

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

THÈSE PRÉSENTÉE À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE
DU DOCTORAT EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR
MARTIN DE MONTIGNY

MODÉLISATION HARMONIQUE DES SYSTÈMES MULTI-
CONVERTISSEUR TRIPHASÉS

MAI 2006

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.

Remerciements

J'aimerais exprimer ma reconnaissance envers tous ceux qui m'ont aidé tout au long de la conception et de la rédaction de ma thèse.

Je tiens à remercier profondément mes directeurs de recherche Pierre Sicard et Éloi Ngandui pour leur grande disponibilité, leur support scientifique et financier et aussi pour leur amitié.

Un grand merci à Guy Boisclair pour son aide pour la simulation distribuée.

Je remercie Ahmed Chériti, Serge Lefebvre, Christian Dufour et Anatole Sévigny pour avoir accepté de faire partie du jury et avoir pris le temps de m'aider à compléter ma thèse.

J'adresse mes remerciements à tous les professeurs du département de génie électrique et informatique et au personnel de soutien pour m'avoir aidé à progresser tout au long de mon cheminement.

Je remercie mes parents, Micheline Chrétien et Denis de Montigny, pour tous les sacrifices qu'ils ont fait pour que je puisse me rendre là où je suis.

Sommaire

La précision de l'évaluation des niveaux d'harmoniques sur les réseaux électriques alimentant un grand nombre de charges non linéaires est importante pour des raisons économiques et pratiques. Plusieurs travaux traitant de la caractérisation statistique des harmoniques des systèmes multi-redresseur ont un intérêt pratique limité du fait des hypothèses simplificatrices qui sont considérées : entre autres, l'inductance côté courant continu est infinie, les commutations des redresseurs ne sont pas simultanées, les tensions d'alimentation sont sinusoïdales.

Nous avons développé et validé une méthode de simulation harmonique de systèmes multi-convertisseur selon une approche hybride temporelle et fréquentielle, ne considérant que les harmoniques significatifs, et ce avec des hypothèses réalistes. Nous avons en particulier proposé et validé une méthode et des algorithmes itératifs pour l'évaluation des harmoniques produits par des systèmes comprenant un grand nombre de convertisseurs. Une étude comparative a été effectuée de façon à choisir un algorithme d'optimisation approprié aux algorithmes proposés et permettant d'obtenir une convergence rapide et robuste. L'algorithme converge en quelques itérations; le temps de calcul est relativement faible. Les résultats ont été validés à l'aide du logiciel SimPowerSystems pour un système triphasé de tensions d'alimentation déséquilibrées comprenant jusqu'à 100 convertisseurs, en tenant compte des commutations simultanées.

Les méthodes et algorithmes développés sont appliqués à une approche basée sur les simulations de Monte Carlo pour caractériser les systèmes électroniques de puissance du point de vue des harmoniques de courant générés. Les résultats obtenus par la méthode et les algorithmes présentés sont comparés avec les résultats obtenus par l'application du théorème central limite en posant plusieurs hypothèses simplificatrices. Les résultats obtenus dans des conditions réalistes constituent une nouvelle référence, étant donné qu'il n'y a pas à ce jour de résultats stochastiques publiés pour un système multi-convertisseur.

Nous démontrons la pertinence de l'utilisation de la simulation parallèle et distribuée pour les méthodes et algorithmes développés. Les avantages principaux de l'algorithme développé sont: la simplicité relative du modèle, une bonne précision et un temps de calcul relativement court.

Table des matières

REMERCIEMENTS.....	I
SOMMAIRE.....	II
LISTE DES FIGURES.....	VIII
LISTE DES TABLEAUX.....	XVII
LISTE DES SYMBOLES.....	XIX
LISTE DES ABRÉVIATIONS.....	XXVII
CHAPITRE 1.....	1
INTRODUCTION.....	1
1.1- CARACTÉRISATION DES HARMONIQUES PRODUITS PAR LES SYSTÈMES MULTI-CONVERTISSEUR.....	2
1.2- MODÉLISATION HARMONIQUE DES SYSTÈMES MULTI-CONVERTISSEUR.....	6
1.3- OBJECTIFS VISÉS ET CONTRIBUTIONS ESCOMPTÉES.....	8
1.4- PLAN DE LA THÈSE.....	9
CHAPITRE 2.....	11
QUALITÉ DE L'ALIMENTATION ÉLECTRIQUE DANS LES SYSTÈMES ÉLECTRONIQUES DE PUISSANCE.....	11
2.1 PROBLÈMES TRANSITOIRES DE QUALITÉ DE L'ALIMENTATION ÉLECTRIQUE.....	12
2.2 PROBLÈMES DE QUALITÉ DE L'ALIMENTATION ÉLECTRIQUE EN RÉGIME PERMANENT.....	16
2.3 CONCLUSION.....	26
CHAPITRE 3.....	27
MÉTHODES DE MODÉLISATION ET DE SIMULATION DES SYSTÈMES ÉLECTRONIQUES DE PUISSANCE.....	27
3.1 MODÉLISATION ET SIMULATION DES SYSTÈMES ÉLECTRONIQUES DE PUISSANCE DANS LE DOMAINE TEMPOREL.....	28
3.2 MODÉLISATION ET SIMULATION DES SYSTÈMES ÉLECTRONIQUES DE PUISSANCE DANS LE DOMAINE FRÉQUENTIEL.....	33
3.2.1 Fonctions de commutation simplifiées.....	34
3.2.2 Fonctions de commutation améliorées.....	37
3.3 CONCLUSION.....	39
CHAPITRE 4.....	40

MÉTHODE DE MODÉLISATION HYBRIDE DES SYSTÈMES MULTI-CONVERTISSEUR UTILISANT LES FONCTIONS DE COMMUTATION MODIFIÉES ET UNE APPROCHE TEMPORELLE DE CALCUL DES ANGLES D'EMPIÈTEMENT.....	40
4.1- MODÉLISATION HARMONIQUE D'UN REDRESSEUR BASÉE SUR LES FONCTIONS DE COMMUTATION MODIFIÉES .	40
4.2- SIMULATION HARMONIQUE DES SYSTÈMES MULTI-CONVERTISSEUR BASÉE SUR UNE APPROCHE ITÉRATIVE COMBINÉE AVEC LES FONCTIONS DE COMMUTATION	44
4.3- MÉTHODE D'ÉVALUATION DES ANGLES D'ALLUMAGE ET D'EMPIÈTEMENT.....	51
4.3.1- <i>Calcul des angles d'allumage</i>	51
4.3.2- <i>Calcul des angles d'empiètement avec prise en compte des commutations simultanées</i>	52
4.4- ASSOCIATION DE L'ALGORITHME D'ÉVALUATION DES ANGLES D'EMPIÈTEMENT AVEC L'ALGORITHME ITÉRATIF D'ÉVALUATION DES HARMONIQUES	64
4.5 CONCLUSION	66
CHAPITRE 5.....	68
CARACTÉRISATION DÉTERMINISTE DES HARMONIQUES PRODUITS PAR LES SYSTÈMES MULTI-CONVERTISSEUR TRIPHASÉS	68
5.1- VALIDATION DE LA MÉTHODE ET DES ALGORITHMES DÉVELOPPÉS.....	69
5.1.1 - <i>Validation de la méthode et des algorithmes présentés dans des conditions où les impédances de commutation sont de valeurs relativement faibles</i>	70
5.1.2 - <i>Validation de la méthode et des algorithmes présentés dans des conditions où les impédances de commutation sont de valeurs relativement grandes</i>	76
5.2- COMMENTAIRES SUR LA ROBUSTESSE DE L'ALGORITHME DÉVELOPPÉ.....	79
5.2.1- <i>Détection de la conduction discontinue</i>	80
5.2.2- <i>Commentaires sur l'effet de la discrétisation des formes d'onde sur la précision de l'évaluation des harmoniques</i>	81
5.3- EFFETS DE L'ATTÉNUATION.....	83
5.3.1 – <i>Étude de la variation des harmoniques en fonction de la variation de l'inductance de source</i>	83
5.3.2 – <i>Étude de la variation des harmoniques en fonction du rapport inductance de charge/inductance de commutation</i>	86
5.3.3 - <i>Étude de la variation des harmoniques en fonction de la variation du courant de charge</i>	87
5.3.4 – <i>Étude de l'influence du nombre de convertisseurs sur les harmoniques</i>	89
5.4- EFFETS DE LA DIVERSITÉ	90
5.5- EFFETS DU DÉSÉQUILIBRE DES TENSIONS D'ALIMENTATION	93
5.6 CONCLUSION	96
CHAPITRE 6.....	98

CARACTÉRISATION STATISTIQUE DES HARMONIQUES PRODUITS PAR LES SYSTÈMES MULTI-CONVERTISSEUR TRIPHASÉS PAR SIMULATIONS DE MONTE CARLO	98
6.1- DIVERSITÉ DES HARMONIQUES DE COURANT ET VALIDATION DE L'APPROCHE DE MONTE CARLO	98
6.2- EFFET DE LA DIVERSITÉ DES POINTS DE FONCTIONNEMENT DES CONVERTISSEURS AVEC PRISE EN COMPTE DE CONDITIONS RÉALISTES AU NIVEAU DE LA MODÉLISATION	110
6.3- EFFETS DU DÉSÉQUILIBRE DES TENSIONS D'ALIMENTATION	117
6.3.1- <i>Influence du taux de déséquilibre</i>	117
6.3.2- <i>Influence de l'angle de déséquilibre</i>	121
6.4- EFFET DE LA VARIATION DU NOMBRE DE CONVERTISSEURS	125
6.5- SIMULATION DISTRIBUÉE	127
6.6 CONCLUSION	134
CHAPITRE 7	136
CONCLUSIONS GÉNÉRALES ET RECOMMANDATIONS	136
RÉFÉRENCES	140
ANNEXE A	147
ANNEXE B	153
PROGRAMMES MATLAB DE SIMULATION DE SYSTÈME MULTI-CONVERTISSEUR	153
B.1 PROGRAMME DE DÉMARRAGE DU SIMULATEUR « APPEL2.M »	154
B.2 PROGRAMME D'INITIALISATION DES CONSTANTES « INIT_CONSTANTE.M »	155
B.3 PROGRAMME D'INITIALISATION DES HARMONIQUES DE TENSION (CONSTITUANT L'ENTRÉE DU MODÈLE) « INIT_XXN.M »	158
B.4 PROGRAMME DE CALCUL DES HARMONIQUES DE COURANT PRODUITS PAR UN SYSTÈME MULTI-CONVERTISSEUR « MODELE1.M »	158
B.5 ROUTINE DE CALCUL DE LA FONCTION D'ERREUR « MAINCONV2.M »	162
B.6 FONCTION PRINCIPALE D'APPEL DE LA ROUTINE D'OPTIMISATION POUR LE CALCUL DES HARMONIQUES DE COURANT PRODUITS PAR LE SYSTÈME MULTI-CONVERTISSEUR « PRINCIPAL1.M »	163
B.7 PROGRAMME PRINCIPAL DE CALCUL DES ANGLES D'EMPIÈTEMENT « CALCULU_SEQ01.M »	163
B.8 FONCTION DE SIMULATION À TOPOLOGIE VARIABLE POUR LE CALCUL DES ANGLES D'EMPIÈTEMENT « SIMGEN09.M »	164
B.9 FONCTION D'INITIALISATION DE LA TOPOLOGIE DU SYSTÈME MULTI-CONVERTISSEUR « INIT_TOPO.M »	170
B.10 FONCTION D'INITIALISATION DE LA MATRICE D'IMPÉDANCES A ET DU VECTEUR DE SOURCES B « INIT_AB.M »	171
B.11 FONCTION DE MISE À JOUR DE LA MATRICE D'IMPÉDANCES « MAJA.M »	172

B.12 FONCTION DE MISE À JOUR DU VECTEUR DE SOURCES B « MAJB.M »	180
B.13 FONCTION DE MISE À JOUR DES CONDITIONS INITIALES DE COURANT « MAJCI.M »	181
ANNEXE C	182
IMPLANTATION SUR MATLAB DE L'ALGORITHME DE CALCUL DES PARAMÈTRES STATISTIQUES ET DES PDF PRÉSENTÉ PAR WANG	182
ANNEXE D	188
CARACTÉRISTIQUES DES HARMONIQUES DE RANG 7 À 25	188
D.1 PARAMÈTRES IDENTIFIÉS ET ERREUR D'IDENTIFICATION EN FONCTION DU NOMBRE DE SIMULATIONS DÉTERMINISTES	188
D.2 PDF DES HARMONIQUES DE RANG 7 À 25 OBTENUES AVEC UN MODÈLE SIMPLIFIÉ	196
ANNEXE E	200
PDF DES HARMONIQUES 7 À 25 POUR LA SIMULATION AVEC PARAMÈTRES RÉALISTES AVEC TENSIONS D'ALIMENTATION ÉQUILIBRÉES ET DE GRANDS RAPPORTS ENTRE LES INDUCTANCES DE CHARGE ET DE COMMUTATION, COMPARÉS AUX PDF OBTENUS PAR LA MÉTHODE DE WANG.....	200
ANNEXE F.....	204
PDF DES HARMONIQUES 7 À 25 POUR LA SIMULATION AVEC PARAMÈTRES RÉALISTES AVEC TENSIONS D'ALIMENTATION ÉQUILIBRÉES ET DE PETITS RAPPORTS ENTRE LES INDUCTANCES DE CHARGE ET DE COMMUTATION, COMPARÉS AUX PDF OBTENUS PAR LA MÉTHODE DE WANG.....	204
ANNEXE G.....	208
PDF DES HARMONIQUES DE LA PHASE A, DE RANG 9 À 25, POUR LA SIMULATION AVEC PARAMÈTRES RÉALISTES AVEC TENSIONS D'ALIMENTATION DÉSÉQUILIBRÉES (ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE NUL), COMPARÉS AUX PDF OBTENUS AVEC DES TENSIONS D'ALIMENTATION ÉQUILIBRÉES	208
PDF DES HARMONIQUES DE LA PHASE B, DE RANG 3 À 25, POUR LA SIMULATION AVEC PARAMÈTRES RÉALISTES AVEC TENSIONS D'ALIMENTATION DÉSÉQUILIBRÉES (ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE NUL), COMPARÉS AUX PDF OBTENUS AVEC DES TENSIONS D'ALIMENTATION ÉQUILIBRÉES	213
PDF DES HARMONIQUES DE LA PHASE C, DE RANG 3 À 25, POUR LA SIMULATION AVEC PARAMÈTRES RÉALISTES AVEC TENSIONS D'ALIMENTATION DÉSÉQUILIBRÉES (ANGLE DE	

DÉSÉQUILIBRE NUL), COMPARÉS AUX PDF OBTENUS AVEC DES TENSIONS D'ALIMENTATION ÉQUILIBRÉES	220
ANNEXE H.....	227
PDF DES HARMONIQUES DE LA PHASE A, DE RANG 9 À 25, POUR LA SIMULATION AVEC PARAMÈTRES RÉALISTES AVEC TENSIONS D'ALIMENTATION DÉSÉQUILIBRÉES (ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE DE 60°), COMPARÉS AUX PDF OBTENUS AVEC DES TENSIONS D'ALIMENTATION ÉQUILIBRÉES	227
PDF DES HARMONIQUES DE LA PHASE B, DE RANG 3 À 25, POUR LA SIMULATION AVEC PARAMÈTRES RÉALISTES AVEC TENSIONS D'ALIMENTATION DÉSÉQUILIBRÉES (ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE DE 60°), COMPARÉS AUX PDF OBTENUS AVEC DES TENSIONS D'ALIMENTATION ÉQUILIBRÉES	232
PDF DES HARMONIQUES DE LA PHASE C, DE RANG 3 À 25, POUR LA SIMULATION AVEC PARAMÈTRES RÉALISTES AVEC TENSIONS D'ALIMENTATION DÉSÉQUILIBRÉES (ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE DE 60°), COMPARÉS AUX PDF OBTENUS AVEC DES TENSIONS D'ALIMENTATION ÉQUILIBRÉES	239
ANNEXE I.....	246
PDF ET GRAPHIQUES DE COURANT POUR ÉTUDE DIVERSITÉ AVEC VARIATION DU NOMBRE DE CONVERTISSEURS.....	246
ANNEXE J.....	250
IMPLANTATION DES L'ALGORITHMES DE CALCUL DISTRIBUÉ SUR MATLAB.....	250
J.1 PROGRAMME DE GESTION DES TÂCHES DU NŒUD MAÎTRE POUR LA SIMULATION DISTRIBUÉE.....	250
J.2 PROGRAMME DE GESTION DES TÂCHES DE CHAQUE NŒUD ESCLAVE POUR LA SIMULATION DISTRIBUÉE.....	257

Liste des figures

FIGURE 1. 1 : SCHÉMA PARTIEL DE L'INSTALLATION ÉLECTRIQUE DE L'USINE ALCAN.....	1
FIGURE 4. 1 : CIRCUIT DU CONVERTISSEUR MODÉLISÉ PAR MAYORDOMO [25].....	41
FIGURE 4. 2 : FONCTIONS DE COMMUTATION PROPOSÉES PAR MAYORDOMO [25].....	42
FIGURE 4. 3 : MODÈLE DE SYSTÈME MULTI-CONVERTISSEUR	46
FIGURE 4. 4 : ALGORITHME D'ÉVALUATION DES HARMONIQUES DE COURANTS CÔTÉ CA.....	47
FIGURE 4. 5 : CIRCUIT ÉQUIVALENT DURANT LA COMMUTATION SIMULTANÉE D'UN SYSTÈME À TROIS CONVERTISSEURS.....	54
FIGURE 4. 6 : COURANT CA (PHASE A)	61
FIGURE 4. 7 : ALGORITHME GÉNÉRAL D'ÉVALUATION DES ANGLES D'EMPIÈTEMENT.....	63
FIGURE 4. 8 : ALGORITHME GÉNÉRAL D'ÉVALUATION DES HARMONIQUES DE COURANT	65
FIGURE 5. 1 : EXEMPLE DE SCHÉMA D'UN SYSTÈME MULTI-CONVERTISSEUR MODÉLISÉ AVEC SPS	69
FIGURE 5. 2 : ÉLÉMENTS COMPRIS DANS UN BLOC DE CONVERTISSEUR DU SYSTÈME MODÉLISÉ DANS SPS.....	70
FIGURE 5. 3 : AMPLITUDES DES HARMONIQUES DE COURANT PRODUITS PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS	72
FIGURE 5. 4 : ANGLES DES HARMONIQUES DE COURANT GÉNÉRÉS PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS	74
FIGURE 5. 5 : FORME D'ONDE DU COURANT DE LA PHASE A DE LA SOURCE, PRODUIT PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS.....	75
FIGURE 5. 6 : AMPLITUDES DES HARMONIQUES DE COURANT PRODUITS PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS, DANS LE CAS OÙ LES INDUCTANCES DE COMMUTATION PRENNENT UNE VALEUR ÉLEVÉE	77
FIGURE 5. 7 : ANGLES DES HARMONIQUES DE COURANT GÉNÉRÉS PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS, DANS LE CAS OÙ LES INDUCTANCES DE COMMUTATION PRENNENT UNE VALEUR ÉLEVÉE	78
FIGURE 5. 8 : FORME D'ONDE DU COURANT DE LA PHASE A DE LA SOURCE, PRODUIT PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS, DANS LE CAS OÙ LES INDUCTANCES DE COMMUTATION PRENNENT UNE VALEUR ÉLEVÉE	79
FIGURE 5. 9 : COMPARAISON DES HARMONIQUES ÉVALUÉS EN FONCTION DU NOMBRE DE POINTS UTILISÉS POUR LA REPRÉSENTATION DES FORMES D'ONDE DES TENSIONS ET COURANTS.....	82
FIGURE 5. 10 : AMPLITUDE DES HARMONIQUES DE COURANT (PHASE A) DE LA BRANCHE PRINCIPALE EN FONCTION DE L'INDUCTANCES DE SOURCE POUR UN SYSTÈME À 4 CONVERTISSEURS À CHARGES IDENTIQUES.....	84
FIGURE 5. 11 : AMPLITUDE DES HARMONIQUES DE TENSION (PHASE A) AU POINT COMMUN DE COUPLAGE EN FONCTION DE L'INDUCTANCES DE SOURCE POUR UN SYSTÈME À 4 CONVERTISSEURS À CHARGES IDENTIQUES.....	85
FIGURE 5. 12 : HARMONIQUES DE COURANT PRODUITS PAR UN SYSTÈME À 4 CONVERTISSEURS AVEC CHARGES IDENTIQUES, VARIANT EN FONCTION DE L'INDUCTANCE DE CHARGE	86
FIGURE 5. 13 : HARMONIQUES DE TENSION PRODUITS PAR UN SYSTÈME À 4 CONVERTISSEURS AVEC CHARGES	

IDENTIQUES, VARIANT EN FONCTION DE LA RÉSISTANCE DE CHARGE.....	87
FIGURE 5. 14 : HARMONIQUES DE COURANT PRODUITS PAR UN SYSTÈME À 4 CONVERTISSEURS AVEC CHARGES IDENTIQUES, VARIANT EN FONCTION DE L'ANGLE D'AMORÇAGE	88
FIGURE 5. 15 : COURANT DE CHARGE OBTENU PAR SIMULATION AVEC SIMPOWERSYSTEMS D'UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS FONCTIONNANT EN CONDUCTION CONTINUE, PROCHE DE LA CONDUCTION DISCONTINUE.....	89
FIGURE 5. 16 : HARMONIQUES DE COURANT PRODUITS PAR UN SYSTÈME À 4 CONVERTISSEURS POUR PLUSIEURS PLAGES DE VARIATION DES ANGLES DE RETARD EN DEGRÉS.	90
FIGURE 5. 17 : HARMONIQUES DE COURANT TYPIQUEMENT PRODUITS PAR UN SYSTÈME À 4 CONVERTISSEURS POUR PLUSIEURS PLAGES DE VARIATION DES INDUCTANCES DE CHARGE.	92
FIGURE 5. 18 : CAS TYPIQUE D'HARMONIQUES DE COURANT PRODUITS PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS, EN FONCTION DU TAUX DE DÉSÉQUILIBRE DES TENSIONS D'ALIMENTATION.....	94
FIGURE 5. 19 : HARMONIQUES DE COURANT PRODUITS PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS ALIMENTÉ PAR DES TENSIONS DONT LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE VARIE	95
FIGURE 5. 20 : HARMONIQUES DE COURANT PRODUITS PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS ALIMENTÉ PAR DES TENSIONS DONT LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET DONT L'ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE VARIE	96
FIGURE 6. 1 : PONT DE GRAËTZ TRIPHASÉ À THYRISTORS AVEC CHARGE RLE, COMME MODÉLISÉ PAR WANG.....	99
FIGURE 6. 2 : VALEUR DES PARAMÈTRES IDENTIFIÉS EN FONCTION DU NOMBRE DE SIMULATIONS DÉTERMINISTES POUR L'HARMONIQUE D'ORDRE 5	106
FIGURE 6. 3 : VALEUR DES PARAMÈTRES IDENTIFIÉS EN FONCTION DU NOMBRE DE SIMULATIONS DÉTERMINISTES POUR L'HARMONIQUE D'ORDRE 5, AVEC AGRANDISSEMENT AU NIVEAU DE L'AXE DU NOMBRE DE SIMULATIONS.....	107
FIGURE 6. 4 : ÉCART D'ESTIMATION PAR RAPPORT À WANG DES PARAMÈTRES IDENTIFIÉS POUR L'HARMONIQUE DE RANG 5 EN FONCTION DU NOMBRE DE SIMULATIONS DÉTERMINISTES	108
FIGURE 6. 5 : FONCTIONS DE DENSITÉ DE PROBABILITÉ DU 5 ^E HARMONIQUE PRODUIT PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS, OBTENUES AVEC UN MODÈLE SIMPLIFIÉ	109
FIGURE 6. 6 : FONCTIONS DE DENSITÉ DE PROBABILITÉ DU 5 ^E HARMONIQUE PRODUIT PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS ALIMENTÉ PAR UNE SOURCE ÉQUILBRÉE, OBTENUES AVEC DES PARAMÈTRES RÉALISTES.....	113
FIGURE 6. 7 : FONCTIONS DE DENSITÉ DE PROBABILITÉ DU 5E HARMONIQUE PRODUIT PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS ALIMENTÉ PAR UNE SOURCE ÉQUILBRÉE, OBTENUES AVEC DES PARAMÈTRES RÉALISTES, POUR UN FAIBLE RAPPORT L_D/L_R	116
FIGURE 6. 8 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 3, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L'ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST NUL.....	119
FIGURE 6. 9 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 5, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L'ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST NUL.....	120
FIGURE 6. 10 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 7, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L'ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST NUL.....	121

FIGURE 6. 11 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 3, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L'ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 60°	123
FIGURE 6. 12 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 5, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L'ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 60°	124
FIGURE 6. 13 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 7, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L'ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE DE 60°	125
FIGURE 6. 14 : AMPLITUDE NORMALISÉE DES MOYENNES DES HARMONIQUES EN FONCTION DU NOMBRE DE CONVERTISSEURS.....	126
FIGURE 6. 15 : PDF APPROXIMATIVES DE L'AMPLITUDE NORMALISÉE DE L'HARMONIQUE DE RANG 5, POUR DES SYSTÈMES COMPOSÉS DE 1 À 16 CONVERTISSEURS	127
FIGURE 6. 16 : SYSTÈME INFORMATIQUE UTILISÉ POUR EFFECTUER LA SIMULATION DISTRIBUÉE	128
FIGURE 6. 17 : ALGORITHME D'ATTRIBUTION DES LOTS DE SIMULATIONS PAR LE NOEUD MAÎTRE.....	129
FIGURE 6. 18 : ALGORITHME DE GESTION DES SIMULATIONS SUR LES NOEUDS ESCLAVES.....	132
FIGURE B. 1 : SCHÉMA DE STRUCTURE D'APPEL DES FONCTIONS DES ALGORITHMES PRÉSENTÉS	154
FIGURE D. 1 : VALEUR DES PARAMÈTRES IDENTIFIÉS EN FONCTION DU NOMBRE DE SIMULATIONS DÉTERMINISTES POUR L'HARMONIQUE D'ORDRE 7	189
FIGURE D. 2 : ÉCART D'ESTIMATION PAR RAPPORT À WANG DES PARAMÈTRES IDENTIFIÉS POUR L'HARMONIQUE DE RANG 7 EN FONCTION DU NOMBRE DE SIMULATIONS DÉTERMINISTES	189
FIGURE D. 3 : VALEUR DES PARAMÈTRES IDENTIFIÉS EN FONCTION DU NOMBRE DE SIMULATIONS DÉTERMINISTES POUR L'HARMONIQUE D'ORDRE 11	190
FIGURE D. 4 : ÉCART D'ESTIMATION PAR RAPPORT À WANG DES PARAMÈTRES IDENTIFIÉS POUR L'HARMONIQUE DE RANG 11 EN FONCTION DU NOMBRE DE SIMULATIONS DÉTERMINISTES	190
FIGURE D. 5 : VALEUR DES PARAMÈTRES IDENTIFIÉS EN FONCTION DU NOMBRE DE SIMULATIONS DÉTERMINISTES POUR L'HARMONIQUE D'ORDRE 13	191
FIGURE D. 6 : ÉCART D'ESTIMATION PAR RAPPORT À WANG DES PARAMÈTRES IDENTIFIÉS POUR L'HARMONIQUE DE RANG 13 EN FONCTION DU NOMBRE DE SIMULATIONS DÉTERMINISTES	191
FIGURE D. 7 : VALEUR DES PARAMÈTRES IDENTIFIÉS EN FONCTION DU NOMBRE DE SIMULATIONS DÉTERMINISTES POUR L'HARMONIQUE D'ORDRE 17	192
FIGURE D. 8 : ÉCART D'ESTIMATION PAR RAPPORT À WANG DES PARAMÈTRES IDENTIFIÉS POUR L'HARMONIQUE DE RANG 17 EN FONCTION DU NOMBRE DE SIMULATIONS DÉTERMINISTES	192
FIGURE D. 9 : VALEUR DES PARAMÈTRES IDENTIFIÉS EN FONCTION DU NOMBRE DE SIMULATIONS DÉTERMINISTES POUR L'HARMONIQUE D'ORDRE 19	193
FIGURE D. 10 : ÉCART D'ESTIMATION PAR RAPPORT À WANG DES PARAMÈTRES IDENTIFIÉS POUR L'HARMONIQUE DE RANG 19 EN FONCTION DU NOMBRE DE SIMULATIONS DÉTERMINISTES	193

FIGURE D. 11 : VALEUR DES PARAMÈTRES IDENTIFIÉS EN FONCTION DU NOMBRE DE SIMULATIONS DÉTERMINISTES POUR L'HARMONIQUE D'ORDRE 23	194
FIGURE D. 12 : ÉCART D'ESTIMATION PAR RAPPORT À WANG DES PARAMÈTRES IDENTIFIÉS POUR L'HARMONIQUE DE RANG 23 EN FONCTION DU NOMBRE DE SIMULATIONS DÉTERMINISTES	194
FIGURE D. 13 : VALEUR DES PARAMÈTRES IDENTIFIÉS EN FONCTION DU NOMBRE DE SIMULATIONS DÉTERMINISTES POUR L'HARMONIQUE D'ORDRE 25	195
FIGURE D. 14 : ÉCART D'ESTIMATION PAR RAPPORT À WANG DES PARAMÈTRES IDENTIFIÉS POUR L'HARMONIQUE DE RANG 25 EN FONCTION DU NOMBRE DE SIMULATIONS DÉTERMINISTES	195
FIGURE D. 15 : FONCTIONS DE DENSITÉ DE PROBABILITÉ DU 7 ^E HARMONIQUE PRODUIT PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS, OBTENUES AVEC UN MODÈLE SIMPLIFIÉ	196
FIGURE D. 16 : FONCTIONS DE DENSITÉ DE PROBABILITÉ DU 11 ^E HARMONIQUE PRODUIT PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS, OBTENUES AVEC UN MODÈLE SIMPLIFIÉ	197
FIGURE D. 17 : FONCTIONS DE DENSITÉ DE PROBABILITÉ DU 13 ^E HARMONIQUE PRODUIT PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS, OBTENUES AVEC UN MODÈLE SIMPLIFIÉ	197
FIGURE D. 18 : FONCTIONS DE DENSITÉ DE PROBABILITÉ DU 17 ^E HARMONIQUE PRODUIT PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS, OBTENUES AVEC UN MODÈLE SIMPLIFIÉ	198
FIGURE D. 19 : FONCTIONS DE DENSITÉ DE PROBABILITÉ DU 19 ^E HARMONIQUE PRODUIT PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS, OBTENUES AVEC UN MODÈLE SIMPLIFIÉ	198
FIGURE D. 20 : FONCTIONS DE DENSITÉ DE PROBABILITÉ DU 23 ^E HARMONIQUE PRODUIT PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS, OBTENUES AVEC UN MODÈLE SIMPLIFIÉ	199
FIGURE D. 21 : FONCTIONS DE DENSITÉ DE PROBABILITÉ DU 25 ^E HARMONIQUE PRODUIT PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS, OBTENUES AVEC UN MODÈLE SIMPLIFIÉ	199
FIGURE E. 1 : FONCTIONS DE DENSITÉ DE PROBABILITÉ DU 7 ^E HARMONIQUE PRODUIT PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS ALIMENTÉ PAR UNE SOURCE ÉQUILIBRÉE, OBTENUES AVEC DES PARAMÈTRES RÉALISTES.....	200
FIGURE E. 2 : FONCTIONS DE DENSITÉ DE PROBABILITÉ DU 11 ^E HARMONIQUE PRODUIT PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS ALIMENTÉ PAR UNE SOURCE ÉQUILIBRÉE, OBTENUES AVEC DES PARAMÈTRES RÉALISTES.....	201
FIGURE E. 3 : FONCTIONS DE DENSITÉ DE PROBABILITÉ DU 13 ^E HARMONIQUE PRODUIT PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS ALIMENTÉ PAR UNE SOURCE ÉQUILIBRÉE, OBTENUES AVEC DES PARAMÈTRES RÉALISTES.....	201
FIGURE E. 4 : FONCTIONS DE DENSITÉ DE PROBABILITÉ DU 17 ^E HARMONIQUE PRODUIT PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS ALIMENTÉ PAR UNE SOURCE ÉQUILIBRÉE, OBTENUES AVEC DES PARAMÈTRES RÉALISTES.....	202
FIGURE E. 5 : FONCTIONS DE DENSITÉ DE PROBABILITÉ DU 19 ^E HARMONIQUE PRODUIT PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS ALIMENTÉ PAR UNE SOURCE ÉQUILIBRÉE, OBTENUES AVEC DES PARAMÈTRES RÉALISTES.....	202
FIGURE E. 6 : FONCTIONS DE DENSITÉ DE PROBABILITÉ DU 23 ^E HARMONIQUE PRODUIT PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS ALIMENTÉ PAR UNE SOURCE ÉQUILIBRÉE, OBTENUES AVEC DES PARAMÈTRES RÉALISTES.....	203
FIGURE E. 7 : FONCTIONS DE DENSITÉ DE PROBABILITÉ DU 25 ^E HARMONIQUE PRODUIT PAR UN SYSTÈME À 10	

CONVERTISSEURS ALIMENTÉ PAR UNE SOURCE ÉQUILBRÉE, OBTENUES AVEC DES PARAMÈTRES RÉALISTES....	203
FIGURE F. 1 : FONCTIONS DE DENSITÉ DE PROBABILITÉ DU 7 ^E HARMONIQUE PRODUIT PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS ALIMENTÉ PAR UNE SOURCE ÉQUILBRÉE, OBTENUES AVEC DES PARAMÈTRES RÉALISTES, POUR UN FAIBLE RAPPORT Ld/Lr	204
FIGURE F. 2 : FONCTIONS DE DENSITÉ DE PROBABILITÉ DU 11 ^E HARMONIQUE PRODUIT PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS ALIMENTÉ PAR UNE SOURCE ÉQUILBRÉE, OBTENUES AVEC DES PARAMÈTRES RÉALISTES, POUR UN FAIBLE RAPPORT Ld/Lr	205
FIGURE F. 3 : FONCTIONS DE DENSITÉ DE PROBABILITÉ DU 13 ^E HARMONIQUE PRODUIT PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS ALIMENTÉ PAR UNE SOURCE ÉQUILBRÉE, OBTENUES AVEC DES PARAMÈTRES RÉALISTES, POUR UN FAIBLE RAPPORT Ld/Lr	205
FIGURE F. 4 : FONCTIONS DE DENSITÉ DE PROBABILITÉ DU 17 ^E HARMONIQUE PRODUIT PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS ALIMENTÉ PAR UNE SOURCE ÉQUILBRÉE, OBTENUES AVEC DES PARAMÈTRES RÉALISTES, POUR UN FAIBLE RAPPORT Ld/Lr	206
FIGURE F. 5 : FONCTIONS DE DENSITÉ DE PROBABILITÉ DU 19 ^E HARMONIQUE PRODUIT PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS ALIMENTÉ PAR UNE SOURCE ÉQUILBRÉE, OBTENUES AVEC DES PARAMÈTRES RÉALISTES, POUR UN FAIBLE RAPPORT Ld/Lr	206
FIGURE F. 6 : FONCTIONS DE DENSITÉ DE PROBABILITÉ DU 23 ^E HARMONIQUE PRODUIT PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS ALIMENTÉ PAR UNE SOURCE ÉQUILBRÉE, OBTENUES AVEC DES PARAMÈTRES RÉALISTES, POUR UN FAIBLE RAPPORT Ld/Lr	207
FIGURE F. 7 : FONCTIONS DE DENSITÉ DE PROBABILITÉ DU 25 ^E HARMONIQUE PRODUIT PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS ALIMENTÉ PAR UNE SOURCE ÉQUILBRÉE, OBTENUES AVEC DES PARAMÈTRES RÉALISTES, POUR UN FAIBLE RAPPORT Ld/Lr	207
FIGURE G. 1 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 9 DE LA PHASE A, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L' ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST NUL	208
FIGURE G. 2 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 11 DE LA PHASE A, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L' ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST NUL	209
FIGURE G. 3 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 13 DE LA PHASE A, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L' ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST NUL	209
FIGURE G. 4 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 15 DE LA PHASE A, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L' ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST NUL	210
FIGURE G. 5 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 17 DE LA PHASE A, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L' ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST NUL	210

