (couple = f(vitesse))

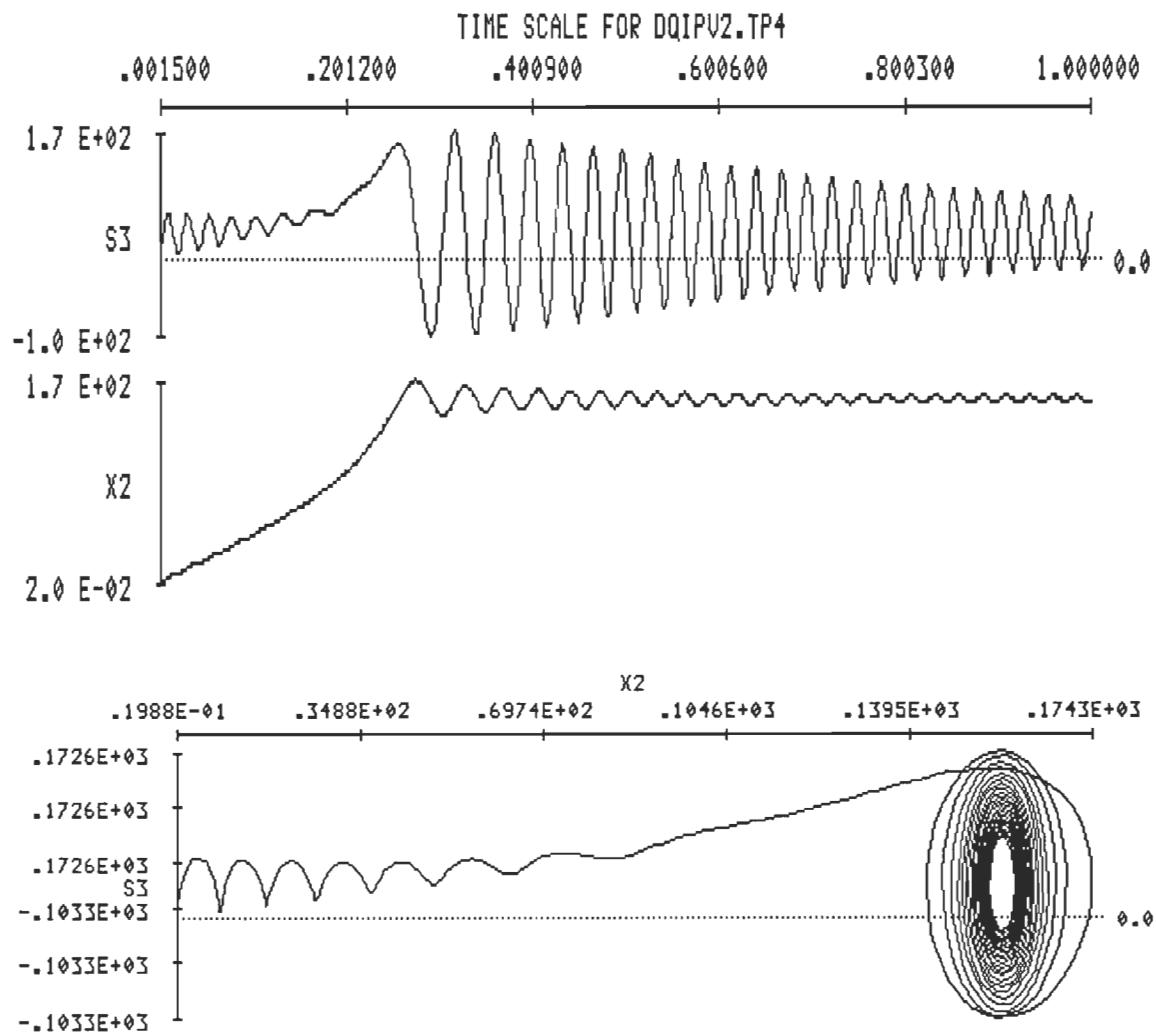


Figure 4.18: Alimentation en courant dans le cas du modèle dq de la machine asynchrone

La figure 4.18 montre que le système est très oscillant en boucle ouverte car la constante de temps mécanique est très faible.

4.6 Résultats de simulation de systèmes convertisseurs-machines

4.6.1 Variateur de courant triphasé alimentant une machine asynchrone

La figure 4.13 montre un tel variateur connecté à une machine asynchrone représentée par le modèle dq. Ce même variateur de courant est appliqué aux deux autres modèles. Les caractéristiques de la machine utilisée sont présentées en annexe 5. Dans un premier temps, nous comparons les trois modèles. Puis, à partir d'un résultat tiré de la littérature, nous validerons le modèle retenu.

Pour le modèle de Ghani, les circuits d'amortissements ne sont pas pris en compte, car ils créent des problèmes de divergence mathématique. Une résistance de $1 \text{ M}\Omega$ est en parallèle sur chaque thyristor. Entre phases, un circuit R-C aide à amortir les oscillations: sa fonction est, entre autre, de mesurer la tension entre phases. Par son effet d'amortissement, il permet la lecture des tensions aux bornes des thyristors en éliminant les pics de tensions. Si on élimine ces circuits R-C, on réduit le nombre de variables d'état mais on ne peut plus lire les tensions aux bornes de la machine et des semi-conducteurs. Le pas de calcul est très fin en mode de pas fixe. Pour un pas de calcul supérieur à $40 \mu\text{s}$, il y a divergence de calcul. La raison est que les sources spéciales sont fonction de la position rotorique, qui change

rapidement par rapport à la vitesse. Le système compte 22 variables d'état. le nom du fichier est MVARASGH.dat. (figure 4.19)

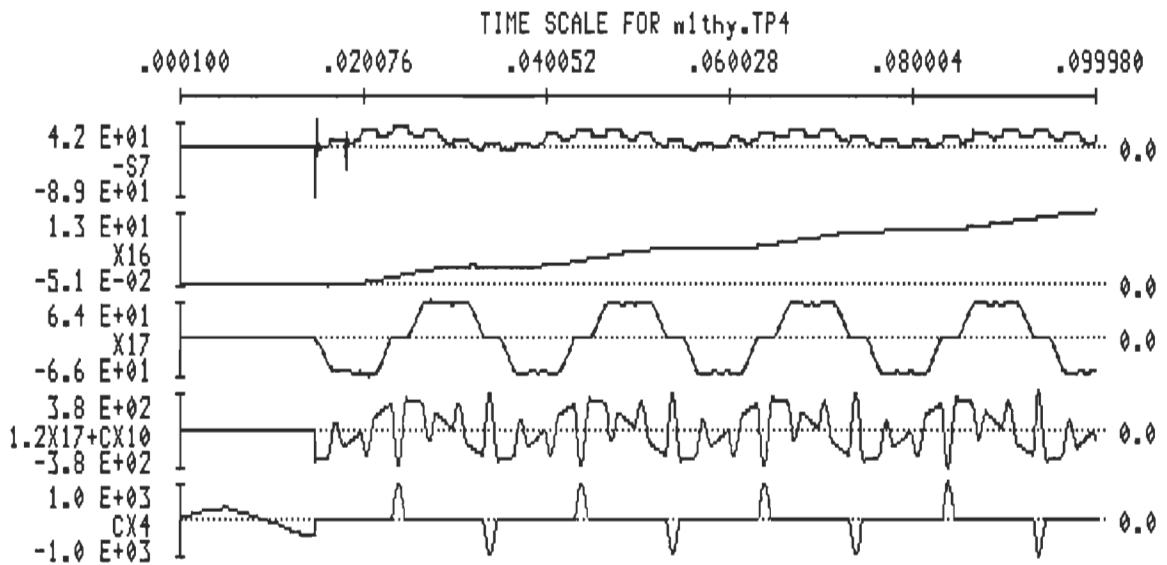


Figure 4.19: Résultat de simulation par MVARASGH.dat
(modèle de Ghani)

Le modèle de Bolognani ne semble pas affecté par le pas de calcul comme celui de Ghani: les sources spéciales utilisées sont d'expression plus simple et nécessitent moins d'opérations. Le nombre de variables d'état est identique. Afin de ne pas le rendre excessif, les circuits d'amortissement sont omis. Un pas fixe de 50 μ s est utilisé (MVARASBO.dat) (figure 4.20).

Le modèle dq (MVARASDQ.dat) compte 19 variables d'état (figure 4.21). Les circuits d'amortissement sont acceptés sans problème. Les figures

4.19-4.21 présentent du haut vers le bas le couple, la vitesse, le courant statorique, la tension de phase, la tension aux bornes d'un thyristor.

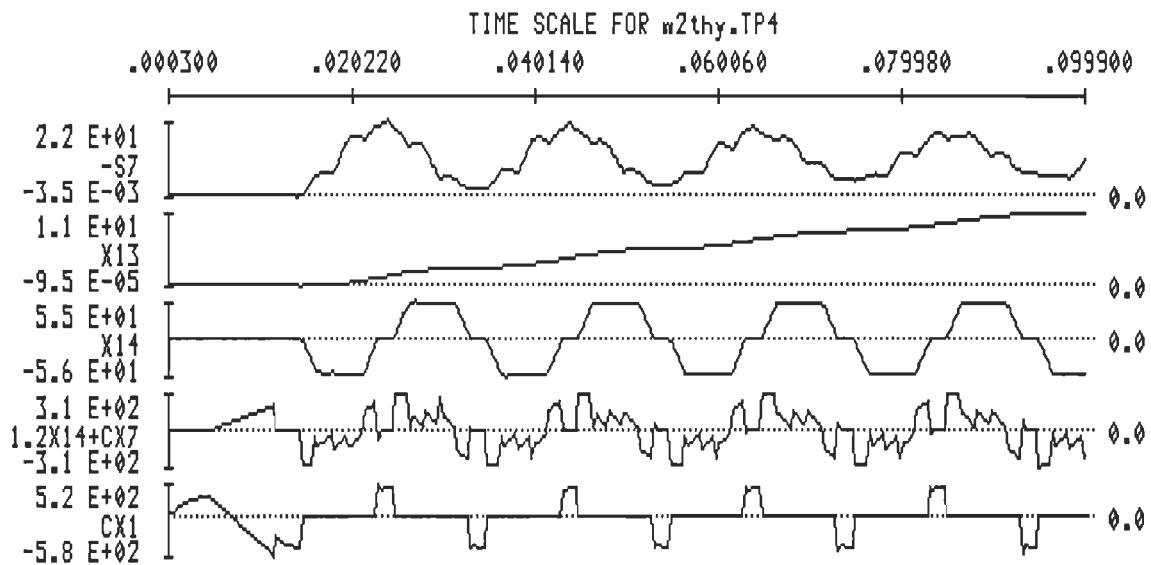


Figure 4.20: Résultat de simulation par MVARASBO.dat
(modèle de Bolognani)

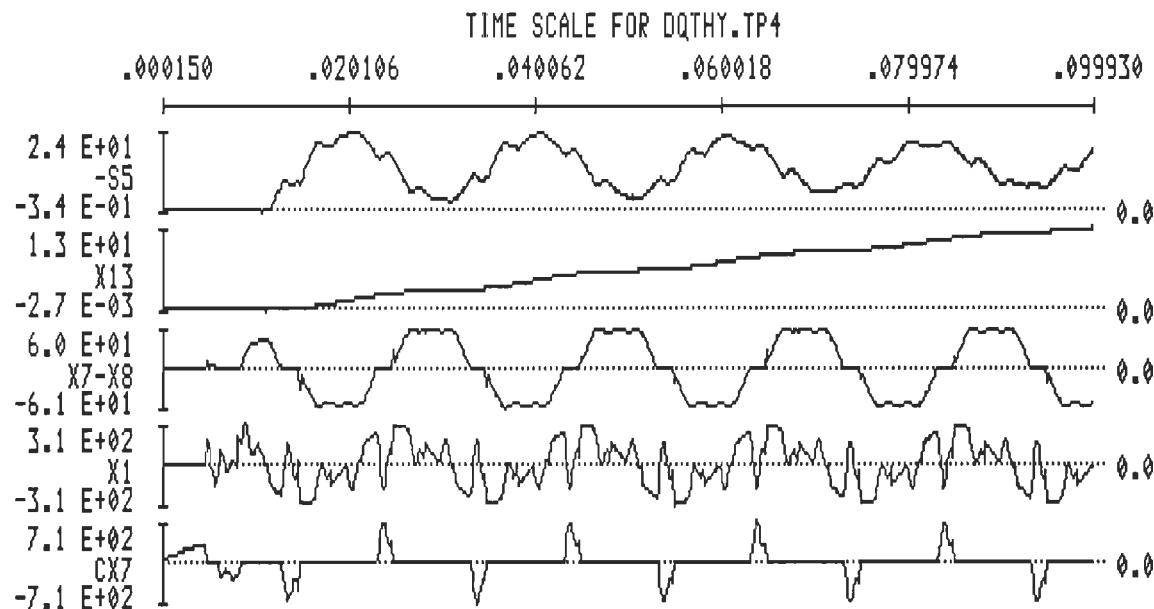


Figure 4.21: Résultat de simulation par MVARASDQ.dat (modèle dq)

La comparaison se fait sur les premières périodes de simulation. Le pas de calcul est choisi fixe: le temps de calcul dépend de sa finesse. En observant les courbes, les modèles de Bolognani et dq sont proches. La préparation des fichiers de données est plus complexe dans le cas du modèle de Ghani, en raison du nombre élevé de sources spéciales. Le type d'erreur fréquente est sur le numéro des variables d'état et sur la valeurs des coefficients.

4.6.2 Onduleur de tension à transistors alimentant une machine asynchrone

Nous proposons d'associer à cette machine un convertisseur de tension type onduleur à transistors avec la commande de type 180°, afin d'analyser la fonctionnalité des modèles. La figure 4.22 montre la topologie initiale du convertisseur, élaborée par ATOSECG.

La source d'alimentation est assimilée à une source de tension continue idéale pour ne pas rendre excessif le nombre de variables d'état. Cependant, il a fallu intervenir directement et continuellement sur le fichier de données pour rendre fonctionnel la simulation. Le problème essentiel réside sur le conflit de la logique de la diode et du transistor.

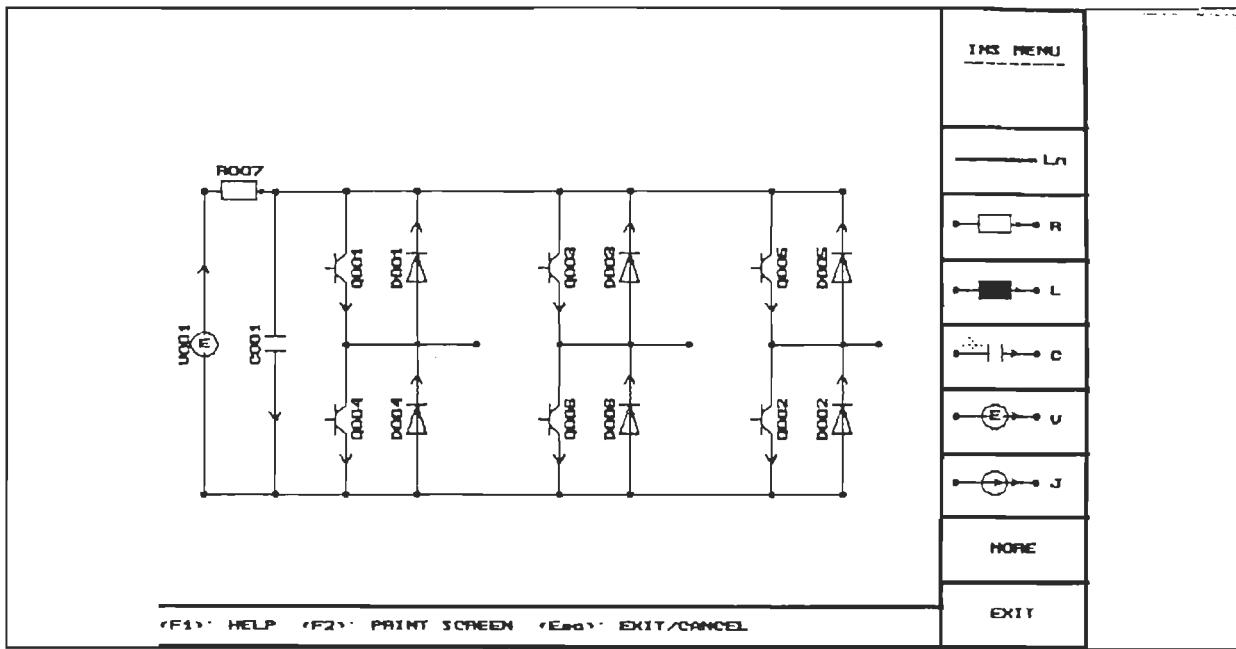


Figure 4.22: Topologie du convertisseur élaboré par ATOSECG

La figure 4.23 montre le modèle de l'interrupteur bidirectionnel utilisé avec les modèles de machine de Ghani et de Bolognani.

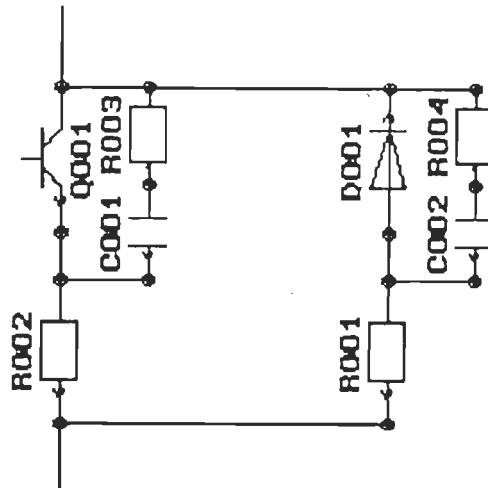


Figure 4.23: Topologie de l'interrupteur bidirectionnel

Le choix du pas, de la valeur des circuits d'amortissement et des caractéristiques des semi-conducteurs (courant de maintien, tension de seuil...) est délicat. L'observation du tableau d'interruption a aidé à rendre fonctionnelle la simulation: le seul convertisseur totalise 18 variables d'état!

Le modèle de Ghani (figure 4.24) totalise 38 variables d'état, avec un pas fixe de 50 μ s (OMOGHPV.dat): il persiste néanmoins un raté de commutation. La figure 4.24 montre de haut en bas, le couple, la vitesse, le courant statorique et la tension de phase. La commande est de type 180 degrés.

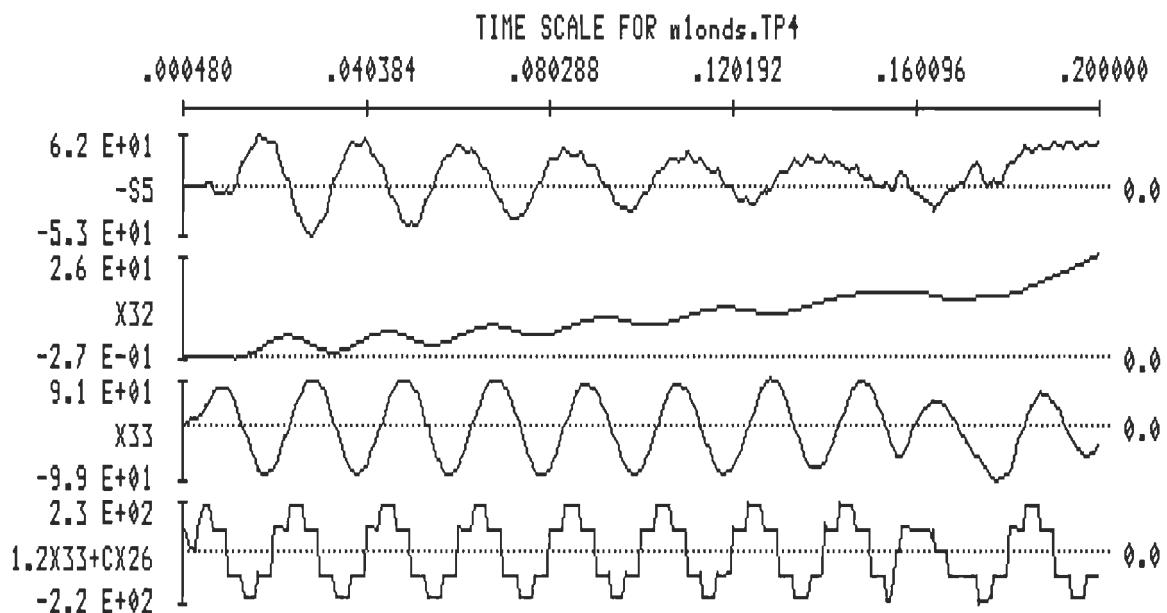


Figure 4.24: Démarrage d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension: modèle de Ghani (OMOGHPV.dat)

Le modèle de Bolognani (OMOBOPV.dat) est fonctionnel avec un pas de 20 μ s (figure 4.25). La mise au point de l'onduleur pose les mêmes problèmes que celui utilisé avec le modèle de machine de Ghani. La figure 4.25 montre de haut en bas, le couple, la vitesse, le courant statorique et la tension de phase. La commande est de type 180 degrés.