FIGURE G. 24 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 7 DE LA PHASE C, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L'ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST NUL.....	221
FIGURE G. 25 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 9 DE LA PHASE C, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L'ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST NUL.....	222
FIGURE G. 26 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 11 DE LA PHASE C, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L'ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST NUL.....	222
FIGURE G. 27 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 13 DE LA PHASE C, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L'ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST NUL.....	223
FIGURE G. 28 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 15 DE LA PHASE C, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L'ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST NUL.....	223
FIGURE G. 29 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 17 DE LA PHASE C, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L'ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST NUL.....	224
FIGURE G. 30 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 19 DE LA PHASE C, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L'ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST NUL.....	224
FIGURE G. 31 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 21 DE LA PHASE C, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L'ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST NUL.....	225
FIGURE G. 32 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 23 DE LA PHASE C, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L'ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST NUL.....	225
FIGURE G. 33 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 25 DE LA PHASE C, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L'ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST NUL.....	226
FIGURE H. 1 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 9 DE LA PHASE A, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L'ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 60°.....	227
FIGURE H. 2 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 11 DE LA PHASE A, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L'ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 60°.....	228
FIGURE H. 3 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 13 DE LA PHASE A, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L'ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 60°.....	228
FIGURE H. 4 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 15 DE LA PHASE A, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L'ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 60°.....	229
FIGURE H. 5 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 17 DE LA PHASE A, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L'ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 60°.....	229
FIGURE H. 6 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 19 DE LA PHASE A, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L'ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 60°.....	230
FIGURE H. 7 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 21 DE LA PHASE A, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L'ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 60°.....	230

FIGURE H. 26 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 11 DE LA PHASE C, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L'ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 60°	241
FIGURE H. 27 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 13 DE LA PHASE C, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L'ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 60°	242
FIGURE H. 28 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 15 DE LA PHASE C, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L'ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 60°	242
FIGURE H. 29 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 17 DE LA PHASE C, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L'ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 60°	243
FIGURE H. 30 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 19 DE LA PHASE C, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L'ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 60°	243
FIGURE H. 31 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 21 DE LA PHASE C, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L'ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 60°	244
FIGURE H. 32 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 23 DE LA PHASE C, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L'ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 60°	244
FIGURE H. 33 : PDF DE L'HARMONIQUE DE COURANT D'ORDRE 25 DE LA PHASE C, OBTENUE LORSQUE LE TAUX DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 5% ET QUE L'ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE EST DE 60°	245
FIGURE I. 1 : PDF APPROXIMATIVES DE L'AMPLITUDE NORMALISÉE DE L'HARMONIQUE DE RANG 7, POUR DES SYSTÈMES COMPOSÉS DE 1 À 16 CONVERTISSEURS	246
FIGURE I. 2 : PDF APPROXIMATIVES DE L'AMPLITUDE NORMALISÉE DE L'HARMONIQUE DE RANG 11, POUR DES SYSTÈMES COMPOSÉS DE 1 À 16 CONVERTISSEURS	246
FIGURE I. 3 : PDF APPROXIMATIVES DE L'AMPLITUDE NORMALISÉE DE L'HARMONIQUE DE RANG 13, POUR DES SYSTÈMES COMPOSÉS DE 1 À 16 CONVERTISSEURS	247
FIGURE I. 4 : PDF APPROXIMATIVES DE L'AMPLITUDE NORMALISÉE DE L'HARMONIQUE DE RANG 17, POUR DES SYSTÈMES COMPOSÉS DE 1 À 16 CONVERTISSEURS	247
FIGURE I. 5 : PDF APPROXIMATIVES DE L'AMPLITUDE NORMALISÉE DE L'HARMONIQUE DE RANG 19, POUR DES SYSTÈMES COMPOSÉS DE 1 À 16 CONVERTISSEURS	248
FIGURE I. 6 : PDF APPROXIMATIVES DE L'AMPLITUDE NORMALISÉE DE L'HARMONIQUE DE RANG 23, POUR DES SYSTÈMES COMPOSÉS DE 1 À 16 CONVERTISSEURS	248
FIGURE I. 7 : PDF APPROXIMATIVES DE L'AMPLITUDE NORMALISÉE DE L'HARMONIQUE DE RANG 25, POUR DES SYSTÈMES COMPOSÉS DE 1 À 16 CONVERTISSEURS	249

Liste des tableaux

TABLEAU 4. 1 : COMPARAISON EN TERMES DE COMPLEXITÉ (N. D'OPÉRATIONS REQUISES) ENTRE LES SYSTÈMES D'ÉQUATIONS COMPLET ET SIMPLIFIÉ	59
TABLEAU 4. 2 : PARAMÈTRES UTILISÉS POUR COMPARER LES RÉSULTATS OBTENUS PAR LES MODÈLES COMPLET ET SIMPLIFIÉ	60
TABLEAU 4. 3 : ERREUR RELATIVE OBTENUE LORSQUE L'ALGORITHME NE PREND PAS EN COMPTE LES COMMUTATIONS SIMULTANÉES	60
TABLEAU 4. 4 : PARAMÈTRES UTILISÉS POUR ÉVALUER LA SENSIBILITÉ DES HARMONIQUES DE COURANT EN FONCTION DES ANGLES D'EMPIÈTEMENT	61
TABLEAU 6. 1 : PARAMÈTRES DES ANGLES D'ALLUMAGE DES CONVERTISSEURS POUR LES SIMULATIONS DE MONTE CARLO	104
TABLEAU 6. 2 : PARAMÈTRES STATISTIQUES DES HARMONIQUES DE COURANT GÉNÉRÉS PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS, OBTENUS PAR LA MÉTHODE PRÉSENTÉE PAR WANG	104
TABLEAU 6. 3 : ÉCARTS D'IDENTIFICATION DES PARAMÈTRES STATISTIQUES DES HARMONIQUES DE COURANT GÉNÉRÉS PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS	105
TABLEAU 6. 4 : VALEURS DES INDUCTANCES DE COMMUTATION DES CONVERTISSEURS ALIMENTÉS PAR DES TENSIONS ÉQUILIBRÉES ET DONT LE RAPPORT L_I/L_R EST GRAND	111
TABLEAU 6. 5 : PARAMÈTRES STATISTIQUES DES HARMONIQUES DE COURANT GÉNÉRÉS PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS ALIMENTÉS PAR DES TENSIONS ÉQUILIBRÉES, POUR UN GRAND RAPPORT L_I/L_R	111
TABLEAU 6. 6 : ÉCARTS D'ESTIMATION PAR RAPPORT À WANG, OBTENUS LORSQUE LES INDUCTANCES DE SOURCE ET DE COMMUTATION ET LE RONFLEMENT SONT NÉGLIGÉS	112
TABLEAU 6. 7 : VALEURS DES INDUCTANCES DE COMMUTATION DES CONVERTISSEURS ALIMENTÉS PAR DES TENSIONS ÉQUILIBRÉES ET DONT LE RAPPORT L_D/L_R EST FAIBLE	113
TABLEAU 6. 8 : PARAMÈTRES STATISTIQUES DES HARMONIQUES DE COURANT GÉNÉRÉS PAR UN SYSTÈME À 10 CONVERTISSEURS ALIMENTÉS PAR DES TENSIONS ÉQUILIBRÉES, POUR UN FAIBLE RAPPORT L_D/L_R	114
TABLEAU 6. 9 : CHANGEMENT DES PARAMÈTRES LORSQUE LE RAPPORT ENTRE LES INDUCTANCES DE CHARGE ET DE COMMUTATION EST FAIBLE	115
TABLEAU 6. 10 : COMPARAISON DES PARAMÈTRES STATISTIQUES OBTENUS POUR LE SYSTÈME ALIMENTÉ PAR UNE SOURCE COMPRENANT UN 5 ^E HARMONIQUE, AVEC LES RÉSULTATS OBTENUS AU TABLEAU 6.5	117
TABLEAU 6. 11 : COMPARAISON DES PARAMÈTRES STATISTIQUES OBTENUS POUR LE SYSTÈME ALIMENTÉ PAR UNE SOURCE DE TENSION DÉSÉQUILIBRÉE, AVEC LES RÉSULTATS OBTENUS AU TABLEAU 6.5	118
TABLEAU 6. 12 : COMPARAISON DES PARAMÈTRES STATISTIQUES OBTENUS POUR LE SYSTÈME ALIMENTÉ PAR UNE SOURCE DE TENSION DÉSÉQUILIBRÉE AVEC UN ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE DE 60°, AVEC LES RÉSULTATS OBTENUS	

POUR UN ANGLE DE DÉSÉQUILIBRE DE 0°	122
TABLEAU 6. 13 : CALCUL DU NOMBRE DE SIMULATIONS PAR LOT POUR LES NOEUDS ESCLAVES.....	130
TABLEAU 6. 14 : EFFICACITÉ DE LA MÉTHODE DE SIMULATION DISTRIBUÉE ¹	133

Liste des symboles

a	Constante, $a = (18\sqrt{2}V)/(\pi^2 R_d)$
a	Opérateur de déphasage, $a = \exp(j2\pi/3)$
A	Matrice des impédances (algorithme de calcul des angles d'empiètement)
b	Vecteur des sources de tension (algorithme de calcul des angles d'empiètement)
C_{Sua}	Harmoniques de la fonction de commutation en tension de la phase A
C_{Sub}	Harmoniques de la fonction de commutation en tension de la phase B
C_{Suc}	Harmoniques de la fonction de commutation en tension de la phase C
E	Harmoniques de tension d'alimentation
E_a	Harmoniques de la tension d'alimentation de la phase A
e_a	Vecteurs des valeurs instantanées des tensions d'alimentation de la phase A, enregistrés pour une durée égale à un cycle du fondamental
$e_{a,n}$	Forme d'onde échantillonnée de la tension d'alimentation de la phase A, évaluée au point n , n variant de 1 à $NPTS$
E_b	Harmoniques de la tension d'alimentation de la phase B
e_b	Vecteurs des valeurs instantanées des tensions d'alimentation de la phase B, enregistrés pour une durée égale à un cycle du fondamental
$e_{b,n}$	Forme d'onde échantillonnée de la tension d'alimentation de la phase B, évaluée au point n , n variant de 1 à $NPTS$
E_c	Harmoniques de la tension d'alimentation de la phase C
e_c	Vecteurs des valeurs instantanées des tensions d'alimentation de la phase C, enregistrés pour une durée égale à un cycle du fondamental
<i>écart</i>	Écart relatif entre la donnée de référence $x_{réf}$ et la donnée à comparer x_{comp} , calculée par la formule modifiée pour l'obtention de résultats significatifs lorsque $x_{réf}$ est faible
$e_{c,n}$	Forme d'onde échantillonnée de la tension d'alimentation de la phase C, évaluée au point n , n variant de 1 à $NPTS$
E_{cc}	Harmoniques de tension de charge
E_{cc}'	Harmoniques de tension fictive côté cc, ajustés pour compenser l'erreur d'impédance de commutation durant les périodes de commutation

E_{cc}^k	Composantes harmoniques de tension côté cc e_{cc}
e_{cc}	Tension de charge
E_M	Tension au point commun de couplage (PCC)
$E_{M,P,im(h)}$	Partie imaginaire de l'harmonique h de la tension de la phase P (A, B ou C), au point commun de couplage (PCC)
$E_{M,P,re(h)}$	Partie réelle de l'harmonique h de la tension de la phase P (A, B ou C), au point commun de couplage (PCC)
$\hat{E}_{M,abc}$	Estimé actuel des tensions au point commun de couplage (PCC)
$E_{M,abc}$	Harmoniques de tension au point commun de couplage (PCC), pour les phases A, B et C
$e_{M,abc}$	Formes d'onde échantillonnées de la tension au point commun de couplage (PCC), pour les phases A, B et C
$e_{ri,d}$	Formes d'onde échantillonnées de la tension de charge du convertisseur i
$E_{ri,d}$	Harmoniques de la tension de charge du convertisseur i
E_{ri}	Tension aux bornes du convertisseur i
f	Rapport entre l'inductance de charge L_d et l'inductance de commutation L_{ca}
F	Vecteur des fonctions d'erreur formant le critère à minimiser
f_r	Fonction de densité de probabilité en coordonnées polaires
$f_{X,Y}$	Fonction de densité de probabilité en coordonnées rectangulaires
h	Pas d'intégration
Hz	Hertz
I	Courant
i_a	Courant de ligne instantané de la phase A
\mathbf{i}_a	Vecteurs des valeurs instantanées des courants de la phase A, enregistrés pour une durée égale à un cycle du fondamental
I_a	Harmoniques de courant de la phase A
\mathbf{i}_b	Vecteurs des valeurs instantanées des courants de la phase B, enregistrés pour une durée égale à un cycle du fondamental
I_b	Harmoniques de courant de la phase B
\mathbf{i}_c	Vecteurs des valeurs instantanées des courants de la phase C, enregistrés pour une durée égale à un cycle du fondamental

I_c	Harmoniques de courant de la phase C
i_c	Courant de commutation
i_{cc}	Courant de charge
\hat{i}_{cc}	Forme d'onde résultante du courant de charge
$i_{cc,moy}$	Valeur moyenne du courant de charge
$\hat{i}_{cc,harm}$	Forme d'onde résultante du courant de charge sans la valeur moyenne
I_{cc}^k	Composantes harmoniques d'ordre k du courant de charge
I_d	Courant de charge, considéré comme étant parfaitement lisse
I_g	Courant de gâchette
i_h	Harmonique de courant d'ordre h côté ca
I_i	Harmoniques de courant côté ca du convertisseur i
I_k	Amplitude de l'harmonique de rang k
I_L	Harmoniques de courant de source
I_m	Courant de maintien
I_0	Composante continue du courant de charge
\mathbf{I}_{ri}	Vecteur des harmoniques de courant de la source équivalente modélisant le convertisseur i
$\mathbf{I}_{ri,abc}$	Harmoniques de courant des phases A, B et C du convertisseur i
$\mathbf{I}_{L,abc}$	Harmoniques de courant des phases A, B et C de la source
$\mathbf{I}_{ri,d}$	Harmoniques de courant de charge du convertisseur i
$\hat{\mathbf{i}}_{ri,abc}$	Forme d'onde échantillonnée du courant des phases A, B et C du convertisseur i
$\hat{\mathbf{i}}_{ri,d}$	Forme d'onde échantillonnée du courant de charge du convertisseur i
\mathbf{J}	Matrice jacobienne
k	Ordre d'harmonique
L	Inductance
L_d	Inductance de charge
L_L	Inductance de source (inclut l'inductance de commutation là où un seul convertisseur est présent)
L_{Ln}'	Inductance de source ajustée pour la prise en compte des commutations simultanées
L_{ri}	Inductance de commutation du convertisseur i

M_z	Harmoniques de la fonction de modulation pour l'ajustement de la réactance de commutation
$M_{z,t}$	Fonction de modulation pour l'ajustement de la réactance de commutation, exprimée dans le domaine du temps
n	Neutre
\mathbf{n}	Matrice diagonale les éléments de la diagonale sont $[1, 3, 5, \dots, N]$
N	Nombre d'harmoniques présents sur le réseau
$NPTS$	Nombre de points d'échantillonnage utilisés pour les formes d'onde et les fonctions de commutation
NSE	Nombre de simulations à effectuer pour l'implantation en calcul distribué de la méthode de Monte Carlo
Q	Constante
R	Résistance
r	Module d'harmonique
R_d	Résistance de charge
S_a'	Fonction de commutation modifiée de tension de phase A
S_b'	Fonction de commutation modifiée de tension de phase B
S_c'	Fonction de commutation modifiée de tension de phase C
S_{ia}	Fonction de commutation de courant de phase A
S_{ib}	Fonction de commutation de courant de phase B
S_{ic}	Fonction de commutation de courant de phase C
$S_{i,ri,abc}$	Formes d'onde des fonctions de commutation de courant des phases A, B et C du convertisseur i , exprimées dans le domaine du temps
S_{ua}	Fonction de commutation de tension de phase A
$S_{ua,n}$	Fonction de commutation de tension de phase A exprimée dans le domaine du temps, évaluée au point n , n variant de 1 à $NPTS$
S_{ub}	Fonction de commutation de tension de phase B
$S_{ub,n}$	Fonction de commutation de tension de phase B exprimée dans le domaine du temps, évaluée au point n , n variant de 1 à $NPTS$
S_{uc}	Fonction de commutation de tension de phase C
$S_{uc,n}$	Fonction de commutation de tension de phase C exprimée dans le domaine du temps,

	évaluée au point n , n variant de 1 à $NPTS$
$S_{u,ri,abc}$	Formes d'onde des fonctions de commutation de tension des phases A, B et C du convertisseur i , exprimées dans le domaine du temps
SPP	Nombre de simulations par lot pour l'implantation en calcul distribué de la méthode de Monte Carlo
T	Matrice de topologie (algorithme de calcul des angles d'empiètement)
t	Temps
tem	Témoin d'évènement du prochain pas d'intégration, synchronise le pas d'intégration avec les évènements de commutation
U_d	Force contre-électromotrice de charge
V	Valeur efficace de la tension d'alimentation
V_1	Valeur efficace de la tension du fondamental
V_{1N}	Valeur efficace du fondamental de la tension à charge maximale
\bar{V}_a	Tension (phaseur) de la phase A
\bar{V}_b	Tension (phaseur) de la phase B
V_{base}	Tension de base pour le calcul des grandeurs en pu
\bar{V}_c	Tension (phaseur) de la phase C
\bar{V}_{cb}	phaseur de tension ligne-ligne d'amplitude V_{cb} , $\bar{V}_{cb} = \bar{V}_c - \bar{V}_b$
V_d	Amplitude des tensions de séquence directe
\bar{V}_d	Tension (phaseur) de la phase A dans le système de séquence directe
\bar{V}_{da}	Tension (phaseur) de la phase A dans le système de séquence directe
\bar{V}_{db}	Tension (phaseur) de la phase B dans le système de séquence directe
\bar{V}_{dc}	Tension (phaseur) de la phase C dans le système de séquence directe
V_g	Tension de gâchette
V_h	Amplitude des tensions de séquence homopolaire
\bar{V}_h	Tension (phaseur) de la phase A dans le système de séquence homopolaire
\bar{V}_{ha}	Tension (phaseur) de la phase A dans le système de séquence homopolaire

\bar{V}_{hb}	Tension (phaseur) de la phase B dans le système de séquence homopolaire
\bar{V}_{hc}	Tension (phaseur) de la phase C dans le système de séquence homopolaire
V_i	Amplitude des tensions de séquence inverse
\bar{V}_i	Tension (phaseur) de la phase A dans le système de séquence inverse
\bar{V}_{ia}	Tension (phaseur) de la phase A dans le système de séquence inverse
\bar{V}_{ib}	Tension (phaseur) de la phase B dans le système de séquence inverse
\bar{V}_{ic}	Tension (phaseur) de la phase C dans le système de séquence inverse
V_k	Valeur RMS de la tension de l'harmonique de rang k
V_{moy}	Moyenne des tensions phase-neutre
X	Partie réelle de l'harmonique d'ordre h généré par un convertisseur
\mathbf{X}	Vecteur des parties réelles de l'harmonique d'ordre h généré par un convertisseur, pour un grand nombre de points de fonctionnement
X_t	Partie réelle des harmoniques d'ordre h générés par le système multi-convertisseur
\mathbf{X}_t	Vecteur des parties réelles de l'harmonique d'ordre h généré par un système multi-convertisseur, pour un grand nombre de points de fonctionnement
X_c	Impédance totale de commutation variant en fonction de l'état des thyristors
\mathbf{X}_c	Vecteur des harmoniques de l'impédance totale de commutation, compensée pour la prise en compte de sa variation en fonction de l'état des thyristors
X_{cmoy}	Valeur moyenne de la réactance X_c compensée
X_{ca}	Réactance de commutation
X_d	Réactance de charge
X_L	Réactance de source
$x_{réf}$	Valeur de référence pour le calcul d'erreur
x_{comp}	Valeur à comparer pour le calcul d'erreur
X_{ri}	Réactance de commutation du convertisseur i
Y	Partie imaginaire de l'harmonique d'ordre h généré par un convertisseur
\mathbf{Y}	Vecteur des parties imaginaires de l'harmonique d'ordre h généré par un convertisseur, pour un grand nombre de points de fonctionnement

Y_t	Partie imaginaire des harmoniques d'ordre h générés par le système multi-convertisseur
\mathbf{Y}_t	Vecteur des parties imaginaires de l'harmonique d'ordre h généré par un système multi-convertisseur, pour un grand nombre de points de fonctionnement
Z	Impédance
Z_L	Impédance de source
$Z_{ri,d}$	Impédance harmonique équivalente côté cc
α	Angle d'allumage
α_{sim}	Angle de simulation (temps de simulation avec mise à l'échelle de ωt)
β	Facteur de multiplication des tensions d'alimentation en conduction, lorsque les autres tensions d'alimentation sont en commutation, pour le calcul des fonctions de commutation modifiées présentées par Mayordomo
β_d	Phase de la composante directe de la phase A
β_h	Phase de la composante homopolaire de la phase A
β_i	Phase de la composante inverse de la phase A
Δe	carré de la sommation des différence entre les angles d'empiètement actuels et les angles d'empiètement de l'itération précédente
Δe_{Max}	Critère d'arrêt de l'algorithme itératif d'évaluation des angles d'empiètement
ΔV_{max}	Déviation maximale de tension phase-neutre par rapport à V_{moy}
ε	Pas de discrétisation pour le calcul des dérivées partielles constituant le gradient
ε_{ch}	Critère d'arrêt de la méthode d'optimisation pour le calcul des harmoniques de tension au point commun de couplage (PCC) et des angles d'allumage
ϕ_k	Phase de l'harmonique de rang k
γ	Angle de passage par zéro des tensions ligne-ligne d'alimentation
κ	Facteur de multiplication des tensions d'alimentation en commutation pour le calcul des fonctions de commutation modifiées présentées par Mayordomo
μ	Angle d'empiètement
μ_x	Moyenne de \mathbf{X}
μ_{xt}	Moyenne de \mathbf{X}_t

μ_y	Moyenne de Y
μ_{yt}	Moyenne de Y_t
θ	Facteur de multiplication de la force contre électromotrice pour le calcul des fonctions de commutation modifiées présentées par Mayordomo
θ	Angle de déséquilibre
θ	Phase d'harmonique
ρ	Coefficient de corrélation entre X et Y
ρ_t	Coefficient de corrélation entre X_t et Y_t
σ_x	Écart type de X
σ_{xt}	Écart type de X_t
σ_y	Écart type de Y
σ_{yt}	Écart type de Y_t
τ	Taux de déséquilibre
$\bar{\tau}$	Taux de déséquilibre complexe
ω	Pulsation du réseau

Liste des abréviations

ANSI	<i>American National Standards Institute</i> (Institut national Américain des normes)
ATOSEC	Analyse TOpologique des Systèmes Électrotechniques en Commutation
BFGS	Algorithme de calcul du Hessien Broyden-Fletcher-Goldberg-Shamo
cc	Courant continu
ca	Courant alternatif
DOS	<i>Disk Operating System</i> (Système d'exploitation à base de disque)
DT	Approximation du déséquilibre des tensions d'alimentation
EMTP	<i>Electro Magnetic Transient Program</i> (Programme d'analyse des transitoires des systèmes électromagnétiques)
FFT	Transformée de Fourier rapide (<i>Fast Fourier Transform</i>)
FFT ⁻¹	Transformée de Fourier rapide inverse
FFTW	<i>Fastest Fourier Transform in the West</i> (Transformée de Fourier la plus rapide de l'ouest, développée au MIT)
GN	Algorithme d'optimisation Gauss-Newton
GTO	<i>Gate Turn Off</i> (Thyristor interruptible)
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i> (Commission internationale sur l'électrotechnique)
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> (Institut des ingénieurs électriques et électroniques)
HP	<i>Horse power</i> (Cheval vapeur)
LAPACK	Linear Algebra PACKage
LM	Algorithme d'optimisation Levenberg-Marquardt
LSTRRN	Algorithme d'optimisation <i>Large Scale Thrust Region Reflective Newton</i> (Algorithme de Newton à grande échelle à intervalle de confiance)
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> (Transistor à effet de champ de semi-conducteur d'oxyde de métal)
PSPICE	<i>Personal computer Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis</i> (Programme pour ordinateur PC de simulation des circuits intégrés)
PC	<i>Personal Computer</i> (Ordinateur personnel)

PCC	<i>Point of Common Coupling</i> (Point de couplage)
PDF	<i>Probability Density Function</i> (Fonctions de densité de probabilité)
PSB	<i>Power System Blockset</i> (Outil de simulation de système de puissance)
pu	<i>per unit</i> (unité, pour la normalisation)
QN	Algorithme d'optimisation Quasi-Newton
RK	Algorithme d'intégration Runge Kutta
RL	Circuit composé d'une résistance et d'une inductance en série
RLC	Circuit composé d'une résistance, d'une inductance et d'un condensateur
RLE	Circuit série composé d'une résistance, d'une inductance et d'une force contre-électromotrice
RMS	<i>Root mean square</i> (Valeur efficace)
SPS	<i>SimPowerSystems</i> (Logiciel de simulation des systèmes de puissance)
TACS	<i>Transient Analysis of Control Systems</i> (Algorithme d'analyse transitoire des systèmes commandés)
TDD	<i>Total Demand Distortion</i> (Taux de distorsion harmonique par rapport à la demande)
THD	Taux de distorsion harmonique
TIF	<i>Telephone Influence Factor</i> (Facteur de poids d'influence des harmoniques de courants des lignes électriques sur la déformation des signaux téléphoniques)
VZC	<i>Voltage Zero Crossing</i> (Passage par zéro de la tension)

Chapitre 1

Introduction

Les systèmes multi-convertisseur composent un grand nombre d'installations d'usines et d'industries. Ces convertisseurs alimentent habituellement un grand nombre de machines à courant continu ou d'onduleurs alimentant à leur tour des machines asynchrones ou synchrones. La figure 1.1 montre une partie d'installation électrique d'une usine d'aluminium d'ALCAN. Une sous-station alimente un système à huit convertisseurs via un transformateur triangle/étoile. Les convertisseurs alimentent huit moteurs à courant continu *shunt* dans un laminoir. Il est utile, pour plusieurs raisons qui seront données dans les chapitres 1 à 3, de prédire avec précision l'amplitude et la phase des harmoniques de courant produits par un tel système. Pour ce faire, l'utilisation de méthodes et d'algorithmes de simulation appliqués aux systèmes électroniques de puissance est inévitable.

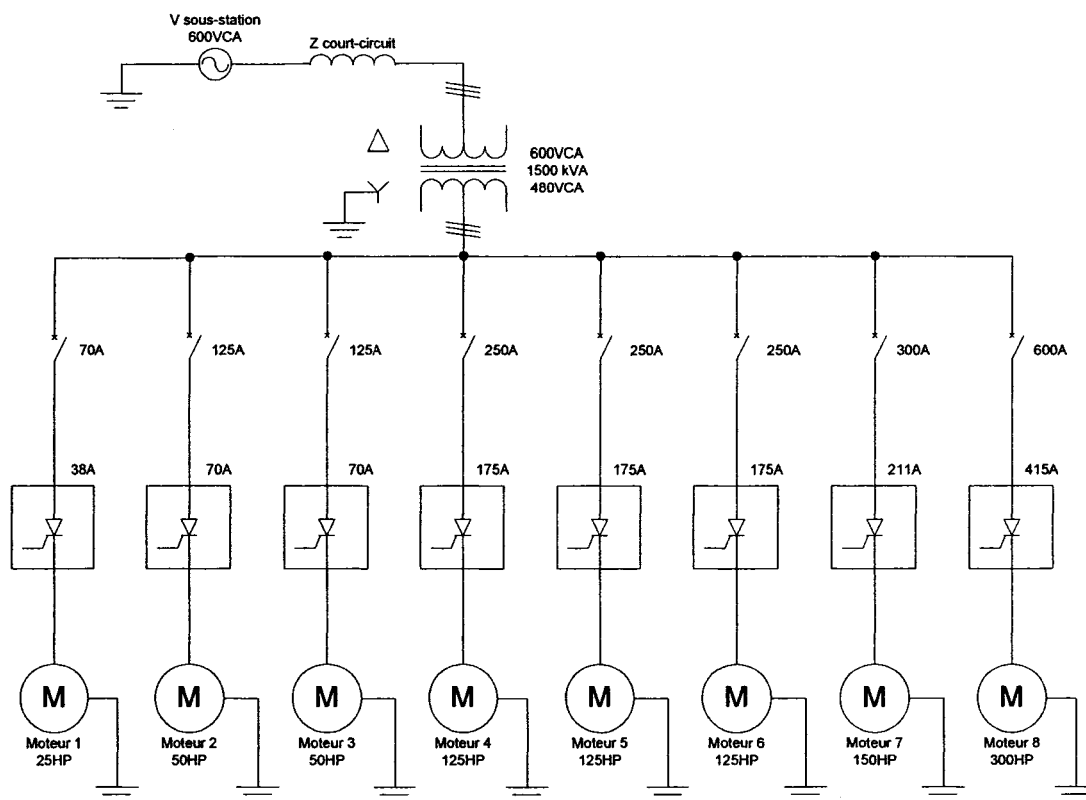


Figure 1. 1 : Schéma partiel de l'installation électrique de l'usine ALCAN

1.1- Caractérisation des harmoniques produits par les systèmes multi-convertisseur

L'évaluation et la prévision des niveaux d'harmoniques sur des réseaux électriques alimentant plusieurs charges non linéaires sont des aspects dont l'importance est justifiée par des raisons économiques et pratiques. En effet, pour réduire les harmoniques de courant et corriger le facteur de puissance, en basse ou en moyenne tension, des filtres accordés sont habituellement utilisés [1]. Les performances des filtres de compensation d'harmoniques dépendent des hypothèses faites sur les niveaux d'harmoniques estimés au stade de la conception. Une conception de filtres basée sur des hypothèses très optimistes conduit à une diminution de la durée de vie des condensateurs de filtrage alors que des hypothèses très pessimistes ne rencontrent guère les exigences économiques [2, 3]. En somme, si les harmoniques pouvaient être prédits efficacement dès la phase de conception des installations électriques, les solutions pour les réduire et en atténuer les effets néfastes pourraient être mieux adaptées et l'appareillage électrique dimensionné de façon optimale.

L'approche déterministe de prédiction des harmoniques couramment employée consiste à appliquer, à un système composé de plusieurs convertisseurs fonctionnant aléatoirement, l'étude de configurations particulières comme "le pire des cas". Cette approche, basée sur la somme algébrique des amplitudes des harmoniques, fournit les niveaux d'harmoniques les plus élevés peu représentatifs de la réalité et il ne serait pas économiquement justifié de dimensionner l'appareillage électrique pour ces valeurs si elles n'apparaissent jamais ou que très rarement [4-9]. Alors que l'approche déterministe conduit à des résultats exagérément pessimistes, une description statistique du problème, consistant à assimiler les courants harmoniques émis à des grandeurs aléatoires, semble être beaucoup mieux adaptée, permettant de tenir compte de la variation des points de fonctionnement des charges ou encore de l'incertitude sur certains paramètres liés aux caractéristiques du réseau.

Nombre de travaux de recherche sur les harmoniques ont pour objectif final la prévision des harmoniques produits par une ou plusieurs charges non linéaires. Des publications rédigées à la suite de campagnes de mesures confirment les variations aléatoires des niveaux d'harmoniques

dans les installations électriques [6-8]; certaines parmi elles soulignent le fait que les standards existants et les recommandations basées sur l'approche déterministe sont assez conservateurs [6]. L'examen d'un grand nombre de perturbateurs est difficilement envisageable avec une méthode déterministe, alors qu'une approche stochastique semble bien adaptée à cette situation. Les incertitudes concernant les caractéristiques des courants harmoniques (module, phase, localisation sur le réseau, nombre) amènent à considérer ces grandeurs comme des variables aléatoires définies par des lois de probabilité. Les travaux basés sur une approche probabiliste se sont tout particulièrement intéressés à la question de sommation des courants harmoniques. Ce problème se ramène au cas plus général de la somme de plusieurs vecteurs aléatoires. L'approche probabiliste semble la mieux indiquée pour estimer les courants et les tensions harmoniques compte tenu du nombre sans cesse croissant de convertisseurs statiques fonctionnant aléatoirement dans les réseaux électriques [4, 5, 10, 11].

Lorsqu'il s'agit de déterminer les lois de probabilité du courant harmonique (fonction de densité de probabilité ou loi de répartition) résultant de l'association de plusieurs convertisseurs, les méthodes utilisées dans la littérature reposent essentiellement sur les trois approches suivantes : 1) le théorème central limite, 2) l'intégration directe utilisant la convolution, 3) la simulation de Monte Carlo [12-14]. Alors que la première approche est de nature analytique, les deux dernières méthodes sont basées sur des simulations numériques.

En vertu du théorème central limite, la loi de probabilité relative à la somme d'un grand nombre de variables aléatoires indépendantes converge vers une loi normale. Pour déterminer approximativement la loi de probabilité de la somme d'un grand nombre de variables aléatoires, il n'est pas nécessaire de connaître la loi de répartition de ces variables, mais seulement leurs caractéristiques (moyennes marginales, variances marginales et covariances marginales) [12].

En ce qui concerne l'approche basée sur l'intégration directe, différentes techniques numériques permettent d'évaluer l'intégrale de convolution lorsque la loi de probabilité de la somme de variables aléatoires est recherchée. Cette approche exige un temps de calcul relativement court mais des résultats erronés peuvent être obtenus en présence de densités de probabilité de courants harmoniques aléatoires non différentiables. Elle convient surtout lorsque les lois de probabilité

des sources individuelles d'harmoniques sont connues.

L'approche basée sur la simulation de Monte Carlo est facile à implanter et ne requiert aucune intégration numérique; cependant une bonne évaluation des lois de probabilité nécessite un nombre important d'itérations. Des problèmes, liés au temps de calcul et à la taille mémoire réclamée pour le stockage des données, peuvent apparaître.

Alors que des expressions littérales simples des modules et des phases des harmoniques peuvent être établies pour les redresseurs à diodes ou à thyristors à inductance de lissage de valeur «infinie», et permettent une modélisation probabiliste aisée des harmoniques produits par un redresseur et une association de redresseurs fonctionnant les uns indépendamment des autres [11, 12, 15], il en est tout autrement des redresseurs pour lesquels l'hypothèse d'inductance de valeur infinie ne tient plus (p.ex. redresseurs à filtre capacitif ou fonctionnant en mode de conduction discontinue). Dans ce cas il faut recourir à la simulation numérique pour établir les caractéristiques aléatoires des harmoniques.

Pour les installations multi-convertisseur, une estimation fiable des harmoniques impose de prendre en compte les interactions entre les convertisseurs. Si le sujet n'est plus récent, les publications parues jusqu'à présent sur la prévision des harmoniques sont loin de l'avoir épuisé. De nombreuses hypothèses sont toujours considérées. Les applications à des installations réelles sont extrêmement rares et les confrontations des résultats théoriques à des résultats expérimentaux sont quasi-inexistantes. Un outil de prévision efficace des harmoniques doit être capable de prendre en considération les imperfections éventuelles (entre autres, déséquilibre de tension, dissymétrie des impédances, circuits de commande), les interactions éventuelles entre convertisseurs et la nature des charges non linéaires. Il doit satisfaire les exigences en termes de simplicité, de précision, de temps de calcul et de capacité mémoire.

Le choix d'une technique d'analyse doit être effectué selon la structure du ou des convertisseurs. Dans le cas des convertisseurs pour lesquels l'hypothèse d'inductance de lissage infinie tient, les expressions littérales des lois de probabilité peuvent être établies et le théorème central limite peut être appliqué pour approximer la somme des harmoniques produits par un système constitué

d'un grand nombre de convertisseurs indépendants fonctionnant aléatoirement [12, 16]. Dans le cas des convertisseurs pour lesquels l'hypothèse d'inductance de lissage de valeur infinie ne tient plus, la simulation de Monte Carlo semble bien indiquée [4,17].

La méthode de Monte Carlo requiert d'effectuer des calculs un grand nombre de fois pour différentes configurations des charges non linéaires. Les logiciels connus tels que EMTP, PSPICE, SUCCESS, SABER, SimPowerSystems, PSIM, HYPERSIM, bien que pouvant être utilisés pour analyser les harmoniques produits par des charges non linéaires, ne se prêtent pas à une étude statistique des harmoniques. Ces simulateurs sont basés sur l'analyse dans le domaine temporel et requièrent un temps de calcul relativement long, surtout lorsque le nombre de charges non linéaires connectées au système est grand [18]. Dans ce cas, il est préférable de calculer les harmoniques de courant selon une méthode mieux adaptée. Par exemple, directement dans le domaine fréquentiel, en régime permanent [18-29].

Dans [14, 29-31], les courants harmoniques produits par des charges monophasées non linéaires distribuées sont analysés par le biais de simulations basées sur la méthode de Monte Carlo. Ces travaux ont révélé que les courants harmoniques résultants produits par des sources distribuées sont d'amplitudes inférieures à celles obtenues en faisant la somme algébrique des harmoniques injectés par les sources individuelles. Cette réduction est essentiellement due à deux phénomènes : l'atténuation et la diversité.

Atténuation (définition) : Propriété par laquelle la présence de chutes de tension, aux bornes des inductances de source et de commutation dans le circuit d'alimentation, réduit la tension à l'entrée du convertisseur de puissance. Ces chutes de tension sont provoquées par les harmoniques de courant produits par les convertisseurs.

Diversité (définition) : Propriété par laquelle l'amplitude de la sommation des harmoniques de courant de l'artère commune est inférieure à la sommation des amplitudes des harmoniques produits par chaque convertisseur (effet de la somme vectorielle des courants). Si les points de fonctionnement des convertisseurs, les paramètres des convertisseurs ou les paramètres du réseau sont différents, alors les angles des harmoniques de courant produits par ces convertisseurs sont

différents et l'amplitude résultante s'en trouve diminuée.

L'annexe A illustre les phénomènes d'atténuation et de diversité.

Lorsque plusieurs charges non linéaires sont reliées au point commun de raccordement (PCC), il est important de prédire les taux de distorsion en tension et en courant résultants. L'analyse des harmoniques produits par un ensemble de charges non linéaires doit prendre en compte les phases des harmoniques sinon il en résulte une surestimation des distorsions de tensions harmoniques. La distorsion harmonique de tension doit également être prise en considération afin d'obtenir une prédiction fiable des distorsions résultantes de tension et de courant.

Aucune étude similaire à celle présentée dans [14, 29-31] n'a, à notre connaissance, jusqu'à présent été faite en considérant des charges triphasées non linéaires. La plupart des travaux précédents [12, 16, 32] traitant de la prévision des courants harmoniques produits par des redresseurs en pont triphasé font les hypothèses simplificatrices suivantes : i) les tensions alternatives sont sinusoïdales et équilibrées; ii) le courant continu est parfaitement lissé; iii) il n'y a pas d'interaction entre les convertisseurs. Carbone [33] présente une méthode de simulation fréquentielle adaptée aux simulations de Monte Carlo, acceptant des tensions d'alimentation déséquilibrées et tenant compte de l'ondulation du courant. Malheureusement, la partie de l'algorithme calculant les angles d'empiètement ne peut pas tenir compte des interactions dans un système multi-convertisseur lorsqu'il y a commutation simultanée.

Grâce au développement de l'informatique et à l'avènement des systèmes de calcul parallèle, offrant la possibilité de temps de calcul relativement courts, les courants harmoniques produits par les systèmes multi-convertisseur peuvent être caractérisés de façon fiable et efficace en combinant une approche d'analyse harmonique itérative et la simulation de Monte Carlo.

1.2- Modélisation harmonique des systèmes multi-convertisseur

Différentes méthodes d'analyse des harmoniques des systèmes multi-convertisseur sont proposées dans la littérature [18] : a) méthode d'injection de courant harmonique; b) méthode

d'écoulement de puissance harmonique; c) méthode d'analyse harmonique itérative; d) méthode expérimentale de modélisation analogique; e) méthode de modélisation dans le domaine temporel. Alors que les méthodes d) et e) sont des approches dans le domaine temporel, les méthodes a), b) et c) sont des approches fréquentielles. Les modèles b) et c) sont itératifs; le modèle b) est basé sur un algorithme de Newton Raphson alors que le modèle c) repose sur un algorithme de Gauss-Seidel. La méthode d'injection de courant harmonique permet de tenir compte des déséquilibres mais ne permet cependant pas de prendre en considération les interactions entre les convertisseurs. La méthode d'écoulement de puissance harmonique permet de tenir compte des interactions entre les convertisseurs mais elle ne permet de tenir compte des déséquilibres que sous des hypothèses très simplificatrices. La méthode d'analyse harmonique itérative permet de prendre en considération à la fois les interactions entre convertisseurs et les déséquilibres. Il convient de mentionner que les modèles b) et c) peuvent être sujets à des problèmes de convergence.

Les récents travaux de Mayordomo [19, 24, 25] montrent que l'approche itérative, combinée avec les fonctions de commutation permet d'estimer efficacement les harmoniques de courant produits par un convertisseur, en considérant les déformations de tensions, les déséquilibres de tensions, et les impédances. Arrillaga [20, 28, 29] montre également qu'une méthode itérative, combinée avec les fonctions d'échantillonnage, permet d'estimer rapidement et précisément les harmoniques de courant produits par un redresseur à 12 pulsations, et ce en considérant les déformations et déséquilibres du système. Les approches basées sur les fonctions de commutation sont limitées aux cas de conduction continue. Graham [26] montre comment utiliser les fonctions de commutation pour calculer le changement au niveau de la propagation des harmoniques résultant de l'interaction entre les convertisseurs. Par contre, Graham considère que le courant continu est constant pendant la commutation et les résultats présentés sont limités au cas d'un redresseur à 12 pulsations. Il fait par ailleurs l'hypothèse que le rapport entre la réactance côté cc et la réactance côté ca est relativement élevé (>10) et que le système triphasé de tensions d'alimentation est équilibré.

1.3- Objectifs visés et contributions escomptées

L'objectif principal consiste à développer une méthode de modélisation et des algorithmes de simulation rapide permettant de caractériser efficacement les harmoniques produits par les systèmes multi-convertisseur fonctionnant aléatoirement. Étant donné que les modèles de systèmes multi-convertisseur sont développés pour des simulations de Monte Carlo, il faut que les modèles soient paramétrés, entre autres, en fonction des variations aléatoires de l'impédance du réseau amont, de la puissance des variateurs, du déséquilibre de la tension d'alimentation. Ces simulations devront permettre :

- 1) D'analyser l'effet des phénomènes d'atténuation et de diversité sur l'amplitude des harmoniques de courant produits par le système multi-convertisseurs;
- 2) De caractériser les relations entre le nombre de redresseurs connectés et les taux globaux de distorsion en courant et en tension.

La stabilité et la robustesse du simulateur seront investiguées à travers des études de cas et les résultats obtenus seront comparés avec ceux obtenus avec le logiciel SimPowerSystems. Les principales contributions seront :

- 1) Modélisation harmonique d'un système constitué de plusieurs redresseurs à thyristors en pont triphasé selon une approche hybride temporelle et fréquentielle, ne considérant que les harmoniques significatifs;
- 2) Développement d'un algorithme de simulation des instants de commutation tenant compte des commutations simultanées;
- 3) Développement d'un algorithme itératif pour l'évaluation des harmoniques produits par des systèmes multi-convertisseur de grande taille;
- 4) Développement d'une méthode basée sur les simulations de Monte Carlo pour caractériser les harmoniques produits par un ensemble de redresseurs;
- 5) Évaluation de la pertinence d'utiliser la simulation distribuée pour la méthode et les algorithmes développés. Identification des stratégies de séparation de code les plus avantageuses.

1.4- Plan de la thèse

Le chapitre 2 introduit les notions de la qualité de l'alimentation électrique. Les problèmes les plus fréquemment rencontrés en pratique sont décrits et les normes permettant de quantifier ces problèmes sont données.

Le chapitre 3 présente quelques unes des principales méthodes de modélisation et de simulation des systèmes électroniques de puissance. Les deux principales approches sont présentées, c'est-à-dire la simulation dans le domaine temporel et la modélisation harmonique dans le domaine fréquentiel. L'emphase est mise sur les méthodes fréquentielles car elles sont mieux adaptées à la caractérisation des harmoniques.

Le chapitre 4 présente une méthode de modélisation harmonique d'un redresseur utilisant les fonctions de commutation. Ce chapitre montre comment cette méthode est étendue de façon à pouvoir simuler des systèmes multi-convertisseur par une approche itérative. Des méthodes d'évaluation des angles d'allumage et d'empiètement sont présentées. Ces méthodes permettent de tenir compte des commutations simultanées. Pour l'évaluation des angles d'empiètement, un algorithme simplifié est présenté, ainsi qu'un algorithme généralisé. Ensuite, une méthode est présentée pour associer l'algorithme d'évaluation des angles d'empiètement avec l'algorithme itératif d'évaluation des harmoniques.

Le chapitre 5 valide les algorithmes développés par comparaison avec les résultats obtenus avec SimPowerSystems. Quelques études de cas sont faites pour décrire l'influence de plusieurs paramètres sur les harmoniques produits par le système. Le phénomène d'atténuation et l'effet de tensions d'alimentation déséquilibrées sont étudiés. Il est montré que pour étudier l'effet de la diversité des points de fonctionnement sur les harmoniques de courants produits, une approche probabiliste ou stochastique est nécessaire. La robustesse des algorithmes développés est analysée, en particulier le comportement du simulateur lorsque le point de fonctionnement contrevient à l'hypothèse de conduction continue.

Au chapitre 6, une méthode est présentée pour la caractérisation des harmoniques par une

approche basée sur les simulations de Monte Carlo. Cet algorithme est validé avec une approche probabiliste, pour un système à 10 convertisseurs. Le simulateur présenté est utilisé pour étudier l'influence de la diversité et du déséquilibre des tensions sur les harmoniques de courant générés par un système multi-convertisseur. De plus, un algorithme de simulation distribuée est présenté, de façon à minimiser le temps de calcul.

La thèse est conclue par des commentaires sur l'efficacité et la précision de la méthode et des algorithmes développés. Les limites des algorithmes sont expliquées et des recommandations sont faites pour les travaux futurs. Des applications de la méthode développée sont présentées.

Chapitre 2

Qualité de l'alimentation électrique dans les systèmes électroniques de puissance

Le domaine de la qualité de l'alimentation électrique est un sujet de recherche dont la popularité ne cesse de grandir et qui traite des déviations de la tension par rapport au modèle idéal à amplitude et fréquence fixes. Depuis plusieurs années, des normes permettent de décrire et réglementer la qualité de l'alimentation électrique sur le réseau, soit la qualité de la tension d'alimentation. Les principales normes portant sur la qualité de l'alimentation électrique sont : IEEE 519-1992, IEEE 1159-1995, IEEE 1100-1999, IEEE 446-1995, IEC 1000, ANSI C84.1-1995.

Il existe plusieurs définitions de la qualité de l'alimentation électrique, selon le point de vue de celui qui s'y intéresse. La qualité d'une tension disponible aux bornes d'une prise d'alimentation pourrait être qualifiée de bonne pour un moteur tout en étant médiocre pour un ordinateur. En effet, des interruptions momentanées pourraient redémarrer un ordinateur tandis qu'elles seraient sans effet notable sur un moteur [35]. La qualité de l'alimentation électrique peut être définie comme étant le degré avec lequel l'utilisation et la livraison de l'énergie électrique affectent la performance des équipements électriques [35]. Un problème de qualité de l'alimentation électrique se manifeste lorsqu'une tension/un courant est déformé ou la fréquence de l'alimentation dévie de sa valeur nominale, résultant en un bris ou un mauvais fonctionnement d'équipements [36]. La norme IEC définit le terme « qualité de l'alimentation électrique » comme étant un ensemble de paramètres définissant les propriétés de la qualité de l'alimentation électrique livrée au consommateur dans des conditions d'opération normales en termes de continuité de l'alimentation et de caractéristiques de tension (symétrie, fréquence, amplitude, forme d'onde). Dans la norme IEEE 1100-1999, la qualité de l'alimentation électrique est définie comme étant « Le concept d'alimenter et de mettre à la masse les équipements électroniques d'une façon adéquate à l'opération de cet équipement, et compatible avec le filage d'alimentation et les autres équipements connectés dans les environs [37]. »

Les problèmes de qualité de l'alimentation électrique peuvent être classés selon deux principales catégories : les perturbations transitoires et les phénomènes en régime permanent [37].

2.1 Problèmes transitoires de qualité de l'alimentation électrique

La première catégorie de problèmes de qualité de l'alimentation électrique concerne les perturbations transitoires. Ces perturbations se manifestent sous la forme d'impulsions ou d'oscillations transitoires, de creux ou de bosses de tension et d'interruptions.

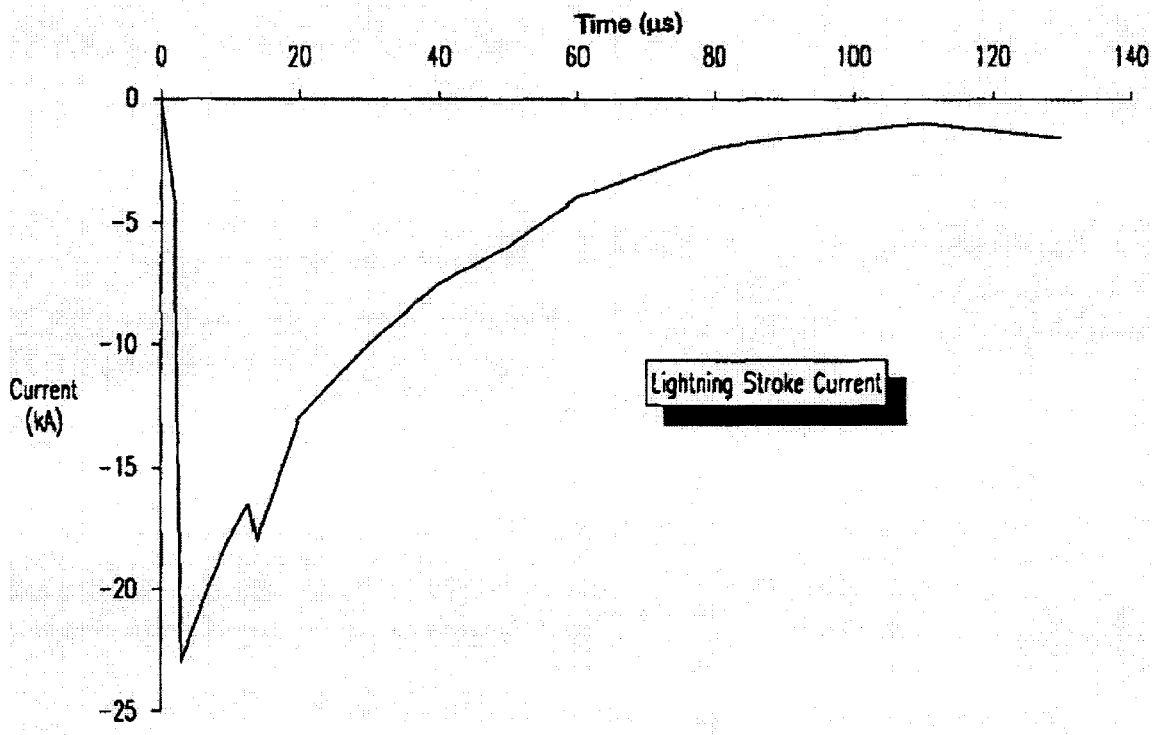


Figure 2.1 : Impulsion transitoire de courant causée par la foudre dans un réseau électrique [38]

Une impulsion (*surge*) consiste en une brusque et très brève élévation de la tension ou du courant d'alimentation. Cette élévation de tension ou de courant est caractérisée par son amplitude maximale, son temps de montée et sa durée. Une impulsion peut être causée par la foudre, une décharge électrostatique, la commutation d'une grosse charge ou de bancs de condensateurs [35-37,39]. La figure 2.1 montre une impulsion de courant causée par la foudre. Le problème d'impulsion transitoire est local, c'est-à-dire qu'étant donné que les impulsions contiennent beaucoup de composants hautes fréquences, la perturbation est amortie par l'effet de filtre du réseau électrique. Par contre, ces impulsions peuvent exciter des circuits résonnants pour

produire des oscillations transitoires. La figure 2.2 montre une impulsion transitoire, suivie d'une oscillation transitoire. L'oscillation transitoire suivant l'impulsion est, dans ce cas, la réponse du réseau électrique à l'impulsion.

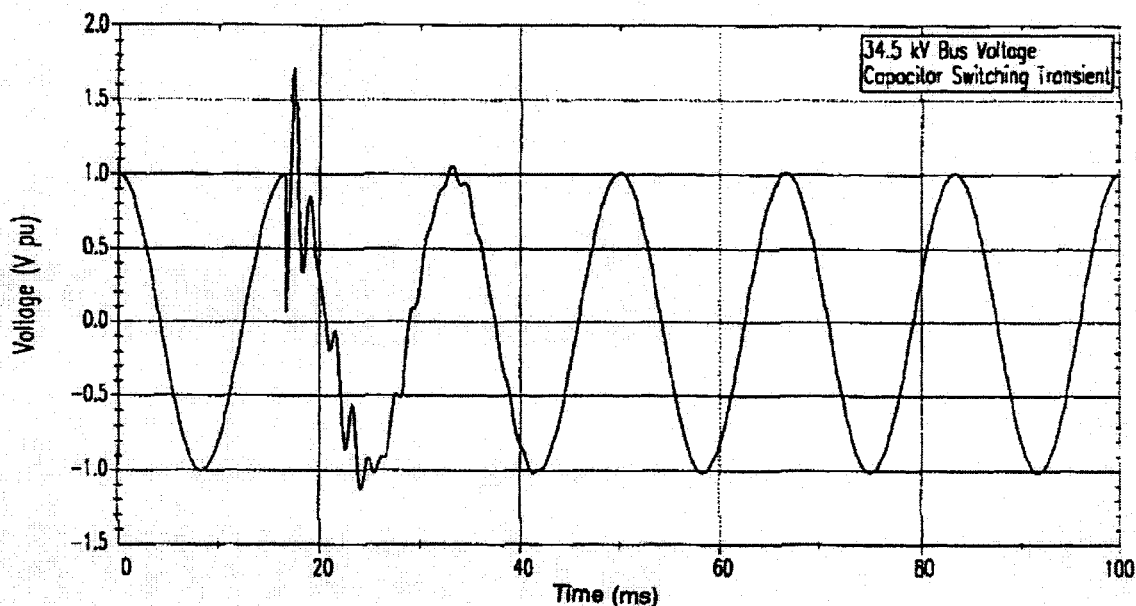


Figure 2. 2 : Exemple d'impulsion et d'oscillations transitoires causées par la commutation d'un banc de condensateurs [38]

L'oscillation transitoire est définie par son contenu fréquentiel, sa durée et son amplitude. Des oscillations transitoires peuvent être causées par les circuits amortisseurs RLC de convertisseurs. Ce phénomène peut se produire à basse, moyenne ou haute fréquence, dépendamment de la cause de la perturbation et des paramètres du réseau électrique.

Les variations de tension transitoires de courte durée peuvent être classées en trois catégories :

- 1) Les interruptions
- 2) Les creux de tension, appelés « *voltage sag* » ou « *voltage dip* »
- 3) Les bosses de tension, appelées « *voltage swell* »

Ces variations transitoires de courte durée sont presque toujours causées par des courts-circuits, le démarrage de grosses charges, ou un problème intermittent de mauvaise connexion du filage du réseau électrique. Selon la localisation de la perturbation, la conséquence sera un creux de tension, ou une bosse de tension, ou alors une interruption complète.

La norme IEEE 1159-1995 définit une courte interruption comme étant une baisse de la tension d'alimentation à une valeur inférieure à 0.1 pu durant moins d'une minute. Une interruption peut survenir lorsqu'un équipement ou un contrôleur fait défaut. La durée d'une courte interruption est déterminée par les équipements de protection installés et par la cause de l'interruption.

Certaines interruptions peuvent être précédées par un creux ou une bosse de tension lorsque l'interruption est due à un court-circuit. La durée de ce creux ou de cette bosse de tension serait égale au temps nécessaire pour que le système de protection se déclenche, après que le court-circuit soit survenu. La durée typique de ces creux de tension est de 3 à 30 cycles.

Les creux de tension survenant lors du démarrage de grosses charges (par exemple, des moteurs à induction) sont causés par les grands courants de démarrage, qui peuvent être de 6 à 10 fois plus grands que les courants nominaux. Ces courants causent une augmentation de tension aux bornes des impédances des lignes de transmission des systèmes de puissance. En fait, le problème de creux de tension survient lorsque le courant de démarrage de moteurs est grand comparé au courant de court-circuit.

La figure 2.3 montre la variation de la valeur efficace normalisée de la tension due au démarrage d'un gros moteur.

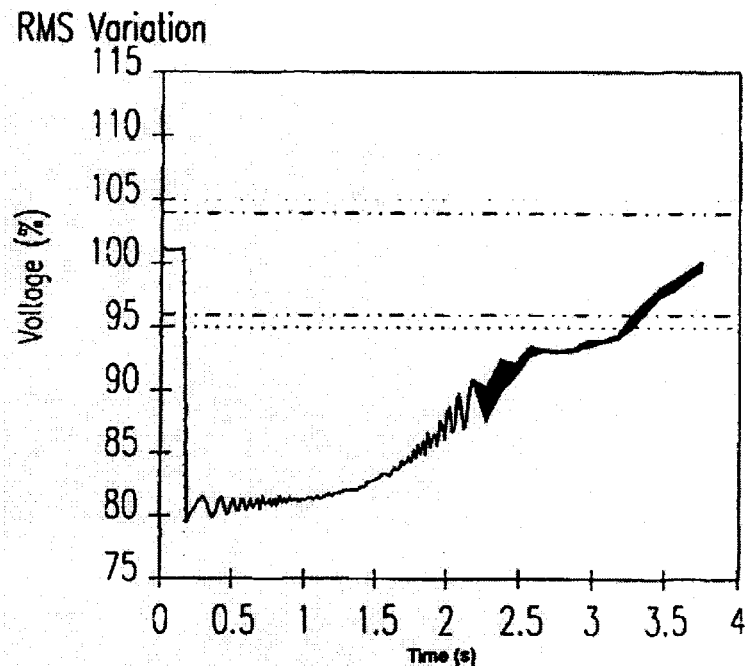


Figure 2. 3 : Creux de tension causé par le démarrage d'un moteur [38]

Les creux de tension sont classés selon trois catégories, en fonction de leur durée :

- 1) Instantanés (de 3 à 30 cycles)
- 2) Momentanés (de 0.5 à 3 secondes)
- 3) Temporaires (de 3 à 60 secondes)

Les bosses de tension sont définies comme étant une augmentation de la tension d'alimentation à au moins 1.1pu et pouvant aller jusqu'à 1.8 pu. Les bosses de tension sont classées de la même façon que les creux de tension, selon leur durée. Une bosse de tension peut survenir sur l'une des phases d'un réseau triphasé lorsqu'un court-circuit « phase-terre » survient sur une autre phase. Une bosse de tension peut aussi survenir si une grosse charge est arrêtée.

2.2 Problèmes de qualité de l'alimentation électrique en régime permanent

La deuxième catégorie de problèmes concerne les phénomènes en régime permanent qui se manifestent sous la forme de surtensions, sous-tensions, d'interruptions soutenues, d'harmoniques, d'inter-harmoniques, de déséquilibre de tension, de biais cc, de fluctuation de tension et de bruit.

Les surtensions sont définies comme étant une hausse de la tension d'alimentation. La tension d'alimentation se trouve alors typiquement à une valeur comprise entre 1.1 pu et 1.2 pu pendant plus d'une minute. Les surtensions peuvent être causées par la commutation (l'arrêt) d'une forte charge, la commutation d'un banc de condensateurs, une mauvaise régulation de tension ou un mauvais ajustement au niveau des prises d'un transformateur [38].

Les sous-tensions sont définies comme étant une baisse de la tension d'alimentation à une valeur typiquement comprise entre 0.8 pu et 0.9 pu pendant plus d'une minute. Une sous-tension peut survenir lorsqu'une charge est mise en marche ou lorsqu'un banc de condensateurs est commuté (débranché), et ce jusqu'à ce que l'équipement de régulation ramène la tension à sa valeur nominale [38].

Si la tension d'alimentation est complètement coupée pendant plus d'une minute, nous avons alors affaire à une interruption soutenue. Ce type d'interruption requiert souvent une intervention humaine pour rétablir la tension à sa valeur nominale [38].

Lorsque les tensions d'alimentation d'un système de puissance triphasé sont déséquilibrées, le théorème de Fortescue montre que ces tensions peuvent être exprimées comme étant la somme de trois systèmes de tensions équilibrés. Ces trois systèmes de tensions sont appelés séquence directe, séquence inverse et séquence homopolaire. Dans chacun de ces systèmes, l'amplitude de la tension est égale d'une phase à l'autre. Dans le système de séquence directe, les tensions des phases B et C, \bar{V}_{db} et \bar{V}_{dc} , sont respectivement décalées d'un angle de 240° et 120° par rapport à la tension de la phase A, \bar{V}_{da} .

$$\begin{bmatrix} \bar{V}_{da} \\ \bar{V}_{db} \\ \bar{V}_{dc} \end{bmatrix} = V_d \begin{bmatrix} e^{j\beta_d} \\ e^{j\left(\beta_d - \frac{2\pi}{3}\right)} \\ e^{j\left(\beta_d + \frac{2\pi}{3}\right)} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

où V_d est l'amplitude des tensions de séquence directe; β_d est la phase de la composante directe de la phase A. Dans le système de séquence inverse, les tensions des phases B et C, \bar{V}_{ib} et \bar{V}_{ic} , sont respectivement décalées d'un angle de 120° et 240° par rapport à la tension de la phase A, \bar{V}_{ia} .

$$\begin{bmatrix} \bar{V}_{ia} \\ \bar{V}_{ib} \\ \bar{V}_{ic} \end{bmatrix} = V_i \begin{bmatrix} e^{j\beta_i} \\ e^{j\left(\beta_i + \frac{2\pi}{3}\right)} \\ e^{j\left(\beta_i - \frac{2\pi}{3}\right)} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

où V_i est l'amplitude des tensions de séquence inverse; β_i est la phase de la composante inverse de la phase A. Dans le système homopolaire, les tensions des phases A, B et C, \bar{V}_{ha} , \bar{V}_{hb} et \bar{V}_{hc} , sont synchronisées.

$$\begin{bmatrix} \bar{V}_{ha} \\ \bar{V}_{hb} \\ \bar{V}_{hc} \end{bmatrix} = V_h \begin{bmatrix} e^{j\beta_h} \\ e^{j\beta_h} \\ e^{j\beta_h} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

où V_h est l'amplitude des tensions de séquence homopolaire; β_h est la phase de la composante homopolaire des tensions. Les tensions des phases A, B et C peuvent être calculées en fonction des composantes directe, inverse et homopolaire par :

$$\begin{bmatrix} \bar{V}_a \\ \bar{V}_b \\ \bar{V}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{V}_h \\ \bar{V}_d \\ \bar{V}_i \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

où $a = \exp(j2\pi/3)$ est un opérateur de déphasage de 120° . La phase de la séquence directe peut être supposée nulle ($\beta_d = 0$), sans perte de généralité des équations. Le taux de déséquilibre

complexe de tension $\bar{\tau}$ peut être défini comme étant le rapport entre le phaseur de tension de séquence inverse \bar{V}_i et le phaseur de tension de séquence directe \bar{V}_d [27].

$$\bar{\tau} = \frac{\bar{V}_i}{\bar{V}_d} \quad (2.5)$$

Le taux de déséquilibre τ et l'angle de déséquilibre θ sont définis comme étant le module et l'angle du taux de déséquilibre complexe $\bar{\tau}$. La composante homopolaire est supposée nulle. Cette hypothèse est valide, par exemple, lorsqu'un transformateur triangle-étoile est utilisé en amont d'un convertisseur; en effet, aucun courant n'est produit lorsque le primaire d'un transformateur triangle-étoile est alimenté par une composante homopolaire de tension. De plus, si le neutre du secondaire (branchement étoile) est isolé, la composante homopolaire ne peut pas exister. Si les tensions de séquence directe et inverse sont exprimées en pu, avec $V_{base} = V_d$, il est possible d'exprimer les tensions des phases A, B et C en fonction du taux de déséquilibre τ et de l'angle de déséquilibre θ :

$$\bar{V}_a = 1 + \tau e^{j\theta} \quad (2.6)$$

$$\bar{V}_b = e^{-\frac{2j\pi}{3}} + \tau e^{j\left(\frac{2\pi}{3} + \theta\right)} \quad (2.7)$$

$$\bar{V}_c = e^{\frac{2j\pi}{3}} + \tau e^{j\left(\frac{-2\pi}{3} + \theta\right)} \quad (2.8)$$

Le déséquilibre de tension peut aussi être estimé comme étant :

$$DT = 100 \frac{\Delta V_{max}}{V_{moy}} \quad (2.9)$$

où V_{moy} est la moyenne des tensions phase-neutre; ΔV_{max} est la déviation maximale de tension phase-neutre par rapport à V_{moy} . Typiquement, le déséquilibre de tension est d'environ 0.5% à 2% [38].

Les expressions (2.6) à (2.8) permettent de calculer les tensions d'alimentation lorsque le taux de déséquilibre et l'angle de déséquilibre sont connus. Dans une situation pratique, il est utile de calculer le taux et l'angle de déséquilibre à partir d'une mesure de la tension d'alimentation.

L'équation (2.4) peut être reformulée de façon à exprimer les composantes homopolaire, directe et inverse en fonction des tensions phase-neutre :

$$\begin{bmatrix} \bar{V}_h \\ \bar{V}_d \\ \bar{V}_i \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{V}_a \\ \bar{V}_b \\ \bar{V}_c \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Utilisant (2.5) et (2.10), le taux de déséquilibre complexe est :

$$\bar{\tau} = \frac{\bar{V}_a + a^2 \bar{V}_b + a \bar{V}_c}{\bar{V}_a + a \bar{V}_b + a^2 \bar{V}_c} \quad (2.11)$$

Après quelques manipulations algébriques, et en supposant que la phase de la séquence directe est nulle, l'expression du taux de déséquilibre complexe est :

$$\bar{\tau} = 1 + \frac{V_{cb}}{\sqrt{3} V_d} e^{j\left(\frac{\pi}{2} + \angle \bar{V}_{cb}\right)} \quad (2.12)$$

où $\bar{V}_{cb} = \bar{V}_c - \bar{V}_b$ est le phaseur de tension ligne-ligne d'amplitude V_{cb} , entre les phases B et C.

En utilisant l'identité $e^{j\theta} = \cos(\theta) + j \sin(\theta)$, le taux de déséquilibre et l'angle de déséquilibre peuvent être exprimés en fonction de l'amplitude et de la phase de la tension ligne-ligne \bar{V}_{cb} :

$$\tau = \sqrt{\left(1 - \frac{V_{cb}}{\sqrt{3} V_d} \sin(\angle \bar{V}_{cb})\right)^2 + \left(\frac{V_{cb}}{\sqrt{3} V_d} \cos(\angle \bar{V}_{cb})\right)^2} \quad (2.13)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\frac{V_{cb}}{\sqrt{3} V_d} \cos(\angle \bar{V}_{cb})}{1 - \frac{V_{cb}}{\sqrt{3} V_d} \sin(\angle \bar{V}_{cb})} \right) \quad (2.14)$$

La principale cause de déséquilibre des tensions est le branchement, sur un réseau triphasé, de charges monophasées, réparties de façon non uniforme. Les cas de déséquilibre les plus graves surviennent souvent dans des zones rurales, mais des déséquilibres surviennent aussi dans les réseaux électriques urbains [40].

Les tensions de séquence négative peuvent résulter de charges déséquilibrées, produisant des courants de séquence négative. Un déséquilibre de tension peut aussi être causé par une asymétrie au niveau des impédances de charge, des enroulements d'un transformateur ou des impédances de ligne. Dans tous les cas, le déséquilibre de tension dégrade la performance des convertisseurs de puissance [41] et des moteurs asynchrones [42].

Il y a actuellement une augmentation du nombre de charges non linéaires connectées au réseau électrique, les plus répandues étant les convertisseurs statiques, les appareils à arc, les appareils à circuits magnétiques saturés et les machines tournantes. Les convertisseurs statiques sont les plus fortes charges non linéaires. Les principales applications où elles se retrouvent sont les alimentations des moteurs, les alimentations à fréquence variable, les alimentations ininterrompibles, etc [43]. Ces charges non linéaires absorbent un courant non sinusoïdal lorsqu'elles sont alimentées par une tension sinusoïdale. Ce courant non sinusoïdal est composé du fondamental et d'harmoniques.

Un harmonique de courant est défini comme étant un courant sinusoïdal dont la fréquence est un multiple entier de la fréquence du fondamental de courant. Chaque harmonique est caractérisé par son amplitude et sa phase. Le courant total est la sommation du fondamental et des harmoniques :

$$I = \sum_{k=1}^N I_k \cos(k\omega t + \phi_k) \quad (2.15)$$

où k est le rang de l'harmonique; N est le nombre d'harmoniques présents sur le réseau; I_k est l'amplitude de l'harmonique de rang k ; ϕ_k est la phase de l'harmonique de rang k ; ω est la pulsation du réseau et t est le temps.

Les courants non sinusoïdaux causent des chutes de tension harmoniques dans les lignes. En pratique, les charges non linéaires se retrouvent donc alimentées par des tensions non sinusoïdales. L'amplitude des harmoniques de tension peut être représentée par le taux de distorsion harmonique :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^N V_k^2}}{V_1} \quad (2.16)$$

où V_k est la valeur efficace de la tension de l'harmonique de rang k ; V_1 est la valeur efficace de la tension du fondamental; N est le rang de l'harmonique le plus élevé considéré. Par contre, le taux de distorsion harmonique peut donner une fausse impression sur la gravité d'une situation. Par exemple, dans le cas d'une alimentation à fréquence variable branchée à une faible charge, le taux de distorsion harmonique sera élevé, alors qu'en réalité, l'amplitude des harmoniques de courant et de tension restera faible. Le taux de distorsion demandé (TDD) offre un indice représentant de façon plus pratique la quantité d'harmoniques générée par un système électronique de puissance :

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^N V_k^2}}{V_{1N}} \quad (2.17)$$

où V_{1N} est la valeur efficace du fondamental de la tension à charge maximale [43].

Les conséquences de la présence d'harmoniques de courants dans les systèmes électroniques de puissance sont multiples. Ils peuvent causer [43, 44] :

- 1) Une augmentation de la température des moteurs provoquée par les pertes fer et de conduction dans les câbles aux fréquences harmoniques.
- 2) Une augmentation du bruit et des oscillations mécaniques émis par les moteurs et les transformateurs. Les oscillations mécaniques des moteurs résultent de l'oscillation du couple, pouvant affecter l'application industrielle concernée par le moteur et user prématurément l'arbre du moteur.
- 3) Une diminution de l'efficacité et de la durée de vie des machines, typiquement à 90%,

comparé au cas où la machine serait alimentée par une source de tension sinusoïdale.

- 4) La présence d'harmoniques de courant dans les transformateurs cause une augmentation des pertes cuivre et des pertes de flux; la présence d'harmoniques de tension dans les transformateurs cause des pertes fer. Globalement, la présence d'harmoniques dans un transformateur cause une élévation de sa température de fonctionnement, comparé au cas où le transformateur serait soumis à des courants et tensions purement sinusoïdaux.
- 5) Une augmentation de la température des câbles électriques causée par l'effet de peau et l'effet de proximité; l'amplitude de ces effets est fonction de la fréquence des tensions et courants en jeu, du calibre et de l'espacement des câbles.
- 6) Une augmentation de la température, et donc une usure prématurée, des batteries de condensateurs de correction de facteur de puissance et des condensateurs des circuits amortisseurs.
- 7) Le mauvais fonctionnement des équipements électroniques. Ces appareils dépendent souvent de la précision avec laquelle le passage par zéro de la tension d'alimentation peut être évalué. Si des harmoniques de tension sont présents, l'angle de passage par zéro sera déplacé et des circuits de commande de convertisseurs pourraient mal fonctionner. Une distorsion harmonique de plus de 5% peut causer des dysfonctionnements subtils et erratiques, entraînant des conséquences pouvant être graves dans certains cas, par exemple dans le milieu médical.
- 8) Une mesure imprécise de la puissance avec les wattmètres, étant donné que les wattmètres sont souvent conçus pour mesurer la puissance de signaux purement sinusoïdaux.
- 9) Une augmentation de la température et des pertes dans les disjoncteurs, réduisant ainsi la capacité en courant de ces derniers et diminuant leur durée de vie.
- 10) Une tendance des relais à commuter plus lentement ou à une valeur de déclenchement plus élevée; cette tendance est peu prononcée pour des valeurs de distorsion harmonique typiques.
- 11) Un comportement des relais de surtension et de sous-tension pouvant être différent pour chaque fabricant de relais.
- 12) Des interférences sur le réseau téléphonique, causées par les champs magnétiques et électriques liés aux harmoniques de courant du réseau électrique. Le facteur de poids TIF

(*telephone influence factor*) donne le degré d'influence qualitatif et quantitatif des harmoniques de courant des lignes électriques sur la déformation des signaux vocaux transmis par les réseaux téléphoniques.