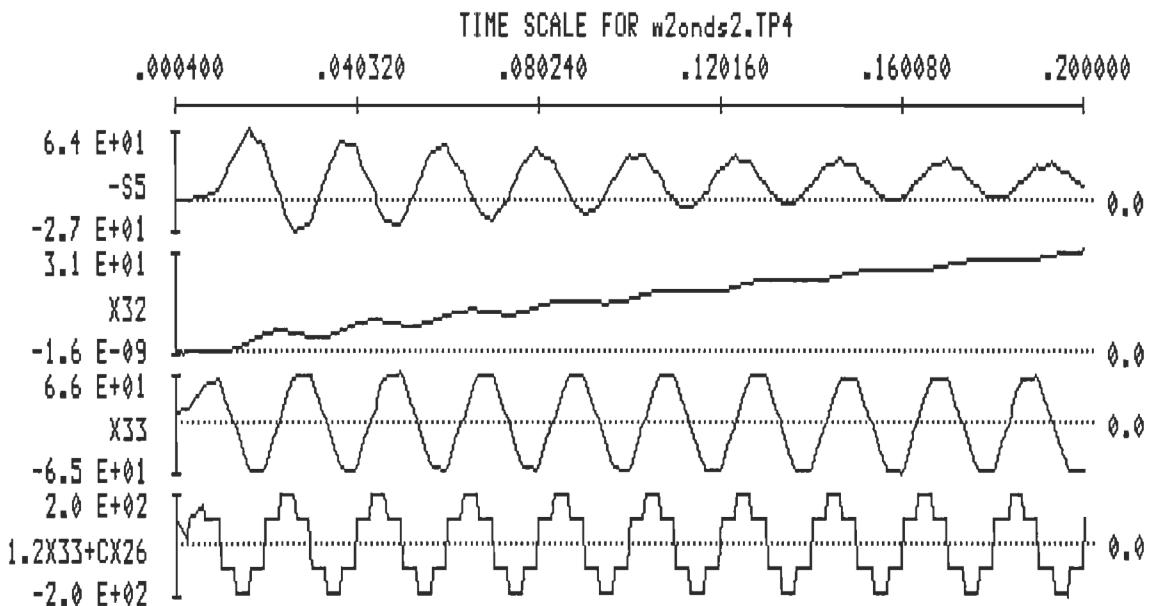


Figure 4.25: Démarrage d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension: modèle de Bologani (OMOBOPV.dat)

Par contre le modèle dq semble plus stable numériquement (OMODQPV.dat) avec seulement 29 variables d'état (figure 4.26). L'interrupteur bidirectionnel ne nécessitent qu'un seul circuit d'amortissement. Dans tous les cas, le problème réside sur le choix du pas de calcul. D'une façon générale, il ressort que dans le cas de 12 semi-conducteurs, le pas doit être inférieur à 50 μ s. Notons que la valeur des éléments inductifs, donc des constantes de temps intervient. Si les caractéristiques de la machine changent, alors il est probable que l'on doive de nouveau rechercher les bonnes caractéristiques des semi-conducteurs (tension de seuil, courant de maintien...).

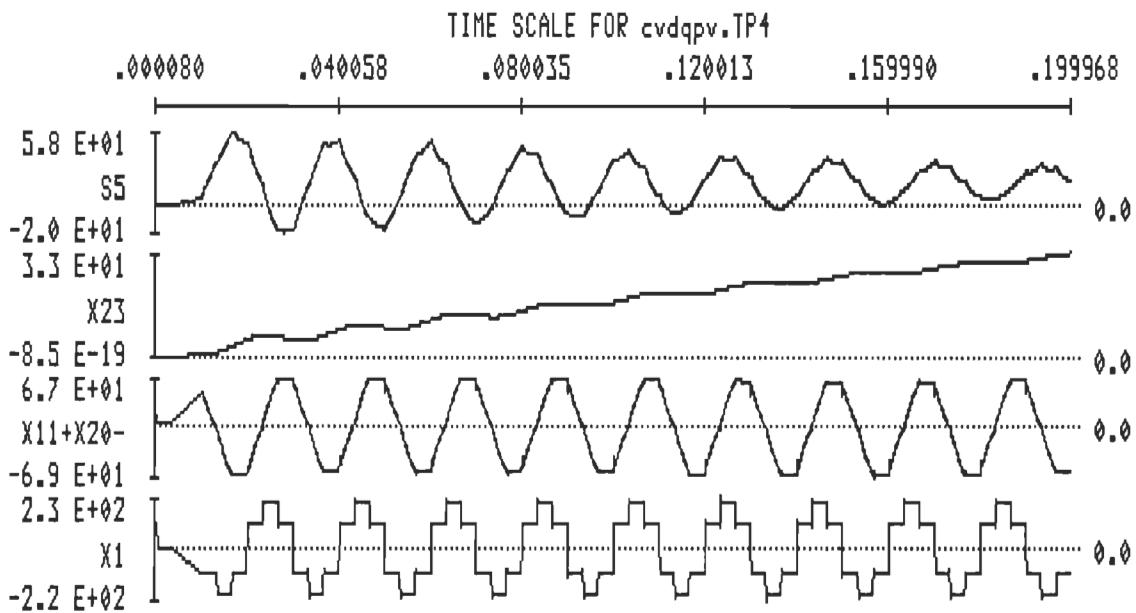


Figure 4.26: Démarrage d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension: modèle dq (OMODQPV.dat)

4.7. Validation des résultats

Nous retenons le modèle dq pour les raisons suivantes:

- c'est le modèle le plus connu;
- la préparation des données additionnelles est la plus facile;
- le nombre de variables d'état est le moins élevé;
- il est numériquement plus stable.

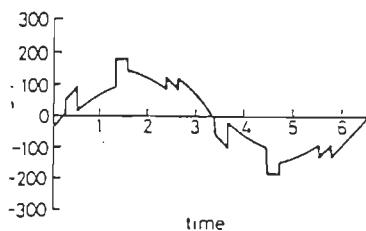
Afin de valider le modèle, nous considérons la référence [38] de S.A Hamed et B. J. Chalmer. Elle présente une simulation globale d'un variateur de courant alimentant une machine asynchrone en régime permanent. Les auteurs ont élaborés eux-mêmes les équations du système, à partir d'un

modèle simplifié de la machine. Le rotor est un circuit de type R-L-E. L'amplitude et la phase de E sont fonction du couple et de la vitesse du point de fonctionnement considéré. Les figure 4.27 représentent leurs résultats expérimentaux et de simulation: la tension de phase, le courant de phase, leur analyse harmonique et le couple, pour deux points de fonctionnement.

Les figures 4.28 montrent les résultats de simulation obtenus par ATOSECM à partir du fichier MVARASDQ.dat dont les caractéristiques de la machine sont spécifiées dans l'annexe 5 (le point de fonctionnement (a) est simulé par le fichier DQART.dat; le point de fonctionnement (b) est simulé par le fichier DQART1.dat).

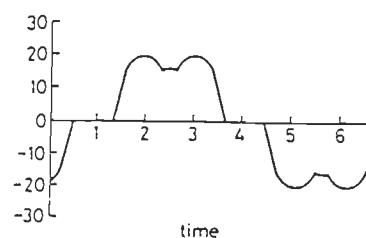
Tension

V_{as}

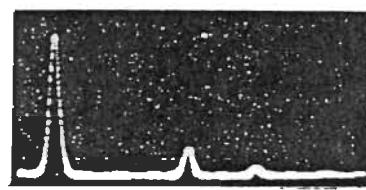
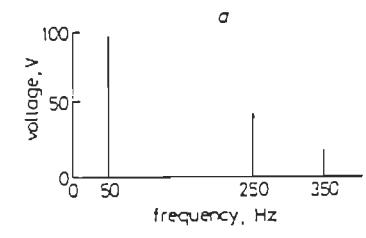


Courant

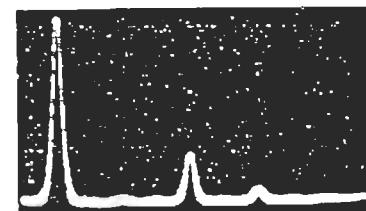
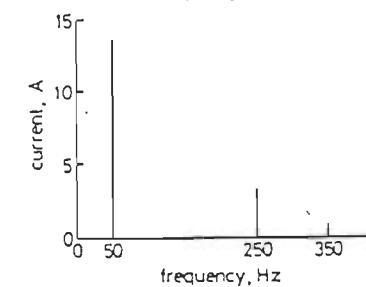
I_{as}



Analyse harmonique
de la tension V_{as}



Analyse harmonique
du courant I_{as}



Couple

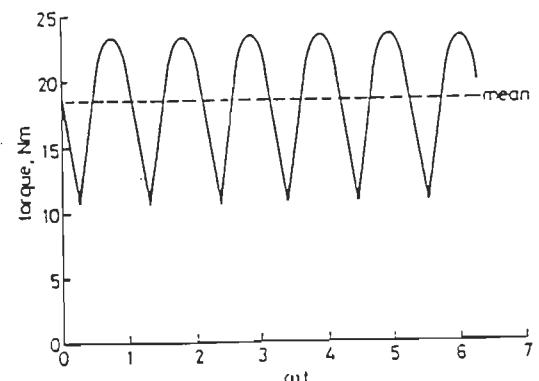


Figure 4.27.a: Résultats expérimentaux et de simulation de la référence [38].

Point de fonctionnement: 1300 tr/mn; 18.2 Nm; $a = 76.6^\circ$

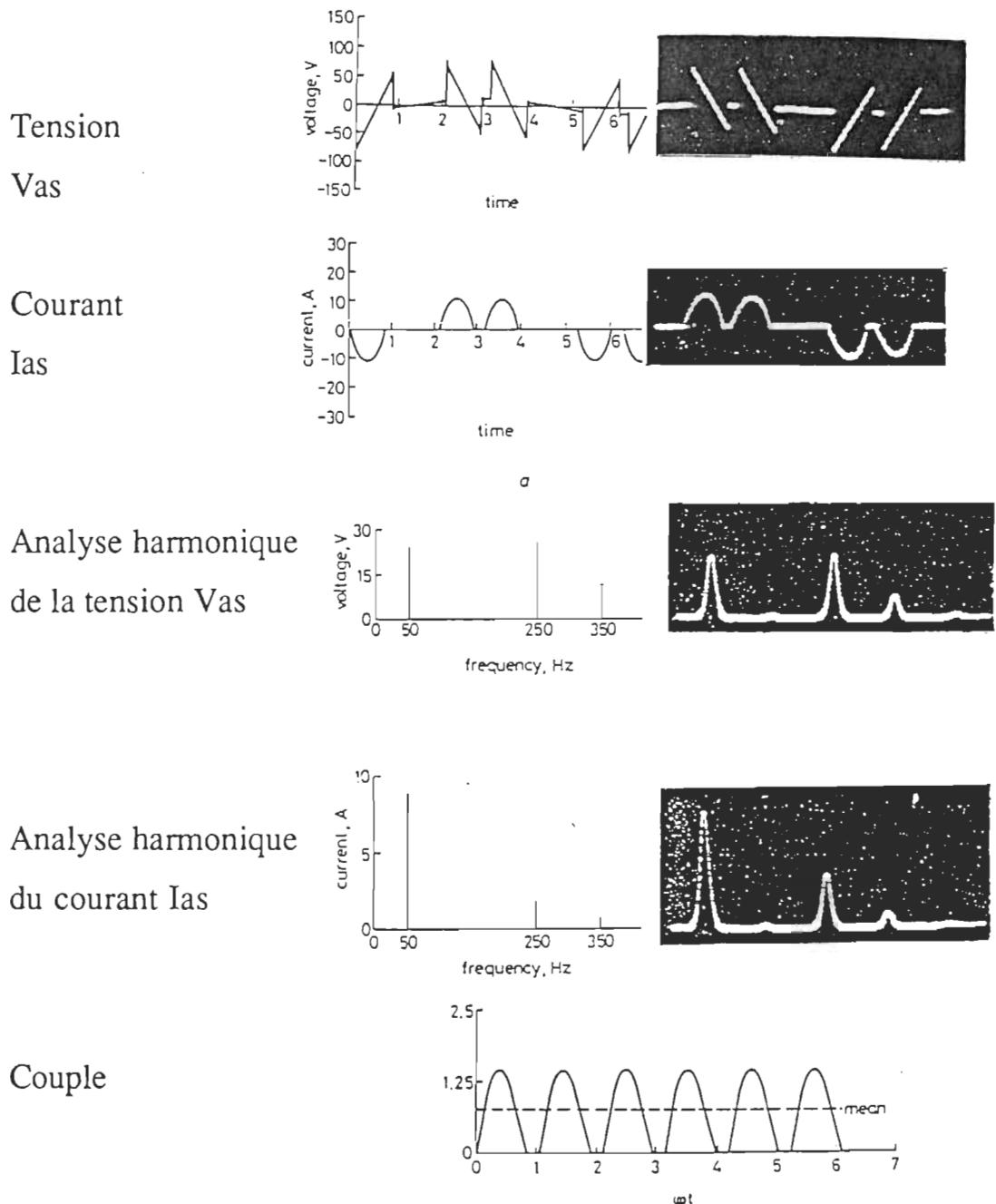


Figure 4.27.b: Résultats expérimentaux et de simulation de la référence [38]

Point de fonctionnement: 75 tr/mn; 0.7 Nm; $\alpha = 121^\circ$

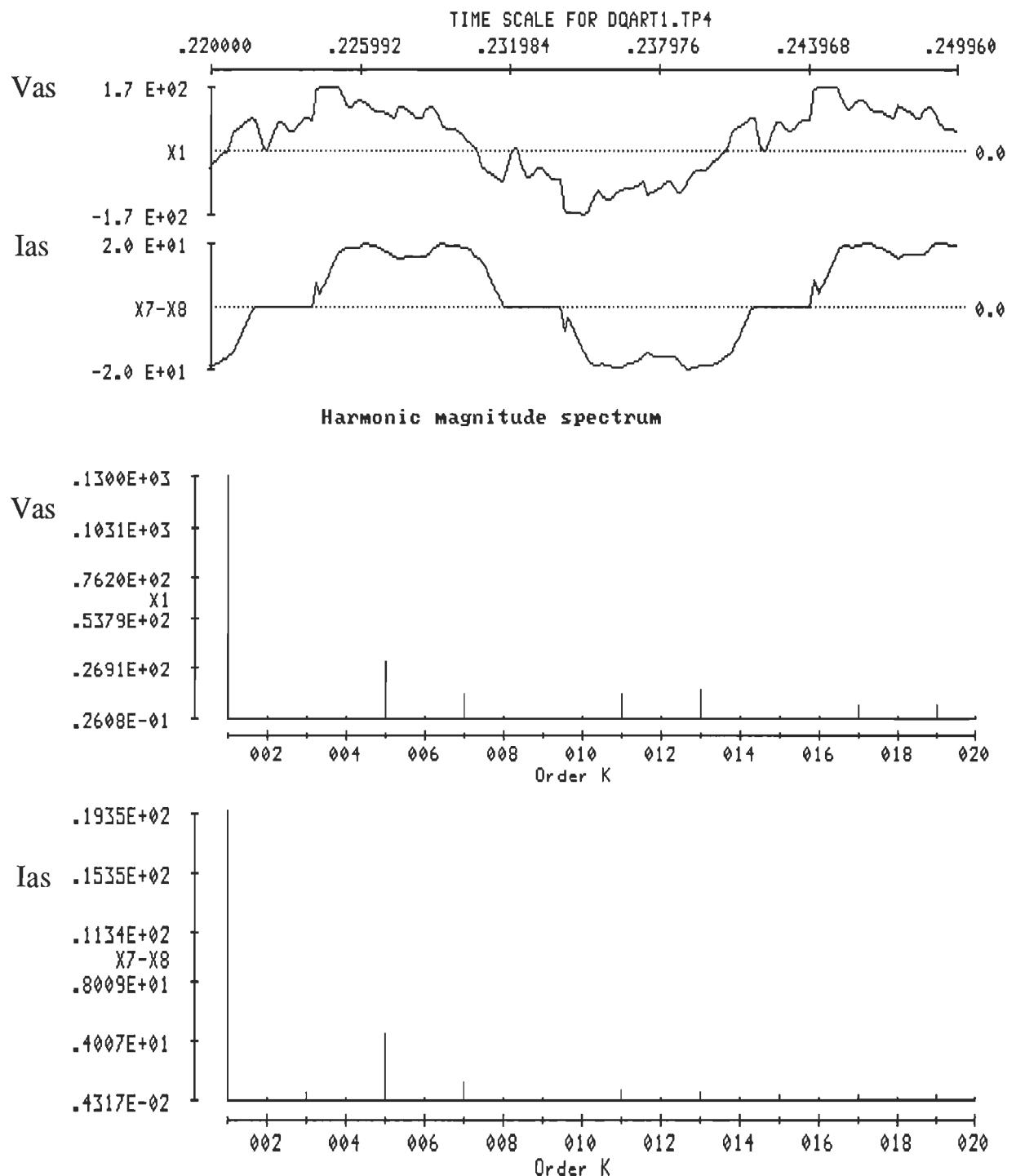


Figure 4.28.a: Résultats de simulation obtenus par ATOSECM:
tension et courant de phase
(Point de fonctionnement: 1300 tr/mn; 18.2 Nm; $a = 76.6^\circ$)