- 13) L'allumage de thyristors causé par la détection erronée d'un passage par zéro de la tension. Si le degré de distorsion harmonique est très élevé, il est possible que le thyristor rate des commutations. Un convertisseur fonctionnant de façon incorrecte peut entraîner la panne ou la destruction de composants du système électronique de puissance.

Lorsque des bancs de condensateurs sont utilisés pour corriger le facteur de puissance, la présence des harmoniques peut produire des résonances. Ces résonances peuvent causer de fortes variations de tension et de courant. L'échauffement créé par ce phénomène, de même que les tensions trop élevées résultent en une diminution de la durée de vie des condensateurs.

Un interharmonique est une tension ou un courant dont la fréquence n'est pas un multiple de la fréquence du fondamental de la tension d'alimentation. Les interharmoniques peuvent être présents à des fréquences discrètes ou encore être comprises dans une plage spectrale. Les principales sources d'interharmoniques sont les cycloconvertisseurs, les moteurs à induction et les procédés à arc. Les principaux impacts des interharmoniques sont [45] :

- 1) Élévation de la température causée par des pertes accrues, de la même façon qu'avec les harmoniques;
- 2) Clignotement des écrans à tube cathodique;
- 3) Variations ondulatoires du couple des moteurs, pouvant réduire de façon significative la durée de vie des arbres;
- 4) Surcharge des filtres passifs;
- 5) Interférences sur les signaux de communication internes au réseau électrique (*power line carrier signal*);
- 6) Interférences sur les signaux de communication externes au réseau électrique.

La composante cc d'une tension ou d'un courant dans un système électronique de puissance est appelée biais cc. Lorsque le biais cc est non négligeable, alors qu'il devrait être nul, il peut causer la saturation au niveau des transformateurs et autres circuits magnétiques. L'apparition

d'un biais cc peut être causée par une perturbation géomagnétique ou la présence de convertisseurs demi-onde [38].

Le crevassement de tension (*notching*) est une perturbation périodique de la tension d'alimentation dont la durée est de l'ordre d'une fraction de cycle. Cette perturbation est la manifestation de l'empiètement; elle survient lorsqu'un convertisseur de puissance change de topologie, c'est-à-dire durant la commutation. Un court-circuit est alors produit entre la phase où l'interrupteur s'ouvre et la phase où l'interrupteur se ferme. La figure 2.4 montre un exemple de crevassement de tension causé par le fonctionnement d'un convertisseur.

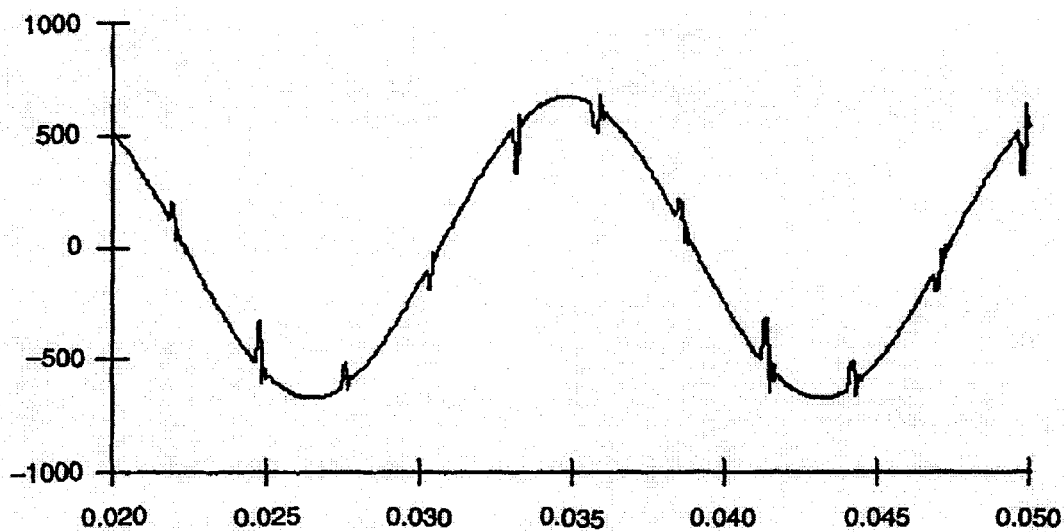


Figure 2. 4 : Exemple de crevassement de tension causé par le fonctionnement d'un convertisseur [38]

L'amplitude et la durée de la perturbation est déterminée par les paramètres (inductances) et le point de fonctionnement du convertisseur. Le crevassement de tension est un cas particulier de génération d'harmoniques de courant et de tension et le spectre de la perturbation est typiquement large, comparé aux spectres des autres types de perturbations sources d'harmoniques [38].

Les fluctuations de tension sont des variations aléatoires de l'enveloppe de la tension d'alimentation. Ces fluctuations font typiquement varier la valeur efficace de la tension d'alimentation entre 0.95 pu et 1.05 pu. Les fluctuations de tension sont causées par des charges tirant un courant variant de façon significative dans le temps. Ces variations de tension peuvent, dans certains cas, causer le clignotement de l'éclairage (*flicker*). Les fournaies à arc sont la

cause la plus fréquente des fluctuations de tension sur le réseau électrique. La figure 2.5 montre un exemple de fluctuation de tension. Des variations de l'ordre de 0.5% et d'une fréquence de 6 à 8 Hz sont perceptibles à l'œil nu [38].

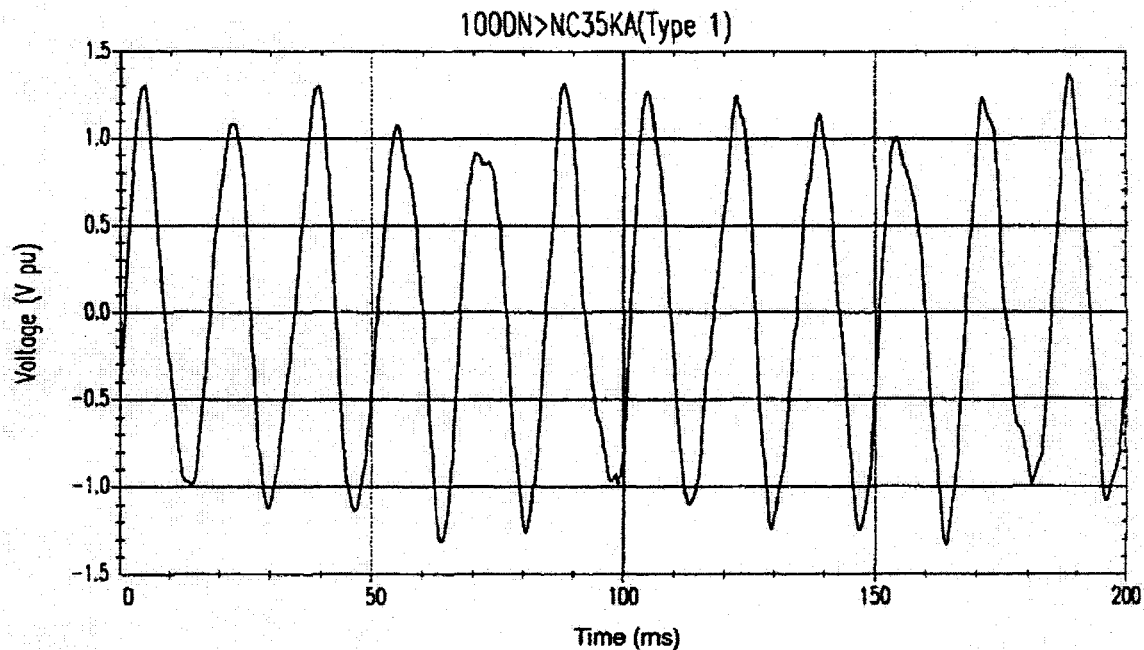


Figure 2. 5 : Exemple de fluctuations de tension causées par le fonctionnement d'une fournaise à arc [38]

Les tensions d'un système électronique de puissance peuvent être bruitées. Ces signaux électriques superposés à la tension d'alimentation sont caractérisés par un spectre allant typiquement jusqu'à 200kHz. Ce bruit peut se retrouver autant dans les phases que dans le conducteur neutre, ou encore dans les lignes de transmission de signaux. Le bruit est causé, entre autres, par les systèmes électroniques de puissance, les circuits de commande, les procédés à arc, les charges avec redresseurs, les alimentations à découpage. L'amplitude typique du bruit est de moins de 1% de la tension d'alimentation. Les principaux effets du bruit sur les systèmes électroniques de puissance sont le mauvais fonctionnement des ordinateurs et des contrôleurs programmables [38].

2.3 Conclusion

Des normes traitant de la définition et de la réglementation de la qualité des tensions d'alimentation ont été présentées. Ces normes décrivent et quantifient les phénomènes liés aux problèmes de qualité des tensions d'alimentation. Les problèmes se produisant en régime transitoire comprennent les impulsions et oscillations transitoires, les interruptions, les creux et bosses de tension. Les problèmes survenant en régime permanent comprennent les surtensions, sous-tensions, déséquilibres des tensions d'alimentation, la présence d'harmoniques ou d'interharmoniques, le crevassement (*notching*), les fluctuations de tension et le bruit. Ces problèmes de qualité des tensions d'alimentation perturbent le fonctionnement des appareils reliés au réseau. Le dimensionnement des câbles et accessoires de raccordement des appareils au réseau nécessite la prise en compte de ces phénomènes perturbateurs.

Dans ce travail, nous nous intéressons aux phénomènes associés au régime permanent, principalement les harmoniques, le crevassement et les déséquilibres de tension. Il arrive souvent que ces phénomènes surviennent, lors du fonctionnement de systèmes électroniques de puissance.

Le prochain chapitre traite des méthodes de modélisation et de simulation permettant de calculer les harmoniques de courant produits par un système multi-convertisseur, en considérant le déséquilibre des tensions d'alimentation, les harmoniques présents sur le réseau et produits par le système, de même que le crevassement.

Chapitre 3

Méthodes de modélisation et de simulation des systèmes électroniques de puissance

La modélisation et la simulation des systèmes électroniques de puissance permettent d'améliorer la compréhension de leur comportement et des effets causés par leur opération sur le réseau électrique et donc, sur les autres appareils branchés sur le réseau. Les méthodes de caractérisation des harmoniques produits par les systèmes électroniques de puissance requièrent une méthode de modélisation et de simulation. Cette méthode peut être basée sur la simulation dans le domaine temporel ou sur la modélisation dans le domaine fréquentiel.

Dans le cas de la simulation dans le domaine temporel, chaque élément du système électronique de puissance est modélisé par des équations algébriques ou différentielles selon l'approche choisie (nodale, nodale modifiée, équation d'état). Ensuite, ces équations sont résolues à l'aide d'une méthode d'intégration numérique. Dans le cas où seulement le comportement en régime permanent nous intéresse, il faut simuler le modèle du système jusqu'à ce que la simulation atteigne le régime permanent de façon naturelle.

La modélisation dans le domaine fréquentiel permet la représentation et la simulation des systèmes électroniques de puissance en régime permanent sans attendre l'atteinte du régime permanent de façon naturelle. Par contre, ces méthodes sont souvent itératives, ce qui peut quand même requérir un temps de calcul non négligeable. Mais en général, ces méthodes sont tout de même beaucoup plus rapides que les méthodes du domaine temporel pour simuler les systèmes électroniques de puissance en régime permanent.

Les prochaines sections introduisent les principes de modélisation et de simulation des systèmes électroniques de puissance, autant dans le domaine temporel que fréquentiel. Ces principes théoriques ont servi de base pour le développement de l'approche présentée dans cette thèse.

3.1 Modélisation et simulation des systèmes électroniques de puissance dans le domaine temporel

Il existe plusieurs logiciels de simulation des systèmes électroniques de puissance dans le domaine temporel, dont SimPowerSystems, EMTP, SPICE, Saber, ATOSEC, etc. Ces logiciels peuvent être utilisés pour étudier les harmoniques de courants produits par les convertisseurs de puissance en présence, entre autres, de variations de charge, d'imperfections du système, d'erreur d'angle d'allumage.

Les algorithmes de simulation dans le domaine temporel peuvent être classés en deux principales catégories : les algorithmes à topologie fixe et les algorithmes à topologie variable.

Pour les logiciels utilisant un algorithme à topologie fixe, comme ATOSEC, SPICE, Saber et SimPowerSystems, le nombre d'équations modélisant le circuit demeure constant lors d'un changement de topologie. Un changement de topologie du circuit survient lorsqu'un interrupteur change d'état.

Les logiciels ATOSEC et SimPowerSystems modélisent les interrupteurs avec des macro-modèles. Ces macro-modèles sont composés d'éléments linéaires (résistances, inductances, capacités) et d'un module logique de variation des paramètres du modèle en fonction de l'état de conduction. Lorsque l'interrupteur conduit, l'impédance devient très faible tandis que lorsque l'interrupteur est bloqué, l'impédance devient très grande.

La figure 3.1 présente les macro-modèles d'une diode et d'un thyristor utilisés dans ATOSEC. Des paramètres typiques de ces interrupteurs sont $R = 0.1\Omega$; $L = 1 \times 10^{-5} \text{H}$ lorsque l'interrupteur conduit et $R = 1 \times 10^5 \Omega$; $L = 100 \text{H}$ lorsque l'interrupteur est ouvert.

Le module logique de commande d'état de l'interrupteur est différent pour chaque type d'interrupteur. Pour la diode, si $(V > 0 \text{ ou } I > I_m)$, alors la diode est passante. Sinon elle est bloquée. Pour le thyristor, si $((V > 0 \text{ et } V_g > 0) \text{ ou } I > I_m)$, alors le thyristor est passant. Sinon, le thyristor est bloqué. Les paramètres I_g et I_m sont respectivement le courant de gâchette et le courant de maintien.

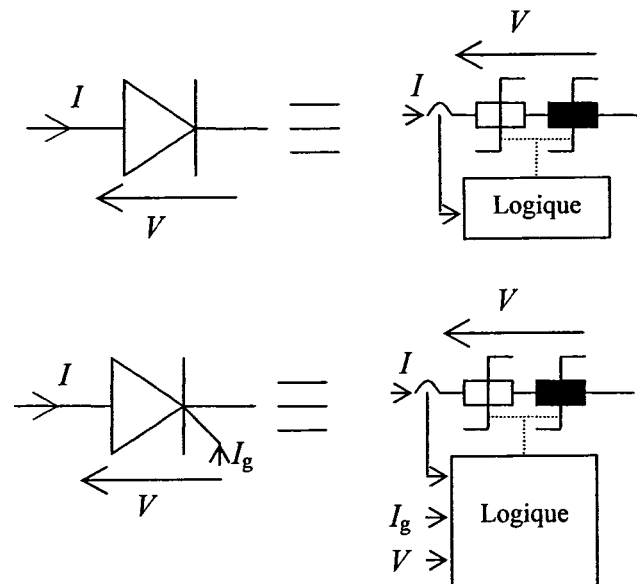


Figure 3. 1 : Macro-modèles de diode et de thyristor utilisés dans ATOSECM [46]

Les logiciels SPICE et Saber comprennent des micro-modèles représentant plus précisément le comportement de chaque interrupteur. Plusieurs phénomènes physiques sont pris en compte et les modèles sont plus volumineux, et donc plus lents à utiliser en simulation. En général dans le domaine de l'électronique de puissance, la précision de tels modèles, par rapport aux macro-modèles, n'apporte qu'une contribution négligeable à la précision des résultats de simulation, étant donné l'ordre de grandeur des tensions et courants en jeu.

Un algorithme à topologie variable, comme celui utilisé dans EMTP, modélise les circuits par une matrice d'admittance. Cette matrice, de dimension constante, représente autant les éléments linéaires que les éléments non linéaires ou changeants en fonction du temps. Les éléments non linéaires ou fonction du temps sont regroupés dans un bloc, dans la partie basse de la diagonale de la matrice d'admittance. Lors d'une simulation, les éléments de la matrice d'admittance modélisant la partie linéaire du système restent constants. Par contre, les éléments non linéaires changent à mesure que les tension ou courants varient, ou en fonction du temps. EMTP utilise un modèle équivalent pour représenter la partie non linéaire, et toute itération rendue nécessaire à cause d'un changement du modèle, provoqué par un élément non linéaire ou variant dans le temps, est effectuée seulement sur le modèle réduit du système. Cette technique permet de réduire considérablement le temps de calcul. Lorsqu'un interrupteur se ferme, le modèle équivalent de la partie non linéaire du système est redimensionnée et factorisé, de façon à inclure la branche dont l'interrupteur fait partie. De la même façon, lors de l'ouverture d'un interrupteur,

le modèle équivalent de la partie non linéaire du système est redimensionnée et factorisé de façon à ne plus tenir compte des éléments de la branche de l'interrupteur venant de s'ouvrir.

Les algorithmes de simulation à topologie fixe sont habituellement simples en principe, mais doivent dans certains cas utiliser des algorithmes d'intégration spéciaux de façon à faire face aux systèmes raides causés par les grandes disparités entre les constantes de temps des interrupteurs et des autres éléments. Ce problème peut rendre difficile ou même impossible la simulation de certains circuits. En effet, l'algorithme peut être incapable d'intégrer les équations avec la précision demandée, même lorsque le pas de calcul est diminué au minimum possible. Habituellement, un choix judicieux des paramètres du modèle des composants d'un système électronique de puissance rend la simulation possible. Par contre, le temps nécessaire pour que la simulation atteigne le régime permanent est souvent considérable, surtout lorsque le système à simuler contient un grand nombre de convertisseurs.

L'algorithme de résolution des équations d'état de modèles de systèmes électroniques de puissance dans ATOSECM (la version de ATOSEC adaptée aux systèmes multi-convertisseur) utilise la méthode d'intégration « Euler-arrière ». La méthode itérative de résolution à point fixe est la suivante :

- 1) Les courants générés par chaque convertisseur sont estimés en simulant chaque convertisseur séparément, donc sans tenir compte de l'interaction entre les convertisseurs.
- 2) Pour chaque convertisseur, l'algorithme calcule les courants générés, en considérant les autres convertisseurs comme étant des sources de courants.
- 3) Les courants générés par les convertisseurs à cette itération et à l'itération précédente sont comparés; l'écart obtenu donne un indice sur l'état de la convergence de l'algorithme. Si l'écart est élevé, l'algorithme retourne à l'étape 2 pour refaire une autre itération. Si l'écart est suffisamment faible, alors l'algorithme suppose qu'il y a eu convergence vers la solution et le résultat obtenu donne les courants générés par chaque convertisseur en considérant les interactions entre les convertisseurs.

Bien que ATOSECM permette la simulation de systèmes électroniques de puissance avec une bonne précision, la version PC du logiciel fonctionne sous DOS et son interface limite les possibilités d'entrée des données et de traitement des résultats. Pour rendre la simulation des systèmes électroniques de puissance plus accessible, le logiciel Power System Blockset (PSB), aujourd'hui appelé SimPowerSystems (SPS), a été développé dans l'environnement Matlab®/Simulink™ [46-50]. Ce logiciel a été conçu pour facilement et rapidement construire et

simuler des modèles de systèmes électroniques de puissance. Le logiciel SPS utilise l'environnement graphique de Simulink™ pour la construction des schémas de modèles de systèmes électroniques de puissance tandis que l'environnement Matlab™ permet de traiter les résultats autant dans le domaine temporel que fréquentiel, avec une multitude de possibilités pour l'affichage graphique des résultats. Étant donné que SPS utilise Simulink™ comme interface graphique, il est possible d'interfacer des blocs Simulink™ avec des blocs de SPS, ce qui permet d'ajouter, entre autres, des blocs de commande, de modèles thermiques ou de modèles mécaniques. La librairie de SPS comprend :

- 1) Des sources de tension et de courant, périodiques ou commandées;
- 2) Divers éléments monophasés et triphasés, comme par exemple des disjoncteurs, mise à la masse, transformateurs, branches RLC, filtres d'harmoniques;
- 3) Différents blocs de commande et de mesure;
- 4) Plusieurs types de machines asynchrones, synchrones et cc;
- 5) Des blocs d'électronique de puissance, comme des diodes, thyristors, GTO, interrupteurs idéaux, MOSFET, pont universel.

Les modèles créés par SPS sont composés de deux principales parties : une partie linéaire et une partie non linéaire. La partie linéaire modélise tous les éléments naturellement linéaires comme par exemple les résistances, inductances, capacités, transformateurs idéaux. La partie non linéaire modélise le reste des composantes, comme par exemple les éléments de commutation et les effets de saturation. La figure 3.2 présente le principe de modélisation des éléments de SPS.

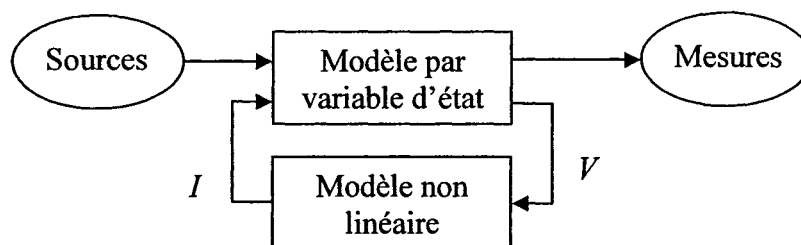


Figure 3. 2 : Méthode de modélisation des circuits par SPS

Des sources de courant ou de tension sont connectées sur les éléments linéaires du circuit. Les équations d'état sont formulées de manière à conserver une causalité intégrale. Les éléments non linéaires sont quant à eux en rétroaction aux éléments linéaires; le modèle non linéaire calcule les courants produits en fonction de la tension aux bornes d'éléments linéaires.

L'algorithme de SPS prend avantage de plusieurs caractéristiques avancées de

Matlab[®]/Simulink[™], comme par exemple des méthodes d'intégration numérique avancées [52], un algorithme précis de détection de passage par zéro, un solveur de boucles algébriques.

Le logiciel ARTEMIS [53] a été conçu spécifiquement pour la simulation des systèmes électromécaniques. Ce logiciel s'installe sur Matlab[®]/Simulink[™]/SPS et s'utilise comme les autres bibliothèques de blocs de Simulink[™]. ARTEMIS remplace l'algorithme d'intégration de Matlab[®]/Simulink[™] par un algorithme d'intégration d'ordre élevé à pas fixe et non itératif. Il a été montré [53] que cet algorithme augmente la précision de l'intégration de façon significative, comparé à l'algorithme de Matlab[®]/Simulink[™]. En effet, avec des méthodes d'intégration à pas fixe classiques, si un événement lié à la commutation d'un interrupteur survient de façon asynchrone par rapport au pas de calcul, et que la période d'échantillonnage est trop élevée, une erreur (*jitter*) sera alors commise et les résultats de simulation seront imprécis. Cette erreur peut se présenter sous la forme de bruit ou d'une oscillation à basse fréquence de l'amplitude des tensions ou courants. L'utilisation d'un pas de calcul très petit permet d'éviter ces perturbations, mais seulement au prix d'un temps de calcul considérablement augmenté. L'algorithme d'intégration d'ARTEMIS résout ce problème en utilisant un algorithme d'interpolation et d'extrapolation des variables d'état, permettant de synchroniser la période d'échantillonnage avec les événements de commutation.

Des fonctionnalités sont disponibles spécifiquement pour la simulation des systèmes électroniques de puissance, comme la possibilité de pré-calculer tous les états possibles d'un système commutateur, diminuant significativement le temps de simulation. La rapidité d'exécution de l'algorithme d'ARTEMIS permet d'effectuer des simulations de systèmes électroniques de puissance en temps réel, à l'aide du logiciel RT-Lab (Opal-RT, Inc.). Mais cet algorithme peut aussi être utilisé pour accélérer les simulations en temps différé. Le logiciel RT-Lab permet d'exploiter les délais de transport et les éléments de stockage pour séparer le modèle et le simuler sur un système parallèle ou distribué.

Le logiciel EMTP utilise l'approche nodale, représentant la topologie du système par une matrice d'admittance. L'algorithme de résolution des équations nodales discrétisées de EMTP est basé sur une approche d'intégration numérique utilisant la règle trapézoïdale, adaptée aux systèmes raides. L'entrée des données peut s'effectuer sur une interface graphique ou encore par des fichiers de texte dont les sections sont appelées cartes.

La supervision de l'état des interrupteurs de base s'effectue par EMTP. Des modèles d'interrupteurs pouvant être interfacés à des algorithmes de commande sont aussi disponibles.

Ces interrupteurs sont gérés par l'algorithme TACS (*Transient Analysis of Control Systems*). La communication de EMTP vers TACS s'effectue instantanément, mais lorsque TACS doit envoyer des données vers EMTP, la communication est retardée d'un pas de calcul. La logique de commande des interrupteurs est la même que celle décrite pour ATOSEC; la différence étant que EMTP suppose que les interrupteurs sont idéaux.

Lors de la commutation de thyristors, des discontinuités peuvent survenir au niveau de courants d'inductances ou de tensions de condensateurs. Ces discontinuités causeraient des oscillations numériques indésirables à cause de la nature de l'algorithme d'intégration. Pour éviter ces oscillations, la méthode CDA (*critical damping adjustment*) remplace la méthode d'intégration trapézoïdale par la méthode Euler arrière pour deux pas d'intégration dont la durée est deux fois plus petite que le pas d'intégration avec la méthode trapézoïdale.

3.2 Modélisation et simulation des systèmes électroniques de puissance dans le domaine fréquentiel

La modélisation et la simulation dans le domaine fréquentiel permettent le calcul de l'amplitude et de la phase des harmoniques de courants produits par les systèmes électroniques de puissance. Étant donné que les convertisseurs ca/cc sont considérés comme étant la principale source d'harmoniques de courant générés sur le réseau électrique, plusieurs modèles ont déjà été présentés pour le calcul rapide des harmoniques générés par un pont de Graëtz triphasé à thyristors. La figure 3.3 montre le modèle d'un redresseur à thyristors triphasé alimentant une charge inductive représentant un moteur à courant continu.

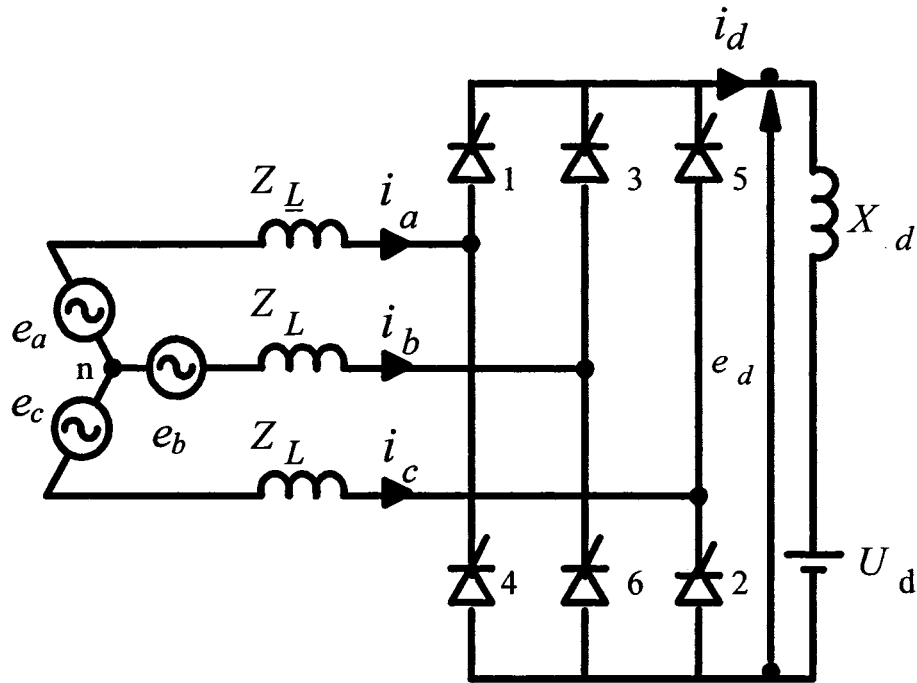


Figure 3.3 : Pont de Graëtz triphasé à thyristors

3.2.1 Fonctions de commutation simplifiées

Les fonctions de commutation permettent la modélisation fréquentielle pour l'estimation des harmoniques produits par les systèmes électroniques de puissance. Cette méthode, plusieurs fois éprouvée [53-58], est avantageée par sa simplicité d'implantation et, surtout, le temps de calcul relativement faible. Cette méthode permet d'évaluer la tension du côté de la charge à partir de la tension d'alimentation. De plus, le courant généré par le convertisseur du côté ca est calculé à partir du courant de charge. La figure 3.4 montre le circuit équivalent modélisant un pont de Graëtz triphasé à thyristors lors de l'allumage du thyristor 1.

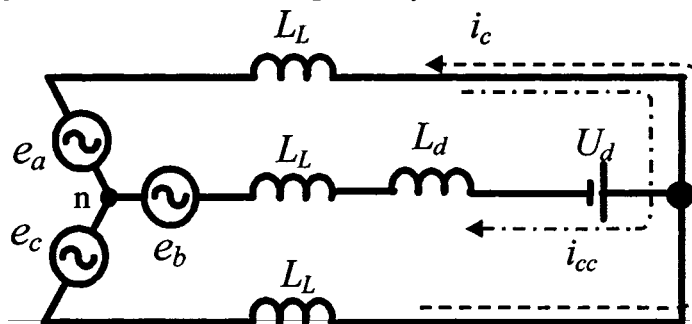


Figure 3.4 : Circuit modélisant un redresseur triphasé lors de l'allumage du thyristor 1

En appliquant la loi des mailles à ce circuit, les équations de courants de commutation et de charge peuvent être obtenues :

$$e_c - e_a - 2\omega L_L i_c + \omega L_L i_{cc} = 0 \quad (3.1)$$

$$e_a - e_b - \omega(2L_L + L_d)i_{cc} + \omega L_L i_c - U_d = 0 \quad (3.2)$$

De (3.1), nous obtenons :

$$j\omega L_L i_c = \frac{e_c - e_a + j\omega L_L i_{cc}}{2} \quad (3.3)$$

En remplaçant (3.3) dans (3.2) et après quelques manipulations, nous obtenons l'expression du courant de charge :

$$i_{cc} = \frac{\frac{e_a - e_b}{2} + \frac{e_c}{2} - U_d}{j\omega(1.5L_L + L_d)} \quad (3.4)$$

En appliquant la loi des mailles à nouveau, mais pour le cas de la séquence de conduction des thyristors 6 et 1, survenant immédiatement après la séquence de commutation décrite précédemment, l'équation du courant de charge peut être obtenue :

$$i_{cc} = \frac{e_a - e_b - U_d}{j\omega(2L_L + L_d)} \quad (3.5)$$

Lorsque le convertisseur fonctionne en conduction continue, il existe 5 autres séquences de commutation et 5 autres séquences de conduction. Après avoir obtenu les équations de courant de charge pour les dix autres séquences sous la même forme que (3.4) et (3.5), nous constatons que seulement deux éléments changent : la fonction dépendant des tensions d'alimentation et l'impédance. La fonction des tensions d'alimentation se compose toujours d'une combinaison de plusieurs tensions de phase, multipliées par des facteurs pouvant prendre les valeurs suivantes : -1, -0.5, 0, 0.5 ou 1. Une fonction de commutation peut donc être utilisée pour effectuer cette opération sur le cycle de fonctionnement entier. Si les contributions des trois sources de tension multipliées par leur fonction de commutation respective sont additionnées, la tension obtenue correspond à la fonction de tension nécessaire au calcul du courant de charge.

L'impédance des équations (3.4) et (3.5) varie aussi en fonction du type de séquence. En commutation, le facteur d'impédance est égale à $1.5L_L + L_d$ tandis qu'en conduction, il est égal à

$2L_L + L_d$. Dans le cas où l'inductance de charge est très supérieure aux impédances de commutation, ces deux groupes d'impédances peuvent être considérés comme étant à peu près de mêmes valeurs. Cette supposition permet de rapidement effectuer la dernière étape du calcul du courant de charge en effectuant la division de la fonction des tensions par l'impédance et ce, directement dans le domaine fréquentiel.

Par contre, si les valeurs de ces impédances se situent dans le même ordre de grandeur, alors des erreurs non négligeables peuvent être commises lors du calcul du courant de charge. En effet, la valeur de l'impédance sera dans ce cas significativement erronée durant la commutation [25, 56]. Une démarche similaire est effectuée de façon à obtenir les fonctions de commutation de courant pour les trois phases.

La figure 3.5 montre les fonctions de commutation de tension (S_{ua}) et de courant (S_{ia}) pour la phase A. Les fonctions de commutation pour les phases B et C sont formées similairement, en fonction des angles de passage par zéro de la tension, des angles d'amorçage et des angles d'empiètement.

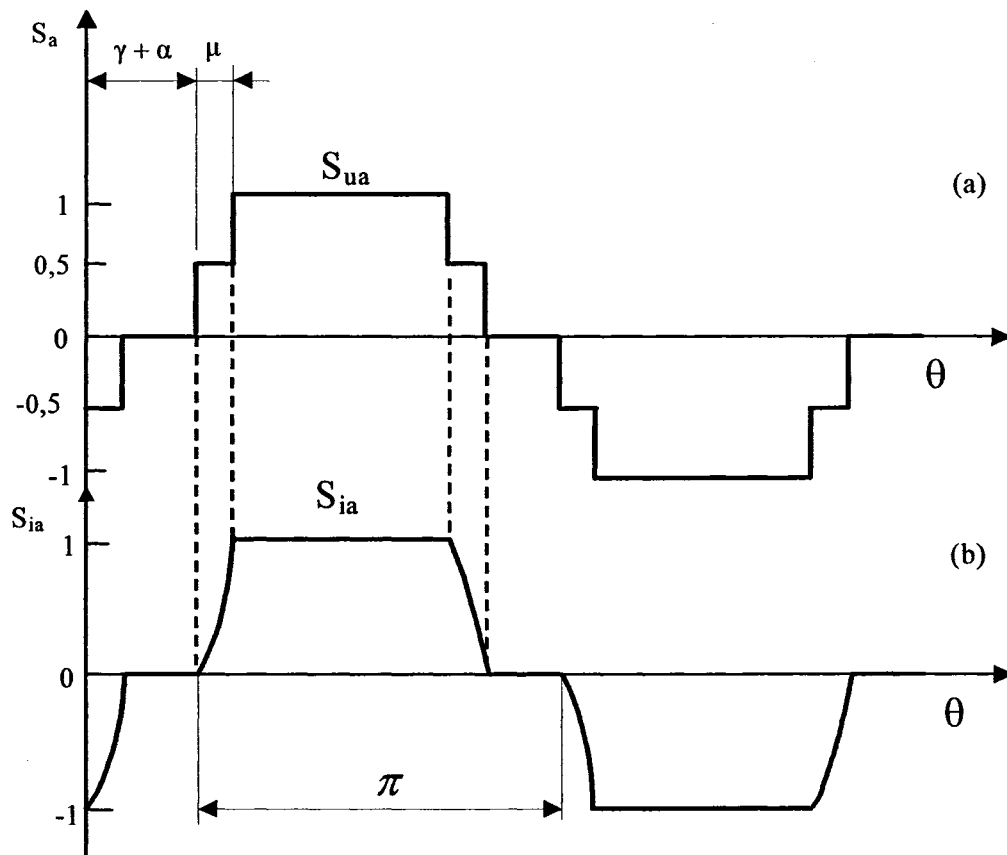


Figure 3. 5 : Fonctions de commutation de tension et de courant pour la phase A

La tension du côté cc et le courant du côté ca sont obtenus par :

$$e_{cc} = e_a S_{ua} + e_b S_{ub} + e_c S_{uc} \quad (3.6)$$

$$i_a = i_{cc,moy} S_{ia} + i_{cc,harm} S_{ua} \quad (3.7)$$

$$i_b = i_{cc,moy} S_{ib} + i_{cc,harm} S_{ub} \quad (3.8)$$

$$i_c = i_{cc,moy} S_{ic} + i_{cc,harm} S_{uc} \quad (3.9)$$

La méthode classique d'évaluation des harmoniques utilisant les fonctions de commutation requiert la multiplication des fonctions de commutation par les tensions d'alimentation dans le domaine temporel. Mais les harmoniques de tension des trois phases de la source d'alimentation se trouvent évidemment dans le domaine fréquentiel. La multiplication point par point de deux vecteurs dans le domaine temporel est équivalente à la convolution de ces deux vecteurs dans le domaine fréquentiel.

Dans notre cas, les harmoniques de tension peuvent être convolués avec les coefficients de Fourier des fonctions de commutation :

$$E_{cc} = E_a \otimes C_{Sua} + E_b \otimes C_{Sub} + E_c \otimes C_{Suc} \quad (3.10)$$

Cette approche est efficace lorsque le nombre d'harmoniques considérés est égal pour les fonctions de commutation et les tensions d'alimentation.

3.2.2 Fonctions de commutation améliorées

Lorsque la valeur de l'impédance de charge est du même ordre que les impédances de commutation, les fonctions de commutation classiques ne permettent pas de calculer précisément les harmoniques de courant produits par le convertisseur. Il faut dans ce cas apporter une modification à la méthode de façon à prendre en compte la variation de l'impédance du modèle du convertisseur. Hu [56] présente une méthode permettant d'ajuster l'impédance de commutation pour prendre en compte sa variation en fonction du temps. En fait, la réactance côté ca, vue du côté cc varie comme montré à la figure 3.6 :

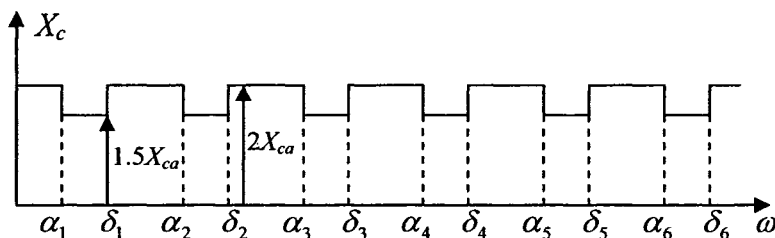


Figure 3. 6 : Variation de la réactance de commutation en fonction du temps

La série de Fourier de la réactance compensée X_c est :

$$X_c = X_{cmoy} + X_{ca} M_z \quad (3.11)$$

où la valeur moyenne de la réactance compensée X_{cmoy} est modulée par le produit de la réactance ca par une fonction de modulation M_z ; $X_{ca} = \omega L_L$.

Le circuit équivalent obtenu est présenté à la figure 3.7 :

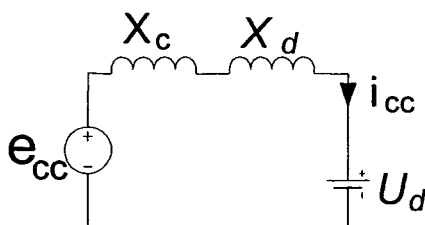


Figure 3. 7 : Circuit équivalent côté cc avec réactance variable Xc

Les composantes harmoniques du courant de charge I_{cc}^k peuvent être obtenues en solutionnant la relation suivante par une méthode itérative à point fixe.

$$I_{cc}^k = \frac{E_{cc}^k - X_{ca} (I_{cc} \otimes M_z)^k}{jkX_d + jkX_{cmoy}} \quad (3.12)$$

où E_{cc}^k et $(I_{cc} \otimes M_z)^k$ sont respectivement les composantes harmoniques de tension côté cc e_d , et du produit $(i_{cc} \times M_{z,t})$.

3.3 Conclusion

La structure et les caractéristiques de quelques uns des principaux logiciels de simulation des systèmes électroniques de puissance ont été présentées. Les approches nodale, nodale modifiée ou par variables d'état permettent toutes d'effectuer la simulation des systèmes électroniques de puissance mais le temps de calcul est relativement long.

Les fonctions de commutation classiques ont été présentées comme éléments de base pour une méthode rapide de calcul des harmoniques de courant. Par contre, une hypothèse supposant que le courant de charge est lisse limite la précision de la méthode. Pour cette raison, des fonctions de commutation modifiées ont été présentées; une modulation de l'impédance de charge corrige l'erreur commise par les fonctions de commutation classiques. Par contre, cette approche est itérative et nécessite une opération de convolution, ce qui augmente le temps de calcul.

Nous visons utiliser une méthode de modélisation fréquentielle précise, mais permettant de garder le temps de calcul plus faible qu'avec la méthode à impédance de charge modulée. Pour le calcul, des algorithmes doivent être conçus pour l'évaluation précise de la durée des empiètements, considérant un modèle réaliste. Ces algorithmes devront aussi être résolus simultanément. En d'autres mots, il faut trouver un moyen de solutionner toutes les variables en évitant les problèmes de convergence pouvant être causés par le couplage entre les algorithmes. En fait, le résultat de calcul d'un algorithme (p.ex. la durée de l'empiètement) devient l'entrée d'un autre algorithme (p.ex. calcul des harmoniques de courants produits) et vice-versa. La méthode de solution choisie devra être robuste, c'est-à-dire fonctionner pour une grande plage de points de fonctionnement.

Chapitre 4

Méthode de modélisation hybride des systèmes multi-convertisseur utilisant les fonctions de commutation modifiées et une approche temporelle de calcul des angles d'empiètement

Plusieurs travaux traitant de la modélisation harmonique des redresseurs basés sur les fonctions de commutation ont été réalisés [20,25-29]. Nous reprenons ici de façon sommaire ceux qui nous semblent les plus pertinents pour la suite de nos travaux, notamment ceux qui permettent de prendre en compte la distorsion des tensions, les déséquilibres des tensions et les impédances côté ca et côté cc.

4.1- Modélisation harmonique d'un redresseur basée sur les fonctions de commutation modifiées

Mayordomo et al. [19,24,25] ont proposé des fonctions de commutation précises pour l'estimation des harmoniques de courant. Ils se démarquent des autres (notamment de Graham [26]) parce qu'ils prennent en compte les distorsions de tension et les déséquilibres de tension. Les fonctions de commutation classiques, comme décrit au chapitre 2, introduisent une erreur durant les périodes de commutation. Normalement, l'erreur introduite est faible si le rapport entre l'inductance de charge et l'inductance de commutation est grand [26]. Dans le cas contraire, il faut utiliser des fonctions de commutation représentant convenablement le circuit équivalent du convertisseur pendant les périodes de conduction et de commutation. L'aspect intéressant de l'approche de Mayordomo, par rapport à l'approche de Hu [56], réside dans la possibilité de remplacer avantageusement les opérations de convolution par des transformées de Fourier rapides (FFT) et des multiplications point par point, de façon à diminuer le temps de calcul.

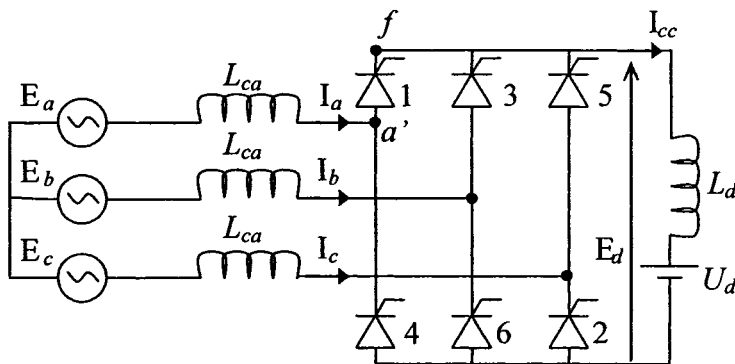


Figure 4. 1 : Circuit du convertisseur modélisé par Mayordomo [25]

Dans ses travaux, Mayordomo étudie les convertisseurs commandés et non commandés (Figure 4.1) et il pose les hypothèses suivantes:

- 1) L'effet des résistances côtés ca et cc est négligeable sur le spectre harmonique; les résistances sont donc négligées. La composante continue de la chute de tension de la résistance de charge peut toujours être incluse par l'intermédiaire de la tension U_d .
- 2) Les tensions sont déformées et déséquilibrées.
- 3) La tension U_d et l'angle d'allumage α sont constants lorsqu'ils sont utilisés dans les fonctions de commutation. Ils sont des variables lors de la détermination du point de fonctionnement.
- 4) Les synchronisations pour l'allumage des thyristors s'effectuent sur les passages par zéro des tensions de commutations (VZC).
- 5) La détermination de la durée de l'empiètement s'effectue en considérant les distorsions et déséquilibres du système.

Les fonctions de transfert ca/cc (fonctions de commutation) permettent d'obtenir les harmoniques de tension cc par convolution dans le domaine fréquentiel et ce, à partir des harmoniques de tension ca et des paramètres du système. Les fonctions de commutation classiques sont utilisées comme suit pour obtenir la tension cc (figure 4.2, avec $\theta = 0$, $\kappa = 0.5$ et $\beta = 1$): $E_{cc} = S_a \otimes E_a + S_b \otimes E_b + S_c \otimes E_c$ où E_{cc} est la tension cc calculée à partir des tensions ca E_a , E_b , E_c et des fonctions de commutation S_a , S_b , S_c .

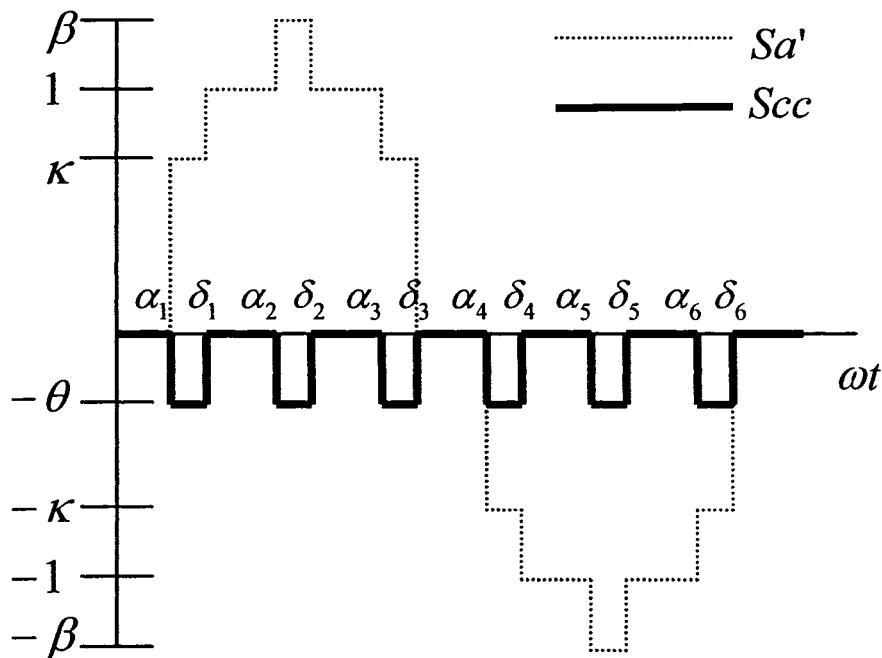


Figure 4. 2 : Fonctions de commutation proposées par Mayordomo [25]

Cette opération est précise durant les périodes de pleine conduction (δ_i, α_{i+1}) mais elle ne constitue qu'une approximation durant les périodes de commutation (α_i, δ_i) . Durant la période de conduction (δ_6, α_1) , l'équation différentielle décrivant le comportement du courant est $e_{cc} = e_c - e_b = (2L_{ca} + L_d) \frac{di_{cc}}{dt} + U_d$. Le principe des fonctions de commutation classiques consiste à assigner respectivement 0, -1 et 1 à S_a , S_b et S_c (0 pour la phase non-conductrice, -1 et 1 pour les phases conductrices du groupe inférieur et supérieur de thyristors). La tension E_{cc} coïncide donc avec la tension qui devrait être appliquée au circuit cc par les fonctions de commutation pour une inductance équivalente de $2L_{ca} + L_d$. Pendant la commutation (α_1, δ_1) , le système d'équation décrivant le comportement du courant est:

$$e_{ca} = 2L_{ca} \frac{di_c}{dt} - L_{ca} \frac{di_{cc}}{dt} \quad (4.1)$$

$$e_{ab} = -L_{ca} \frac{di_c}{dt} + (2L_{ca} + L_d) \frac{di_{cc}}{dt} + U_d \quad (4.2)$$

À partir de (4.1) et (4.2), nous pouvons obtenir (4.3) par substitution :

$$e_{cc} = \frac{e_a}{2} - e_b + \frac{e_c}{2} = (1.5L_{ca} + L_d) \frac{di_{cc}}{dt} + U_d \quad (4.3)$$

Si la tension e_{cc} est directement appliquée par les fonctions de commutation sur la charge (qui contient la même inductance de $2L_{ca} + L_d$ que lors de la période de pleine conduction), il en résultera une erreur. Pour qu'il n'y ait pas d'erreur, il faudrait que l'impédance soit de $1.5L_{ca} + L_d$. On ne peut pas changer la valeur de l'inductance d'un état à l'autre; l'inductance doit rester constante car l'opération de division de la tension cc par l'impédance cc s'effectue dans le domaine des fréquences. L'erreur est faible si la valeur de l'inductance de commutation L_{ca} est beaucoup plus faible que la valeur de l'inductance de charge L_d . Par contre, pour tenir compte de tous les cas d'inductances et pour obtenir des résultats plus précis, il faut compenser l'erreur. En fait, la valeur de l'inductance pourrait être changée par l'approche proposée par Hu [56] mais le temps de calcul serait considérablement augmenté par l'ajout d'une équation résolue de façon itérative au coeur même du modèle qui lui aussi est résolu de façon itérative. Mayordomo calcule une tension fictive qui remplace la tension $e_a/2 - e_b + e_c/2$ permettant de compenser l'erreur au niveau de l'inductance de charge. Après avoir effectué des manipulations algébriques sur (4.3), nous obtenons:

$$e_{cc} = \kappa e_a - \beta e_b + \kappa e_c - \theta U_d = (2L_{ca} + L_{cc}) \frac{di_{cc}}{dt} + U_d \quad (4.4)$$

$$\text{où } \kappa = \frac{2+f}{3+2f}; \beta = \frac{4+2f}{3+2f}; \theta = \frac{1}{3+2f}; f = \frac{L_d}{L_{ca}}.$$

À partir de (4.4), la nouvelle équation des fonctions de commutation peut être écrite: $E_{cc}' = S_a' \otimes E_a + S_b' \otimes E_b + S_c' \otimes E_c + S_{cc} \otimes U_d$. La figure 4.2 montre la forme des fonctions de commutation S_a' et S_{cc} . Les fonctions de commutation S_b' et S_c' sont obtenues similairement à celle de S_a' . Mayordomo donne les coefficients de Fourier des nouvelles fonctions de commutation [25], permettant de les utiliser pour la convolution avec les harmoniques de tension ca.

Une fois la tension cc calculée, il suffit de diviser ses harmoniques par les impédances harmoniques correspondantes $Z_h = hj\omega(2L_{ca} + L_d)$ pour obtenir le courant cc.

Pour calculer la composante continue du courant cc, I_0 , Mayordomo utilise les expressions :

$$I_0 = i_a(\delta_1) - i_{harm}(\delta_1) \quad (4.5)$$

$$i_a(\delta_1) = \frac{1}{L_{ca}} \int_{\alpha_1}^{\delta_1} e_{aa'} d(\omega t) \quad (4.6)$$

$$e_{aa'} = \frac{1}{2} \left(e_{ac} + \left(\frac{-3e_b - 2U_d}{3 + 2f} \right) \right) \text{ pour l'intervalle } \alpha_1 \leq \omega t \leq \delta_1. \quad (4.7)$$

où $i_a(\delta_1)$ est le courant de la phase A à l'instant d'extinction du thyristor; $i_{harm}(\delta_1)$ est la partie ondulatoire du courant de la phase A, composée du fondamental et de tous les harmoniques, à l'instant d'extinction du thyristor; $e_{aa'}$ est la chute de tension de l'inductance de commutation de la phase A.

4.2- Simulation harmonique des systèmes multi-convertisseur basée sur une approche itérative combinée avec les fonctions de commutation

Les modèles de systèmes électroniques de puissance sont caractérisés par des non linéarités et des discontinuités principalement causées par des éléments de commutation. En raison de sa flexibilité et de sa relative simplicité d'implantation, nous utiliserons la méthode d'analyse itérative d'harmoniques en ayant recours aux fonctions de commutation. L'utilisation des fonctions de commutation nécessite l'utilisation de la FFT ou de la convolution, gourmandes en temps de calcul. L'utilisation de la FFT permet d'effectuer la transition entre le domaine fréquentiel et temporel et vice versa. Cette méthode permet de remplacer les opérations de convolution dans le domaine fréquentiel par des multiplications point par point dans le domaine temporel. Pour minimiser le temps de calcul, on peut restreindre la période d'échantillonnage des fonctions de commutation (p.ex. à une puissance de 8), de façon à pouvoir utiliser un algorithme FFT optimisé (p.ex. radix 8). Il est aussi possible d'optimiser le calcul de convolution [20]. Étant donné que la FFT est pratiquement l'algorithme le plus sollicité lors de l'exécution d'une simulation selon l'approche présentée, il s'avère essentiel de trouver la FFT pour laquelle le

temps de calcul est minimal. La routine FFTW (Fastest Fourier Transform in the West) du MIT est comprise dans Matlab depuis la version 6. La routine tient compte du type de processeur utilisé dans l'ordinateur effectuant la simulation de façon à tirer avantage de toutes les opérations optimisées propres à chaque processeur (SSE, SSE2, 3DNOW, ...) Cette routine est actuellement la FFT la plus rapide qui peut être trouvée dans le domaine public.

Après plusieurs essais, il est apparu que le principal facteur allongeant le temps de simulation est l'augmentation du nombre d'harmoniques considérés comme étant produits par le système multi-convertisseur. La longueur choisie pour effectuer la FFT est de 1024 points, ce qui correspond à une discrétisation de $16\mu\text{s}$ pour une fréquence réseau de 60Hz. Il est peu coûteux en temps de calcul de calculer la valeur exacte des fonctions de commutation directement dans le domaine temporel pour 1024 points. Seulement les harmoniques impairs de tensions ca et les harmoniques pairs de courants cc sont pris en compte, les autres harmoniques étant d'amplitude négligeable. Des données de remplissage, sous la forme de « 0 », sont ajoutées dans le vecteur des harmoniques de tensions ou courants où les harmoniques ont été négligés. Ce remplissage est nécessaire car après avoir fait la FFT inverse du vecteur des harmoniques de tension, le résultat doit être un vecteur de 1024 points dans le domaine temporel, ce qui permet la multiplication point par point avec la fonction de commutation, elle aussi composée de 1024 points. Les vecteurs doivent être d'une dimension suffisamment grande pour permettre le calcul des fonctions de commutation avec une bonne précision. En effet, si le nombre de points des vecteurs des fonctions de commutation est insuffisant, la précision du calcul sera significativement diminuée et les changements de topologie seront mal représentés. Le nombre minimum de point est aussi limité par l'erreur de quantification causée par l'utilisation de la FFT.

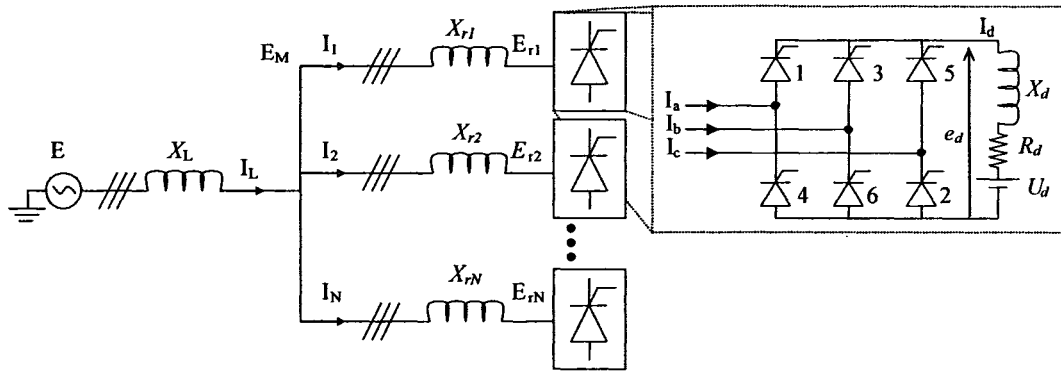


Figure 4.3 : Modèle de système multi-convertisseur

Mais, étant donné que le nombre de points utilisé est une puissance de 2, et qu'une période entière des signaux de 60Hz est représentée sur ces 1024 points, l'erreur introduite par la FFT est minimale.

Le système multi-convertisseur étudié est présenté à la figure 4.3. Trois des différences majeures de notre algorithme, par rapport à celui proposé par Mayordomo sont :

- 1) Le calcul des angles de fin de commutation;
- 2) L'utilisation de la FFT pour transformer les harmoniques en signaux temporels de façon à remplacer la convolution dans le domaine fréquentiel par une multiplication point par point dans le domaine temporel;
- 3) Nous n'utilisons pas la technique d'écoulement de puissance harmonique proposée par Mayordomo car il suppose que les tensions côté ca sont équilibrées.

Dans le présent travail, le point de fonctionnement de chaque convertisseur est complètement déterminé par l'angle de retard α et la tension U_d est remplacée par une résistance. En fait, comme suggéré par Mayordomo, seulement la valeur moyenne de la chute de tension dans la résistance est considérée. Cette restriction revient à chercher automatiquement le point de fonctionnement au niveau de la tension U_d de la figure 4.1. En fait, en étudiant le circuit, il est obtenu que cette tension U_d n'est autre que la valeur moyenne de la tension obtenue par les fonctions de commutation classiques :

$$U_d = \frac{1}{NPTS} \sum_{n=1}^{NPTS} (e_{a,n} S_{ua,n} + e_{b,n} S_{ub,n} + e_{c,n} S_{uc,n}) \quad (4.8)$$

où $NPTS$ est le nombre de points dans les vecteurs de tensions d'alimentation e_a , e_b et e_c .

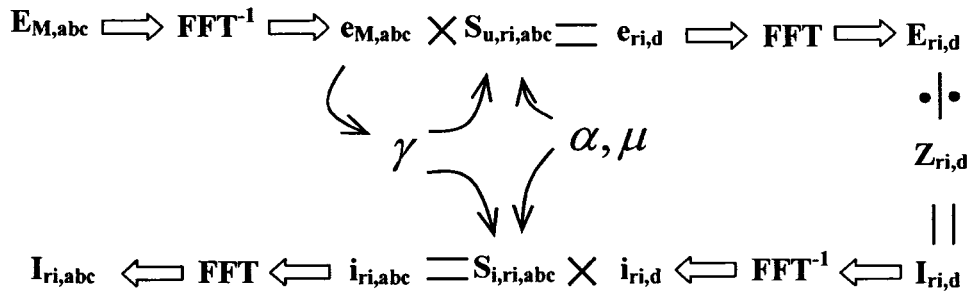


Figure 4. 4 : Algorithme d'évaluation des harmoniques de courants côté ca

La figure 4.4 présente l'algorithme d'évaluation des harmoniques de courants côté ca au point commun de couplage $I_{M,abc}$ à partir des harmoniques de tension ca $E_{M,abc}$ où les variables en minuscule sont dans le domaine temporel; $S_{u,ri,abc}$ représente les fonctions de commutation de tension des phases a, b et c du convertisseur i [25]; $S_{i,ri,abc}$ représente les fonctions de commutation de courant des phases a, b et c du convertisseur i [27]; $E_{ri,d}$ est le vecteur d'harmoniques de tension cc; $Z_{ri,d}$ est le vecteur des impédances harmoniques de charge; $I_{ri,d}$ est le vecteur des harmoniques de courant cc.

Les caractéristiques du modèle font en sorte que ses équations sont intrinsèques. C'est-à-dire qu'il est impossible d'isoler les harmoniques de courant des équations des systèmes de puissance. Pour résoudre ce modèle en régime permanent, il faut d'abord écrire les équations sous une forme utilisable par un algorithme d'optimisation, c.-à-d. en fonctions d'erreur:

$$\mathbf{F} = \left[E_{M,A, re(1)}, E_{M,A, im(1)}, E_{M,A, re(3)}, \dots, E_{M,A, im(NH)}, E_{M,B, re(1)}, \dots, E_{M,B, im(NH)}, E_{M,C, re(1)}, \dots, E_{M,C, im(NH)} \right]^T$$

où NH est le nombre d'harmoniques considérés. Pour obtenir les courants harmoniques, nous minimisons le critère composé de la sommation du carré des erreurs $\mathbf{F}^T \mathbf{F}$.

Il existe un grand nombre d'algorithmes pouvant minimiser le critère $\mathbf{F}^T \mathbf{F}$. La méthode itérative à point fixe est inadaptée à la résolution de ce système; toute tentative d'utilisation de cette méthode a eu pour conséquence que le critère $\mathbf{F}^T \mathbf{F}$ ne converge pas, même après l'attente d'un grand nombre d'itérations. La méthode de Newton a ensuite été utilisée pour tenter de résoudre

ce système de fonctions d'erreur, sans succès. Il apparaît que ce système d'équations pose des difficultés au niveau de la convergence pouvant provenir de fortes non linéarités et discontinuités typiques des fonctions utilisées et de la discrétisation.

Plusieurs algorithmes d'optimisation sont disponibles dans Matlab® à travers la boîte d'outils d'optimisation (*Optimization toolbox*). Les principales méthodes disponibles ont donc été testées pour résoudre ce système [59]. Les algorithmes testés sont :

- 1) Quasi-Newton (QN) [60]
- 2) Gauss-Newton (GN) [60]
- 3) Levenberg-Marquardt (LM) [60]
- 4) Thrust Region Reflective Newton (LSTRRN) [60-63]

L'algorithme QN est celui réussissant à faire converger les équations vers la solution le plus rapidement pour un nombre réduit de convertisseurs. Cet algorithme utilise le critère $\mathbf{F}^T\mathbf{F}$; il s'agit d'un algorithme tentant d'ajuster un grand nombre de variables en se basant seulement sur le critère scalaire $\mathbf{F}^T\mathbf{F}$ pour savoir si les changements sont dans la bonne direction. Pour ce faire, l'algorithme utilise le gradient et le hessian, qui correspondent respectivement à la variation première et seconde de $\mathbf{F}^T\mathbf{F}$ en fonction de chaque variable. En d'autres mots, le gradient est la dérivée première de $\mathbf{F}^T\mathbf{F}$ par rapport à chaque variable. Étant donné la nature du problème à résoudre, l'estimation des dérivées s'effectue numériquement par Euler :

$$\frac{\partial \mathbf{F}^T\mathbf{F}}{\partial x_i} \cong \frac{\mathbf{F}(\hat{\mathbf{E}}_{M,i} + \varepsilon)^T \mathbf{F}(\hat{\mathbf{E}}_{M,i} + \varepsilon) - \mathbf{F}(\hat{\mathbf{E}}_{M,i})^T \mathbf{F}(\hat{\mathbf{E}}_{M,i})}{\varepsilon} \quad (4.9)$$

Le hessian est la matrice de dérivées secondes de $\mathbf{F}^T\mathbf{F}$ par rapport à chaque variable. L'algorithme ne calcule pas la dérivée seconde pour chaque variable, mais utilise plutôt un algorithme de mise à jour de la matrice hessienne appelé BFGS [60].

Les algorithmes GN et LM donnent des résultats très similaires. Dans la plupart des cas, ces algorithmes convergent avec une bonne précision. Ces deux algorithmes utilisent directement le vecteur de fonctions d'erreur \mathbf{F} pour calculer la matrice jacobienne. Le jacobien est la matrice de dérivées des éléments de la fonction d'erreur en fonction des variables. L'utilisation de la

matrice jacobienne confère à l'algorithme une plus grande capacité à extraire des informations de la variation de \mathbf{F} en fonction des variables, par rapport au calcul du gradient. L'algorithme LM possède un atout par rapport à l'algorithme GN : le paramètre Levenberg-Marquardt. En fait, la méthode LM utilise la méthode GN, jusqu'à ce que le jacobien soit mal conditionné. La matrice jacobienne est mal conditionnée lorsqu'un grand rapport existe entre la plus grande et plus petite valeur singulière. Dans le cas où le jacobien est mal conditionné et que la méthode GN est utilisée, des erreurs d'estimation se produisent et l'algorithme ne pourra pas converger vers la solution. L'algorithme LM est une combinaison de GN et de l'algorithme de la descente la plus rapide (une recherche de la solution est effectuée dans la direction $-\nabla(\mathbf{F}^T \mathbf{F})$ pour chaque variable). Cette méthode est plus robuste que GN, mais peut être plus lente à converger en général.

Mais il y a des cas où même la méthode LM refuse de converger. Pour cette raison, l'algorithme le plus puissant de la boîte d'outils d'optimisation a été utilisé; il s'agit de l'algorithme « Large Scale Trust Region Reflective Newton » (LSTRRN). Cette méthode utilise aussi le jacobien. Un autre aspect avantageux de la boîte d'outils d'optimisation réside dans sa capacité de négliger les éléments du jacobien dont l'amplitude est négligeable. Cette simplification ne nuit pas à la convergence et réduit considérablement le temps de calcul. Dans le cas des systèmes multi-convertisseur, la perturbation d'un harmonique de tension n'affecte pas significativement tous les harmoniques de courant produits par les convertisseurs [59]. Les éléments de la diagonale de la matrice jacobienne sont dominants par rapport aux autres éléments de la matrice. Dans le cas d'un système à 4 convertisseurs, la valeur absolue de 91% des éléments du jacobien est plus petite que 0.1% de l'amplitude de l'élément de la diagonale dont la valeur absolue est la plus petite.

Le principe général de l'algorithme LSTRRN consiste à approximer le modèle compris dans \mathbf{F} par un modèle numérique simplifié, valide autour du point actuel d'estimation (dans la région de confiance). À chaque itération, l'algorithme résout le sous-système, par un algorithme de gradient conjugué, de sorte que la fonction d'erreur du modèle simplifié soit minimisée, et ce à l'intérieur de la région de confiance. Lorsque la fonction d'erreur converge, la région de confiance est rapetissée, un nouveau sous problème est défini et l'algorithme minimise de

nouveau le modèle simplifié. La réponse obtenue sera en principe plus précise que l'estimé précédent. Si un problème de convergence est détecté, alors la région de confiance est élargie et le modèle simplifié est de nouveau résolu.

Le calcul des angles d'allumage s'effectue similairement à la méthode présentée par Mayordomo [19]. Pour calculer la durée des empiètements, un algorithme simule le circuit équivalent des convertisseurs dans le domaine temporel, directement en régime permanent. Les algorithmes de calcul des angles d'allumage et d'empiètement seront présentés à la section 4.3.

À partir de l'algorithme de fixation du point de fonctionnement, de l'algorithme de calcul de la durée de l'empiètement et de l'algorithme d'évaluation des harmoniques de courant, nous pouvons écrire l'algorithme hybride principal d'évaluation des harmoniques:

- 1) Poser la tension estimée aux bornes du point commun de couplage $\hat{\mathbf{E}}_{M,abc}$ égale à la tension de la source;
- 2) Calculer le courant $\mathbf{I}_{ri,abc} = \mathbf{f}_i(\hat{\mathbf{E}}_{M,abc})$ de chaque convertisseur (évaluation du modèle de la figure 4.4, pour tous les convertisseurs du système montré à la figure 4.3);
- 3) Calculer le courant de la branche principale $\mathbf{I}_{L,abc} = \sum_{i=1}^{NC} \mathbf{I}_i$ où NC est le nombre de convertisseurs;
- 4) Calculer la tension au point commun $\mathbf{E}_{M,abc} = \mathbf{E} - \mathbf{I}_L(j\mathbf{X}_L)$;
- 5) Évaluer la fonction d'erreur $\mathbf{F} = \mathbf{E}_{M,abc} - \hat{\mathbf{E}}_{M,abc}$;
- 6) Évaluer le jacobien \mathbf{J} de \mathbf{F} (requiert plusieurs évaluations de modèle, c.-à-d. exécution des étapes 2 à 5);
- 7) Mettre à jour $\hat{\mathbf{E}}_{M,abc}$ par la méthode Trust Region Reflective Newton [61-63];
- 8) Si le changement relatif du résidu par rapport à l'itération précédente $\varepsilon_{ch} < 10^{-4}$, alors terminer. Sinon, retourner à 2.

4.3- Méthode d'évaluation des angles d'allumage et d'empiètement

L'évaluation précise des harmoniques de courant produits par un ensemble de convertisseurs statiques ca/cc requiert l'évaluation précise des angles d'allumage et d'empiètement. Pour ce faire, il faut tenir compte, entre autres, du déséquilibre des tensions d'alimentation, des interactions entre les convertisseurs et des commutations simultanées.

4.3.1- Calcul des angles d'allumage

Si le convertisseur est non commandé, l'angle d'allumage est obtenu en détectant le passage par zéro de la tension de l'interrupteur qui entrera en commutation. L'analyse du circuit de la figure 4.1 nous permet d'obtenir l'équation de détection de passage par 0 pour le thyristor 1 (α_1) :

$$e_{a'f}(t_{01}) = e_{ac}(t_{01}) - \frac{e_{bc}(t_{01}) + U_d}{2 + f} = 0 \quad (4.10)$$

Les équations de détection de passage par 0 sont obtenues similairement pour les thyristors 2 à 6 [19].

Dans le cas où le convertisseur est commandé, on peut utiliser l'équation (4.10) pour détecter le passage par zéro, c'est-à-dire l'instant à partir duquel le contrôleur du convertisseur attendra α radians avant d'allumer le thyristor. L'équation (4.10) peut aussi être simplifiée dans le cas où l'impédance de charge est grande par rapport à l'impédance de commutation, c'est-à-dire lorsque le courant de charge est lisse.

Si le convertisseur fonctionne en commande individuelle, la détection du passage par zéro peut s'effectuer directement sur la tension $e_{ac}(t'_{01}) = 0$ pour le thyristor 1 où t'_{01} est le temps de passage par zéro obtenu en considérant tous les harmoniques de tension. Il est aussi possible d'utiliser seulement la composante fondamentale de la tension lors de la détection de passage par zéro; le temps obtenu dans ce cas est t''_{01} . Par la suite, il faut ajouter l'angle d'allumage de commande et l'erreur sur l'angle d'allumage à t_{01} , t'_{01} ou à t''_{01} pour obtenir l'angle d'allumage des thyristors. Si la commande équidistante est utilisée, il faut détecter le passage par zéro

uniquement pour le thyristor 1 et synchroniser les angles d'allumage des thyristors 2 à 6 sur celui du thyristor 1 avec $\alpha_i = \alpha_1 + (i-1)\frac{\pi}{3}$.

4.3.2- Calcul des angles d'empiètement avec prise en compte des commutations simultanées

Pour calculer les angles de fin de commutation, Mayordomo propose un système de 6 équations à 6 inconnues (δ_1 à δ_6). La première équation est construite à partir des considérations suivantes. Le courant de la phase C est nul au début de la commutation du thyristor 2 ($i_c(\alpha_2) = 0$). Il s'en suit que la somme des courants de la phase A et de la phase B est nulle au même instant ($i_a(\alpha_2) + i_b(\alpha_2) = 0$) car un branchement étoile est utilisé au transformateur. Nous pouvons donc écrire:

$$\int_{\alpha_1}^{\delta_1} e_{aa}'(\omega t) + \int_{\beta_1}^{\alpha_2} e_{aa}'(\omega t) - \int_{\alpha_2}^{\delta_2} e_{bb}'(\omega t) = 0 \quad (4.11)$$

Ensuite, il faut déduire les 5 autres équations pour les 5 autres instants de commutation. La résolution simultanée de ces équations permet d'obtenir les angles δ_1 à δ_6 . Si la symétrie de demi onde est supposée, poser $\alpha_4 = \alpha_1 + \pi$, $\alpha_5 = \alpha_2 + \pi$, $\alpha_6 = \alpha_3 + \pi$ réduit à 3 le nombre d'équations du système.

La méthode de résolution des équations du convertisseur étudié par Mayordomo est séquentielle; c.-à-d. qu'elle fonctionne en deux temps. D'abord, l'algorithme résout les équations de synchronisation (angles d'allumages et d'extinction) et de fixation du point de fonctionnement du convertisseur [19]. Ensuite, l'algorithme effectue la résolution des équations de calcul des harmoniques de courant et de tension. La méthode proposée par Mayordomo ne peut pas tenir compte des commutations simultanées.

Pour prendre en considération la commutation simultanée, il faut considérer le circuit équivalent de l'ensemble des convertisseurs. Il est possible de calculer manuellement les équations modélisant le circuit équivalent de deux ou trois convertisseurs commutant simultanément. Par

contre, pour un nombre plus élevé de convertisseurs, le calcul manuel n'est pas pratique. Un générateur automatique de code a été développé pour calculer et écrire dans un fichier les équations en utilisant le Symbolic Toolbox™ de Matlab® (The Mathworks). Le code résultant est directement utilisable par la routine d'intégration ODE15S de Matlab. Ce générateur de code peut calculer les équations d'un système où surviennent jusqu'à sept commutations simultanées. Lorsque plus de sept convertisseurs commutent simultanément, le Symbolic Toolbox™ est incapable de produire les équations car l'espace de travail nécessaire devient alors trop grand. Pour calculer les équations d'un système multi-convertisseur où plus de sept commutations surviennent simultanément, Maple® pourrait être utilisé mais il reste que cette solution ne serait pas pratique, considérant la taille des équations résultantes.