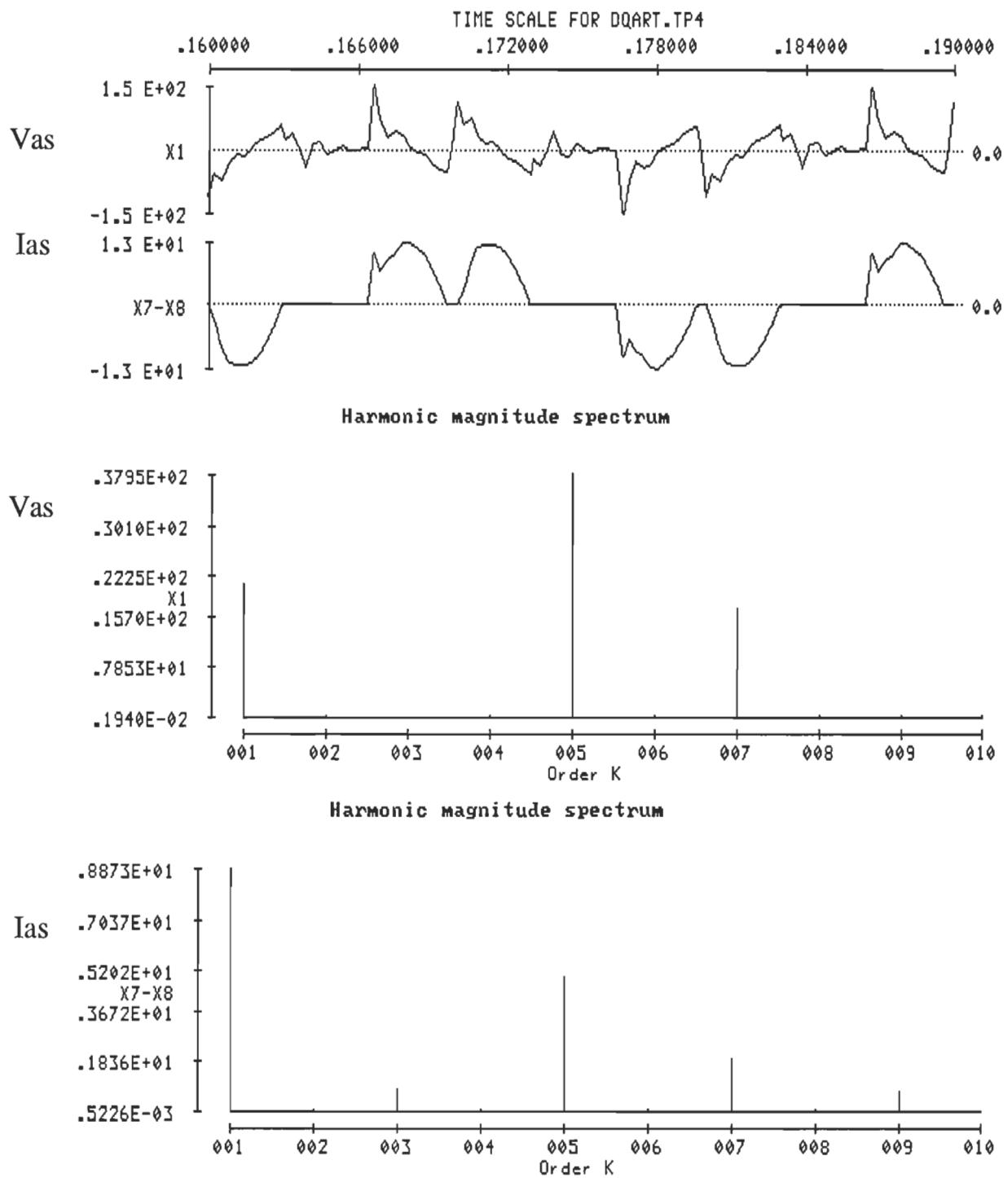


Figure 4.28.b: Résultats de simulation obtenus par ATOSECM: tension et courant de phase
 (Point de fonctionnement: 75 tr/mn; 0.7 Nm; $a = 121^\circ$)

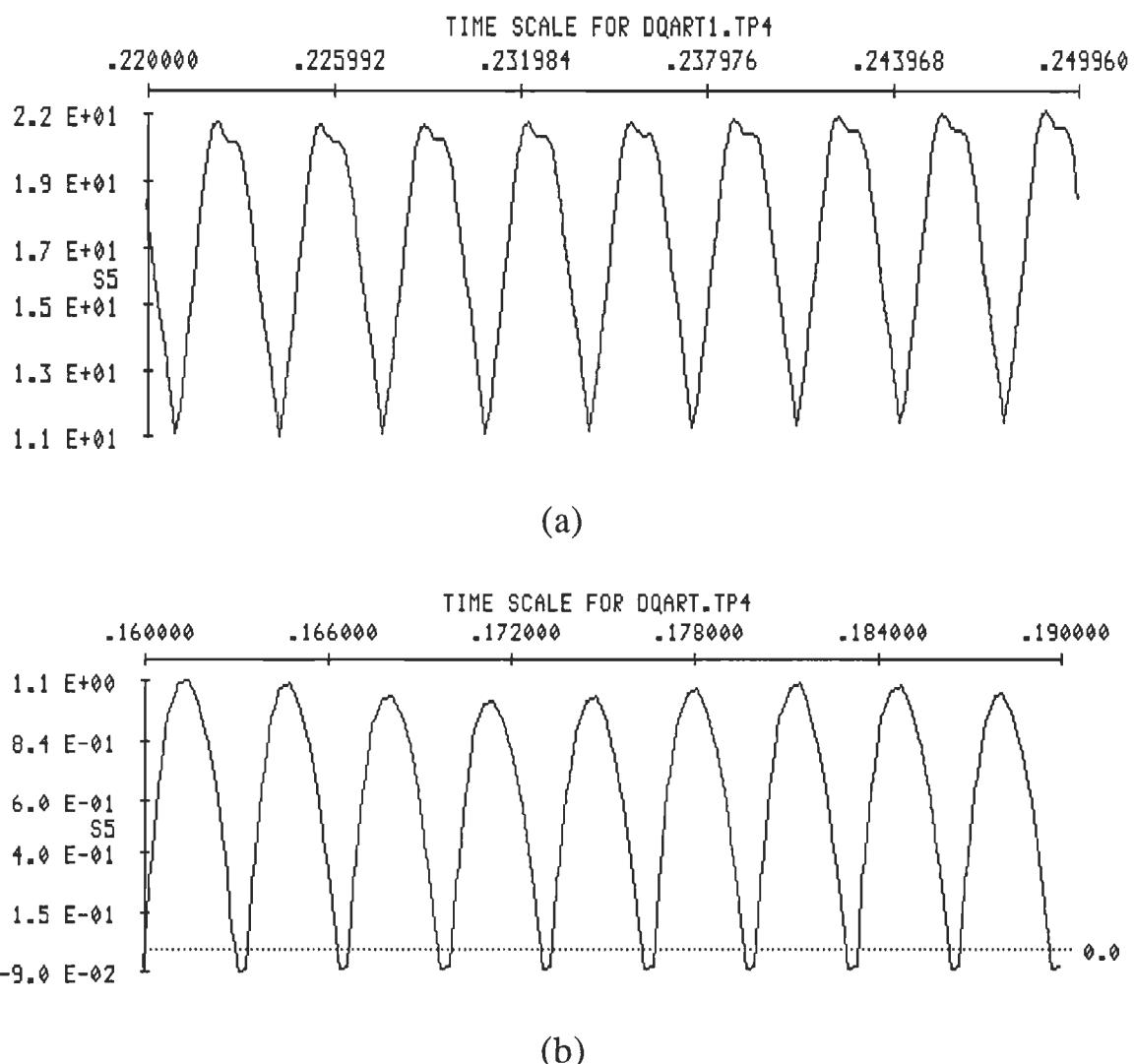


Figure 4.28.c: Résultats de simulation obtenus par ATOSECM: couple

(a) Point de fonctionnement: 1300 tr/mn; 18.2 Nm; $a = 76.6^\circ$

(b) Point de fonctionnement: 75 tr/mn; 0.7 Nm; $a = 121^\circ$

4.8. Conclusion

Finalement, le modèle de Ghani donne les mêmes résultats que les autres modèles, en régime permanent. Quant au modèle de Bolognani, il nous paraît moins stable numériquement que le modèle dq, lorsque le convertisseur se

complique. Le modèle dq est donc à retenir. La validation de ce dernier est très satisfaisante. Dans le cas de l'onduleur de tension, les résultats expérimentaux disponibles dans la littérature n'ont pu être vérifiés par ATOSECM: les caractéristiques de la machine et les conditions de fonctionnement sont toujours incomplètes. Néanmoins, le logiciel SEMAS a permis de valider les résultats obtenus à partir du fichier OMODQPV.dat pour la machine-1 (annexe 5), à titre d'exemple, en boucle ouverte (figures 4.29-4.30). La simplification de SEMAS consistant à considérer les formes d'ondes idéales alimentant la machine, n'affectent pas la comparaison des résultats.

Dans ce chapitre, nous avons limité notre étude à la faisabilité de la simulation des machines asynchrones. La méthodologie reste simple: elle repose sur le dessin du schéma équivalent de la machine. Cette méthodologie peut s'appliquer à tout type de machine. Les définitions des sources de tension ou de courant sont directement développées au sein du sous-programme "SORCES" écrit en FORTRAN 77 [39].

Cependant les temps de calcul restent longs lorsque le pas est fixe. Le chapitre V explique la méthodologie du pas variable implantée dans ATOSEC5.

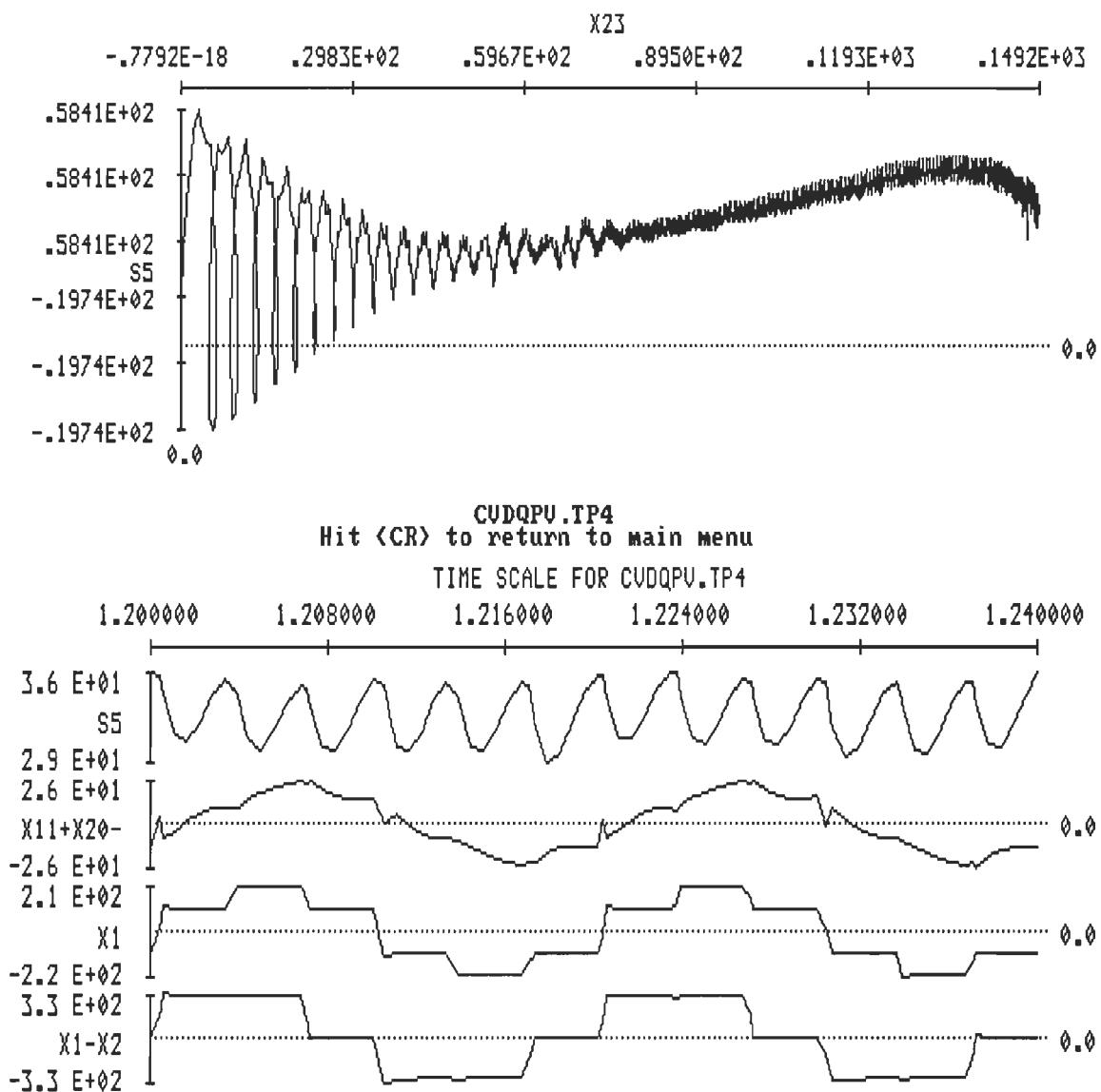


Figure 4.29: Résultats de simulation obtenus par ATOSECM dans le cas d'une alimentation par un onduleur de tension (CVDQPV.dat)

Avec:

- S_5 : couple
- X_{23} : vitesse
- $X_{11} + X_{20} - X_{14} - X_{17}$: courant I_{as}
- X_1 : tension de phase V_{as}
- $X_1 - X_2$: tension de ligne $V_{as} - V_{bs}$

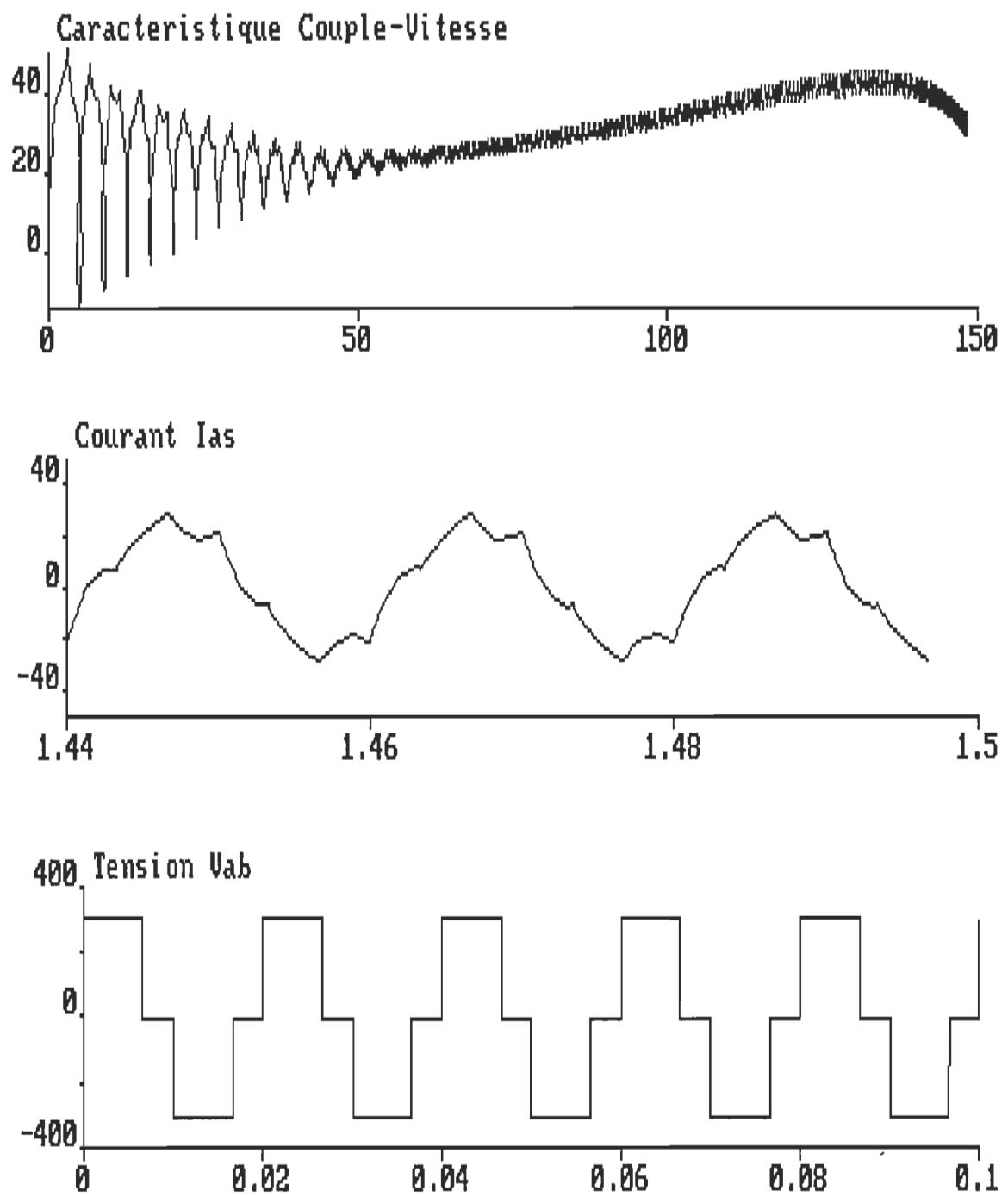


Figure 4.30: Résultats de simulation obtenus par SEMAS dans le cas d'une alimentation par un onduleur de tension

CHAPITRE 5

Implantation du pas variable dans le logiciel ATOSECM

5.1 Introduction

Comme tout logiciel de simulation globale, le temps de calcul est long dans le cas des simulations de systèmes convertisseurs-machines. En particulier, le fait de dessiner la machine revient à augmenter le nombre de variables d'état. Le temps de calcul devient prohibitif si le convertisseur est complexe. Ce chapitre propose l'implantation d'un pas variable simple réduisant de façon sensible temps de calcul et espace mémoire sans nuire à la précision.

5.2 Intérêt du pas variable

Dans une période de fonctionnement où aucune grandeur du système ne subit de variation brusque, l'utilisation d'un pas de calcul trop fin peut allonger inutilement le temps de calcul.

Un pas de calcul grossier est préférable. Par contre, il faut déceler avec précision les instants où s'effectuent les commutations d'un semi-conducteur et donc, les changements de configurations du montage. Dans ce cas, le pas doit être suffisamment fin. le compromis proposé consiste à utiliser un pas grossier entre deux séquences de fonctionnement consécutives, puis un pas réduit lors de la transition d'une séquence à l'autre. Cette façon de voir permet de ne pas remanier en profondeur le logiciel et son algorithme de

résolution, par l'implantation d'une technique de pas variable à ajustage automatique. L'implantation du pas variable permettra de réduire les temps de simulation et la dimension des fichiers résultats. Son utilisation permettra d'effectuer la simulation de systèmes complexes tels que les convertisseurs-machines.

5.3 Principe du pas variable

La méthode consiste à réduire le pas de calcul à l'approche des instants de commutation. Si à l'instant $(n+1)T$ on détecte un changement d'état, on retourne à l'instant nT précédent. T est le pas de calcul initial et devient T' , le nouveau pas de calcul adopté (T' est inférieur à T). Quand le changement de configuration sera de nouveau détecté mais avec le pas T' réduit, le programme en prendra acte. A partir de cet instant, on reprendra le pas initial T .

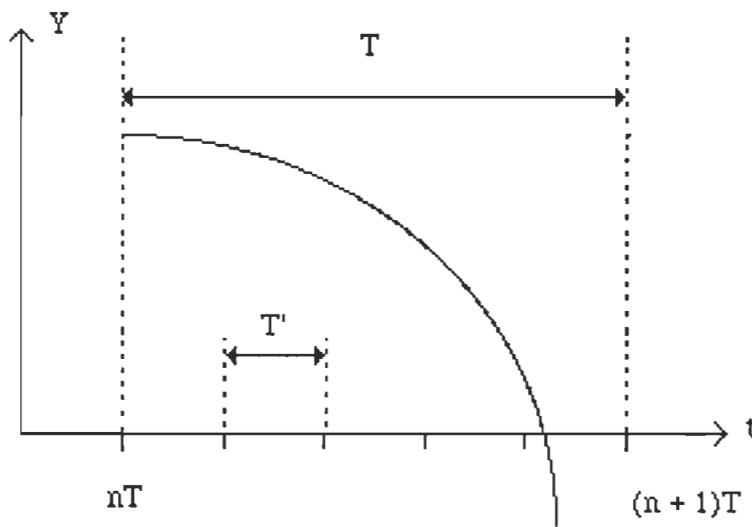


Figure 5.1: Méthodologie du pas variable

La figure 5.1 illustre la méthodologie en visualisant le courant à travers un semi-conducteur. Lorsque celui-ci change de signe, l'état du semi-

conducteur doit changer, selon la logique propre au modèle. De $(n+1)T$, on revient à l'instant nT , et le nouveau pas est divisé par 5:

$T' = T/5$. Les étapes de programmation au sein du programme-source apparaissent dans le tableau 5.1.

Tableau 5.1
Étapes du procédé de réduction du pas

<u>Étapes</u>	<u>Commentaires</u>
1	Faire la simulation avec un pas grossier T
2	Si on détecte un changement de configuration à l'instant $(n+1)T$: i) revenir à l'instant nT ii) adopter un pas réduit T' inférieur à T iii) effectuer la simulation avec le pas T' iv) valider le changement d'état lorsqu'il est détecté v) remettre le pas à sa valeur initiale T vi) aller à l'étape 1

5.4 Modifications du programme-source

Les différentes opérations liées aux différents tests sur l'état des semi-conducteurs se déroulent au niveau du sous-programme "OUT". L'algorithme du pas variable est représenté par la figure 5.2.