Une méthode de compensation a été mise au point de façon à obtenir un algorithme relativement simple et rapide à l'exécution. En premier lieu, nous avons développé un algorithme de simulation permettant de calculer précisément les instants de commutation sans pour autant avoir à simuler le système complet; les convertisseurs sont simulés séparément et une impédance de compensation est ajustée de façon à tenir compte des commutations simultanées. Cet algorithme est présenté à la section 4.3.2.1. Par contre, l'application de cette méthode est restreinte par une contrainte au niveau de la plage de valeurs admissibles pour les angles d'empiètement devant être évalués. Cette contrainte est expliquée en détail à la section 4.3.2.1.

En second lieu, nous avons développé un algorithme de simulation généralisé permettant d'évaluer les angles d'empiètement sans pour autant être contraint au niveau de la plage de valeurs admissibles au niveau des angles d'empiètement. En fait, la seule contrainte découle d'une hypothèse affectant tous les algorithmes de simulation conçus dans ce travail: tous les convertisseurs doivent être en conduction continue. Cet algorithme est présenté à la section 4.3.2.2.

4.3.2.1- Adaptation simplifiée du modèle pour la prise en compte des commutations simultanées

Lors du calcul des angles d'empiètement, le problème principal réside dans l'interaction entre les convertisseurs lorsqu'il y a commutations simultanées. En effet la durée de l'empiètement d'un convertisseur affecte la durée de l'empiètement de tous les autres convertisseurs commutant simultanément.

L'algorithme simplifié de calcul des angles d'empiètement a été développé en comparant l'équation différentielle du courant de commutation d'un convertisseur commutant seul, avec l'équation différentielle du courant de commutation d'un convertisseur commutant simultanément avec d'autres convertisseurs. La figure 4.5 présente le circuit équivalent d'un système à 3 convertisseurs commutant simultanément.

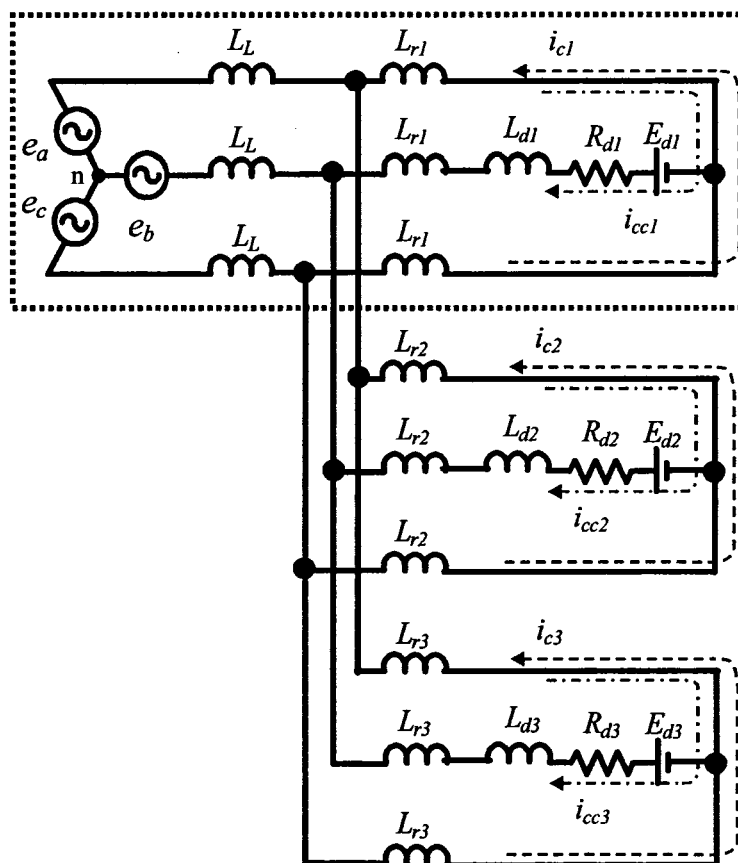


Figure 4. 5 : Circuit équivalent durant la commutation simultanée d'un système à trois convertisseurs

Si nous ne considérons que le circuit entouré d'un trait pointillé, nous obtenons l'équation différentielle du courant de commutation lorsqu'un convertisseur commute seul :

$$e_{ca} - 2(L_L + L_{r1}) \frac{di_{c1}}{dt} + L_L \frac{di_{ccl}}{dt} = 0 \quad (4.12)$$

Si nous faisons l'hypothèse que le courant de charge est parfaitement lisse, et après réarrangements, l'équation (4.12) devient :

$$\frac{di_{c1}}{dt} = \frac{e_{ca}}{2(L_L + L_{r1})} \quad (4.13)$$

La $n^{\text{ème}}$ équation différentielle représentant le système à N convertisseurs au complet est, en négligeant le ronflement du courant de charge:

$$e_{ca} - 2(L_L + L_m) \frac{di_{cn}}{dt} - 2L_L \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq n}}^N \left(\frac{di_{cj}}{dt} \right) = 0 \quad (4.14)$$

En solutionnant les dérivées et en réarrangeant, nous obtenons la dérivée du courant de commutation du convertisseur n :

$$\frac{di_{cn}}{dt} = \frac{e_{ca}}{2 \left(L_L \left(L_{rn} \sum_{j=1}^N \left(\frac{1}{L_{rj}} \right) \right) + L_{rn} \right)} \quad (4.15)$$

La comparaison de (4.13) et de (4.15) montre que la prise en compte des commutations simultanées peut être faite en ajustant la valeur de l'inductance L_L , pour chaque convertisseur et au début de chaque séquence de simulation, c'est-à-dire après chaque changement de topologie survenant à l'ouverture ou à la fermeture d'un thyristor :

$$L_{L,n}' = L_L L_{rn} \sum_{j=1}^N \left(\frac{1}{L_{rj}} \right) \quad (4.16)$$

où n est le numéro du convertisseur pour lequel l'impédance ajustée $L_{L,n}'$ est calculée. Il existe des cas où l'équation (4.16) ne peut pas être utilisée. Il faut se rappeler que lorsque (4.13) et (4.15) ont été comparés, la source de tension était la même pour tous les convertisseurs. La topologie était aussi identique pour tous les convertisseurs. Dans le cas où les topologies seraient

différentes pour un ou plusieurs convertisseurs, les sources de tension connectées aux impédances de commutation et de charge seraient aussi différentes, rendant ainsi impossible le calcul de la valeur ajustée de L_L pour la topologie actuelle du système sans l'inclusion des tensions dans l'équation. Si (4.16) devient fonction des tensions, alors (4.16) devrait être évaluée à chaque pas d'intégration, et non seulement après chaque changement de topologie. De plus, la complexité de (4.16) croît très rapidement avec le nombre de convertisseurs, ce qui n'est pas le cas lorsque tous les convertisseurs ont la même topologie durant les commutations simultanées. En d'autres mots, lorsque les convertisseurs en commutation simultanée ont des topologies différentes, la valeur ajustée de L_L ne peut pas être calculée de façon efficace, car le temps de calcul nécessaire serait trop grand.

Il existe un autre détail à considérer lorsqu'on veut utiliser (4.16) : l'hypothèse supposant que le courant de charge est lisse pour le calcul de l'angle d'empiètement. Cette hypothèse introduit une erreur dont l'importance dépend des paramètres du système multi-convertisseur. Il faut noter que cette erreur est d'une importance limitée car le calcul de l'angle d'empiètement tient compte du ronflement; seulement la partie de la prise en compte des commutations simultanées nécessite l'hypothèse du courant de charge lisse. Cet algorithme est donc utile pour la simulation de convertisseurs alimentant des moteurs cc de grande puissance opérant à un point de fonctionnement nominal.

Pour prendre en compte le déséquilibre des tensions d'alimentation, tout en considérant la symétrie de demi-onde, il faut simuler trois périodes de commutations simultanées dont la durée individuelle maximale est de 60° .

L'algorithme de calcul simplifié de la durée des empiètements est:

- 1) Initialiser les courants de charge et de commutation des équations différentielles des circuits équivalents à partir des formes d'onde du modèle obtenues par les fonctions de commutation.
- 2) Classer les angles d'allumage $\alpha_{i,j}$ en ordre chronologique, où i est le numéro du convertisseur et j est le numéro du thyristor.

- 3) Déterminer la condition initiale de l'angle de simulation $\alpha_{sim} = \min(\alpha_{i,j})$ (en fait, le temps de simulation sur l'échelle ωt); le premier convertisseur à commuter est pointé par α_{sim} .
- 4) Mettre à zéro le témoin d'évènement du prochain pas d'intégration (tem) et la matrice d'état des convertisseurs.

Tant qu'il y a au moins un thyristor qui est en train de commuter ou qui n'a pas encore commuté, faire:

- 5) Calculer le pas d'intégration h_i pour chaque convertisseur en train de commuter avec un algorithme à pas variable Runge Kutta 4(5); le pas d'intégration utilisé ensuite pour tous les convertisseurs commutant est posé à $h = \min(h_i)$, de façon à respecter la précision relative et absolue pour tous les convertisseurs tout en s'assurant que les angles de simulation de chaque convertisseur soient synchronisés.
- 6) Si $\alpha_{sim} + h > \text{prochain } \alpha_{i,j}$, alors restreindre h au prochain $\alpha_{i,j}$ et affecter l'angle d'allumage du thyristor j du convertisseur i à tem .
- 7) Pour chaque thyristor j de chaque convertisseur commutant i , détecter le passage par zéro du courant du thyristor en extinction; si une fin de commutation est détectée plus tôt que $\alpha_{sim} + h$, alors affecter à tem une fin de commutation correspondant au thyristor j du convertisseur i et restreindre h à cet instant.
- 8) Pour chaque convertisseur i , calculer l'inductance de source équivalente L_{L_i}' .
- 9) Pour chaque convertisseur i , calculer les courants de charge et de commutation et $\alpha_{sim} = \alpha_{sim} + h$.
- 10) Mettre à jour l'état de tous les thyristors des convertisseurs en fonction de tem et mettre à jour tem .
- 11) Si au moins un convertisseur n'a pas encore commuté, alors
 - Si aucun convertisseur ne commute à l'instant α_{sim} , alors $\alpha_{sim} = \text{prochain } \alpha_{i,j}$ et retourner à 5.
 - Sinon retourner à 5.
 Sinon : si aucun convertisseur ne commute à l'instant, alors terminer; sinon retourner à 5.

Le système d'équations différentielles du modèle simplifié est obtenu par analyse de la figure 4.5, en considérant chaque convertisseur comme étant seul; l'interaction est prise en compte par l'ajustement de l'inductance L_{Ln}' . Le modèle simplifié du convertisseur n est :

$$\frac{di_{dn}}{dt} = \frac{1}{1.5(L_{rn} + L_{Ln}') + L_{dn}} \left(\frac{e_a}{2} - e_b + \frac{e_c}{2} - R_i i_{dn} - E_{dn} \right) \quad (4.17)$$

$$\frac{di_{cn}}{dt} = \frac{e_c - e_a}{2(L_{rn} + L_{Ln}')} + 0.5 \frac{di_{dn}}{dt} \quad (4.18)$$

Le système d'équation du modèle complet peut aussi être obtenu par l'étude de la figure 4.5. Pour un système à deux convertisseurs, les équations obtenues automatiquement par calcul symbolique sont :

$$\frac{di_{d1}}{dt} = \frac{6L_{r2}e_{ab} - 6R_d i_{d1} L_L + 6L_L R_d i_{d2} + 2L_d e_{ca} + 4L_d e_{ab} + 3L_{r2} e_{ca} - 6L_{r2} R_d i_{d1} - 4L_d R_d i_{d1}}{9L_L L_{r2} + 9L_{r1} L_L + 9L_{r1} L_{r2} + 6L_{r1} L_d + 6L_d L_{r2} + 12L_d L_L + 4L_d^2} \quad (4.19)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{c1}}{dt} = & \frac{1}{(9L_L L_{r2} + 9L_{r1} L_L + 9L_{r1} L_{r2} + 6L_{r1} L_d + 6L_d L_{r2} + 12L_d L_L + 4L_d^2) (L_L L_{r2} + L_{r1} L_L + L_{r1} L_{r2})} \times \\ & \left[-3L_L^2 L_{r2} R_d i_{d1} + 3L_L^2 L_{r2} R_d i_{d2} + 3L_{r2}^2 e_{ab} L_L + 3L_{r2}^2 e_{ab} L_{r1} + 6L_{r2}^2 e_{ca} L_L + 6L_{r2}^2 e_{ca} L_{r1} \right. \\ & - 3L_{r1} L_L^2 R_d i_{d1} + 3L_{r1} L_L^2 R_d i_{d2} + 2L_{r1} L_L L_d e_{ab} + L_{r1} e_{ca} L_d L_L + 7L_L L_{r2} L_d e_{ca} + 2L_L L_{r2} L_d e_{ab} \\ & + 3L_L L_{r2} L_{r1} e_{ab} + 6L_L L_{r2} L_{r1} e_{ca} + 4L_{r1} e_{ca} L_d L_{r2} - 3L_{r2}^2 R_d i_{d1} - 3L_{r2}^2 R_d i_{d1} L_L + 3e_{ca} L_d L_{r2}^2 \\ & + 2e_{ca} L_d^2 L_{r2} - 6L_{r1} L_{r2} R_d i_{d1} L_L + 3L_L L_{r2} L_{r1} R_d i_{d2} + 2L_{r1} L_{r2} L_d e_{ab} - 2L_d R_d i_{d1} L_L L_{r2} \\ & \left. - 2L_d R_d i_{d1} L_{r1} L_L - 2L_d R_d i_{d1} L_{r1} L_{r2} \right] \quad (4.20) \end{aligned}$$

$$\frac{di_{d2}}{dt} = \frac{6L_{r1}e_{ab} - 6R_d i_{d2} L_L + 6L_L R_d i_{d1} + 2L_d e_{ca} + 4L_d e_{ab} + 3L_{r1} e_{ca} - 6L_{r1} R_d i_{d2} - 4L_d R_d i_{d2}}{9L_L L_{r1} + 9L_{r2} L_L + 9L_{r1} L_{r2} + 6L_{r2} L_d + 6L_d L_{r1} + 12L_d L_L + 4L_d^2} \quad (4.21)$$

$$\frac{di_{c2}}{dt} = \frac{1}{\left(9L_L L_{r1} + 9L_{r2} L_L + 9L_{r1} L_{r2} + 6L_{r2} L_d + 6L_d L_{r1} + 12L_d L_L + 4L_d^2\right) \left(L_L L_{r2} + L_{r1} L_L + L_{r1} L_{r2}\right)} \times$$

$$\left[\begin{aligned} & -3L_L^2 L_{r1} R_d i_{d2} + 3L_L^2 L_{r1} R_d i_{d1} + 3L_{r1}^2 e_{ab} L_L + 3L_{r1}^2 e_{ab} L_{r2} + 6L_{r1}^2 e_{ca} L_L + 6L_{r1}^2 e_{ca} L_{r2} \\ & -3L_{r2} L_L^2 R_d i_{d2} + 3L_{r2} L_L^2 R_d i_{d1} + 2L_{r2} L_L L_d e_{ab} + L_{r2} e_{ca} L_d L_L + 7L_L L_{r1} L_d e_{ca} + 2L_L L_{r1} L_d e_{ab} \\ & + 3L_L L_{r2} L_{r1} e_{ab} + 6L_L L_{r2} L_{r1} e_{ca} + 4L_{r1} e_{ca} L_d L_{r2} - 3L_{r1}^2 R_d i_{d2} - 3L_{r1}^2 R_d i_{d2} L_L + 3e_{ca} L_d L_{r1}^2 \\ & + 2e_{ca} L_d^2 L_{r1} - 6L_{r1} L_{r2} R_d i_{d2} L_L + 3L_L L_{r2} L_{r1} R_d i_{d1} + 2L_{r1} L_{r2} L_d e_{ab} - 2L_d R_d i_{d2} L_L L_{r1} \\ & - 2L_d R_d i_{d2} L_{r2} L_L - 2L_d R_d i_{d2} L_{r1} L_{r2} \end{aligned} \right] \quad (4.22)$$

Les équations obtenues pour des systèmes où trois convertisseurs commutent simultanément tiennent sur quatre pages alors que 393 pages sont nécessaires pour contenir les équations du modèle d'un système où sept convertisseurs commutent simultanément. Ces équations ont été simplifiées au meilleur des capacités de la boîte d'outils de calcul symbolique de Matlab[®]. Il serait possible de simplifier davantage ces équations mais il faudrait recourir à des fonctions avancées de calcul symboliques, comme par exemple celles de Maple.

Le nombre d'opérations requises au calcul des équations différentielles a été évalué de façon à comparer la complexité du modèle simplifié par rapport au modèle complet obtenu par génération automatique. Le tableau 4.1 présente le nombre requis d'opérations en fonction du nombre de convertisseurs commutant simultanément.

Tableau 4. 1 : Comparaison en termes de complexité (n. d'opérations requises) entre les systèmes d'équations complet et simplifié

Nombre de convertisseurs	Équations complètes	Équations simplifiées
2	390	46
3	1998	69
4	7883	92
5	27068	115
6	85364	138
7	254106	161

Si un graphique est tracé, du nombre d'opérations requises pour le modèle complet, il devient apparent que la progression peut être approximée par une courbe polynomiale de 5^e ordre. Pour l'approche simplifiée, le nombre d'opérations croît linéairement avec le nombre de convertisseurs. La comparaison s'arrête à 7 convertisseurs car le Symbolic Toolbox (Matlab) est incapable de calculer les équations pour plus de sept convertisseurs, du fait que les expressions deviennent très longues et dépassent la limite d'espace de travail alloué par Matlab.

Tableau 4. 2 : Paramètres utilisés pour comparer les résultats obtenus par les modèles complet et simplifié

Convertisseur	1	2	3
α	26°	23°	20°
L_{ri}	15 μ H	99 μ H	400 μ H
L_L	200 μ H	200 μ H	200 μ H
L_{di}	4 mH	4 mH	4 mH
R	1.9083 Ω	1.9083 Ω	1.9083 Ω
E_d	0V	0V	0V

La précision des équations simplifiées a été testée et comparée aux résultats obtenus par les équations du modèle complet. Les paramètres du test sont montrés au tableau 4.2; ils sont basés sur les paramètres utilisés dans [4,5] et des valeurs typiques données dans [6]. En comparant les résultats obtenus par le modèle simplifié avec les résultats obtenus par le modèle complet, l'erreur maximale d'évaluation des angles d'empiètement est de 0.05%.

Tableau 4. 3 : Erreur relative obtenue lorsque l'algorithme ne prend pas en compte les commutations simultanées

harmonique	1	5	7	11	13	17	19
E(amp) %	3.5	11	12	207	73	174	79
E(phase) %FS	0.96	6.7	8.0	14	12	15	16

L'utilité de la routine d'évaluation de l'angle d'empiètement est démontrée en observant le pourcentage d'erreur relative, montré au tableau 4.3, qui surviendrait si les commutations simultanées n'étaient pas prises en compte. Il faut noter que pour le calcul d'erreur de l'angle, nous avons procédé à un calcul d'erreur à pleine échelle (*full scale*) par rapport à 360°, étant donné qu'un calcul d'erreur relative peut donner de grandes valeurs sans justification lorsque l'angle passe près de zéro.

Les paramètres du système à 4 convertisseurs, utilisé pour le prochain test, sont montrés au tableau 4.4 (la force électromotrice E_d est supposée nulle).

Tableau 4. 4 : Paramètres utilisés pour évaluer la sensibilité des harmoniques de courant en fonction des angles d'empiètement

Convertisseur	1	2	3	4
α	24°	21°	50°	25°
L_{ri}	80 μ H	120 μ H	50 μ H	70 μ H
L_{Li}	100 μ H	100 μ H	100 μ H	100 μ H
L_{di}	1mH	1 mH	1 mH	1 mH
R	1.7 Ω	1.7 Ω	1.7 Ω	1.7 Ω

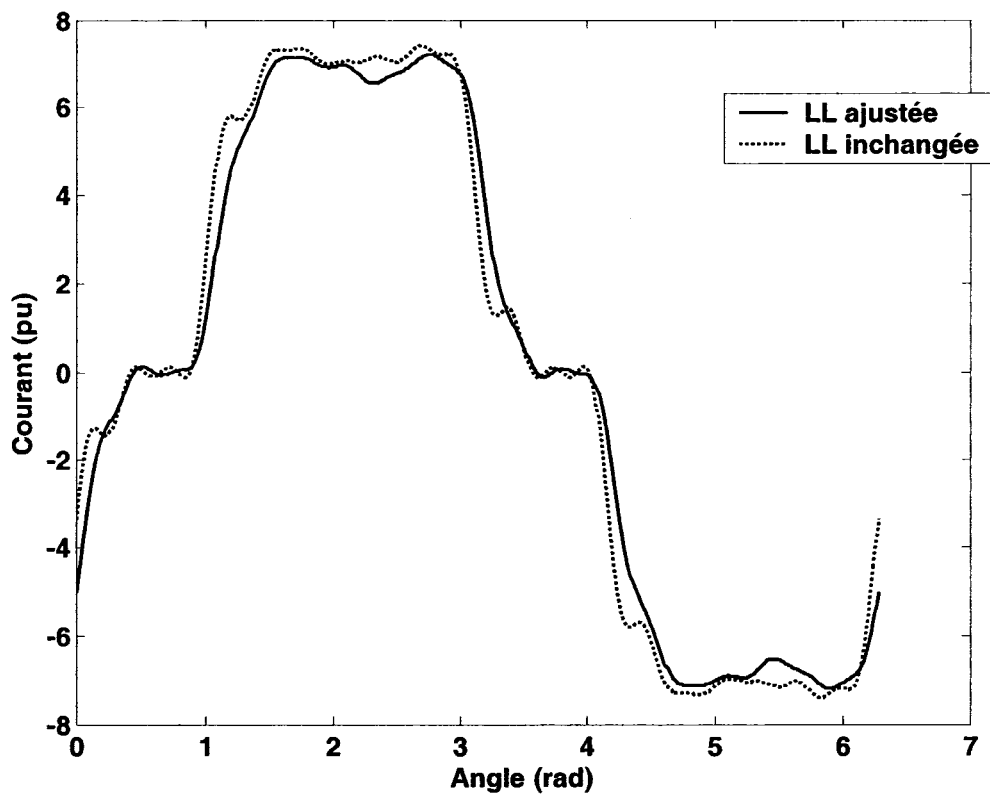


Figure 4. 6 : Courant ca (phase A)

La forme d'onde du courant côté alternatif, phase A, est montrée à la figure 4.6. Il peut être constaté que des variations modérées de la forme d'onde du courant de ligne peut entraîner de fortes variations des amplitudes et des angles des harmoniques. Pour simuler le système à 4

convertisseurs sans tenir compte des commutations simultanées, il suffit de ne pas ajuster la valeur de l'inductance commune de source lorsque des commutations simultanées surviennent.

4.3.2.2- Algorithme généralisé pour la prise en compte des commutations simultanées

Dans le cas où le modèle simplifié ne permet pas de calculer précisément les angles d'empiètement, alors un autre algorithme de calcul des angles d'empiètement doit être utilisé. L'algorithme conçu pose comme seule hypothèse que les convertisseurs fonctionnent en conduction continue. En d'autres mots, il tient compte des déséquilibres des tensions d'alimentation, des interactions entre convertisseurs, des commutations simultanées et n'impose aucune contrainte sauf la conduction continue. Cet algorithme est séquentiel et il fonctionne en topologie variable. Après chaque événement, c'est-à-dire après l'ouverture ou la fermeture d'un thyristor, la matrice d'état du système est redimensionnée et mise à jour.

Le problème principal des algorithmes séquentiels dans le domaine temporel se situe au niveau de la nécessité de connaître toutes les configurations de topologies possibles du système multi-convertisseur. La mémorisation de toutes les configurations possibles requiert une quantité considérable de mémoire, surtout dans le cas où un grand nombre de convertisseurs est connecté. L'algorithme proposé ne requiert pas la connaissance *a priori* de toutes les topologies possibles. L'algorithme est basé sur la compréhension du comportement du système multi-convertisseur durant son fonctionnement. Les seules données requises sont les angles d'amorçage, les courants initiaux et la connaissance de l'évènement ayant causé le dernier changement de topologie.

Étant donné que la topologie est variable, le temps de calcul est relativement faible et un algorithme d'intégration numérique standard peut être utilisé pour résoudre les équations différentielles sans problème particulier car le système ne devient jamais raide (*stiff*), contrairement aux cas rencontrés lors de l'utilisation d'un algorithme à topologie fixe.

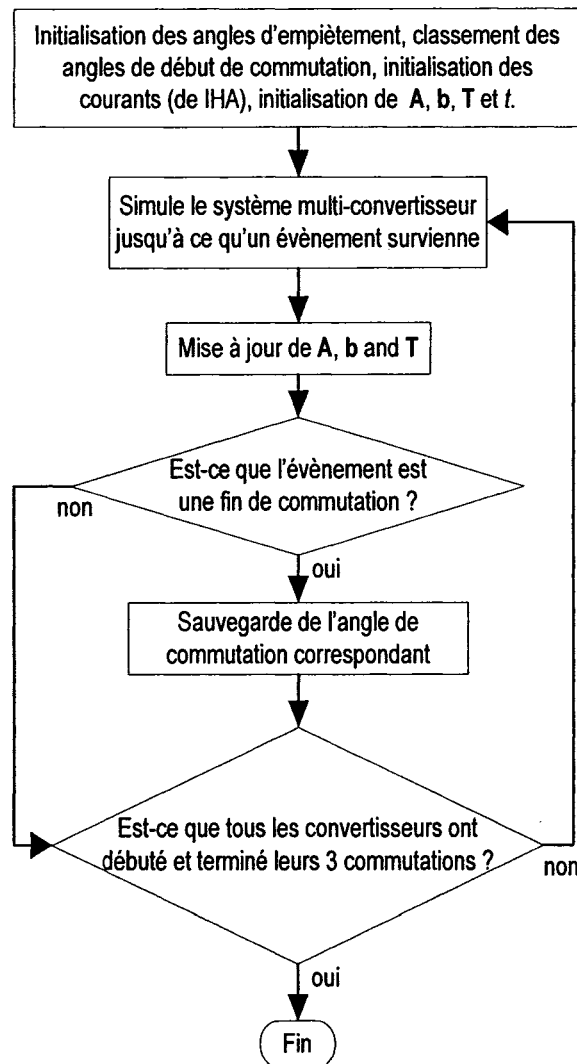


Figure 4. 7 : Algorithme général d'évaluation des angles d'empîtement

L'algorithme amélioré pour l'évaluation des angles d'empîtement, avec pour seule contrainte la conduction continue, est présenté à la figure 4.7. Durant l'initialisation, les courants de conduction et de commutation sont estimés en faisant l'hypothèse que les angles d'empîtement sont relativement faibles. Ensuite, les angles de début de commutation sont estimés à partir de l'estimé actuel des angles de passage par zéro de la tension des thyristors et des angles d'allumage [24]. Ces angles de début de commutation sont classés par ordre chronologique, de façon à connaître à priori une partie des  v nements causant les changements de topologie, c'est-à-dire les  v nements causés par l'allumage d'un thyristor. L' tat initial des thyristors est ensuite évalué à partir des estimés des angles de début et de fin de commutation. Ensuite, à partir de

l'information de description de la topologie actuelle du modèle inscrite dans la matrice \mathbf{T} , la matrice d'impédance \mathbf{A} et une partie du vecteur de solution \mathbf{b} (constitué des sources de tension et des chutes de tension des résistances de charge) sont évaluées. Finalement, la matrice d'impédance est inversée car c'est sous sa forme inversée qu'elle permet de résoudre les équations différentielles du modèle.

Seulement trois des six groupes de thyristors en commutation sont simulés car nous supposons la symétrie de demi-onde pour tous les courants et tensions. La simulation est ensuite lancée jusqu'à ce qu'un événement survienne ou jusqu'à ce que tous les angles d'empiètement aient été évalués. Lorsqu'un événement survient, la matrice d'impédance \mathbf{A} , le vecteur de solutions \mathbf{b} et la matrice de description de topologie \mathbf{T} sont mis à jour. Les conditions initiales de courants de commutation et de conduction pour la prochaine séquence de simulation sont obtenues à partir des derniers courants de commutation et de conduction de la séquence de simulation venant d'être interrompue. Si l'évènement survenu est l'extinction d'un thyristor, l'angle d'empiètement de ce thyristor est évalué à partir du temps de simulation actuel. Finalement, l'inverse de la matrice d'impédance \mathbf{A} est mis à jour et la simulation continue, avec la nouvelle topologie. L'opération d'inversion de la matrice \mathbf{A} (bibliothèque LAPACK) requiert relativement peu de temps de calcul par rapport au temps de simulation total. Par exemple, pour un système à 10 convertisseurs, un maximum de 0.1% du temps de calcul est consacré à l'inversion de la matrice \mathbf{A} . Ce pourcentage diminue lorsque le nombre d'harmoniques considérés par l'algorithme itératif d'évaluation des harmoniques augmente.

4.4- Association de l'algorithme d'évaluation des angles d'empiètement avec l'algorithme itératif d'évaluation des harmoniques

La méthode d'évaluation des angles d'empiètement en conduction continue, présentée à la section précédente, doit être combinée à une autre méthode complémentaire qui lui permet de connaître les courants de conduction et de commutation en régime permanent, au début du cycle de simulation. L'algorithme itératif d'évaluation des harmoniques de courants produits par le système multi-convertisseur est parfaitement adapté à ce besoin. De plus, l'algorithme itératif

d'évaluation des harmoniques donne directement les harmoniques de courant générés par le système multi-convertisseur de sorte qu'aucune FFT supplémentaire n'est requise. Nous avons choisi d'évaluer les angles de passage par zéro des thyristors simultanément aux harmoniques de courant.

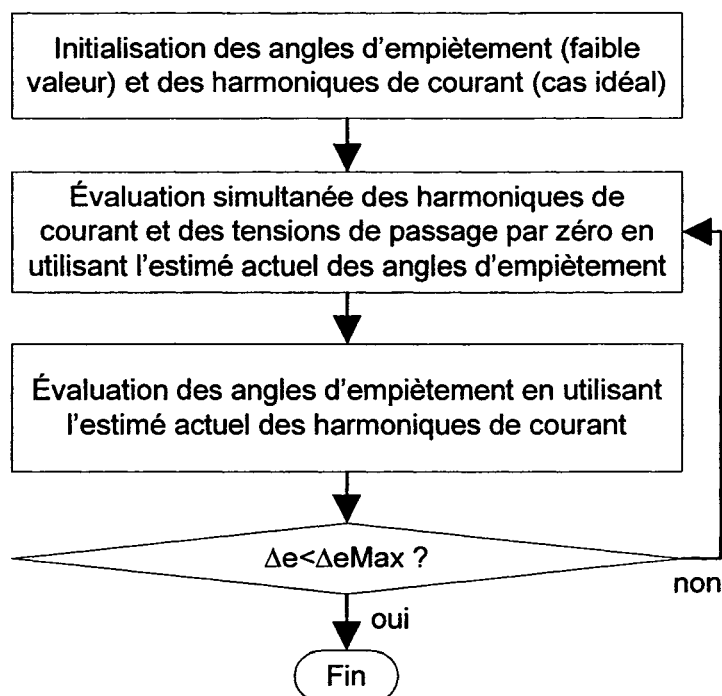


Figure 4. 8 : Algorithme général d'évaluation des harmoniques de courant

Une façon de solutionner ces équations, comme montré à la figure 4.8, consiste à procéder à la solution séquentielle des angles d'empiètement et des autres variables (composées des parties réelle et imaginaire des harmoniques de courant produits par le système multi-convertisseur et des angles de passage par zéro de la tension des interrupteurs).

La première étape consiste à initialiser les courants de commutation et de conduction, en supposant que les angles d'empiètement sont faibles. Ensuite, la méthode de résolution séquentielle à deux étapes est lancée. D'abord, toutes les variables, sauf les angles d'empiètement, sont évaluées en solutionnant simultanément les harmoniques de courant et les angles de passage par zéro des tensions des thyristors, en utilisant l'estimé actuel des angles d'empiètement. Ensuite, les angles d'empiètement sont calculés par l'approche dans le domaine

temporel présentée à la section 4.3.2.2, en utilisant l'estimé actuel des autres variables. La procédure séquentielle est répétée tant et aussi longtemps que la somme des carrés des différences entre l'estimé actuel et précédent des angles d'empiètement est plus grande que la limite d'arrêt.

Plusieurs autres méthodes de résolution itératives ont été essayées et la méthode retenue est celle dont la convergence était la meilleure, pour un temps de calcul relativement faible. Les méthodes rejetées sont :

- 1) Résolution simultanée de toutes les variables; des problèmes survenaient au niveau de l'algorithme d'optimisation et les variables ne convergeaient pas vers la solution, même lorsque l'estimé initial était près de la solution.
- 2) Calcul des angles d'empiètement à chaque évaluation du modèle de calcul des harmoniques; le temps de calcul aurait été extrêmement long.

4.5 Conclusion

Les fonctions de commutation modifiées permettent le calcul précis des harmoniques de courant produits par un convertisseur, lorsque la valeur précise des angles d'allumage et d'empiètement est connue. Une méthode de modélisation fréquentielle d'un système multi-convertisseur est présentée. Il a été montré que la solution des équations du modèle présenté peut être obtenue par l'algorithme d'optimisation à grande échelle « *Trust Region* » de la boîte d'outil d'optimisation de Matlab®. La résolution des équations des harmoniques de tension s'effectue simultanément avec le calcul des angles de passage par zéro des tensions d'alimentation des convertisseurs.

Il est montré que le calcul de la durée des empiètements doit être précis pour que l'estimation des harmoniques de courant soit précise. Une approche simplifiée de calcul des angles d'empiètement a été présentée et validée. Cette méthode, malgré le fait qu'elle soit basée sur une approche de simulation dans le domaine temporel, est caractérisée par un faible temps de calcul. Pour l'approche simplifiée, il a été supposé que pour la prise en compte des interactions entre les convertisseurs, le courant de charge est parfaitement lisse. Par contre, le calcul du courant

produit par chaque convertisseur ne suppose pas que le courant de charge soit lisse. La conséquence de cette hypothèse est que, plus le rapport entre l'inductance de charge et l'inductance de commutation est grand, plus l'estimation de la durée des commutations est précise. Une autre hypothèse impose que le mode de fonctionnement du système multi-convertisseur soit en conduction continue. L'utilisation de cet algorithme est limitée aux cas où les convertisseurs commutant ont des topologies identiques.

Un algorithme généralisé a été présenté, pour calculer précisément les durées d'empiètement lorsque le ronflement est non négligeable ou lorsque la limite d'utilisation de l'algorithme simplifié est trop contraignante. Mais cet algorithme généralisé conserve l'hypothèse supposant que le mode de fonctionnement des convertisseurs est en conduction continue. Étant donné que cet algorithme a été conçu pour être utilisé avec les fonctions de commutation, dont l'utilisation suppose aussi la conduction continue, il aurait été inutile dans le cas présent de tenir compte des autres modes de fonctionnement.

Un algorithme est présenté pour la résolution séquentielle des angles d'empiètement. La méthode d'itération à point fixe converge en deux ou trois pas dans la plupart des cas.

Le prochain chapitre validera la méthode et les algorithmes présentés au chapitre 4; les limites de l'approche seront discutées. Des études de cas mettront en relief l'influence du phénomène d'atténuation causé par la présence d'inductances dans le circuit d'alimentation. Le phénomène de diversité sera brièvement abordé. L'effet du déséquilibre des tensions d'alimentation, sur les harmoniques de courant produits, sera montré.

Chapitre 5

Caractérisation déterministe des harmoniques produits par les systèmes multi-convertisseur triphasés

La méthode et les algorithmes développés dans le chapitre précédent permettent la simulation des systèmes multi-convertisseur en régime permanent. Une validation de la méthode de simulation peut maintenant être faite pour s'assurer, avant d'étudier le comportement des systèmes électroniques de puissance, que le simulateur conçu représente les phénomènes en jeu de façon réaliste. Pour ce faire, les résultats obtenus par la méthode et les algorithmes présentés seront comparés aux résultats obtenus avec le logiciel SimPowerSystems (SPS) de The Mathworks Inc.. Étant donné que les résultats de simulation de SPS ont déjà été comparés avec des données pratiques [51], cette démarche permettra la validation indirecte de l'algorithme présenté. La robustesse de l'algorithme sera testée; divers essais feront ressortir les limites de l'algorithme.