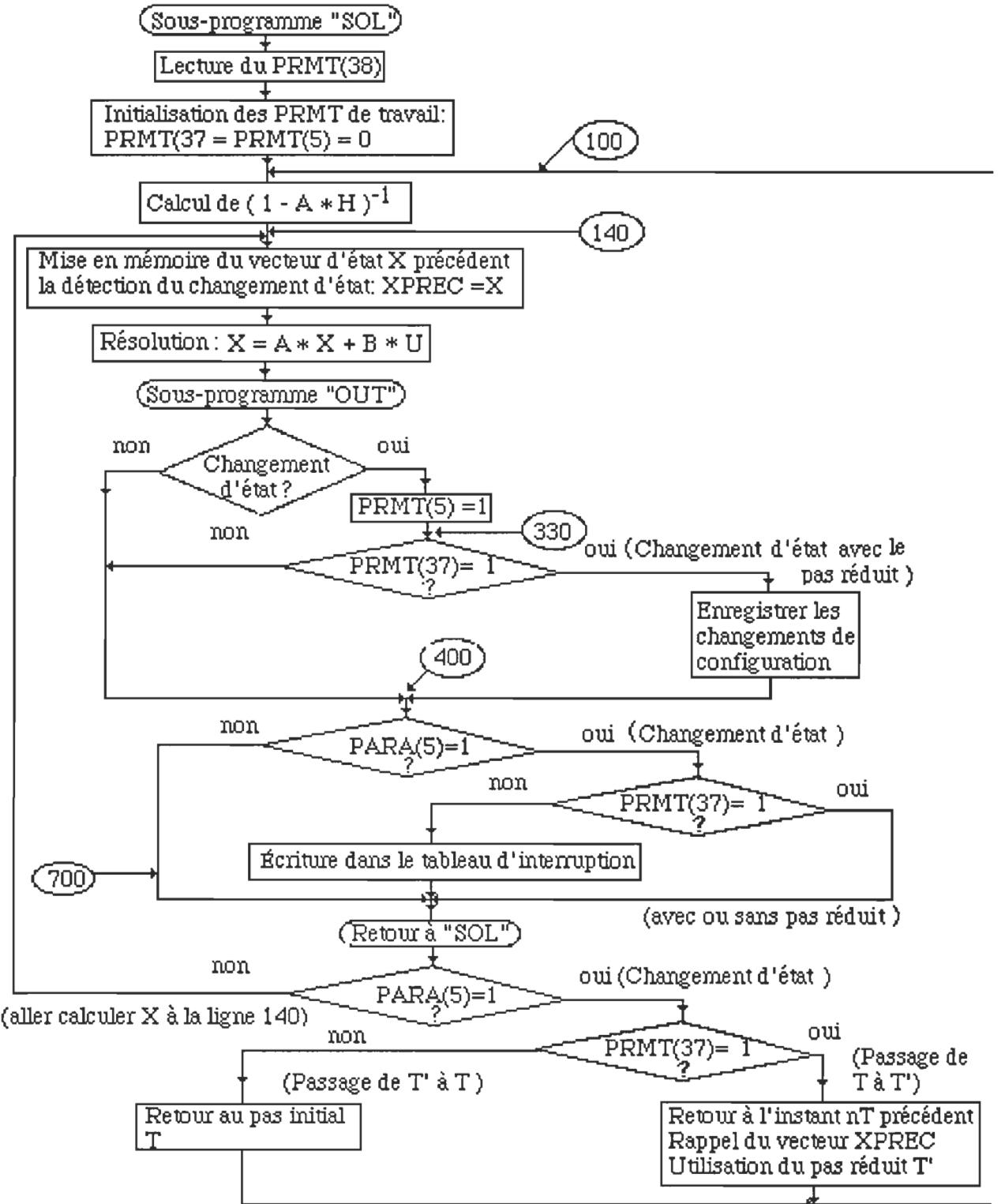


Figure 5.2: Modifications du programme-source pour l'implantation du pas variable. ("PARA" a même signification que "PRMT")

Dans ce synoptique, le paramètre de contrôle est noté "PARA" dans le sous-programme "OUT" et "PRMT" dans le reste du programme. Toutes les étapes sont recencées dans ce synoptique (figure 5.2). Les points importants sont les suivants:

- la détection du changement d'état;
- l'enregistrement du changement d'état dans la table d'interruption des semi-conducteurs;
- le changement du pas de calcul.

5.4.1 Changement d'état d'un semi-conducteur

Le PRMT(5) sert d'indicateur de changement d'état. Lorsqu'il est mis à 1, le changement peut avoir lieu. Le PRMT(37) est mis à 1 et indique que le pas désiré est le pas réduit T'. Le pas réduit est indiqué implicitement par la préparation des données de la façon suivante:

$$\text{Pas réduit désiré} = \text{PRMT}(3)/\text{PRMT}(38)$$

PRMT(3) indique le pas fixe initial T. PRMT(38) indique l'entier N, divisant le pas fixe T.

5.4.2 Enregistrement d'un changement d'état dans la table des semi-conducteurs

Ce tableau dit d'interruptions mémorise tous les instants de changements d'état de chaque semi-conducteur. Il est très utile pour la détermination des

diverses séquences de fonctionnement du montage simulé, l'analyse des commutations des semis-conducteurs, ou la détermination de l'origine des défauts de fonctionnement d'un convertisseur. L'enregistrement d'un changement d'état dans le tableau d'interruption sera effectué seulement lors de sa détection avec un pas réduit, c'est à dire si $\text{PRMT}(5)=\text{PRMT}(37)=1$.

5.4.3 Changement du pas de calcul

On distingue deux types de variations de pas de calcul:

- un changement de pas lors du passage du pas initial T au pas réduit T': dans ce cas $\text{PRMT}(5)=\text{PRMT}(37)=0$;
- un changement de pas lors du passage du pas réduit T' au pas initial T dans ce cas $\text{PRMT}(5)=\text{PRMT}(37)=1$.

L'utilisation de ces deux paramètres nous permet de modifier sans encombre le programme-source. Notons que si $\text{PARA}(34)=1$, alors le pas réduit est désiré par l'utilisateur. Sinon le pas pris en compte est $\text{PRMT}(3)$ et ne varie pas au cours de la simulation.

5.4.4 Application du pas variable à la bibliothèque de cas disponible dans ATOSEC5

L'ordinateur est un IBM-PC avec une horloge de 25 MHz. Le tableau 5.2 indique le nom du fichier de données, le pas de calcul, le nombre de semi-conducteurs (S^*) et de variables d'état (V^*), le temps de simulation et la dimension des fichiers. Les cas étudiés ont une fréquence de travail de 60 Hz.

Tableau 5.2
 Analyse de l'utilisation du pas variable sur quelques cas de la bibliothèque
 d'ATOSEC5

<u>Nom de fichier .DAT</u>	<u>Pas de calcul</u> PRMT(3)/PRMT(38)	<u>V*</u>	<u>S*</u>	<u>Temps de calcul</u> (s)	<u>Dimension du fichier graphique(.TP4)</u>
1Pulrec	0.0001	6	2	30	82236
	0.0001/5	6	2	13	17808
2Pulrec	0.0001	7	2	36	62700
	0.0003/3	7	2	15	21300
3Pulrec	0.0001	10	3	50	131512
	0.0002/2	10	3	34	67048
1Brirec	0.0001	10	4	35	82764
	0.0002/2	10	4	25	41844
Acred	0.0001	12	6	60	95840
	0.0002/2	12	6	35	48480
Acrgy	0.0001	15	6	90	113092
	0.0002/2	15	6	65	60172
3Phvsi	0.0001	22	12	300	224944
	0.0002/2	22	12	220	111248
3Phcsi	0.0001	34	12	300	79456
	0.0002/2	34	12	220	42848

V*, S*: respectivement nombre de variables d'état; nombre de semi-conducteurs

Il ressort du tableau 5.2 que le pas fixe de 0.1 ms convient pour un nombre de semi-conducteurs ne dépassant pas le nombre 12: il y a alors 12

commutations par périodes, au moins. Si le pas est multiplié par deux entre deux commutations, l'effet du pas variable est appréciable:

- si le nombre de semi-conducteurs ne dépasse pas six, le temps de calcul est réduit de 50 à 40 %, selon le nombre de variables d'état;
- si le nombre de semi-conducteurs ne dépasse pas douze, le temps de calcul est réduit de 30 %, selon le nombre de variables d'état.

Le fichier de résultats graphiques est divisé par deux dans tous les cas. Il semble que le fait de maintenir un pas inférieur à 0.1 ms lors d'une commutation convienne. Mais il ne faut pas que le pas soit supérieur à 0.2 ms entre deux commutations, sinon il peut avoir perte de précision et des ratés de détection de commutation.

Afin d'analyser l'effet du pas variable sur les systèmes complexes que sont les associations convertisseurs-machines, nous prenons comme exemple les cas du variateur de courant à thyristors et de l'onduleur de tension à transistors associés au modèle dq de la machine asynchrone.

Tableau 5.3
Effet du pas variable sur les fichiers VARASYDQ.dat et CVDQPV.dat

<u>Fichier</u>	<u>Pas de calcul</u>	<u>Temps de calcul</u>	<u>Intervalle de simulation</u>
VARASYDQ.dat	0.0001	210 s	0-0.1 s
VARASYDQ.dat	0.0002/2	130 s	0-0.1 s
OMODQPV.dat	0.00002	1800 s	0-0.064 s
OMODQPV.dat	0.0001/5	1080 s	0-0.064 s

Pour le fichier VARASYDQ.dat (variateur de courant à thyristors, annexe 4) et le fichier OMODQPV.dat(onduleur de tension), le tableau 5.3 résume les constations. Il ressort de ce tableau que l'application de la remarque déduite du tableau 5.2 est vérifiée pour le fichier VARASYDQ.dat:

- si il y a six semi-conducteurs, le pas de calcul sera de 0.1 ms au moment de la commutation. Il doublera entre les commutations.

Pour le cas de l'onduleur de tension, nous avons 29 variables d'état et 12 semi-conducteurs. Il s'avère qu'un pas fixe de 20 μ s est nécessaire, si on veut éviter les ratés de commutation en raison des conflits de logique entre diode et transistor. Avec 20 μ s aux moments des commutations et cinq fois plus entre deux commutations, le pas variable assure néanmoins la réduction du temps de calcul. A titre d'exemple, la comparaison des formes d'ondes obtenues avec les deux pas de calculs (fixe et variable) dans le cas du fichier VARASYDQ.dat sont concluantes: la précision n'est pas affectée (figures 5.4 et 5.5).

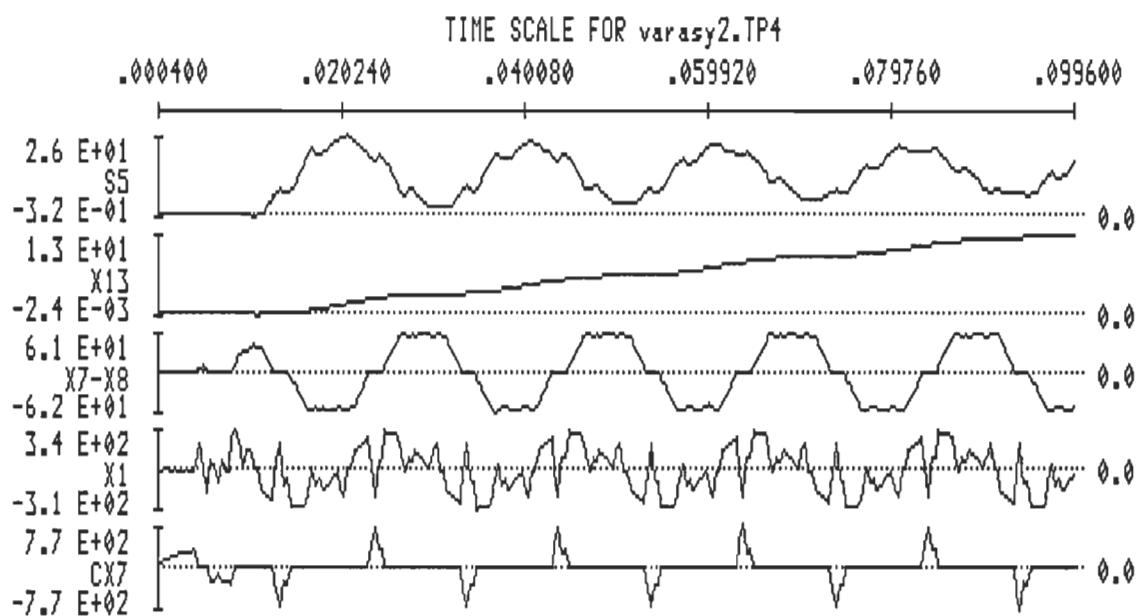


Figure 5.3: Résultats de simulation obtenus par le fichier
VARASYDQ.dat, en mode de pas variable (0.0001/2 s)

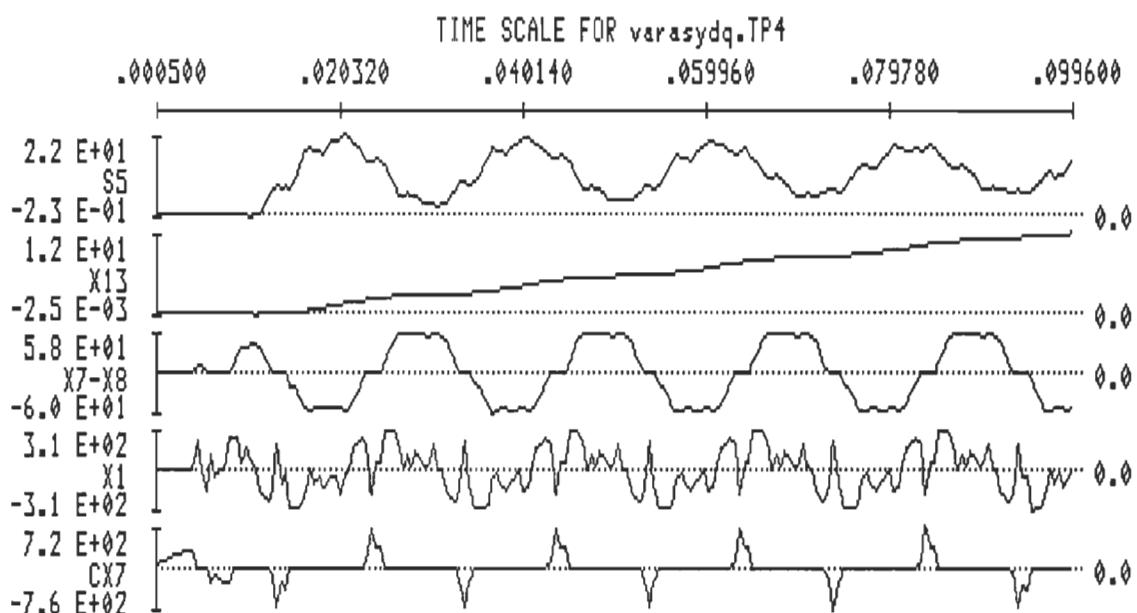


Figure 5.4: Résultats de simulation obtenus par le fichier
VARASYDQ.dat, en mode de pas fixe (0.0001 s)

5.5 Conclusion

Finalement, l'implantation de cette technique de pas variable permet une réduction notable du temps de calcul. La précision des calculs n'est pas affectée pour autant. Cependant, lorsque la structure du convertisseur devient complexe, la recherche du meilleur choix entre le pas minimal et le pas maximum est délicate. Le compromis entre ces deux valeurs est lié aux constantes de temps du système convertisseur-machine, ce qui rend difficile son choix.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Finalement, ce mémoire présente la création d'un nouveau logiciel de simulation globale puissant: ATOSECM. Les contributions apportées sont les suivantes:

- la simulation des systèmes multi-convertisseurs;
- la simulation des systèmes convertisseurs-machines asynchrones en boucle ouverte;
- l'utilisation d'une technique simple de pas variable.

La simulation des systèmes multi-convertisseurs, limitée aux systèmes d'ordre deux, peut aisément être étendue à un ordre supérieur, moyennant de légères modifications à apporter au programme source et au fichier de traitement par lot. Cette méthode nécessite le pas fixe car l'utilisation d'un pas variable nuit à la convergence. L'intérêt de cette méthode est de faciliter la description topologique de gros systèmes multi-convertisseurs, de rendre possible leur simulation globale sans nuire à la précision, mais au détriment du temps de calcul parfois long. Cependant avec la venue de calculateur très rapide, cet inconvénient devient secondaire. L'emploi de la nouvelle méthode itérative de simulation globale permet l'étude des répercussions sur le réseau du fonctionnement de plusieurs convertisseurs et de l'interaction entre ces convertisseurs.

La contribution apportée à la simulation des systèmes convertisseurs-machines à courant alternatif est très satisfaisante. Plusieurs modèles ont été implantés. Il ressort que l'emploi des sources de courant ou de tension non-linéaires suffit à retranscrire le fonctionnement d'une machine à courant alternatif à partir d'un schéma électrique équivalent. Le modèle dq est à utiliser en premier lieu car, d'une part, il est très connu et, d'autre part, l'expression des sources spéciales utilisées sont plus simples que pour les autres modèles. Le modèle de Ghani a l'avantage de donner directement accès aux grandeurs réelles de la machine, mais la forte non-linéarité des sources spéciales utilisées par le schéma équivalent impose un pas de calcul très fin. Le modèle de Bolognani donne accès aux grandeurs réelles de la machine d'un seul côté (au stator ou au rotor) et les résultats de simulations sont comparables à ceux obtenus avec le modèle dq. Cependant, ce modèle est très peu connu par les usagers. Dans tous les cas, la difficulté majeure concerne l'interrupteur bidirectionnel en courant pour l'onduleur de tension, car il peut apparaître un conflit entre les logiques des semi-conducteurs. Ces conflits peuvent entraîner des ratés de commutations. De plus le nombre de variables d'état reste élevé. L'implantation dans ATOSECM de la logique spécifique aux interrupteurs complexes tels transistor-diode, thyristor-diode et autres,(déjà mise au point) permettra de résoudre le problème des ratés de commutation et réduira le temps de calcul en divisant par deux le nombre de variables d'état du convertisseur. De plus, la préparation des données sera plus simple.

Quant à la simulation du commutateur de courant connecté à une machine asynchrone, des résultats avec le modèle dq ont été obtenus (3DQIPV7.dat). Cependant les temps de calcul sont prohibitifs. L'extension à la machine synchrone sera la prochaine étape, la méthodologie étant la même.

Le pas variable permet de réduire de façon notable le temps de calcul. Mais les systèmes convertisseurs-machines restent difficiles à simuler en raison des variations de constantes de temps lors d'une période de fonctionnement. La solution future consisterait à planter un pas variable automatique s'ajustant selon la constante de temps et améliorant par là-même la stabilité des calculs et leur vitesse. Dans ce cas, l'algorithme deviendra robuste et l'utilisateur d'ATOSECM n'aura plus à agir sur les caractéristiques des semi-conducteurs pour éviter les ratés de commutations dus au choix du pas.

Toutes ces études se sont faites en boucle ouverte. Il serait intéressant de développer une nouvelle façon de tenir compte des boucles de régulation en utilisant des sources spéciales permettant de dessiner tout simplement le correcteur utilisé en employant des éléments passifs, plutôt que d'utiliser la procédure actuelle assez lourde [5].



RÉFÉRENCES

- [1] J.Mc Leod, "Simulation Is Wha-a-t?", Fall, Simulation, vol.1, 1963
- [2] Electronic Circuit Analysis Program II (ECAP II) for IBM Operating System and 1130 Computing system Program Description Manual, Program 5734-EE1, Technical Publication- Industry, IBM Corporation, White Plains, N.Y., 1971
- [3] S.R.Sedore, "SCEPTRE: a Program for Automatic Network Analysis", IBM Journal, Nov. 1967, pp. 627-637
- [4] L.W.Nagel, " SPICE2: A Computer Program to Simulate Semiconductor Circuits", Memorandum ERL-m520, Electronic Research Laboratory, College of Engineering, University of California, Berkeley, Californie, 1975
- [5] V.Rajagopalan, "Computer-Aided Analysis of Power Electronic System", Marcel Dekker inc., New-York, 1987
- [6] V.Rajagopalan, K.Sankara Rao,"ATOSEC User's Manuel", Département d'Ingénierie, Université du Québec à Trois-Rivières, Québec, canada, 1975
- [7] V.Rajagopalan, P.Croisetière,"User's Guide for ATOSEC5 Simulation Software for personal and Mainframe Computers'", Département d'Ingénierie, université du Québec à Trois-Rivières, Québec, Canada, 1991
- [8] T.H.Orthmeyer,"The effects of Power Systems Harmonics on Power Systems Equipments and Load", IEEE Trans. on Power Apparatus, vol. 9, sept. 85, pp.1428-1439

- [9] P.Sgarzi, S.Théolière,"Optimisation de compensation en présence d'harmonique", RGE no 6 1988, pp.12-18
- [10] "Harmoniques, paramètres caractéristiques, méthodes d'étude, estimation de valeurs existantes en réseau", Groupe de travail 3605, Electra no 77, juillet 81
- [11] G.Bonnard," The Problems posed by Electrical Power to Industrial Installations", IEE Proc., vol. 132-B, no 6, nov. 1985
- [12] G.Nathan, P. Lundin, "Programme d'ordinateur pour l'optimisation de circuit de filtres dans des installations électriques", Revue ABB, no 5 , 1991, pp.31-38
- [13] P.Adam,"Conception, performances et particularités des filtres d'harmoniques", RGE, no 6, juin 1988, pp. 34-42
- [14] A.E.Fitzgerald, C.Kingsley,"Electrical Machinery", McGraw-Hill Book Company, Tokio, 1961
- [15] S.N Ghani, "Digital Computer Simulation of Three Phase Induction Machine Dynamics. A Generalized Approach", IEEE IA, Vol 24, no 1,1988, pp.106-114
- [16] S., Bolognani, P.Tenti, " A General Three-Phase Time-Invariant Equivalent Circuit of Induction Motors", IMACS, Modelling and Simulation in Engineering, pp 195-199, North-Holland Publishing Company, 1983
- [17] Rapport de simulation des convertisseurs OH et TF, note interne. Centre Canadien de Fusion Magnétique, Brown-Boveri Company, 1988
- [18] M.Tou, V.Rajagopalan, K.Debebe, A.Skorek,"Analyse assistée par ordinateur de système Électronique de puissance comprenant des multi-

convertisseurs statiques de puissance", Congrès Canadien en Génie Électrique et Informatique, Québec, 27 sept., 1991, pp. 35.3.1-35.3.4

- [19] M.Tou, V.Rajagopalan, T.Rafesthain, K.Debebe, A.Skorek,"Analyse assistée par ordinateur des répercussions sur le réseau d'alimentation des systèmes multi-convertisseurs", LR2EP, Colloque sur " Perturbations réciproques des réseaux et des convertisseurs", Nantes, France, 6 juillet 1992
- [20] A.Barazzouk,"Étude et conception d'un module de simulation des entraînements à courant alternatif", mémoire de maîtrise, Département d'Ingénierie, Université du Québec à Trois-Rivières, Québec, 1992
- [21] H.W.Dommel, "EMTP Theory Book", Portland, BPA, August 1986
- [22] G.A Capolino, H.Henao,"C.A.O et simulation des associations convertisseurs-machines à l'aide du logiciel EMTP", Grenoble, journées SEE, mars 1989, pp. IV/1.7
- [23] M.Mazzuchelli, G.Sciutto,"Digital Simulation of AC Electrical Drives Based on Field-Oriented Control Method Using General, Purpose Program", Munich, Proceedings PCI, 1986, pp. 350-364
- [24] M.Carpita, M.Marchesoni,"Power Conditioning System Using Sliding Mode Control", Kyoto, Proceeding PESC, 1988, Vol.2, pp. 626-633
- [25] H.Foch, C.Riboulet, J.Schonek,"A General Digital Computer Simulation Program for Thyristor Static Converters (Program SACSO): Application Examples", Dusseldorf, Germany, Ind Ifac Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives, Oct. 1977, pp. 1-5

- [26] T.Rafesthain, J.Roudet, R.Feuillet,"Simulation par le logiciel CIRCUIT de perturbations conduites: application à une alimentation à découpage",R.G.E, no 1, janvier 1990, pp. 28-34
- [27] V.Rajagopalan, K.Debebe,A.Chandrasekaran, S.A.Sudha,"User-Friendly Dedicated Power Electronic Converter Simulator",IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 39, no 1, February 1992, pp.55-62
- [28] G.J.Cruz, "Étude et mise au point d'un logiciel de simulation par séquences (Secma) d'ensembles constitués de convertisseurs statiques et de machines à courant alternatif. Application à la simulation de variateurs électriques de vitesse", Thèse de Docteur-Ingénieur, INP de Toulouse, février 1982
- [29] R.Ledoeuf, "Problèmes de simulation d'ensembles convertisseurs-machines-commandes", RGE, no 10/82, pp.698-703
- [30] B.Davat,"Étude-mise au point d'une méthode de simulation globale de convertisseurs statiques connectés à des charges électriques complexes",Thèse de Docteur-ingénieur, LEEI Toulouse, France, juin 1979
- [31] J.G.Kassakian,"Simulation Power Electronic System. A New Approach",Proceeding of the IEEE, Vol. 67, october, 1979, pp. 1428-1439
- [32] L.O.Chua, P.M.Lin," Computer Aided Analysis",U.S.A, New-Jersey, Prentice-Hall, 1975
- [33] V.Rajagopalan," Library of Électronic converter topologies for ATOSEC5 Simulator Case Studies", Département d'Ingénierie, Université du Québec à Trois-Rivières, Québec, Canada, 1991

- [34] A.Chandrasekaran, S.Sudha,"NEDIT: User-Friendly Data Preparation for ATOSEC5 Simulator", Center for Electric Power, Tennessee Technological University, April 1990
- [35] V.Rajagopalan," Computation of Almost Periodic Steady State reponse of Power Electronic Converter System, Electrical Machines and Converter-Modelling and Simulation", IMACS, Liège, Belgium, 1984, pp.133-138
- [36] T.A.Lipo,"The Analysis of Induction Motors with Voltage Control by Symmetrically Triggered thyristors", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. Pas-90, no 2, 1971, pp.515-525.
- [37] MATLAB, "User's Guide for MS-DOS Personal Computers", Matworks inc., South Natick, M. A, 1989
- [38] S.A Hamed, B.J.Chalmers," Analysis of Variable-Voltage Thyristor Controlled Induction Motors.", IEE Proceeding, Vol. 137, n0 3, May 1990
- [39] D.M.Etter, "Structured FORTRAN 77 for Engineers and Scientists", The Benjamin/Cummings Publishing Company, inc., California, 1983

Annexe.1
Listes des sous-programmes appelés par ATOSEC5

PROGRAMME ATO5SIM

MAINPR
[
 TREEF - ---- *AND1*
 RDTOPO
 LIRE
 ERREUR
 PROC
 SIML ----- *OR1, AND1, COMPLI*
 KBMA
[
 STATE
 CMAT
 MAT ----- *AND1*
 INVT
 SINV
 MFSD
 MATM
[
 LCINVT
 CMAT
 MAT ----- *AND1*
 INVT
 SINV
 MFSD
[
 CONSOR
 LIRE
 ERREUR
 LIRVEC
 LIRE
[
 SOLVE
 LIRVEC
 LIRE
 ERREUR
 MATM
 SOL
 SINVMA
 SORCES
 OUT
 SORCES
 FIRING
 EXTFIR
 BLOCK
[
 END



Annexe.2

Calcul des impédances de transformateurs pour les convertisseurs du T. de V.

1. Calcul de l'impédance de source ramenée au niveau de la barre des 25 kV

1.1 Impédance de source

Données: 1500 MVA, 120 kV

$$Z_L = (120 \text{ kV})^2 / 1500 \text{ MVA} = 9.6 \Omega$$

soit:

$$R_L = 0.01 Z_L = 0.096 \Omega, X_L = 9.6 \Omega, L_L = 25.46 \text{ mH à } 60 \text{ Hz}$$

1.2 Impédance du transformateur 120 kV / 26.4 kV, vue du primaire

Données: zcc = 10.7 %, sur la base de 28 MVA

$$Z_P = 0.107 (120 \text{ kV})^2 / 28 \text{ MVA} = 55.03 \Omega$$

soit:

$$R_P = 0.1 \% Z_P = 0.055 \Omega, X_P = 55.03 \Omega, L_p = 0.146 \text{ H à } 60 \text{ Hz}$$

en additionnant avec l'impédance de source:

$$Z_L + Z_P = 0.151 \Omega + j 64.63 \Omega$$

en ramenant cette impédance au secondaire du transformateur 120 V / 26.4 kV

$$R_s = 0.151 (26.4 \text{ kV})^2 / (120 \text{ kV})^2 = 0.0073 \Omega$$

$$L_s = 0.1714 (26.4 \text{ kV})^2 / (120 \text{ kV})^2 = 0.00829 \Omega$$

D'après la figure 2.11 représentant le convertisseur OH:

$$V_{AA} = 26.4 (\sqrt{2} / \sqrt{3}) = 21.5556 \text{ kV: valeur crête}$$

$$RAA + R1A = R_s$$

$$LAA + L1A = L_s$$

avec:

$$RAA = 1 \text{ m}\Omega, R1A = 6.3 \text{ m}\Omega, LAA = 1 \text{ mH}, L1A = 7.3 \text{ mH}$$

2. Calcul des impédances des transformateurs du convertisseur OH (fichier OHPSFR.dat) à 60 Hz

Données: 25 kV / 447 V/ 447 V, un secondaire couplage étoile-étoile, un secondaire couplage étoile-triangle, 2.3 MVA, zcc = 3.44 %

2.1 Impédance vue du primaire: couplage étoile-étoile

$$Z_p = 0.0344 (25 \text{ kV})^2 / 2.3 \text{ MVA} = 9.35 \Omega$$

soit:

$$R_p = 0.1 \% Z_p = 9.35 \text{ m}\Omega, X_p = 9.35 \Omega, L_p = 24.8 \text{ mH}$$

d'où l'impédance ramenée au secondaire:

$$Z_{s\Delta} = Z_p (447 \text{ V} / 25 \text{ kV})^2$$

$$R_{s\Delta} = 2.99 \mu\Omega$$

$$L_{s\Delta} = 7.93 \mu\text{H}$$

2.2 Impédance ramenée au secondaire: couplage étoile-triangle

$$R_{s\Delta} = R_p (447 \text{ V} / (25 \text{ kV} / \sqrt{3}))^2 = 9 \mu\Omega$$

$$L_{s\Delta} = L_p (447 \text{ V} / (25 \text{ kV} / \sqrt{3}))^2 = 24 \mu\text{H}$$

3. Calcul des impédances du transformateur TF

(fichier TFPSR.dat) à 60 Hz

3.1 Impédance de source

$$RAA = 7.3 \text{ m}\Omega$$

$$LAA = 8.3 \text{ mH}$$

3.2 Impédance des transformateurs

Données: 25 kV / 4 x 374 V, 2.05 MVA, zcc = 2.3 % (figure 2.14)

3.2.1 Couplage Δ - Δ -Y

$$Z_p = 0.023 (25 \text{ kV})^2 / 4.1 \text{ MVA} = 3.506 \Omega$$

soit:

$$R_p = 0.1 \% Z_p = 3.5 \text{ m}\Omega, X_p = 3.5 \Omega, L_p = 9.3 \text{ mH}$$

vue du secondaire:

$$Z_s = Z_p (374 \text{ V} / 25 \text{ kV})^2$$

$$R_s = 0.8 \mu\Omega \text{ (négligée)}$$

$$L_s = 2.1 \mu\text{H}$$

3.2.1 Couplage Δ - Δ -Y

$$Z_p = 0.023 \times 3 \times (25 \text{ kV})^2 / 4.1 \text{ MVA} = 10.52 \Omega$$

soit:

$$R_p = 0.1 \% Z_p = 10.52 \text{ m}\Omega, X_p = 10.52 \Omega, L_p = 27.9 \text{ mH}$$

vue du secondaire:

$$Z_s = Z_p ((374 \text{ V} / \sqrt{3}) / 25 \text{ kV})^2$$

$$R_s = 0.8 \mu\Omega \text{ (négligée)}$$

$$L_s = 2.1 \mu\text{H}$$

3.3 Impédance d'absorption

Données: bobine d'absorption de valeur $L = 3.97 \text{ mH}$, $K = 0.1$ (coefficients de couplage), mutuelle $M = 0.397 \text{ mH}$

4. Calcul des impédances du transformateur EF

(fichier EFPSFR.dat) à 60 Hz

Données: 25 kV / 377 V / 377 V, un secondaire couplage étoile-étoile, un secondaire couplage étoile-triangle, 1.38 MVA, $z_{cc} = 3.17 \%$

4.1 Impédance vue du primaire: couplage étoile-étoile

$$Z_p = 0.0317 (25 \text{ kV})^2 / 1.38 \text{ MVA} = 14.36 \Omega$$

soit:

$$R_p = 0.1 \% Z_p = 14.36 \text{ m}\Omega, X_p = 14.36 \Omega, L_p = 38.1 \text{ mH}$$

d'où l'impédance ramenée au secondaire:

$$R_{s\Delta} = 5 \mu\Omega$$

$$L_{s\Delta} = 13.52 \mu\text{H}$$

4.2 Impédance ramenée au secondaire: couplage étoile-triangle

$$R_{s\Delta} = 3 \times R_{s\Lambda} = 15.28 \mu\Omega$$

$$L_{s\Delta} = 3 \times L_{s\Lambda} = 40.57 \mu\text{H}$$

5. Calcul de R_{TF} et L_{TF}

$$\text{Puissance active} = P_1 = \sqrt{3} V_{LL} I_L \cos \phi_1 = I_L R_{TF}$$

$$\text{Puissance réactive inductive} = Q_1 = \sqrt{3} V_{LL} I_L \sin \phi_1 = I_L^2 \omega L_{TF}$$

avec $\alpha = 60^\circ$, constant, empiétement négligé:

$$\cos \phi_1 = \cos \alpha$$

$$R_{ch} = 1.53 \text{ m}\Omega$$

$$V_d = 0.8075 V_{LL} \cos \alpha$$

$$I_d = 100 \text{ kA}$$

$$V_{LL} = 25 \text{ kV}$$

d'où:

$$V_d = R_{ch} I_d = 153 \text{ V}$$

soit:

$$\cos \alpha = 0.5$$

en effectuant l'égalité de puissance et en négligeant toutes les pertes:

$$\sqrt{3} V_{LL} I_L \cos \phi_1 = V_d I_d$$

$$I_L = \frac{V_d I_d}{\sqrt{3} V_{LL} \cos \phi_1}$$

comme:

$$P_1 = R_{TF} I_L^2$$

soit:

$$R_{TF} = \frac{V_d I_d}{I_L^2}$$

d'autre part:

$$Q_1 = L_{TF} \omega I_L^2$$

d'où:

$$L_{TF} = \frac{\sqrt{3} V_{LL} I_L \sin \phi_1}{I_L^2 \omega}$$



Annexe.3

Fichiers de traitement par lot et fichiers de données pour l'application de la méthode itérative

1 Cas de systèmes multi-convertisseurs monophasés

1.1 Structure des fichiers de traitements par lot: cas monophasé

1.1.1 Fonction du Fichier It1.bat

- i) Destruction des fichiers TAPE9, TAPE10 et TAPE11
- ii) Simulation du système 1 seul
- iii) Simulation du système 2 seul
- iv) Vérification de l'existence de TAPE9 et TAPE10
- v) Analyse par ATO5PPM
- vi) Méthode itérative désirée?

-si oui, aller au fichier Boucle.bat pour le mode itératif automatique, si non aller au fichier IT2.bat pour le mode itératif pas à pas

1.1.2 Fonction du Fichier Boucle.bat

L'utilisateur peut y définir le nombre d'itérations. Il appelle le fichier IT2.bat autant de fois que l'utilisateur le désire.

1.1.3 Fonction du Fichier IT2.bat

- 1.1) simulation du système 1 au complet. Système 2 remplacé par des sources de courant équivalentes
 - 1.2) Analyse par ATO5PPM
 - 1.3) Contenu de TAPE11 transféré dans TAPE9
 - 1.4) Destruction de TAPE11
-
- 2.1) simulation du système 2 au complet. Système 1 remplacé par des sources de courant équivalentes
 - 2.2) Analyse par ATO5PPM
 - 2.3) Contenu de TAPE11 transféré dans TAPE10
 - 2.4) Destruction de TAPE11

1.2 Fichiers de traitement par lot : IT1.bat, IT2.bat et BOUCLE.bat.

1.2.1 Fichier IT1.bat

```
REM FICHIER IT1.bat
PAUSE
REM echo off
CLS
del tape9
del tape10
```

```
REM simulation des systemes initiaux fonctionnant seuls
PAUSE
```

```
CLS
ATO5PVM syst1
ATO5PVM syst2
cls
dir tape*
PAUSE
CLS
```

```
REM Pour lancer la methode iterative RETURN sinon CTRL-C  
pause
```

```
boucle  
+exit
```

1.2.2 Fichier IT2.bat

```
REM FICHIER IT2.BAT
```

```
echo off  
del tape11  
ATO5PVM syst1i  
rem pause  
rem ECHO SIMU FINIE  
rem PAUSE  
rem ATO5PPM syst1i  
CLS  
del tape9  
rename tape11 tape9  
rem echo si on continue tapez RETURN sinon CTRL C  
rem PAUSE
```

```
echo off  
del tape11  
ATO5PVM syst2i  
cls  
rem ECHO SIMU FINIE  
rem PAUSE  
rem ATO5PPM syst2i  
CLS  
del tape10  
rename tape11 tape10  
rem echo si on continue tapez RETURN sinon CTRL C  
rem PAUSE
```

1.2.3 Fichier BOUCLE.bat

```
REM FICHIER BOUCLE.BAT  
for %%n in(1 2 3) do call it2
```

1.3 Fichiers de données: SYST1.dat, SYST2.dat, SYST1I.dat et SYST2I.dat

1.3.1 Fichier SYST1.dat

```
$ ----- Output file for Atosec5 Simulator ----
$ METHODE ITERATIVE: PHASE INITIALISATION
$ SYSTEME NUMERO 1: SYST1.DAT
$ 11 MAI 1992
$ -----
$ BEGIN ENUMERATION OF EDGES DATA.
$ -----
E,V001,007,000
E,V021,007,013
R,R00O,000,022,10000
$ Inductance de ligne: X5
L,L00O,000,022,0.001
$ Inductance de mesure de J1o(t): X6
I,Ifo1,022,002,1e-06
$ Résistance de charge
R,R022,012,013,1
$ Inductance de charge: X7
L,L022,004,012,0.001
C,COS1,014,004,47E-07
R,ROS1,002,014,10
C,COS2,444,004,47E-07
R,R005,007,444,10
D,D001,007,004,1E-05
S,T001,002,004,1E-05
r,RRR1,007,999,1E10
$ Source d'écriture de J1o(t)
E,J00I,999,888
R,RRR2,888,999,1e5
$ Source équivalente du système 2 (nulle)
J,JSY1,002,007
$ -----
$ END OF ENUMERATION OF EDGES DATA.
$ -----
*
$ -----
$ DATA FOR INITIAL CONDITIONS.
$ -----
0
$ -----
$ DATA FOR CONTROLLED SOURCES.
$ -----
0
$ -----
$ DATA FOR ADDITIONAL STATE VARIABLES.
$ -----
0
$ -----
$ TOTAL NUMBER OF SEMICONDUCTORS.
$ -----
2
$ -----
```