Ensuite, les effets du phénomène d'atténuation seront étudiés, en considérant la variation de différents facteurs comme le rapport entre l'inductance de charge et l'inductance de commutation et le courant de charge. L'étude des effets de l'atténuation sera faite dans le cas où toutes les charges sont identiques, de façon à éviter tout phénomène lié à la diversité, pour simplifier l'étude en ne considérant qu'un seul phénomène à la fois.

Par la suite, les effets de la diversité des harmoniques de courant produits seront étudiés en fonction de la variation du rapport entre les inductances de charge et de commutation, et du courant de charge. Mais contrairement à l'étude portant sur l'atténuation, les modèles simulés seront caractérisés par des charges différentes, de façon à faire ressortir le phénomène lié à la diversité des phases des harmoniques de courant produits.

Finalement, l'étude déterministe se terminera avec l'étude de l'effet du déséquilibre des tensions d'alimentation sur les harmoniques de courant produits. Ces essais feront ressortir la nécessité de recourir à un algorithme tenant compte du déséquilibre lorsqu'une estimation précise des harmoniques de courant produits est nécessaire.

5.1- Validation de la méthode et des algorithmes développés

Le système multi-convertisseur modélisé, présenté à la figure 4.3, alimente des moteurs à courant continu. Une inductance de lissage est insérée du côté charge de chaque convertisseur. Les moteurs à courant continu sont modélisés par des charges RLE. La valeur de l'inductance entre les sources de tension et le point commun de couplage dépend de la capacité de court-circuit au point de raccordement des appareils à la sous-station de branchement. Des transformateurs supplémentaires peuvent augmenter la valeur de cette inductance commune. Les inductances de commutation de chaque convertisseur limitent le courant passant au travers des interrupteurs pendant les commutations. La figure 5.1 montre un exemple de système à trois convertisseurs alimentant des moteurs à courant continu sous SPS.

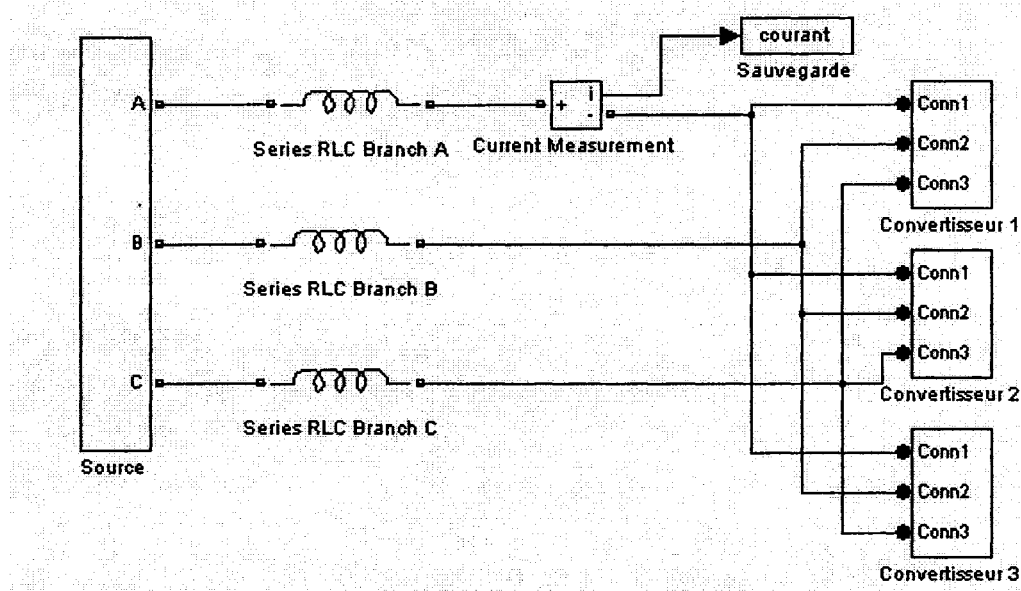


Figure 5. 1 : Exemple de schéma d'un système multi-convertisseur modélisé avec SPS

Chaque bloc de convertisseur contient les impédances de commutation, le bloc de logique de commande de retard des thyristors, le pont de Graëtz et une charge RL. L'utilisation d'une charge RL au lieu d'une charge RLE suppose que la force contre-électromotrice est modélisée par la chute de tension continue de la résistance, similairement à [11-12, 64]. Une charge LE [19,24-25] ou RLE [21-23] auraient pu être utilisées. Le bloc du premier convertisseur est présenté à la figure 5.2; les autres blocs sont constitués de la même façon. Si le convertisseur était commandé, l'entrée de commande serait l'angle de retard α . Une commande individuelle est utilisée. Tous les courants et tensions sont représentés en pu. La valeur nominale de la tension

est de 120V et la valeur nominale du courant de charge est de 100A, ce qui donne une impédance de base de 1.2Ω pour fins de traduction de la valeur des impédances en pu.

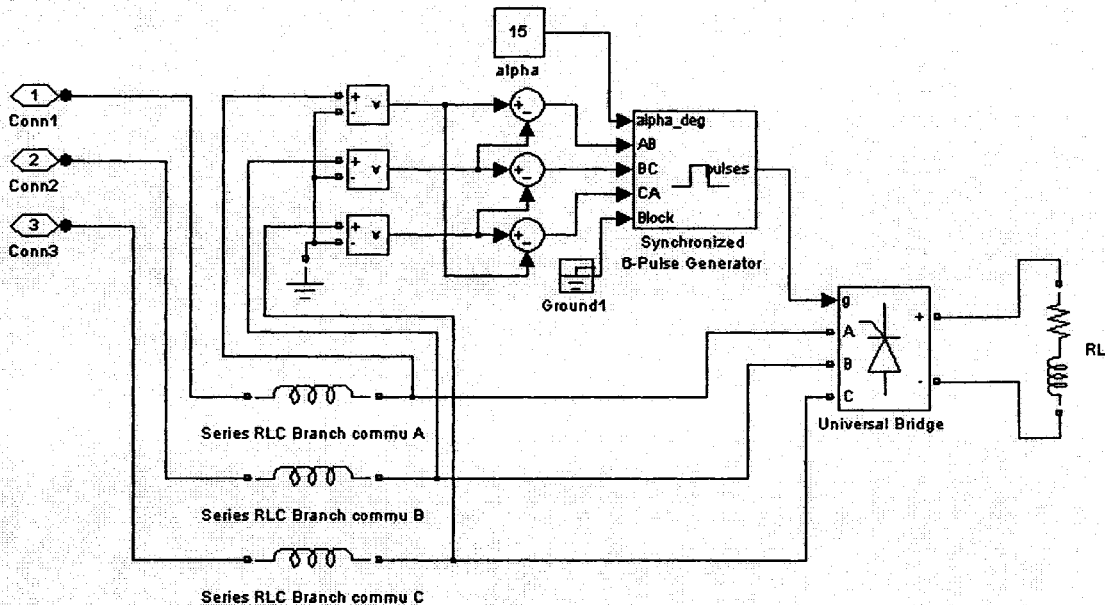


Figure 5. 2 : Éléments compris dans un bloc de convertisseur du système modélisé dans SPS

5.1.1 - Validation de la méthode et des algorithmes présentés dans des conditions où les impédances de commutation sont de valeurs relativement faibles

Le tableau 5.1 montre les paramètres de simulation pour un système à 10 convertisseurs; ces paramètres sont inspirés de [21, 25, 64] et utilisent des valeurs typiques présentées dans [65]. La source d'alimentation est déséquilibrée à 2.5% (60°) et contient un harmonique de 5^e ordre dont l'amplitude est de 5% l'amplitude du fondamental.

L'annexe B montre les programmes de simulation Matlab de la méthode et des algorithmes à valider. Les simulations SPS utilisent l'algorithme à pas variable ODE23TB (algorithme TR-BDF2 adapté aux systèmes *stiff*) avec une tolérance relative de 1×10^{-5} . Le temps final de simulation est fixé à 0.1 seconde (6 cycles). Pour mieux valider les résultats obtenus, le logiciel PSIM est aussi utilisé pour simuler le modèle du système multi-convertisseur. Le pas de calcul choisi pour la simulation sur PSIM est de $16.276\mu s$, c'est-à-dire le même que pour la méthode et les algorithmes proposés.

Toutes les simulations de cette section sont effectuées sur un ordinateur de type PC avec processeur AMD64 2800+ (1.8GHz), 512Mo de RAM DDR400, configurées sous Windows XP SP2.

Tableau 5. 1 : Paramètres utilisés pour valider les algorithmes conçus par rapport à SPS

Convertisseur	α	L_{ri}	L_{Li}	L_{di}	R_{di}
1	15°	24 μ H	30 μ H	1mH	2 Ω
2	35°	37 μ H		1mH	2 Ω
3	15°	58 μ H		1mH	2 Ω
4	20°	21 μ H		1mH	2 Ω
5	25°	27 μ H		1mH	2 Ω
6	20°	30 μ H		1mH	2 Ω
7	35°	30 μ H		1mH	2 Ω
8	45°	48 μ H		1mH	2 Ω
9	20°	33 μ H		1mH	2 Ω
10	15°	30 μ H		1mH	2 Ω

Les résultats obtenus par SPS et PSIM sont soumis à une FFT qui, en utilisant le courant de phase A en régime permanent, permet de calculer les amplitudes et les phases des harmoniques de courant produit par ce système. La figure 5.3 montre l'amplitude des harmoniques de courant produits par ce système multi-convertisseur.

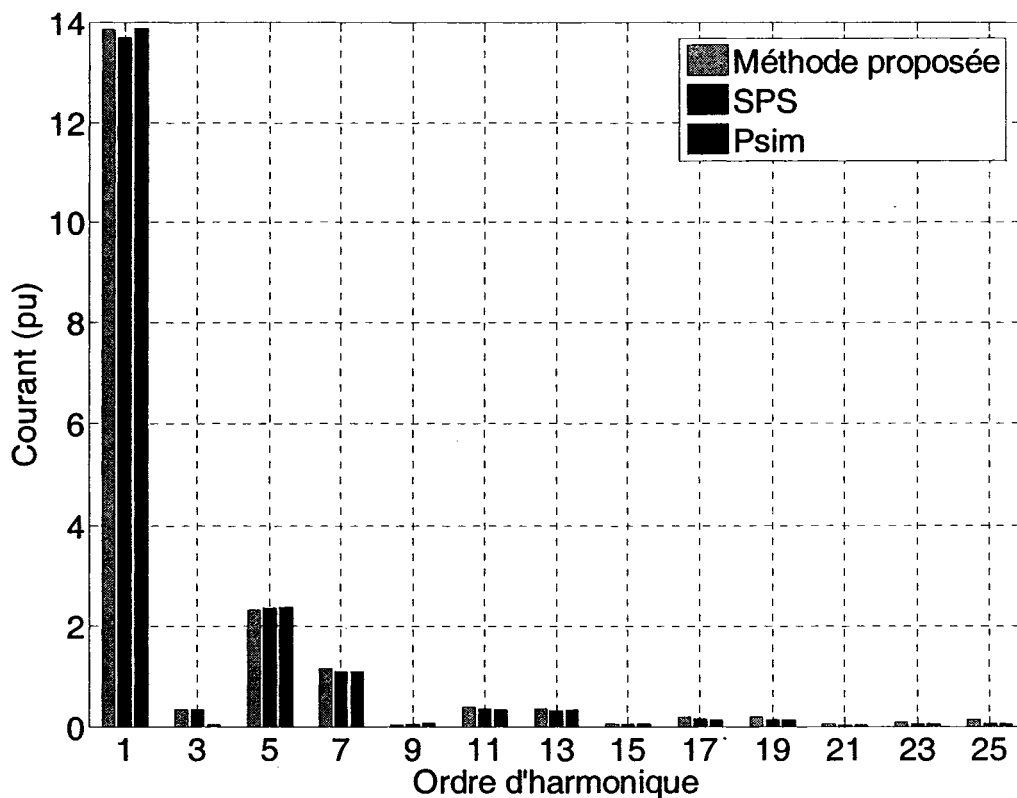


Figure 5. 3 : Amplitudes des harmoniques de courant produits par un système à 10 convertisseurs

Il existe des différences fondamentales entre les algorithmes développés dans ce travail par rapport à ceux utilisés dans SPS et PSIM. En effet, SPS utilise une topologie fixe pour modéliser le système, ce qui l'oblige à tenir compte des circuits amortisseurs (*snubbers*) pour des raisons numériques. Lors de la conception des algorithmes de calcul des angles d'empiètement et des fonctions de commutation, l'un des principaux objectifs était de fabriquer un algorithme dont le temps de calcul serait minimal. C'est pour cette raison qu'une topologie variable a été choisie pour ce travail, de façon à minimiser l'ordre du système d'équations et d'éviter les problèmes numériques. Par contre, le temps de développement est allongé et la complexité de l'algorithme obtenu est augmentée.

De plus, la méthode de simulation présentée considère 25 harmoniques pour cette simulation; les autres harmoniques sont considérés nuls. De même, tous les harmoniques pairs sont considérés nuls du côté ca. Ces simplifications permettent de diminuer significativement le temps de simulation sans pour autant affecter la précision des résultats.

L'erreur relative de l'amplitude du fondamental obtenu par la méthode proposée, par rapport aux résultats obtenu par SPS, est de 1.1% et elle augmente avec le rang d'harmonique. Cette erreur peut s'expliquer par les différences au niveau des modèles et par les différences algorithmiques au niveau des simulateurs. La valeur du fondamental obtenu par PSIM est pratiquement la même que celle obtenue par la méthode proposée.

La figure 5.4 compare les angles de ces harmoniques. L'erreur d'angle du fondamental est de 1.5 degrés et elle augmente avec le rang d'harmonique. Les erreurs d'angle diminuent si le nombre de points de la FFT est augmenté car l'évaluation des angles de passage par zéro de l'algorithme présenté est basée sur les formes d'ondes discrétisés données par la FFT. Les résultats obtenus par PSIM diffèrent considérablement des résultats obtenus par SPS pour les angles des harmoniques de rang moyen et élevé.

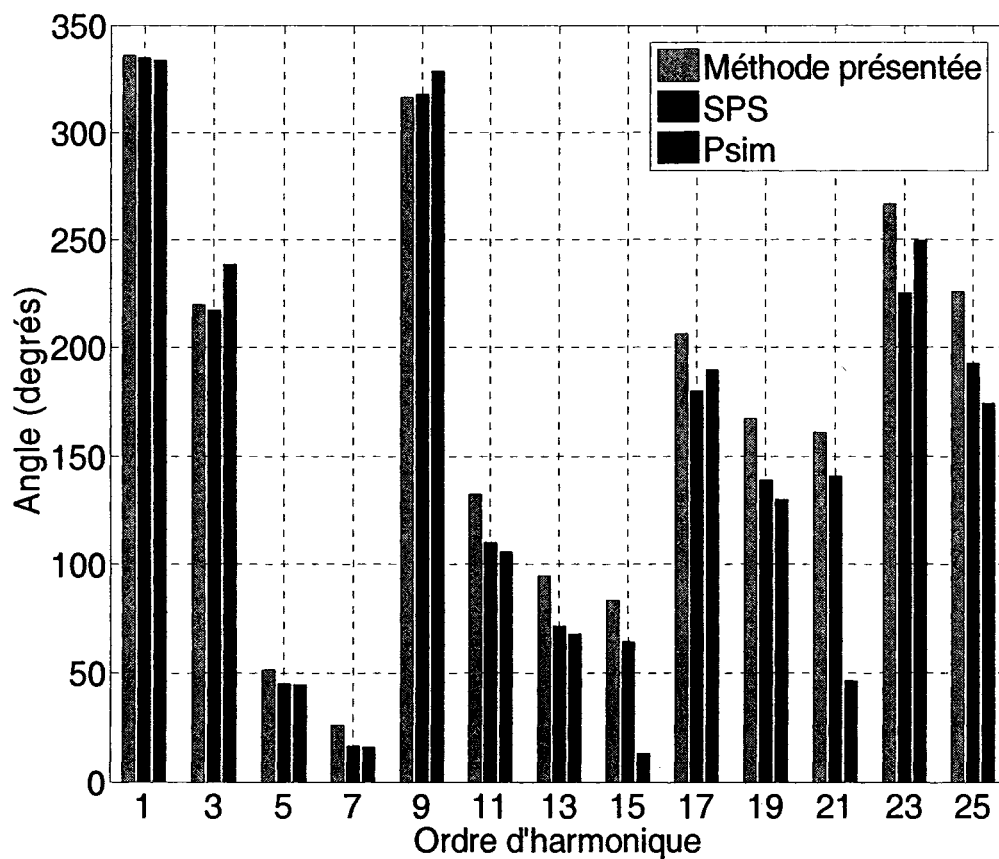


Figure 5. 4 : Angles des harmoniques de courant générés par un système à 10 convertisseurs

La qualité globale de l'estimation des harmoniques de courant peut être constatée en observant, à la figure 5.5, la forme d'onde du courant de la phase A dans la branche de la source.

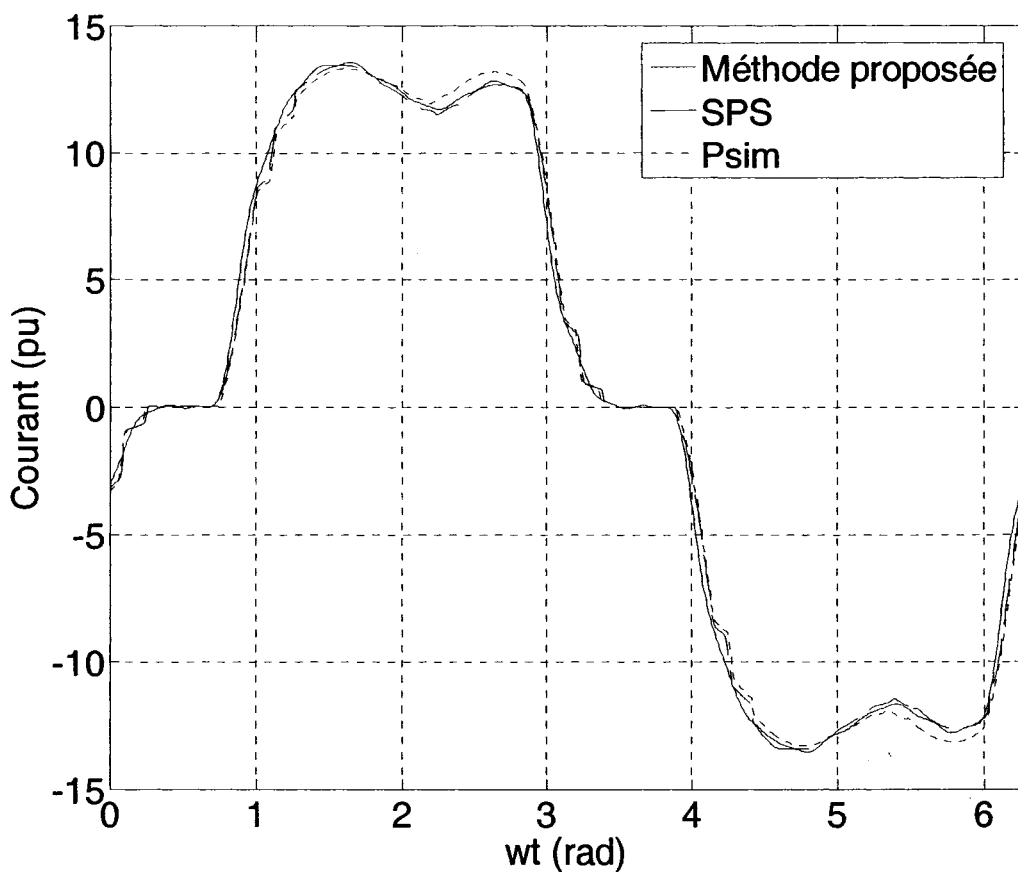


Figure 5. 5 : Forme d'onde du courant de la phase A de la source, produit par un système à 10 convertisseurs

Les temps d'exécution pour PSIM, SPS et la méthode proposée sont respectivement de 1 seconde, 778 secondes et 39 secondes. Le logiciel PSIM est très rapide à cause du pas de calcul fixe relativement élevé. Par contre, ce logiciel n'est pas facilement paramétrable, ce qui rendrait très difficile son utilisation pour effectuer des simulations de Monte Carlo.

5.1.2 - Validation de la méthode et des algorithmes présentés dans des conditions où les impédances de commutation sont de valeurs relativement grandes

Pour valider davantage la partie concernant l'évaluation des angles d'empiètement, une autre comparaison est effectuée. Pour cette deuxième étude de cas, les valeurs des inductances de commutation présentée au tableau 5.1 sont multipliées par un facteur de 10. Cette modification fait en sorte que la durée des empiètements sera plus longue et que les interactions entre les convertisseurs seront plus importantes durant les commutations simultanées. Pour cette étude, la tension d'alimentation est déséquilibrée à 2.5% avec un angle de déséquilibre fixé à 60°. Aucun harmonique supplémentaire n'est présent sur le réseau. La figure 5.6 compare les amplitudes des harmoniques de courant générés par le système à 10 convertisseurs, obtenues par la méthode proposée, par rapport aux résultats obtenus par SPS.

Ces résultats montrent que l'algorithme présenté est précis dans le cas où les rapports entre les inductances de charge et les inductances de commutation sont relativement faibles.

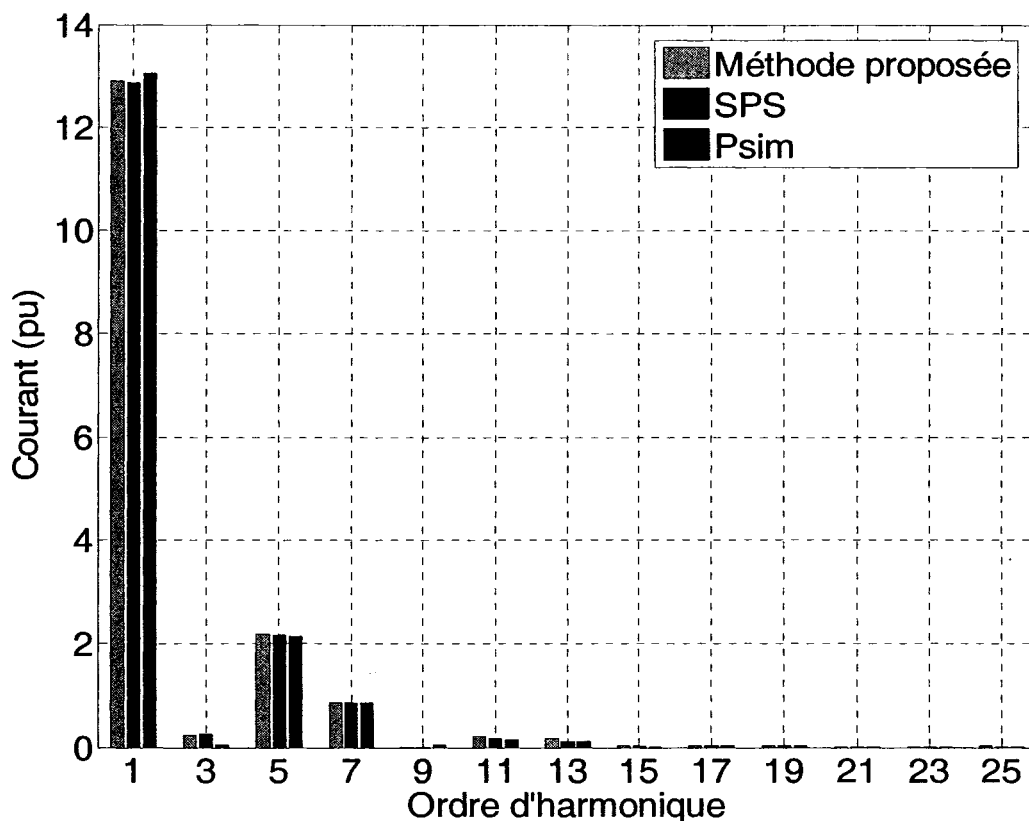


Figure 5. 6 : Amplitudes des harmoniques de courant produits par un système à 10 convertisseurs, dans le cas où les inductances de commutation prennent une valeur élevée

La figure 5.7 montre les angles des harmoniques de courant générés par le système à 10 convertisseurs. Ces résultats montrent l'exactitude de l'évaluation des angles d'allumage α et d'empiètement μ des thyristors car il a été montré qu'une erreur d'évaluation au niveau de α ou μ cause une erreur considérable au niveau de l'évaluation des angles des harmoniques produits par les convertisseurs [67]. L'erreur d'angle considérable des l'harmoniques de rang 9, 15 et 21 n'affecte pas significativement la précision globale des résultats car l'amplitude de ces harmonique est très faible.

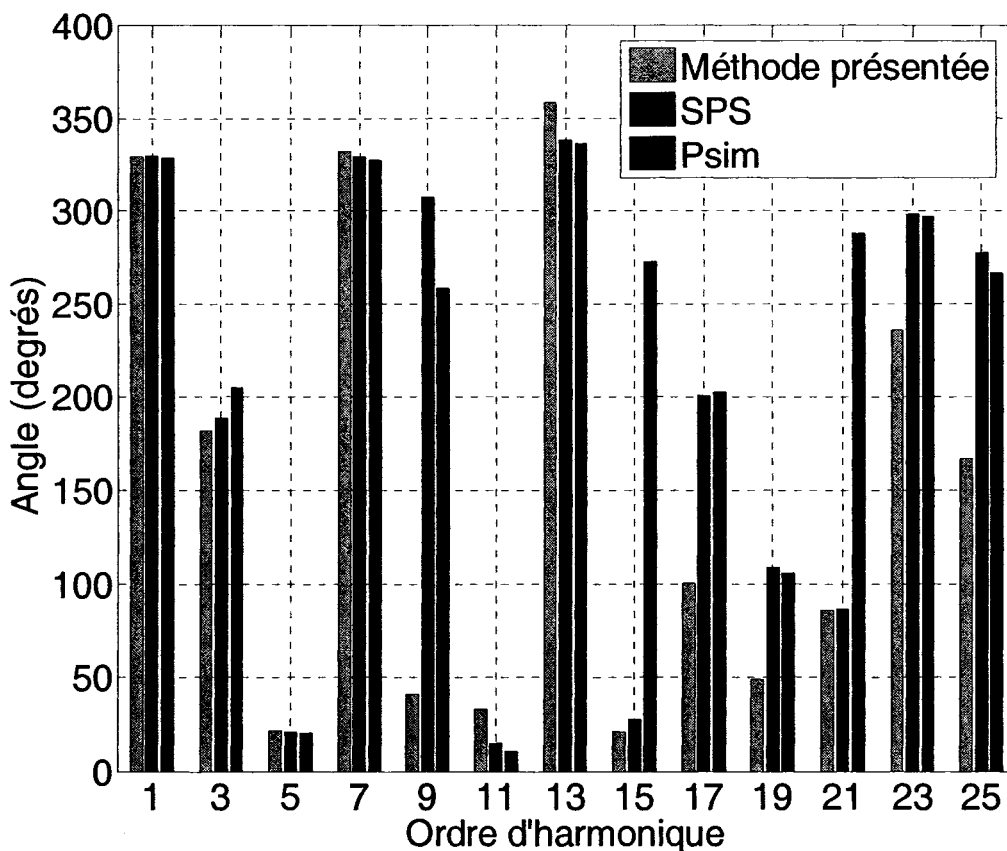


Figure 5. 7 : Angles des harmoniques de courant générés par un système à 10 convertisseurs, dans le cas où les inductances de commutation prennent une valeur élevée

La figure 5.8 compare les formes d'ondes du courant de la phase A produit par le système à 10 convertisseurs, obtenu par la méthode proposée, par rapport au courant obtenu avec SPS. La similitude des courbes obtenues confirme la précision de la méthode et des algorithmes présentés. Par contre, la forme d'onde obtenue par PSIM se distingue significativement des deux autres formes d'onde. L'imprécision des résultats obtenus par PSIM est partiellement due à l'utilisation d'un pas de calcul fixe. En effet, si un pas de calcul fixe de $16.276\mu\text{s}$ est utilisé avec SPS, des erreurs de plus de 50% apparaissent pour la plupart des harmoniques de courant estimés.

Les résultats de la figure 5.8 sont plus semblables que ceux de la figure 5.5 obtenus avec des inductances de commutation faibles. L'augmentation du nombre d'harmoniques considérés par

l'algorithme présenté permet de diminuer l'écart obtenu entre les résultats obtenus par SPS et le modèle proposé. La diminution de la tolérance au niveau du critère de convergence de l'algorithme d'évaluation des angles d'empîement permet aussi de diminuer l'écart entre les courbes. Mais la précision de SPS est limitée car les résultats obtenus par SPS varient significativement en fonction de l'algorithme d'intégration utilisé, avec les mêmes paramètres de simulation. En fait, seul l'algorithme TR-BDF2 semble donner des résultats valides car les courants obtenus par les autres algorithmes sont continuellement perturbés et ne convergent pas vers un régime permanent.

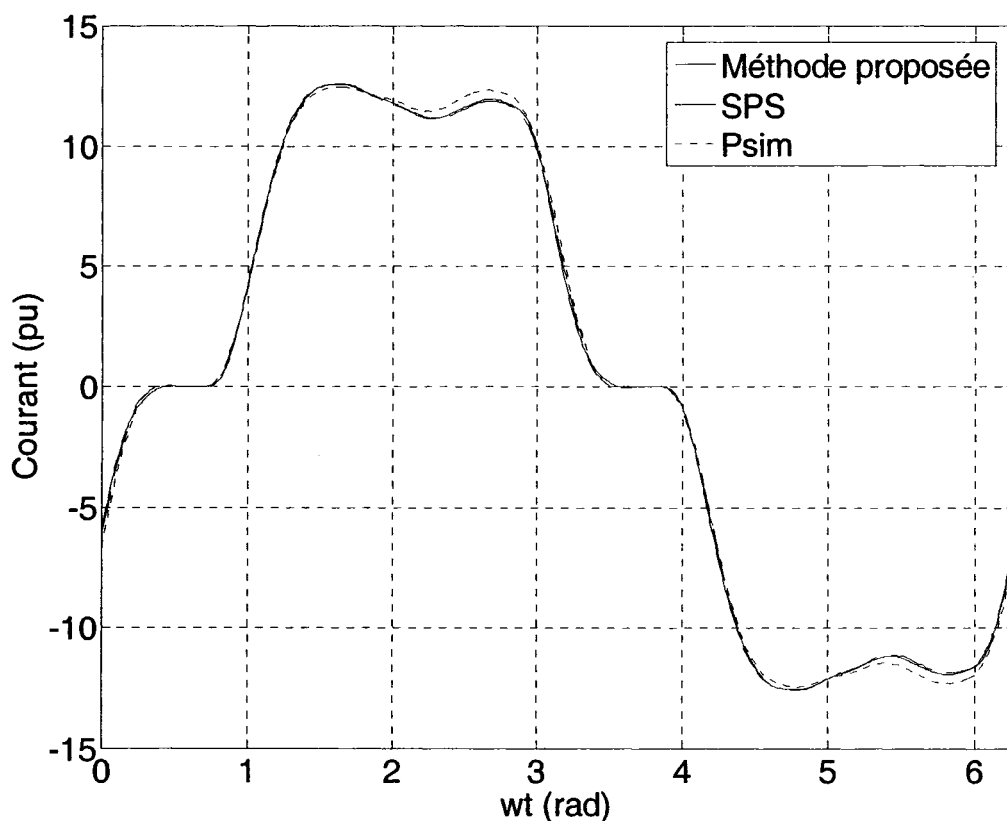


Figure 5. 8 : Forme d'onde du courant de la phase A de la source, produit par un système à 10 convertisseurs, dans le cas où les inductances de commutation prennent une valeur élevée

5.2- Commentaires sur la robustesse de l'algorithme développé

Des problèmes de convergence de l'algorithme d'optimisation peuvent survenir dans certains cas

particuliers. En fait, la principale limite de l'algorithme se situe au niveau de l'hypothèse limitative qui suppose que les convertisseurs fonctionnent en conduction continue. Certaines études de cas qui suivent montrent ce phénomène. En fait, même lorsque les convertisseurs fonctionnent en conduction continue, des problèmes de convergence peuvent tout de même empêcher la résolution des équations. En effet, lorsque le point de fonctionnement d'un des convertisseurs est choisi d'une telle façon que le courant de charge descend presque à zéro, la nature même de l'algorithme itératif fait en sorte qu'il est fort possible que le prochain estimé du courant de charge soit négatif. Donc, si la trajectoire de convergence de l'algorithme passe par une condition interdite par les hypothèses, la convergence sera compromise.

En général, des problèmes peuvent survenir si trop de convertisseurs commutent simultanément. De plus, le nombre de convertisseurs pouvant être simulés avec ces algorithmes a tendance à diminuer lorsque les inductances de commutation ou de source ont des valeurs élevées. Avec les algorithmes actuels, il est possible de simuler des systèmes comprenant plus de 100 convertisseurs, si les points de fonctionnement sont suffisamment diversifiés de façon à ce que la conduction reste continue.

Un des aspects intéressants de la méthode développée est sa capacité d'évaluer avec une précision relativement bonne les harmoniques de courant les plus importants, par exemple les 13 premiers, tout en gardant une précision relativement bonne au niveau de la synchronisation des phénomènes de commutation. L'un des premiers choix qui a été fait au début de la conception de l'algorithme de modélisation par fonctions de commutation a été d'utiliser des signaux contenant beaucoup plus d'information que les variables devant être solutionnées. En d'autres mots, le nombre de points des FFT a été fixé à 1024, ce qui est suffisant pour approximer avec une précision satisfaisante les formes d'onde des courants et tensions utilisées avec les fonctions de commutation. Si un nombre de points inférieur était choisi, la précision et la robustesse en souffriraient. Si un nombre supérieur à 1024 points est choisi, la précision est un peu meilleure, mais au prix d'un temps de calcul augmenté approximativement de façon proportionnelle au facteur d'augmentation de la taille des vecteurs.

5.2.1- Détection de la conduction discontinue

Étant donné que les algorithmes supposent que les convertisseurs fonctionnent toujours en conduction continue, il faut s'assurer que, si un cas de conduction discontinue venait à apparaître, l'algorithme touché détecte la conduction discontinue et produise un message de mise

en garde ou d'erreur. Pour des raisons de simplicité d'implantation, il a été décidé que la détection de conduction discontinue s'effectuerait dans l'algorithme de calcul des angles d'empiètement. Pour ce faire, il suffit de surveiller le courant de charge. Dès que le courant de charge d'un convertisseur passe par zéro, la simulation s'arrête car pour continuer, elle devrait être capable de traiter les cas de conduction discontinue.

Le fait que l'algorithme ne puisse fonctionner qu'en conduction continue limite l'utilisation de la méthode développée au delà de l'hypothèse initiale. Dans certains cas, où la conduction est continue mais où le point de fonctionnement se situe près de points de fonctionnement en conduction discontinue, il est possible que l'algorithme n'arrive pas à évaluer les harmoniques de courant. En effet, étant donné que l'algorithme est itératif, il arrive souvent que les estimés des variables tournent autour de la solution avant de converger. Dans le cas où des points de fonctionnement interdits se trouvent trop près de la solution, l'algorithme sera incapable de solutionner les équations sans passer par un état interdit.

5.2.2- Commentaires sur l'effet de la discrétisation des formes d'onde sur la précision de l'évaluation des harmoniques

La multiplication point par point des fonctions de commutation par des tensions et courants exprimés dans le domaine temporel nécessite la discrétisation de ces variables. Après plusieurs essais, il a été décidé d'utiliser 1024 points pour représenter les formes d'onde. Ce choix impose un pas de discrétisation de $16\mu\text{s}$, ce qui crée une erreur de discrétisation de $8\mu\text{s}$. Même si les algorithmes d'évaluation des angles de passage par zéro et des angles d'empiètement sont très précis, la précision finale des formes d'onde dépend essentiellement du pas de discrétisation.

Une étude de cas permet de vérifier à quel point la discrétisation affecte la précision des harmoniques produits par un système multi-convertisseur. Les paramètres de simulation utilisés sont $L_d = 4\text{mH}$ et $R_d = 2\Omega$. Les inductances de commutation sont de $30\mu\text{H}$. Le nombre de convertisseurs est fixé à 4. Les tensions d'alimentation sont sinusoïdales et équilibrées.