\$ DATA FOR SOURCES.
 \$ -----
 2,-100,60,0,0,0
 1,-5,0,0,0,0
 \$ SOURCE DE MESURE(S3)PERMETTANT L' ECRITURE DE J1o(t)
 \$ DANS LE FICHIER TAPE9
 61,9,6,6,6,0
 \$ SOURCE DE COURANT EQUIVALENTE DU SYSTEME 2
 \$(NULLE A LA PHASE D INITIALISATION)
 1,0,0,0,0,0
 \$ -----
 \$ DATA FOR SYNCHRONIZING VOLTAGES FOR SEMICONDUCTORS.
 \$ -----
 1,0,0,0,0,0
 5,360,60,0,0,0
 \$ -----
 \$ INITIAL STATES FOR SEMICONDUCTORS.
 \$ -----
 0,0
 \$ -----
 \$ HOLDING CURRENT VALUES FOR SEMICONDUCTORS.
 \$ -----
 0,01,0,01
 \$ -----
 \$ MINIMUM VOLTAGE FOR FIRING SEMICONDUCTORS.
 \$ -----
 1,2
 \$ -----
 \$ GATE OR BASE PULSE WIDTH.
 \$ -----
 0,30
 \$ -----
 \$ TURN-OFF TIME REQUIREMENT.
 \$ -----
 0,2E-05
 \$ -----
 \$***CONTROL PARAMETERS (PRMT(36)=2)
 \$ -----
 0,0,064,0,00005,0,0,0,1,78,90
 2,0,0,0,0,0,0,0
 0,0,0,0,0,0,0,0
 0,0,0,0,0,0,0,2
 0,0,0,0,0,0,0,0
 \$ Source équivalente de courant du système 2
 S4
 \$ Source de stockage de J10
 S3
 \$ Variable d'état de mesure de J1
 X6
 -CX3 Tension de charge

Liste des variables d'état

1	C0S1
2	C0S2

3 D001
4 T001
5 L00O
6 LF01

1.3.2 Fichier SYST1I.dat

```
$ ----- Output file for Atosec5 Simulator ---  
$ METHODE ITERATIVE: MODE ITERATIF  
$ SYSTEME NUMERO 1: SYST1I.DAT  
$ 11 MAI 1992  
$ -----  
$ BEGIN ENUMERATION OF EDGES DATA.  
$ -----  
E,V001,007,000  
E,V021,007,013  
R,R000,000,022,10000  
$ Inductance de ligne: X5  
L,L00O,000,022,0.001  
$ Inductance de mesure de J1n(t): X6  
1,lf01,022,002,1e-06  
$ R.sistance de charge  
R,R022,012,013,1  
$ Inducatnce de charge: X7  
L,L022,004,012,0.001  
C,COS1,014,004,47E-07  
R,ROS1,002,014,10  
C,COS2,444,004,47E-07  
R,R005,007,444,10  
D,D001,007,004,1E-05  
S,T001,002,004,1E-05  
r,RRR1,007,999,1E10  
$ Source d'écriture de J1(n)  
E,J00I,999,888  
R,RRR2,888,999,1e5  
$ Source équivalente du système 2: J2(n-1)(t)  
J,JSY1,002,007  
$ -----  
$ END OF ENUMERATION OF EDGES DATA.  
$ -----  
*  
$ -----  
$ DATA FOR INITIAL CONDITIONS.  
$ -----  
0  
$ -----  
$ DATA FOR CONTROLLED SOURCES.  
$ -----  
0  
$ -----  
$ DATA FOR ADDITIONAL STATE VARIABLES.  
$ -----  
0  
$ -----  
$ TOTAL NUMBER OF SEMICONDUCTORS.
```

\$-----
2
\$-----
\$ DATA FOR SOURCES.
\$-----
2,-100,60,0,0,0
1,-5,0,0,0,0
\$ SOURCE DE MESURE(S3)PERMETTANT L' ECRITURE DE J1n
61,11,6,6,6,0
\$ SOURCE DE COURANT EQUIVALENTE DU SYSTEME 1: J2(n-1)
51,10,6,6,6,0
\$-----
\$ DATA FOR SYNCHRONIZING VOLTAGES FOR SEMICONDUCTORS.
\$-----
1,0,0,0,0,0
5,360,60,0,0,0
\$-----
\$ INITIAL STATES FOR SEMICONDUCTORS.
\$-----
0,0
\$-----
\$ HOLDING CURRENT VALUES FOR SEMICONDUCTORS.
\$-----
0,01,0,01
\$-----
\$ MINIMUM VOLTAGE FOR FIRING SEMICONDUCTORS.
\$-----
1,2
\$-----
\$ GATE OR BASE PULSE WIDTH.
\$-----
0,30
\$-----
\$ TURN-OFF TIME REQUIREMENT.
\$-----
0,2E-05
\$-----
\$***CONTROL PARAMETERS
\$-----
0,0,064,0,00005,0,0,0,1,78,45
2,0,0,0,0,0,0,0
0,0,0,0,0,0,0,0
0,0,0,0,0,0,0,1
0,0,0,0,0,0,0,0
\$ prmt(36) = 1: STOCKAGE DANS FICHIER TAMPON 11
DE J1n
\$ Source équivalente de courant du système 2
S4
\$ Source de stockage de J1n
s3
\$ Variable d'état de mesure de J1n
X6
\$ Tension de charge
-CX3

1.3.3 Fichier SYST2.dat

```
$ ----- Output file for Atosec5 Simulator ----
$ METHODE ITERATIVE: PHASE INITIALISATION
$ SYSTEME NUMERO 2: SYST2.DAT
$ 11 MAI 1992
$ -----
$ BEGIN ENUMERATION OF EDGES DATA.
$ -----
E,V001,007,000
E,V021,007,013
R,R000,000,022,10000
$ Inductance de ligne: X5
L,L000,000,022,0.001
$ Inducatnce de mesure: X6
L,Lf01,022,002,1e-06
$ Résistance de charge
R,RCH2,012,013,0.625
$ Inductance de charge: X7
L,L022,004,012,0.01
C,COS1,014,004,47E-07
R,ROS1,002,014,10
C,COS2,444,004,47E-07
R,R005,007,444,10
D,D001,007,004,1E-05
S,T001,002,004,1E-05
r,RRR1,007,999,1E10
$ Source d'écriture de J2o(t)
E,J00I,999,888
R,RRR2,888,999,1e5
$ Source équivalente du système 1 (nulle)
J,JSY1,002,007
$ -----
$ END OF ENUMERATION OF EDGES DATA.
$ -----
*
$ -----
$ DATA FOR INITIAL CONDITIONS.
$ -----
0
$ -----
$ DATA FOR CONTROLLED SOURCES.
$ -----
0
$ -----
$ DATA FOR ADDITIONAL STATE VARIABLES.
$ -----
0
$ -----
$ TOTAL NUMBER OF SEMICONDUCTORS.
$ -----
2
$ -----
$ DATA FOR SOURCES.
$ -----
2,-100,60,0,0,0
```

```

1,-5,0,0,0,0
$ SOURCE DE MESURE(S3)PERMETTANT L' ECRITURE DE J10
63,10,6,6,6,0
$ SOURCE DE COURANT EQUIVALENTE DU SYSTEME 2
$(NULLE A LA PHASE D INITIALISATION)
1,0,0,0,0,0
$ -----
$ DATA FOR SYNCHRONIZING VOLTAGES FOR SEMICONDUCTORS.
$ -----
1,0,0,0,0,0
5,360,60,0,0,0
$ -----
$ INITIAL STATES FOR SEMICONDUCTORS.
$ -----
0,0
$ -----
$ HOLDING CURRENT VALUES FOR SEMICONDUCTORS.
$ -----
0,01,0,01
$ -----
$ MINIMUM VOLTAGE FOR FIRING SEMICONDUCTORS.
$ -----
1,2
$ -----
$ GATE OR BASE PULSE WIDTH.
$ -----
0,30
$ -----
$ TURN-OFF TIME RQUIREMENT.
$ -----
0,2E-05
$ -----
$***CONTROL PARAMETERS
$ -----
0,0,064,0,00005,0,0,0,1,78,45
2,0,0,0,0,0,0,0
0,0,0,0,0,0,0,0
0,0,0,0,0,0,0,3
0,0,0,0,0,0,0,0
$ prmt(36) = 1: STOCKAGE DANS FICHIER 10
0,0,0,0,0,0,0,0
$ J1o(t)
S4
$ J2o(7)
S3
$ Mesure de J2o(t)
X6
$ Tension de charge
-CX3

```

Liste des variables d'état: comme SYST1.DAT

1.3.4 Fichier SYST2I.dat

```
$ ----- Output file for Atosec5 Simulator ----
$ METHODE ITERATIVE: MODE ITERATIF
$ SYSTEME NUMERO 2: SYST2I.DAT
$ 11 MAI 1992
$ -----
$ BEGIN ENUMERATION OF EDGES DATA.
$ -----
E,V001,007,000
E,V021,007,013
R,R000,000,022,10000
$ X5: Inductance de ligne
L,L000,000,022,0.001
$ X6: Inducatnne de mesure de J2n(t)
I,I01,022,002,1e-06
$ Résistance de charge
R,R022,012,013,0.625
$ Inductannce de charge: X7
L,L022,004,012,0.01
C,COS1,014,004,47E-07
R,ROS1,002,014,10
C,COS2,444,004,47E-07
R,R005,007,444,10
D,D001,007,004,1E-05
S,T001,002,004,1E-05
r,RRR1,007,999,1E10
$ Source d'écriture de J2n(t)
E,J00I,999,888
R,RRR2,888,999,1e5
$ Source de lecture de J1(n-1)(t)
J,JSY1,002,007
$ -----
$ END OF ENUMERATION OF EDGES DATA.
$ -----
*
$ -----
$ DATA FOR INITIAL CONDITIONS.
$ -----
0
$ -----
$ DATA FOR CONTROLLED SOURCES.
$ -----
0
$ -----
$ DATA FOR ADDITIONAL STATE VARIABLES.
$ -----
0
$ -----
$ TOTAL NUMBER OF SEMICONDUCTORS.
$ -----
2
$ -----
$ DATA FOR SOURCES.
$ -----
2,-100,60,0,0,0
```

1,-5,0,0,0,0
 \$ SOURCE DE MESURE(S3)PERMETTANT L' ECRITURE DE J2n
 63,11,6,6,6,0
 \$ SOURCE DE COURANT EQUIVALENTE DU SYSTEME 1: J1(n-1)
 51,9,6,6,6,0
 \$-----
 \$ DATA FOR SYNCHRONIZING VOLTAGES FOR SEMICONDUCTORS.
 \$-----
 1,0,0,0,0,0
 5,360,60,0,0,0
 \$-----
 \$ INITIAL STATES FOR SEMICONDUCTORS.
 \$-----
 0,0
 \$-----
 \$ HOLDING CURRENT VALUES FOR SEMICONDUCTORS.
 \$-----
 0,01,0,01
 \$-----
 \$ MINIMUM VOLTAGE FOR FIRING SEMICONDUCTORS.
 \$-----
 1,2
 \$-----
 \$ GATE OR BASE PULSE WIDTH.
 \$-----
 0,30
 \$-----
 \$ TURN-OFF TIME REQUIREMENT.
 \$-----
 0,2E-05
 \$-----
 \$***CONTROL PARAMETERS
 \$-----
 0,0,064,0,00005,0,0,0,1,78,45
 2,0,0,0,0,0,0,0
 0,0,0,0,0,0,0,0
 0,0,0,0,0,0,0,1
 0,0,0,0,0,0,0,0
 \$ prmt(36) = 1: STOCKAGE DANS FICHIER TAMPON 11
 \$ DE J2n
 \$ Source de lecture de J1(n-1)(t)
 S4
 \$ Source de stockage de J2n(t)
 S3
 \$ Mesure de J2n(t)
 X6
 \$ Tension de charge
 -CX3

\$ Liste des variables d'état: comme SYST1.DAT

2 Cas de systèmes multi-convertisseurs triphasés

2.1 Fichiers I6TT1.bat, I6TT2.bat et BOUCLE6T.bat.

2.1.1 Fichiers I6TT1.bat

```
rem ****
rem
REM      FICHIER de traitement par lots
rem      SYSTEMES TRYPHASES I6TT1.BAT
rem ****
rem CE FICHIER PERMET LE LANCEMENT DE LA PHASE INITIALISATION
REM DE LA METHODE ITERATIVE ET DES PHASES DITES ITERATIVES
PAUSE
CLS
REM del stt6.tp4
REM
rem  DESTRUCTION DES ANCIENS FICHIERS
REM
del tape9
del tape10
DEL TAPE11

REM eventuellement, on peut simuler le systeme complet
REM ATO5PVM sTT6

REM simulation des systemes initiaux fonctionnant seuls
pause

CLS
ATO5PVM s6tt1
ATO5PVM s6tt2
cls
REM VERIFICATION DE LA DIMENSION DES FICHIERS
dir tape*
PAUSE
CLS
REM PROTECTION
COPY TAPE9 TAPE19
COPY TAPE10 TAPE20
rem PAUSE
CLS

Pour lancer la méthode iterative de manière automatique appuyer sur RETURN où CTRL-C
pause

boucle6t

+exit
```

2.1.2 Fichiers I6TT2.bat

```
ECHO OFF
REM*****
REM      I6TT2.BAT
REM  APPLICATION DES CALCULS ITERATIFS: SIMULATION DE
REM  S6TT1I.DAT PUIS DE S6TT2I.DAT
REM*****
rem detruire l'eventuel fichier TAPE11
del tape11
ATO5PVM s6tt1i
rem pause
rem ECHO SIMU FINIE
PAUSE

CLS
del tape9
REM
REM  REMPLACEMENT DU CONTENU DE L'ANCIEN FICHIER TAPE9
REM  PAR LES NOUVEAUX COURANTS CONTENUS DANS TAPE11
rename tape11 tape9
ATO5PPM s6tt1i
rem echo si on continue tapez RETURN sinon CTRL C
rem PAUSE

echo off
del tape11
ATO5PVM s6tt2i
cls
rem ECHO SIMU FINIE
PAUSE

CLS
del tape10
rename tape11 tape10
ATO5PPM s6tt2i
rem echo si on continue tapez RETURN sinon CTRL C
rem PAUSE
```

2.1.3 Fichiers BOUCLE6T.bat

```
REM FICHIER BOUCLE6T.BAT
REM LE FICHIER BOUCLE6T.BAT PERMET DE FIXER LE
REM NOMBRE D'ITERATION
for %%n in (1 2 3) do call i6tt2
```

2.2 Fichiers de données

2.2.1: Fichiers de données S6TT1.dat

```
$ ----- Output file for Atosec5 Simulator -----
$ S6TT1.DAT AVEC S6TT2.DAT QUI A DES THYRISTORS
$ Pont de Graetz
$ 10 juin 1992
$
$ METHODE ITERATIVE: PHASE D INITIALISATION
$ CALCUL DE J10, DU SYSTEME # 1
$ -----
$ BEGIN ENUMERATION OF EDGES DATA.
$ -----
E,V001,006,037
E,V002,006,038
E,V003,006,039
E,V004,040,018
$ LECTURE DE J11(non-utilisee)
$R,RCN1,006,FFF,1E7
$R,RCS1,GGG,FFF,10
$E,ES01,GGG,FFF
$LECTURE DES CIOURANTS J11o, J12o etJ13o
R,RCN2,006,106,1E7
R,RCS2,106,107,10
E,ES02,107,106
$
R,R001,037,030,0.0001
R,R002,038,025,0.0001
R,R003,039,034,0.0001
R,R004,025,00B,1e5
R,R007,030,00A,1e5
R,R008,034,00C,1e5
R,R009,000,041,10
R,R010,018,042,10
R,R011,002,043,10
R,R012,018,044,10
R,R013,004,045,10
R,R014,018,046,10
R,RR10,00A,000,1E6
$ Inductance de mesures
L,LSY1,00A,000,1E-6
L,LSY2,00B,002,1E-6
L,LSY3,00C,004,1E-6
$ Inductances de lignes
L,L001,030,00A,0.0001
L,L002,025,00B,0.0001
L,L003,034,00C,0.0001
$ Charge L,R
R,R006,015,036,1
L,L004,036,040,0.010
$ convertisseur
C,C001,041,015,4.7E-07
C,C002,042,004,4.7E-07
C,C003,043,015,4.7E-07
C,C004,044,000,4.7E-07
```

C,C005,045,015,4.7E-07
 C,C006,046,002,4.7E-07
 S,TH01,000,015,1E-05
 S,TH02,018,004,1E-05
 S,TH03,002,015,1E-05
 S,TH04,018,000,1E-05
 S,TH05,004,015,1E-05
 S,TH06,018,002,1E-05
 \$*****
 \$ SYSTEME # 2 *
 \$ LE SYSTEME # 2 EST REPRESENTE PAR DES SOURCE DE COURANT. *
 \$ POUR CETTE PHASE D INITIALISATION, CES SOURCES SONT NULLES*
 \$*****
 \$J,JS2A,00A,EEE
 \$J,JS2B,00B,EEE
 \$J,JS3C,00C,EEE
 \$R,RJ2C,00C,EEE,1E5
 \$-----
 \$ END OF ENUMERATION OF EDGES DATA.
 \$-----
 *
 \$-----
 \$ DATA FOR INITIAL CONDITIONS.
 \$-----
 0
 \$-----
 \$ DATA FOR CONTROLLED SOURCES.
 \$-----
 0
 \$-----
 \$ DATA FOR ADDITIONAL STATE VARIABLES.
 \$-----
 0
 \$-----
 \$ TOTAL NUMBER OF SEMICONDUCTORS.
 \$-----
 6
 \$-----
 \$ DATA FOR SOURCES.
 \$-----
 2,-70,60,0,0,0
 2,-70,60,-120,0,0
 2,-70,60,-240,0,0
 1,0,0,0,0,0
 \$SOURCES SPECIALES
 \$*****
 \$ SOURCE DE TENSION:NON-UTILISE
 \$2,0,0,0,0,0
 \$ SAUVEGARDE (ECRITURE) DES COURANTS J10(X13,X14,X15)
 \$ (SOURCE,DE TENSION) DANS TAPE9
 63,9,13,14,15,0
 \$ LECTURE DE J20(SOURCES DE COURANT):
 \$ NULLES POUR CETTE PHASE D INITIALISATION
 \$1,0,0,0,0,0
 \$1,0,0,0,0,0
 \$1,0,0,0,0,0

\$-----
\$ DATA FOR SYNCHRONIZING VOLTAGES FOR SEMICONDUCTORS.
\$-----
5,360,60,-75,0,0
5,360,60,-135,0,0
5,360,60,-195,0,0
5,360,60,-255,0,0
5,360,60,-315,0,0
5,360,60,-375,0,0
\$-----
\$ INITIAL STATES FOR SEMICONDUCTORS.
\$-----
0,0,0,0,0,0
\$-----
\$ HOLDING CURRENT VALUES FOR SEMICONDUCTORS.
\$-----
0,01,0,01,0,01,0,01,0,01
0,01
\$-----
\$ MINIMUM VOLTAGE FOR FIRING SEMICONDUCTORS.
\$-----
2,2,2,2,2
2
\$-----
\$ GATE OR BASE PULSE WIDTH.
\$-----
120,120,120,120,120
120
\$-----
\$ TURN-OFF TIME REQUIREMENT.
\$-----
2E-05,2E-05,2E-05,2E-05,2E-05
2E-05
\$-----
\$***CONTROL PARAMETERS
\$-----
\$ PRMT(34)=0: PAS DE PAS VARIABLE
\$ PRMT(45)=1: PAS DE STOCKAGE DU TABLEAU D'INTERRUPTION
\$ PRMT(36)=9: OUVERTURE DU NOUVEAU FICHIER TAPE9
0,0,032,0,00005,0,0,0,1,78,45
2,0,0,0,0,0,0,0
0,0,0,0,0,0,0,0
0,0,0,0,0,0,0,9
0,0,0,0,0,0,0,1
\$ SOURCE DE TENSION DE SAUVEGARDE DES COURANTS CALCULES DU SYSTEME-1
\$ LA SOURCE DE TYPE 63 VISUALISE LE COURANT J13
\$5
\$ COURANT J13
X15
\$ COURANT DE CHARGE
X19
\$ TENSION ENTRE-PHASE
CX7-CX9

Liste de variables d'état

1	C001
2	C002
3	C003
4	C004
5	C005
6	C006
7	TH01
8	TH02
9	TH03
10	TH04
11	TH05
12	TH06
13	LSY1
14	LSY2
15	LSY3
16	L001
17	L002
18	L003
19	L004

2.2.2: Fichiers de données S6TT2.dat

```
$ ----- Output file for Atosec5 Simulator -----
$ S6TT2.DAT (A THYRISTORS)
$
$ 10 juin 1992
$ METHODE ITERATIVE AVEC AT05PVM.EXE
$ PHASE D INITIALISATION: CALCUL DE J20, DU SYSTEME #2
$ LE SYSTEME-1 EST ASSIMILE A DES SOURCES DE COURANTS NULLES POUR CETTE PHASE
$ -----
$ BEGIN ENUMERATION OF EDGES DATA.
$ -----
E,V001,006,037
E,V002,006,038
E,V003,006,039
E,V004,040,018
$ LECTURE DE J11(NON-UTILISEE)
$R,RCN1,006,FFF,1E7
$R,RCS1,GGG,FFF,10
$E,ES01,GGG,FFF
$LECTURE DES COURANTS J20
R,RCN2,006,106,1E7
R,RCS2,106,107,10
E,ES02,107,106
$
R,R001,037,030,0.1
R,R002,038,025,0.1
R,R003,039,034,0.1
R,R004,025,00B,1e5
R,R007,030,00A,1e5
R,R008,034,00C,1e5
R,R009,000,041,10
R,R010,018,042,10
```

R,R011,002,043,10
R,R012,018,044,10
R,R013,004,045,10
R,R014,018,046,10
\$ INDUCTANCE DE MESURE
L,LS12,00A,000,1E-6
R,RR10,00A,000,1E6
L,LS22,00B,002,1E-6
L,LS32,00C,004,1E-6
\$ INDUCTANCE DE LIGNE
L,L001,030,00A,0.0001
L,L002,025,00B,0.0001
L,L003,034,00C,0.0001
\$ CHARGE R-L
L,L004,036,040,0.010
R,R006,015,036,5
\$ CONVERTISSEUR
C,C001,041,015,4.7E-07
C,C002,042,004,4.7E-07
C,C003,043,015,4.7E-07
C,C004,044,000,4.7E-07
C,C005,045,015,4.7E-07
C,C006,046,002,4.7E-07
S,T001,000,015,1E-05
S,T002,018,004,1E-05
S,T003,002,015,1E-05
S,T004,018,000,1E-05
S,T005,004,015,1E-05
S,T006,018,002,1E-05
\$ SYSTEME # 1, SOURCES EQUIVALENTES, NULLES
\$J,JS2A,00A,EEE
\$J,JS2B,00B,EEE
\$J,JS3C,00C,EEE
\$R,RJ2C,00C,EEE,1E5
\$-----
\$ END OF ENUMERATION OF EDGES DATA.
\$-----
*
\$-----
\$ DATA FOR INITIAL CONDITIONS.
\$-----
0
\$-----
\$ DATA FOR CONTROLLED SOURCES.
\$-----
0
\$-----
\$ DATA FOR ADDITIONAL STATE VARIABLES.
\$-----
0
\$-----
\$ TOTAL NUMBER OF SEMICONDUCTORS.
\$-----
6
\$-----
\$ DATA FOR SOURCES.

\$ -----
2,-70,60,0,0,0
2,-70,60,-120,0,0
2,-70,60,-240,0,0
1,0,0,0,0,0
\$ SOURCES SPECIALES

\$ ECRITURE DE J11(S.DE TENSION):NON-UTILISEE
\$2,0,60,0,0,0
\$ SAUVEGARDE (ECRITURE) DES COURANTS J20(S.DE TENSION)
63,10,13,14,15,0
\$ LECTURE DE J10(SOURCES DE COURANT)
\$ NULLES POUR CETTE ETAPE
\$1,0,0,0,0,0
\$1,0,0,0,0,0
\$1,0,0,0,0,0
\$ -----
\$ DATA FOR SYNCHRONIZING VOLTAGES FOR SEMICONDUCTORS.
\$ -----
5,360,60,-30,0,0
5,360,60,-90,0,0
5,360,60,-150,0,0
5,360,60,-210,0,0
5,360,60,-270,0,0
5,360,60,-330,0,0
\$ -----
\$ INITIAL STATES FOR SEMICONDUCTORS.
\$ -----
0,0,0,0,0,0
\$ -----
\$ HOLDING CURRENT VALUES FOR SEMICONDUCTORS.
\$ -----
0.01,0.01,0.01,0.01,0.01
0.01
\$ -----
\$ MINIMUM VOLTAGE FOR FIRING SEMICONDUCTORS.
\$ -----
2,2,2,2,2
2
\$ -----
\$ GATE OR BASE PULSE WIDTH.
\$ -----
120,120,120,120,120
120
\$ -----
\$ TURN-OFF TIME REQUIREMENT.
\$ -----
2E-05,2E-05,2E-05,2E-05,2E-05
2E-05
\$ -----
\$***CONTROL PARAMETERS
\$ -----
\$ PRMT(36)=10: OUVERTURE DE TAPE10, NOUVEAU FICHIER
\$ PRMT(45)=1: PAS DE STOCKAGE DU TABLEAU D INTERRUPTION
\$ PRMT(34)=0: PAS DE PAS VARIABLE
0,0,032,0,00005,0,0,0,1,78,45

```

2,0,0,0,0,0,0,0
0,0,0,0,0,0,0,0
0,0,0,0,0,0,0,10
0,0,0,0,0,0,0,1
$ SOURCE DE TENSION DE SAUVEGARDE DES COURANTS DU SYSTEME 1
$ VISUALISE LE COURANT J13o
S5
$ COURANT J13o
X15
$ COURANT DE LIGNE
X19
$ TENSION ENTRE PHASES
CX7-CX9

```

Liste de variable d'état

1	C001
2	C002
3	C003
4	C004
5	C005
6	C006
7	T001
8	T002
9	T003
10	T004
11	T005
12	T006
13	LS12
14	LS22
15	LS32
16	L001
17	L002
18	L003
19	L004

2.2.3: Fichiers de données S6TT1I.dat

```

$ ----- Output file for Atosec5 Simulator -----
$ S6TT1I.DAT CALCUL ITERATIF AVEC S6TT2I.DAT (THYRISTORS)
$ application de la methode iterative
$ (ATOSPVM.EXE OU ATOMSIM.EXE)
$ 12 MARS 1992
$
$ CALCUL DES COURANTS DU SYSTEME #1
$ AVEC LES SOURCES EQUIVALENTES DU SYSTEME # 2.
$ -----
$ BEGIN ENUMERATION OF EDGES DATA.
$ -----
E,V001,006,037
E,V002,006,038
E,V003,006,039
E,V004,040,018
*****
```

\$ ECRITURE DE J1i(n) DANS TAPE 11
 \$*****
 R,RCN1,006,FFF,1E7
 R,RCS1,GGG,FFF,10
 E,ES01,GGG,FFF
 \$*****
 \$LECTURE DE J10(n-1) DE L ITERATION
 \$PRECEDENTE DANS TAPE9
 \$*****
 R,RCN2,006,106,1E7
 R,RCS2,106,107,10
 E,ES02,107,106
 \$
 R,R009,000,041,10
 R,R010,018,042,10
 R,R011,002,043,10
 R,R012,018,044,10
 R,R013,004,045,10
 R,R014,018,046,10
 \$ Inductance de mesure
 L,LSY1,00A,000,1E-6
 R,RR1A,00A,000,1E6
 L,LSY2,00B,002,1E-6
 L,LSY3,00C,004,1E-6
 \$ Inductance de ligne
 L,L001,037,00A,0.0001
 L,L002,038,00B,0.0001
 L,L003,039,00C,0.0001
 R,R007,037,00A,1e5
 R,R004,038,00B,1e5
 R,R008,039,00C,1e5
 \$ Charge
 L,L004,036,040,0.010
 R,R006,015,036,1
 \$ convertisseur
 C,C001,041,015,4.7E-07
 C,C002,042,004,4.7E-07
 C,C003,043,015,4.7E-07
 C,C004,044,000,4.7E-07
 C,C005,045,015,4.7E-07
 C,C006,046,002,4.7E-07
 s,T001,000,015,1E-05
 s,T002,018,004,1E-05
 s,T003,002,015,1E-05
 s,T004,018,000,1E-05
 s,T005,004,015,1E-05
 s,T006,018,002,1E-05
 \$*****
 \$ LECTURE DES COURANTS J2 DU
 \$ SYSTEME # 2 A PARTIR DE TAPE10
 \$*****
 J,JS2A,00A,III
 C,CCC1,00A,III,1E-8
 J,JS2B,00B,III
 C,CCC2,00B,III,1E-8
 J,JS3C,00C,III

C,CCC3,00C,III,1E-8
\$-----
\$ END OF ENUMERATION OF EDGES DATA.
\$-----
*
\$-----
\$ DATA FOR INITIAL CONDITIONS.
\$-----
0
\$-----
\$ DATA FOR CONTROLLED SOURCES.
\$-----
0
\$-----
\$ DATA FOR ADDITIONAL STATE VARIABLES.
\$-----
0
\$-----
\$ TOTAL NUMBER OF SEMICONDUCTORS.
\$-----
6
\$-----
\$ DATA FOR SOURCES.
\$-----
2,-70,60,0,0,0
2,-70,60,-120,0,0
2,-70,60,-240,0,0
1,0,0,0,0,0

\$ SOURCES SPECIALES
\$ SAUVEGARDE (ECRITURE) DE J1i(n)
\$ (S.DE TENSION) DANS TAPE11
63,11,16,17,18,0
\$ LECTURE DE J13(n-1)(S.DE TENSION)
\$ DE L ITERATION PRECEDENTE SUR TAPE9
53,9,16,17,18,0
\$ LECTURE DE J21(n-1), J22(n-1) ET J23(n-1)
\$ (SOURCES DE COURANT) SUR TAPE10
51,10,16,17,18,0
52,10,16,17,18,0
53,10,16,17,18,0
\$-----
\$ DATA FOR SYNCHRONIZING VOLTAGES FOR SEMICONDUCTORS.
\$-----
5,360,60,-75,0,0
5,360,60,-135,0,0
5,360,60,-195,0,0
5,360,60,-255,0,0
5,360,60,-315,0,0
5,360,60,-375,0,0
\$-----
\$ INITIAL STATES FOR SEMICONDUCTORS.
\$-----
0,0,0,0,0,0
\$-----
\$ HOLDING CURRENT VALUES FOR SEMICONDUCTORS.

```
$-----  
0.1,0.1,0.1,0.1,0.1  
0.1  
$-----  
$ MINIMUM VOLTAGE FOR FIRING SEMICONDUCTORS.  
$-----  
2,2,2,2,2  
2  
$-----  
$ GATE OR BASE PULSE WIDTH.  
$-----  
120,120,120,120,120  
120  
$-----  
$ TURN-OFF TIME REQUIREMENT.  
$-----  
2e-05,2e-05,2e-05,2e-05,2e-05  
2e-05  
$-----  
$***CONTROL PARAMETERS  
$-----  
$ PRMT(34)=0: PAS DE PAS VARIABLE  
$ PRMT(36)=11: OUVERTURE DU FICHIER TAMON TAPE11 ET DE TAPE9 ET  
$           TAPE10 EXISTANTS  
$ PRMT(45)=1: PAS DE STOCKAGE DU TABLEAU D INTERRUPTION  
0,032,0,00005,0,0,0,1,78,45  
2,0,0,0,0,0,0,0  
0,0,0,0,0,0,0,0  
0,0,0,0,0,0,0,11  
0,0,0,0,0,0,0,1  
$ J13(n-1): LECTURE DANS TAPE9 CREE A L'ITERATION N-1  
S6  
$ECART RELATIF:(S6-X18)/S6max  
0.25S6-0.25X18  
$ J13(n): COURANT CALCULE A L'ITERATION N  
X18  
$ TENSION ENTRE PHASES  
CX10-CX12
```

Liste de variables d'état

1	C001
2	C002
3	C003
4	C004
5	C005
6	C006
7	CCC1
8	CCC2
9	CCC3
10	T001
11	T002
12	T003
13	T004
14	T005

15	T006
16	LSY1
17	LSY2
18	LSY3
19	L001
20	L002
21	L003
22	L004

2.2.4: Fichiers de données S6TT2I.dat

```

$ ----- Output file for Atosec5 Simulator -----
$ S6TT2I.DAT A THYRISTORS
$ methode iterative- ato5pvm
$ DEUX PONTS DE GRAETZ CONNECTES SUR LA
$ MEME LIGNE D'ALIMENTATION
$ 10 JUIN 1992
$ PHASE ITERATIVE
$ CALCUL DES COURANTS J21(n), J22(n), J23(n) AVEC
$ LES SOURCES EQUIVALENTES J11(n-1), J12(n-1), J13(n-1) DU SYSTEME #1
$ -----
$ BEGIN ENUMERATION OF EDGES DATA.
$ -----
E,V001,006,037
E,V002,006,038
E,V003,006,039
E,V004,040,018
$*****
$SAUVEGARDE ( ECRITURE) DE J21, COURANTS DU
$ SYSTEME 2, A L'ITERATION ACTUELLE
$ DANS LE FICHIER TAMON TAPE11
$*****
R,RCN1,006,FFF,1E7
R,RCS1,GGG,FFF,10
E,ES01,GGG,FFF
$*****
$ LECTURE DE J20, COURANTS DU
$ SYSTEME 2, A L'ITERATION PRECEDENTE
$ A PARTIR DU FICHIER TAPE10
$*****
R,RCN2,006,106,1E7
R,RCS2,106,107,10
E,ES02,107,106
$
$
$R,R001,037,030,0.1
$R,R002,038,025,0.1
$R,R003,039,034,0.1
R,R004,038,00B,1e5
R,R007,037,00A,1e5
R,R008,039,00C,1e5
R,R009,000,041,10
R,R010,018,042,10
R,R011,002,043,10
R,R012,018,044,10
R,R013,004,045,10

```

R,R014,018,046,10
 \$ Inductances de mesures
 L,LS1Y,00A,000,1E-6
 R,RR10,00A,000,1E5
 L,LS2Y,00B,002,1E-6
 L,LS3Y,00C,004,1E-6
 \$ Inductances de ligne
 L,L001,037,00A,0.0001
 L,L002,038,00B,0.0001
 L,L003,039,00C,0.0001
 \$ Charge
 R,R006,015,036,5
 L,L004,036,040,0.010
 \$ convertisseur
 C,C001,041,015,4.7E-07
 C,C002,042,004,4.7E-07
 C,C003,043,015,4.7E-07
 C,C004,044,000,4.7E-07
 C,C005,045,015,4.7E-07
 C,C006,046,002,4.7E-07
 S,T001,000,015,1E-05
 S,T002,018,004,1E-05
 S,T003,002,015,1E-05
 S,T004,018,000,1E-05
 S,T005,004,015,1E-05
 S,T006,018,002,1E-05
 \$*****
 \$ LECTURE DE J10, COURANTS DU
 \$ SYSTEME 1, A L'ITERATION PRECEDENTE
 \$ A PARTIR DU FICHIER TAPE9
 \$*****
 J,JS2A,00A,406
 C,CJ2A,00A,406,1E-8
 J,JS2B,00B,406
 C,CJ2B,00B,406,1E-8
 J,JS3C,00C,406
 C,CJ2C,00C,406,1E-8
 \$-----
 \$ END OF ENUMERATION OF EDGES DATA.
 \$-----
 *
 \$-----
 \$ DATA FOR INITIAL CONDITIONS.
 \$-----
 0
 \$-----
 \$ DATA FOR CONTROLLED SOURCES.
 \$-----
 0
 \$-----
 \$ DATA FOR ADDITIONAL STATE VARIABLES.
 \$-----
 0
 \$-----
 \$ TOTAL NUMBER OF SEMICONDUCTORS.
 \$-----

6
\$-----
\$ DATA FOR SOURCES.
\$-----
2,-70,60,0,0,0
2,-70,60,-120,0,0
2,-70,60,-240,0,0
1,0,0,0,0,0
\$ SOURCES SPECIALES
\$ ECRITURE DE J2i(S.DE TENSION)DANS TAPE11
63,11,16,17,18,0
\$ LECTURE DE J23(S.DE TENSION) DANS TAPE10
53,10,16,17,18,0
\$ LECTURE DE J11, J12, J13(SOURCES DE COURANT) DANS TAPE9
51,9,16,17,18,0
52,9,16,17,18,0
53,9,16,17,18,0
\$-----
\$ DATA FOR SYNCHRONIZING VOLTAGES FOR SEMICONDUCTORS.
\$-----
5,360,60,-30,0,0
5,360,60,-90,0,0
5,360,60,-150,0,0
5,360,60,-210,0,0
5,360,60,-270,0,0
5,360,60,-330,0,0
\$-----
\$ INITIAL STATES FOR SEMICONDUCTORS.
\$-----
0,0,0,0,0,0
\$-----
\$ HOLDING CURRENT VALUES FOR SEMICONDUCTORS.
\$-----
0.01,0.01,0.01,0.01,0.01
0.01
\$-----
\$ MINIMUM VOLTAGE FOR FIRING SEMICONDUCTORS.
\$-----
2,2,2,2,2
2
\$-----
\$ GATE OR BASE PULSE WIDTH.
\$-----
120,120,120,120,120
120
\$-----
\$ TURN-OFF TIME RQUIREMENT.
\$-----
2E-05,2E-05,2E-05,2E-05,2E-05
2E-05
\$-----
\$***CONTROL PARAMETERS
\$-----
\$ PRMT(34)=0: PAS DE PAS VARIABLE
\$ PRMT(36)=11: OUVERTURE DU FICHIER TAMON TAPE11 ET
\$ DES FICHIERS EXISTANTS TAPE9 ET TAPE10

```
$ PRMT(45)=1: PAS DE STOCKAGE DU TABLEAU D INTERRUPTION
0,032,0.00005,0,0,0,1,78,45
2,0,0,0,0,0,0,0
0,0,0,0,0,0,0,0
0,0,0,0,0,0,0,11
0,0,0,0,0,0,0,1
$ J23(n-1): LECTURE DANS TAPE10 CREE A L'ITERATION N-1
S6
$ ECART RELATIF: (S6-X18)/S6max
0.0588S6-0.0588X18
$ J23(n): COURANT CALCULE A L'ITERATION N
X18
$ tension ligne-ligne
CX10-CX12
```

Liste de variables d'état: voir S6TT1.dat

Annexe.4
Fichiers de données M1DIOD.dat, VARASYDQ.dat
et listes des variables d'état

1. Fichier de données: M1DIOD.dat

```
$ ----- Output file for Atosec5 Simulator
$ MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE ALIMENTE PAR LE RESEAU
$ MOD1DOD.CIR
$ M1diод.DAT ./tp3./tp4
$ .PAS < 0.0001- SNUBBERS NON-UTILISES
$ -----
$ BEGIN ENUMERATION OF EDGES DATA.
$ -----
$***SOURCES D ALIMENTATION STATOR*****
$-----
E,V001,018,045
E,V002,018,047
E,V003,018,051
$-----
$****RESISTANCES DE CONNECTIVITE DU GRAPHE*****
$-----
R,RR00,018,118,1e6
R,RCOU,018,218,1E6
$-----
$***SOURCES D ALIMENTATION ROTOR*****
$-----
E,V004,118,056
E,V005,118,057
E,V006,118,058
$-----
$***SOURCE DE COUPLE*(RCRJ: FROTTEMENT VISQUEUX)**
$-----
E,COUP,218,318
R,RCRJ,318,418,0.22
E,ETRE,TTT,218
$-----
$***SOURCES DE COURANT SPECIALES*****
$-----
J,J001,518,030
J,J002,518,033
J,J003,518,036
J,J004,618,009
J,J005,618,012
J,J006,618,015
$-----
$***ENROULEMENTS STATORIQUES*****
$-----
R,R001,145,030,1.2
R,R002,147,033,1.2
R,R003,151,036,1.2
R,R004,518,030,1e5
R,R005,518,033,1e5
R,R006,518,036,1e5
```

L,L001,030,518,0,064
 L,L002,033,518,0,064
 L,L003,036,518,0,064
 \$-----
 \$***ENROULEMENTS ROTORIQUES*****
 \$-----
 R,R007,156,009,0.4
 R,R008,157,012,0.4
 R,R009,158,015,0.4
 R,R010,618,009,1e5
 R,R011,618,012,1e5
 R,R012,618,015,1e5
 L,L004,009,618,0,064
 L,L005,012,618,0,064
 L,L006,015,618,0,064
 \$***VITESSE*****
 L,LLCJ,418,TTT,0.04
 \$**DIODE FICTIVE*****
 r,rt01,018,fff,1E6
 D,D001,fff,018,2E-05
 \$***INDUCTANCES DE MESURE*****
 R,RL03,051,151,1E6
 L,LR01,045,145,2E-7
 L,LR02,047,147,2E-7
 L,LR03,051,151,2E-7
 L,LR04,056,156,2E-7
 L,LR05,057,157,2E-7
 R,RL06,058,158,1E6
 L,LR06,058,158,2E-07
 \$-----
 \$ END OF ENUMERATION OF EDGES DATA.
 \$-----
 *
 \$-----
 \$ DATA FOR INITIAL CONDITIONS.
 \$-----
 0
 \$-----
 \$ DATA FOR CONTROLLED SOURCES.
 \$-----
 0
 \$-----
 \$ DATA FOR ADDITIONAL STATE VARIABLES.
 \$-----
 0
 \$-----
 \$ TOTAL NUMBER OF SEMICONDUCTORS.
 \$-----
 1
 \$-----
 \$ DATA FOR SOURCES.
 \$-----
 \$*****SOURCES DU STATOR*****
 2,-311,50,0,0,0
 2,-311,50,-120,0,0

2,-311,50,-240,0,0
 \$*****SOURCES DU ROTOR*****
 2,0,50,0,0,0
 2,0,50,-120,0,0
 2,0,50,-240,0,0
 \$*****SOURCES DU COUPLE*****
 13,-25.0375E-03,12,13,14,8
 1,0,0,0,0,0
 \$*****SOURCES DE COURANT SPECIALES*****
 11,0.634,8,12,13,14
 11,0.634,8,13,14,12
 11,0.634,8,14,12,13
 11,0.634,8,9,11,10
 11,0.634,8,10,9,11
 11,0.634,8,11,10,9
 \$ -----
 \$ DATA FOR SYNCHRONIZING VOLTAGES FOR SEMICONDUCTORS.
 \$ -----
 1,0,0,0,0,0
 \$ -----
 \$ INITIAL STATES FOR SEMICONDUCTORS.
 \$ -----
 0
 \$ -----
 \$ HOLDING CURRENT VALUES FOR SEMICONDUCTORS.
 \$ -----
 0.01
 \$ -----
 \$ MINIMUM VOLTAGE FOR FIRING SEMICONDUCTORS.
 \$ -----
 1
 \$ -----
 \$ GATE OR BASE PULSE WIDTH.
 \$ -----
 0
 \$ -----
 \$ TURN-OFF TIME REQUIREMENT.
 \$ -----
 0
 \$ -----
 \$ ***CONTROL PARAMETERS: PARA(35)=PAIRE DE POLES
 \$ -----
 0,0,6,0,00005,0,0,0,4,78,10
 0,0,0,0,0,0,0,0
 0,0,0,0,0,0,0,0
 0,0,0,0,0,0,2,0
 0,0,0,064,0,064,0,0601,2,0,1
 \$COUPLE
 -S7
 \$VITESSE
 x8
 \$COURANT STATOR DE PHASE AS
 X9
 \$COURANT ROTOR DE PHASE AR
 X12

```

$ CARACTERISTIQUES DE LA MACHINE:
$ Ls= Lr= 0.064 mH Msr = 0.0601 mH, RS = 1.2, RR = 0.4
$     Fr= 0.22, J = 0.08 (VARIABLE LVIT)
$     Vmax= 311 V
$     F = 60 hZ
$
$ -----
$ PRMT(34)=0: PAS FIXE
$     =1: pas variable
$ PRMT(35)=PAIRES DE POLES
$ PRMT(36)=0: PAS DE METHODE ITERATIVE
$     =1: ouverture de tape 9, tape 10, tape11(phase iteration)
$     =2: ouverture de tape 9 (phase initialisation: conv 1)
$     =3: ouverture de tape 10(phase initialisation: conv 2)
$ PRMT(37): PRMT DE TRAVAIL POUR LE PAS VARIABLE
$ PRMT(38): COEFFICIENT DIVISEUR DU PAS FIXE, SI PRMT(34)=1
$ PRMT(39)=LS
$ PRMT(40)=LR
$ PRMT(41)=MSR
$ PRMT(42)=PAIRES DE POLES
$ PRMT(45)=1: PAS DE SAUVEGARDE DU TABLEAU D INTERRUPTION

```

2. Liste des variables d'état

1	D001
2	L001
3	L002
4	L003
5	L004
6	L005
7	L006
8	LLCJ
9	LR01
10	LR02
11	LR03
12	LR04
13	LR05
14	LR06

3: Fichiers de données VARASYDQ.dat

```
$ ----- Output file for Atosec5 Simulator-----
$ Moteur asynchrone a rotor a cage alimente par variateur de courant triphase
$ 1992-05-25
$           VARASYDQ.DAT
$ 
$ MODELE D-Q
$ 6 THYRISTORS AVEC SNUBBERS
$ CARACTERISTIQUES DE LA MACHINE:
$ 
$ LS=LR=0.064 mH, MSR = 0.0601 mH, RS = 1.2 W, RR = 0.4 W
$ Fr= 0.22, J = 0.04 (VARIABLE LVIT)
$ Vmax= 311 V
$ F = 50 hZ
$ ****
$ * NOUVELLE VERSION DE DQTHY: PAR ATOSPVM.EXE OU ATOMSIM.EXE *
$ ****
$ -----
$ BEGIN ENUMERATION OF EDGES DATA.
$ -----
$ SOURCES SPECIALES DE LA MACHINE
$ ****
E,VVQS,007,006
E,VFDR,009,006
E,VVDS,011,010
E,VFQR,010,013
E,VCOU,015,014
$ ****
$ CONVERTISSEUR
$ ****
E,VAS1,090,991
S,TAS1,991,091,20E-06
S,TAS2,091,991,20E-06
r,rvas,091,092,0.001
r,r1as,010,090,1e6
$ 
E,VbS1,090,881
S,TBS1,881,081,20E-06
S,TBS2,081,881,20E-06
r,rvbs,081,082,0.001
$ r,r1bs,010,080,1e6
$ 
E,VcS1,090,771
S,TCS1,771,071,20E-06
S,TCS2,071,771,20E-06
r,rvcs,071,072,0.001
$ r,r1cs,010,070,1e6
$ ****
$ ****
R,R001,010,006,100E+04
R,R003,010,014,100E+04
$ ****
$ RESISTANCES STATORS ET ROTORS
$ ****
```

R,RS01,007,027,1.2
 R,RR01,028,009,0.4
 R,RS02,011,029,1.2
 R,RR02,030,013,0.4
 \$*****
 \$ FROTTEMENT VISQUEUX
 \$*****
 R,FVIS,015,031,0.22
 \$*****
 \$ VITESSE MECANIQUE
 \$*****
 L,LVIT,031,014,0.04
 \$*****
 \$ INDUCTANCES EQUIVALENTES DU MODELE DQ
 \$*****
 L,LIQS,027,033,3.91E-03
 L,LIQR,028,033,3.91E-03
 L,LM01,033,006,60.09E-03
 R,RLM1,033,006,1E+06
 \$*****
 L,LIDS,029,035,3.91E-03
 L,LIDR,030,035,3.91E-03
 L,LM02,035,010,60.09E-03
 R,RLM2,035,010,1E+06
 \$*****
 \$ LES INDUCTANCES DE MESURES DES COURANTS
 \$ REELS DE LIGNES LVAS, LVBS ET LVCS
 \$ SONT INUTILES PUISQ ON PEUT LES RECONSTITUER
 \$ PAR LES SEMI-CONDUCTEURS
 \$*****
 \$ SOURCES DE COURANTS LIEES DE RECONSTITUTION
 \$ DES COURANTS DE PHASE REELS DE LA MACHINE
 \$ ET CONDENSATEURS DE MESURES DES TENSIONS DE PHASE REELLES
 \$*****
 \$L,LVAS,092,093,1E-05
 \$R,RLAS,092,093,1E6
 J,JAS1,092,099
 C,CAS1,092,099,1E-9
 \$
 \$L,LVbS,082,083,1E-05
 \$R,RLBS,082,083,1E6
 J,JBS1,082,099
 J,JBS2,082,099
 C,CBS1,082,099,1E-9
 \$
 \$L,LVCS,072,073,1E-05
 \$R,RVCS,072,073,1E6
 J,JCS1,072,099
 J,JCS2,072,099
 C,CCS1,072,099,1E-9
 \$*****
 \$ CIRCUITS D AMORTISSEMENT
 \$*****
 R,RDAS,991,CC1,10
 C,CSN1,CC1,091,4.7E-06
 R,RDBS,881,CC2,10

```

C,CSN2,CC2,081,4.7E-06
R,RDCS,771,CC3,10
C,CSN1,CC3,071,4.7E-06
$ -----
$ END OF ENUMERATION OF EDGES DATA.
$ -----
*
$ -----
$ DATA FOR INITIAL CONDITIONS.
$ -----
0
$ -----
$ DATA FOR CONTROLLED SOURCES.
$ -----
CONTR.SOURCES,5
JAS1,LIDS,0.816
JBS1,LIDS,-0.408
JBS2,LIQS,0.707
JCS1,LIDS,-0.408
JCS2,LIQS,-0.707
$ -----
$ DATA FOR ADDITIONAL STATE VARIABLES.
$ -----
0
$ -----
$ TOTAL NUMBER OF SEMICONDUCTORS.
$ -----
6
$ -----
$ DATA FOR SOURCES.
$ -----
$*****VQS*****
102,1,2,3,0,0
$20,1,0.816,-0.408,-0.408,0
$*****FDR*VIT****
103,17,18,13,0,0
$*****VDS*****
101,1,2,3,0,0
$20,1,0,0.707,-0.707,0
$*****FQR*VIT*****
103,14,15,13,0,0
$***COUPLE*****
100,18,14,15,17,0
$*****
$ VAS
$*****
2,-311,50,0,0,0
$*****
$ VBS
$*****
2,-311,50,-120,0,0
$*****
$ VCS
$*****
2,-311,50,-240,0,0
$*****

```

```

$ JAS
*****
1,0,0,0,0
1,0,0,0,0
1,0,0,0,0
1,0,0,0,0
1,0,0,0,0
$ -----
$ DATA FOR SYNCHRONIZING VOLTAGES FOR SEMICONDUCTORS.
$ -----
5,360,50,0,0,0
5,360,50,-180,-180,0
5,360,50,-180,-120,0
5,360,50,-180,-300,0
5,360,50,-180,-240,0
5,360,50,-180,-60,0
$ -----
$ INITIAL STATES FOR SEMICONDUCTORS.
0,0,0,0,0
$ -----
$ HOLDING CURRENT VALUES FOR SEMICONDUCTORS.
$ -----
0.01,0.01,0.01,0.01,0.01
0.01
$ -----
$ MINIMUM VOLTAGE FOR FIRING SEMICONDUCTORS.
$ -----
2,2,2,2,2
2
$ -----
$ GATE OR BASE PULSE WIDTH.
$ -----
120,120,120,120,120
120
$ -----
$ TURN-OFF TIME REQUIREMENT.
$ -----
0.2e-05,0.2e-05,0.2e-05,0.2e-05,0.2e-05
0.2e-05
$ -----
$ ***CONTROL PARAMETERS
$ -----
$ PRMT(34)=0: PAS FIXE
$     =1: pas variable
$ pRMT(35)=0
$ PRMT(36)=0: PAS DE METHODE ITERATIVE
$     =1: ouverture de tape 9, tape 10, tape11(phase iteration)
$     =2: ouverture de tape 9 (phase initialisation: conv 1)
$     =3: ouverture de tape 10(phase initialisation: conv 2)
$ PRMT(37): PRMT DE TRAVAIL POUR LE PAS VARIABLE
$ PRMT(38): COEFFICIENT DIVISEUR DU PAS FIXE, SI PRMT(34)=1
$ PRMT(39)=LS
$ PRMT(40)=LR
$ PRMT(41)=MSR
$ PRMT(42)=PAIRES DE POLES
$ PRMT(45)=1: PAS DE SAUVEGARDE DU TABLEAU D INTERRUPTION

```

```

0,1,0,0001,0,0,0,3,78,90
2,0,0,0,0,0,0,0
0,0,0,0,0,0,0,0
0,0,0,0,0,1,0,0
1,10,0,064,0,064,0,0601,2,0,0,1
$ S5 EST LE COUPLE;X13 EST LA VITESSE;PRMT(35) =PPOL;X14=IQS,X7-X8=1AS
$ X1=VCAS1;X7=IDIODE PHASE1
S5
X13
X7-X8
X1

```

4: Liste des variables d'état

1	CAS1
2	CBS1
3	CCS1
4	CSN1
5	CSN2
6	CSN1
7	TAS1
8	TAS2
9	TBS1
10	TBS2
11	TCS1
12	TCS2
13	LVIT
14	LIQS
15	LIQR
16	LM01
17	LIDS
18	LIDR
19	LM02

Remarque: la topologie correspondant au fichier VARASYDQ.dat est donnée par la figure A.1

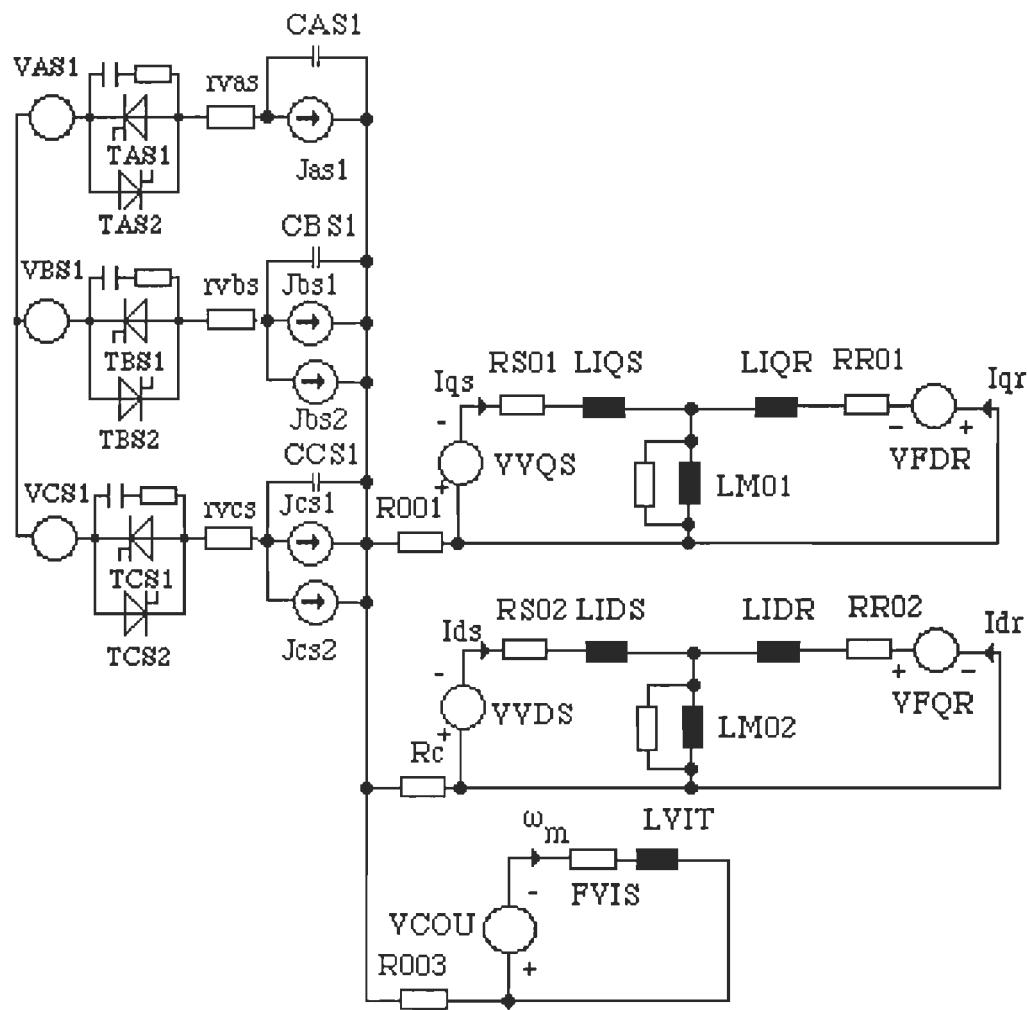


Figure A.1: Variateur de courant à thyristors alimentant une machine asynchrone (fichier VARASYDQ.dat)

Annexe.5

Caractéristiques des machines utilisées

1 Caractéristiques de la machine 1 tirée de la référence [5]:

-3 phases; 4 pôles, connection étoile-étoile

- $V_n = 220/380 \text{ V}$

- $I_n = 20/11.7 \text{ A}$

- $P_n = 5.5 \text{ kW à } 1460 \text{ tr/mn}$

- $J = 0.08 \text{ kgm}^2$

- $F_r = 0.22 \text{ Nm/rad/s}$

- à 50 Hz:

$R_s = 0.4 \Omega/\text{ph.}$

$R_r = 1.2 \Omega/\text{ph.}$

$L_s = L_r = 0.064 \text{ H}$

$M_{sr} = 0.0601 \text{ H}$

2 Caractéristiques de la machine 2 tirée de la référence [38]:

-3 phases; 4 pôles, connection étoile-étoile

- $V_n = 220/380 \text{ V}$

- $I_n = 14.2 \text{ A}$

- $P_n = 3.16 \text{ kW à } 1370 \text{ tr/mn}$

- à 50 Hz:

$R_s = 0.38 \Omega/\text{ph.}$

$R_r = 1.01 \Omega/\text{ph.}$

$L_s - M_{sr} = 0.194 \text{ H}$

$L_r - M_{sr} = 0.194 \text{ H}$

$M_{sr} = 0.034 \text{ H}$

Annexe 6

Liste des fichiers de données des systèmes convertisseurs-machines

VARASDQ.CIR	Dessin par ATOSECG du système variateur de courant à thyristor-machine dq
MVARASDQ.DAT	VARASDQ.DAT modifié
VARASYDQ.DAT	Modèle dq; matrice de transformation orthogonale; variateur de courant à thyristors ; fichier commenté
OMODQPV.DAT	Modèle dq; matrice de transformation orthogonale; onduleur de tension à transistors ; fichier commenté
CSIADQPV.DAT	Modèle dq; matrice de transformation orthogonale; onduleur de courant à thyristors ; fichier commenté
OMNDQPV.DAT	Modèle dq; matrice de transformation non orthogonale; onduleur de tension à transistors ; fichier commenté; préparation des données selon l'ancienne version.
MVARASGH.DAT	Modèle de Ghani; variateur de courant à thyristors .

MVARASBO.DAT	Modèle de Bolognani; variateur de courant à thyristors.
OMOGHPV.DAT	Modèle de Ghani; onduleur de tension à transistors
OMOBOPV.DAT	Modèle de Bolognani; onduleur de tension à transistors.