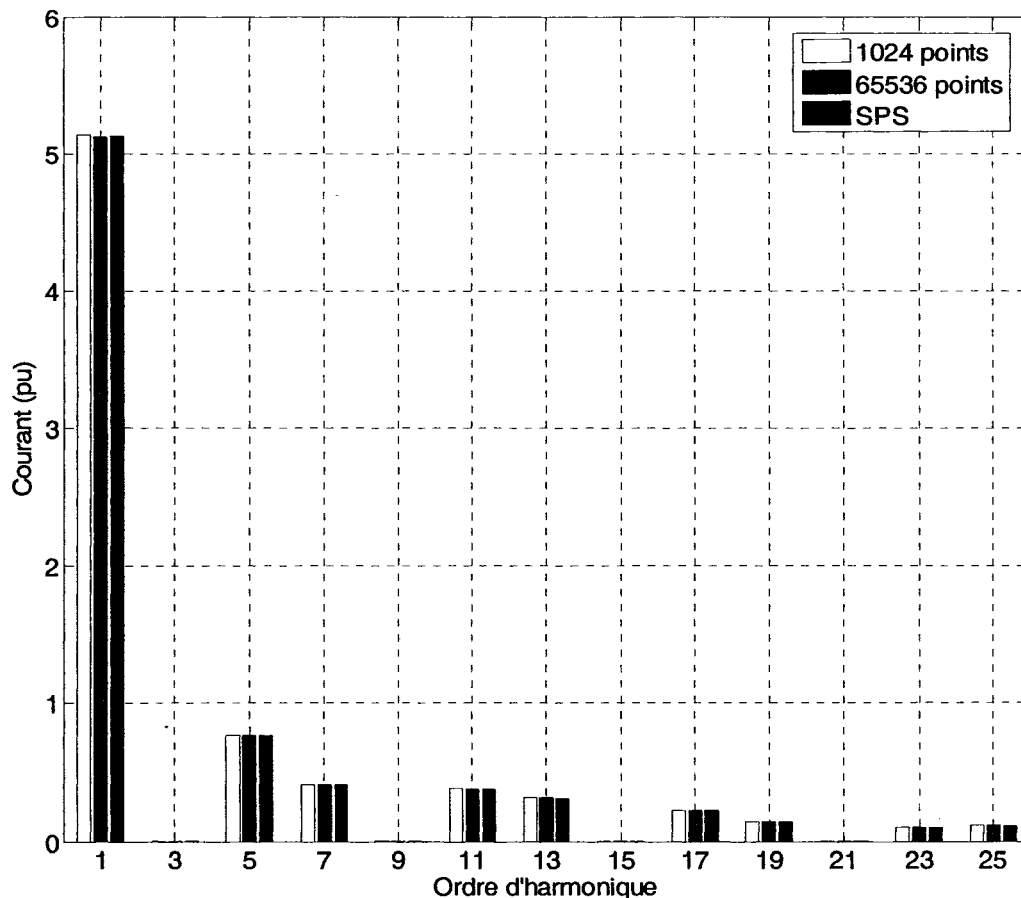


Figure 5. 9 : Comparaison des harmoniques évalués en fonction du nombre de points utilisés pour la représentation des formes d'onde des tensions et courants

La figure 5.9 montre que les courants générés avec un pas de discrétisation de $16\mu\text{s}$ (1024 points utilisés pour les formes d'onde) sont proches de ceux obtenus en utilisant un pas de discrétisation de $0.25\mu\text{s}$ (65536 points utilisés pour les formes d'onde). Le temps de simulation augmente avec le nombre de points utilisés pour représenter les formes d'onde; ce choix doit donc être fait de façon judicieuse. En effet, la simulation précédente, avec 1024 points nécessite un temps de 7.0 secondes tandis que la simulation avec 65536 points exige 567 secondes, c'est-à-dire 81 fois plus long que la simulation avec 1024 points par cycles. La simulation SPS nécessite 18.1 secondes. L'augmentation du temps de simulation étant plus rapide qu'une progression linéaire, il est important de choisir le nombre de points minimum, sans affecter la précision des résultats. Il peut être constaté qu'un pas de discrétisation plus petit que $16\mu\text{s}$ n'améliore pas significativement la précision des résultats.

5.3- Effets de l'atténuation

L'atténuation est l'un des phénomènes les plus importants dont la prise en compte est essentielle pour l'évaluation précise des harmoniques de courant produits par un système multi-convertisseur. Ce phénomène d'atténuation est causé par les chutes de tension aux bornes de l'impédance de source et des impédances de commutation. Ces chutes de tension sont elles mêmes causées par les harmoniques de courant produits par les convertisseurs. En fait, c'est cette caractéristique intrinsèque du modèle qui rend la résolution des équations problématique.

Pour étudier le phénomène d'atténuation, plusieurs simulations seront effectuées de façon à voir comment varient les harmoniques de tension et de courant lors de la variation de plusieurs paramètres. Il est préférable d'étudier un seul phénomène à la fois. L'effet de la diversité des harmoniques de courant produits sera étudié dans la prochaine section. Pour éviter la diversité, il faut faire en sorte que les angles des courants générés soient les mêmes d'une charge à l'autre. Pour ce faire, des charges identiques, toutes ajustées au même point de fonctionnement, peuvent être utilisées. Les paramètres pouvant influencer l'atténuation sont :

- 1) La valeur des inductances de source, dépendant du courant de court-circuit au point commun de couplage;
- 2) La valeur de l'inductance de charge, dépendant surtout de la valeur de l'inductance de lissage;
- 3) Le courant de charge, pouvant être fixé par α ou par R_d ;
- 4) Le nombre de convertisseurs.

5.3.1 – Étude de la variation des harmoniques en fonction de la variation de l'inductance de source

La figure 5.10 montre la variation de l'amplitude des harmoniques de courant en fonction de différentes grandeurs d'inductances de source. Dans ce cas, l'inductance et la résistance de charge sont gardées constantes respectivement à 4mH et 2 Ω . Les inductances de commutation sont de 30 μ H. Le nombre de convertisseurs est fixé à 4.

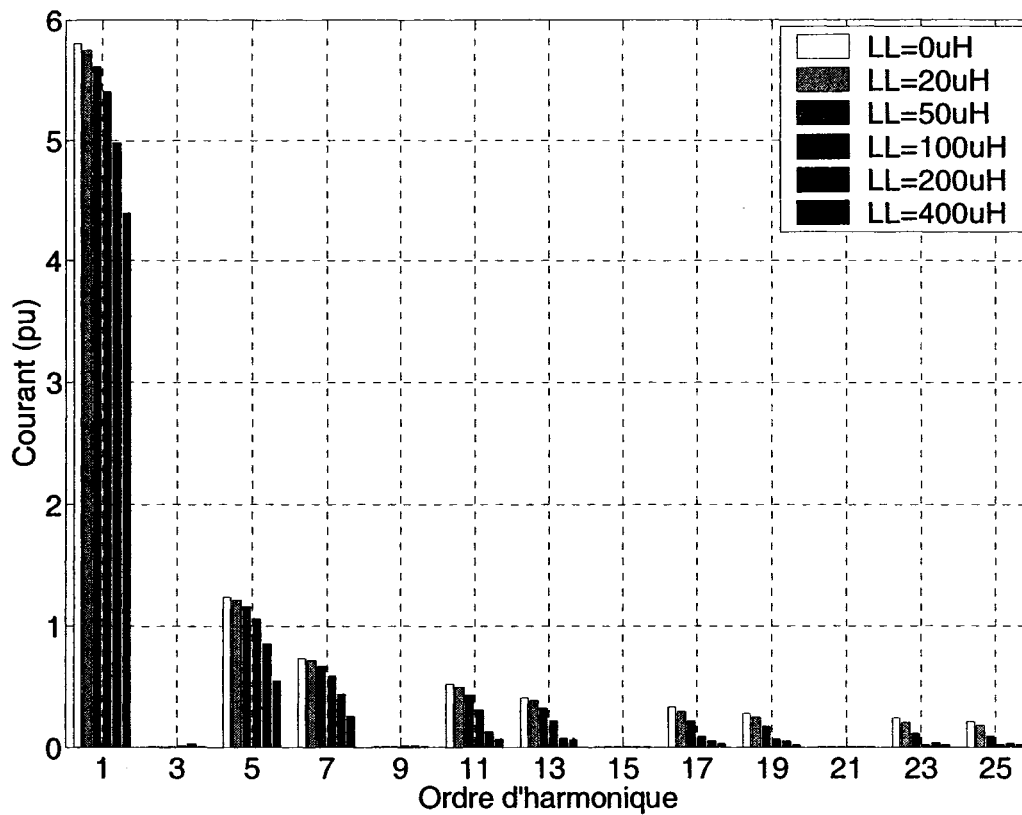


Figure 5. 10 : Amplitude des harmoniques de courant (phase A) de la branche principale en fonction de l'inductances de source pour un système à 4 convertisseurs à charges identiques

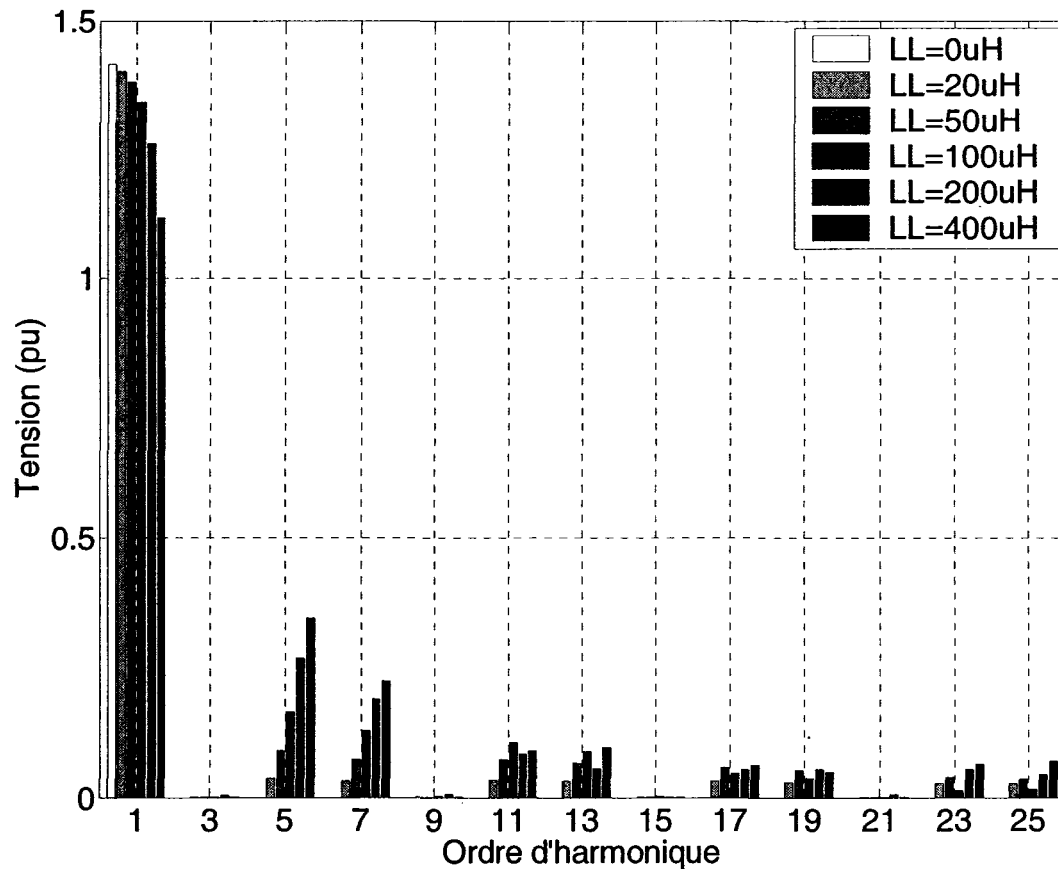


Figure 5. 11 : Amplitude des harmoniques de tension (phase A) au point commun de couplage en fonction de l'inductances de source pour un système à 4 convertisseurs à charges identiques

Nous constatons que l'augmentation de l'inductance de la source, qui peut représenter un courant de court-circuit relativement bas, provoque une baisse des harmoniques de courant produits par le système multi-convertisseur. Le phénomène d'atténuation survient lorsque l'inductance L_L augmente car, pour des harmoniques de courant donnés, la chute de tension aux bornes de l'inductance de source est augmentée et la tension aux bornes du système multi-convertisseur est donc diminuée. Étant donné que la tension d'alimentation des convertisseurs est atténuée, le courant est à son tour atténué. Si les convertisseurs étaient commandés en courant, les contrôleurs fourniraient des angles de retard inférieurs de façon à compenser la diminution de la tension d'alimentation. La figure 5.11 montre la variation des harmoniques de tension conséquemment à l'augmentation des harmoniques de courant.

5.3.2 – Étude de la variation des harmoniques en fonction du rapport inductance de charge/inductance de commutation

L'étude de cas suivante montre l'effet de la variation du rapport $f = L_d / L_c$ entre l'impédance de charge et l'impédance de commutation sur les harmoniques de courants produits. Le rapport varie de 1 à 1000, ce qui permet de montrer l'influence du ronflement sur le comportement du redresseur. Le pire cas de ronflement survient pour des valeurs de l'angle de retard α relativement grandes. Pour cette étude de cas, l'angle de retard est ajusté à 60° pour tous les convertisseurs. Les impédances de source L_L et de commutation L_{ci} sont respectivement fixées à $30\mu\text{H}$ et $100\mu\text{H}$. La résistance de charge est toujours de 2Ω . La figure 5.12 montre la variation des harmoniques de courant produits par un système à 4 convertisseurs avec des charges identiques.

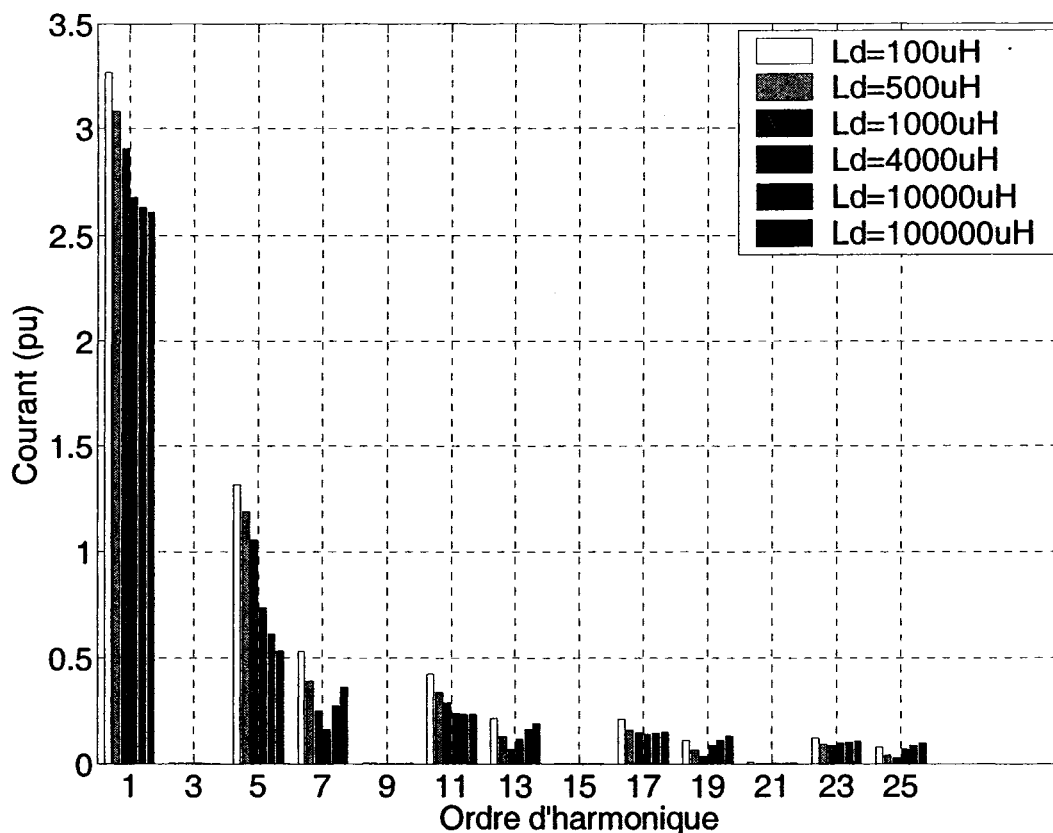


Figure 5. 12 : Harmoniques de courant produits par un système à 4 convertisseurs avec charges identiques, variant en fonction de l'inductance de charge

Il est évident que plus la valeur de l'inductance de charge L_d augmente, plus les harmoniques de courants produits sont amortis. De plus, avec l'augmentation de L_d , la tension de charge tend à diminuer, de même que le ronflement et la valeur moyenne du courant de charge. Par contre, les harmoniques de tension côté alternatif sont peu affectés par la variation du rapport d'inductances f et la variation des harmoniques de courant ne contribue donc pas au phénomène d'atténuation de la tension d'alimentation. Ce phénomène a aussi été vérifié avec le logiciel SPS.

5.3.3 - Étude de la variation des harmoniques en fonction de la variation du courant de charge

La figure 5.13 montre que la diminution de la résistance de charge provoque l'augmentation des courants harmoniques, provoquant le phénomène d'atténuation au niveau du fondamental des tensions d'alimentation.

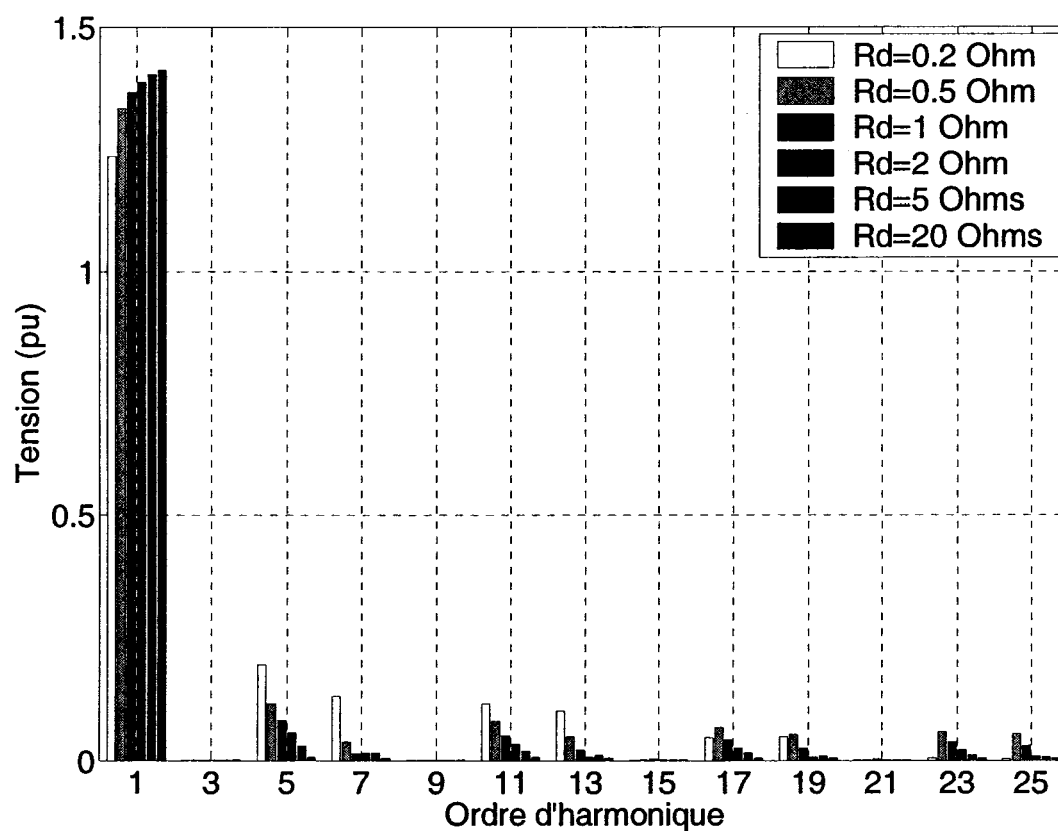


Figure 5. 13 : Harmoniques de tension produits par un système à 4 convertisseurs avec charges identiques, variant en fonction de la résistance de charge

Plus le courant de charge est grand, plus les chutes de tension aux fréquences harmoniques sont prononcées, aux bornes des inductances de commutation et de source.

Pour commander les convertisseurs, les angles de retard sont variés. Le prochain test montre l'influence de la variation des angles d'allumage sur les harmoniques de courant produits par le système. Les paramètres de simulation sont : $L_L = 30\mu\text{H}$, $L_c = 100\mu\text{H}$, $R_{cc} = 2\Omega$, $L_{cc} = 1\text{mH}$ et le nombre de convertisseurs est égal à 4. L'angle de retard α varie de 0° à 60° ; la limite supérieure de la variation de l'angle est fixée par l'obligation de fixer le point de fonctionnement des convertisseurs en conduction continue.

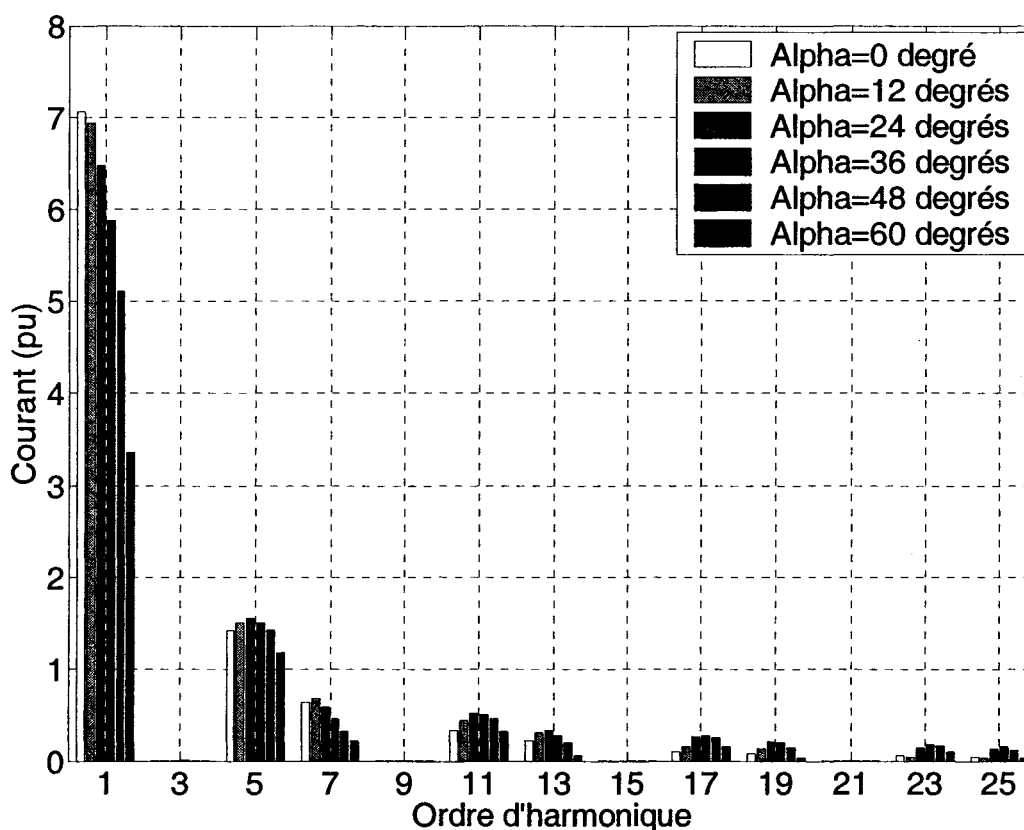


Figure 5. 14 : Harmoniques de courant produits par un système à 4 convertisseurs avec charges identiques, variant en fonction de l'angle d'amorçage

Comme il fallait s'y attendre, l'augmentation de l'angle de retard commande la diminution du courant de charge moyen (Fig. 5.14), ce qui diminue la puissance consommée et la consommation de courant alternatif, tandis que la tension alternative est faiblement influencée.

5.3.4 – Étude de l'influence du nombre de convertisseurs sur les harmoniques

Le nombre de convertisseurs commutant simultanément influence énormément les angles d'empiètement qui à leur tour, influencent les amplitudes et phases des harmoniques de courant produits par les systèmes multi-convertisseur. Si tous les convertisseurs sont totalement synchronisés, le nombre maximum de convertisseurs pouvant être simulés simultanément est d'environ 4, parce que le point de fonctionnement des convertisseurs est trop près de la conduction discontinue. D'ailleurs, le logiciel SPS peut simuler un tel système étant donné qu'il n'est pas limité aux cas de conduction continue mais dans ce cas, la simulation est très lente à cause des discontinuités synchronisées causées par les commutations simultanées. Le nombre de convertisseurs peut être augmenté d'un très grand facteur si les charges sont diversifiées.

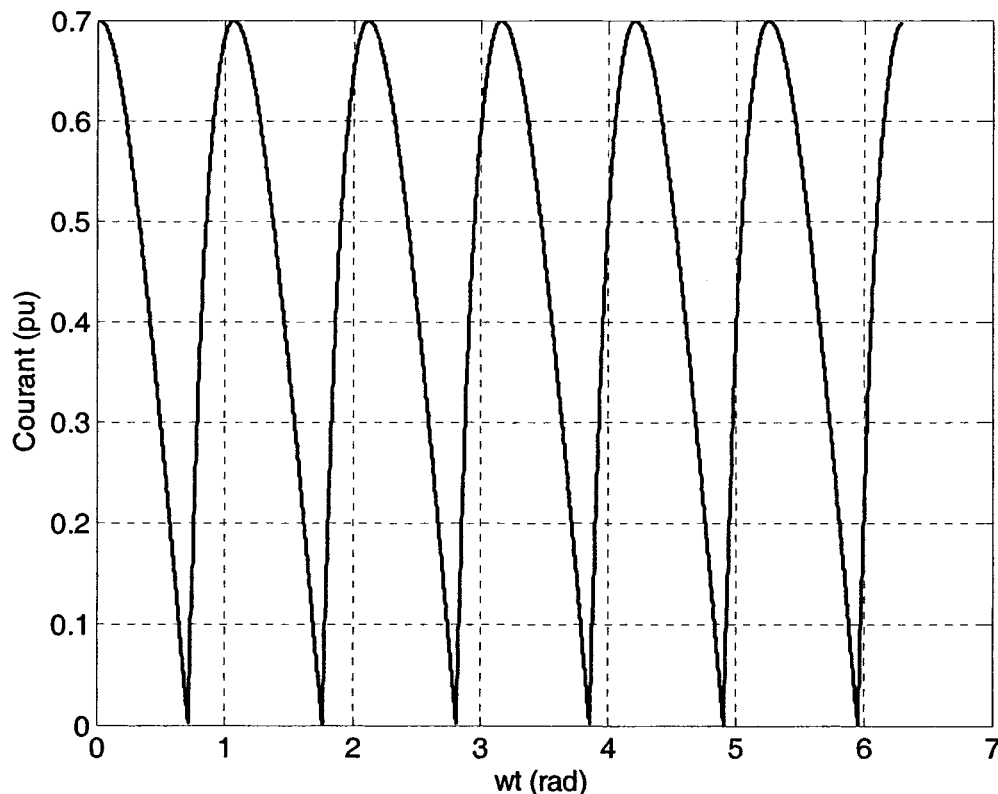


Figure 5.15 : Courant de charge obtenu par simulation avec SimPowerSystems d'un système à 10 convertisseurs fonctionnant en conduction continue, proche de la conduction discontinue

La figure 5.15 montre le résultat d'une simulation avec SPS d'un système à 10 convertisseurs dont les charges sont identiques et commutent simultanément. Un agrandissement montre que le

courant descend jusqu'à environ 1×10^{-3} pu, ce qui est trop près de la conduction discontinue pour que l'algorithme présenté puisse résoudre les équations du système à ce point de fonctionnement.

5.4- Effets de la diversité

La diversité des angles des harmoniques est un autre phénomène dont il est important de tenir compte pour l'estimation précise des harmoniques de courant. Lorsque les charges sont différentes ou lorsqu'elles sont configurées à des points de fonctionnement différents, les angles des harmoniques produits sont dispersés. Le degré de dispersion dépend des différences de paramètres entre les charges. La diversité est bénéfique, dans le sens qu'elle aide à amortir naturellement l'amplitude des harmoniques de courant de l'artère principale.

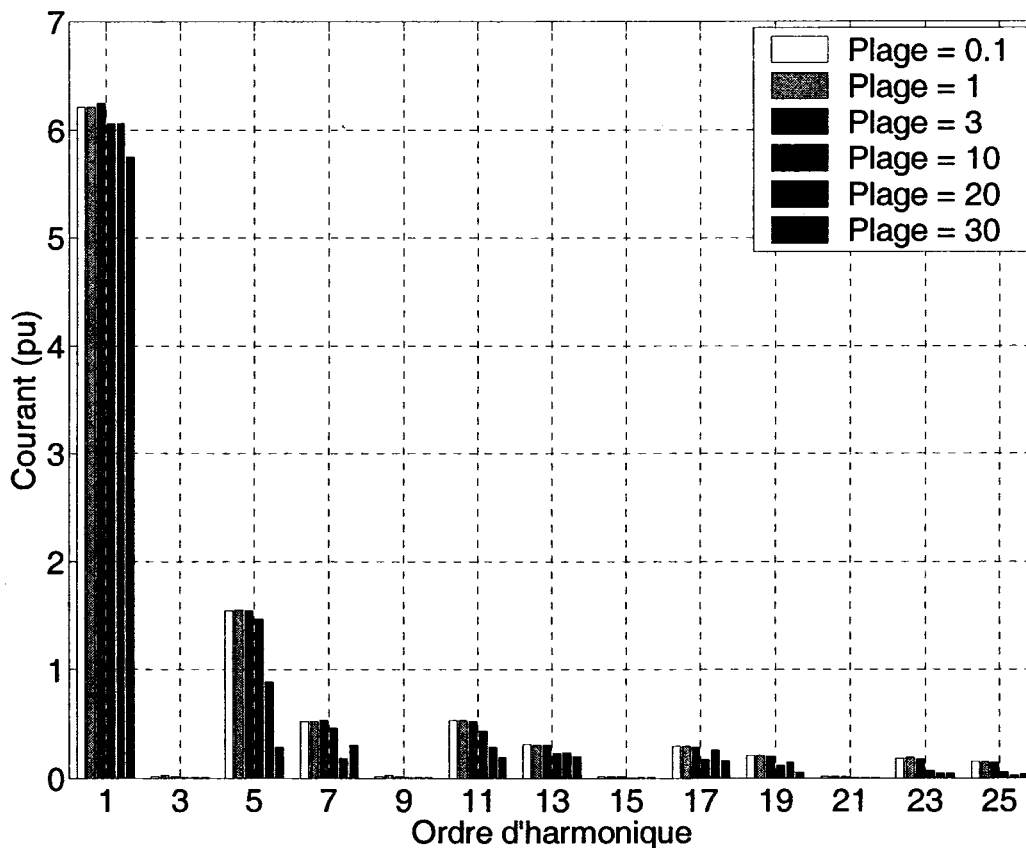


Figure 5. 16 : Harmoniques de courant produits par un système à 4 convertisseurs pour plusieurs plages de variation des angles de retard en degrés.

Pour étudier la diversité en particulier, le phénomène d'atténuation sera minimisé en supposant que l'inductance de source est nulle et que l'inductance de commutation est de $20\mu\text{H}$. La valeur de la résistance de charge est de 2Ω . La diversité apparaît lorsqu'il y a des différences de paramètres d'un convertisseur à l'autre. Les paramètres étudiés sont :

- 1) Les angles de retard α ;
- 2) Le nombre de convertisseurs.

La figure 5.16 montre les harmoniques de courants produits par un système à 4 convertisseurs pour plusieurs plages de variation des angles de retard. L'angle de retard est défini en fonction de la plage pour chaque convertisseur :

$$\alpha = na \times \text{Plage} + \text{Base} \quad (5.1)$$

où "na" est un nombre aléatoire de distribution uniforme, variant entre -1 et 1, différent pour chaque simulation; "Plage" est l'amplitude crête de la variation possible, au dessus ou au dessous de la valeur centrale "Base". Bien que l'approche déterministe s'apprête mal à l'étude de la diversité, la tendance générale est tout de même évidente. Plus la diversité des angles d'amorçage est grande, plus les angles des harmoniques de chaque convertisseur sont différents. Ces différences d'angle font en sorte que lorsque les courants sont additionnés (dans l'artère principale d'alimentation), la sommation des harmoniques de courant est inférieure à la somme algébrique des amplitudes des harmoniques. Si la diversité n'est pas prise en compte, les résultats de simulation surestimeront l'amplitude des harmoniques produits.

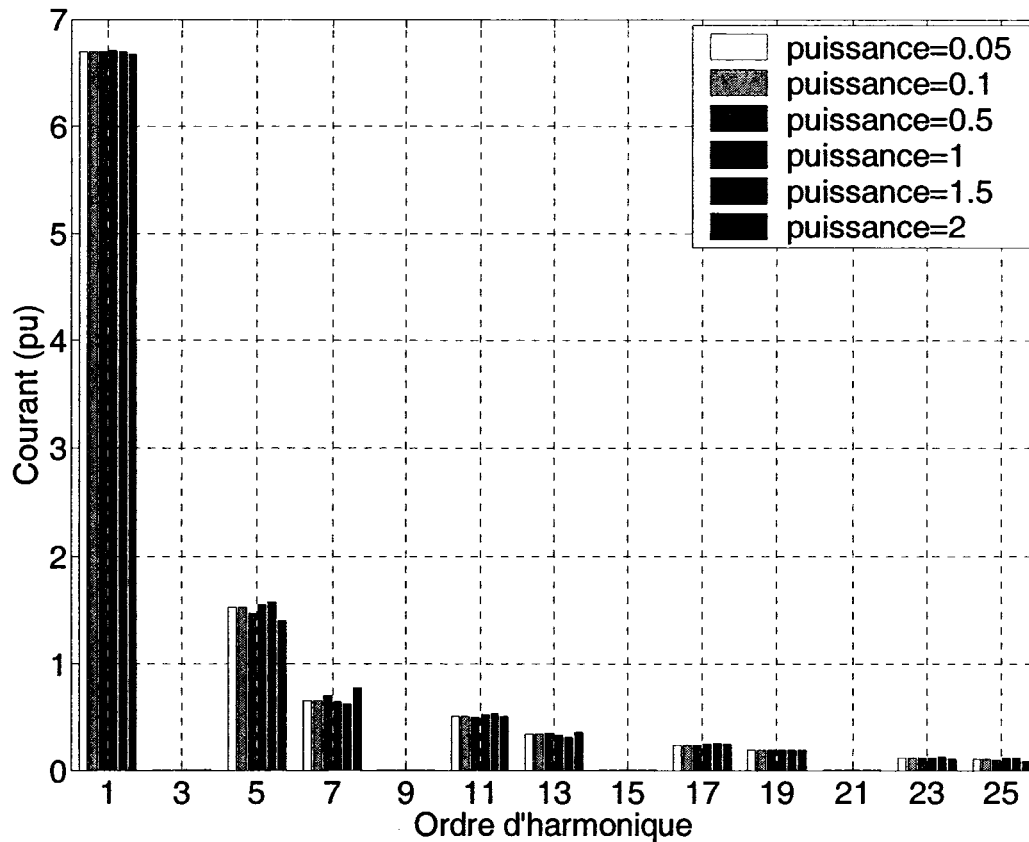


Figure 5. 17 : Harmoniques de courant typiquement produits par un système à 4 convertisseurs pour plusieurs plages de variation des inductances de charge.

La figure 5.17 montre qu'à première vue, la diversité de l'inductance de charge influence peu les harmoniques de courant produits par le système. Bien que l'approche déterministe permette de montrer qu'il est possible que la variation de l'inductance de charge influence les harmoniques de courant produits, l'approche déterministe ne permet pas de déduire de tendance précise. Pour voir s'il existe une tendance, l'étude sera refaite d'un point de vue stochastique au chapitre 6. L'inductance de charge est variée selon la formule :

$$L_d = 10^{(na \times puissance)} \times 1000 \mu\text{H} \quad (5.2)$$

Cette méthode permet de faire varier l'inductance dans une plage de $890 \mu\text{H}$ à $1120 \mu\text{H}$ dans le cas le plus restrictif et de $10 \mu\text{H}$ à $100000 \mu\text{H}$ dans le cas le moins restrictif.

En ce qui concerne l'influence du nombre de convertisseurs sur les harmoniques produits, l'approche déterministe est complètement inutilisable. En effet, pour les cas où il y a peu de convertisseurs dans le système, le point de fonctionnement des convertisseurs varie beaucoup

d'un essai à l'autre. Cette variation des points de fonctionnement est causée par la variation des angles d'amorçage, le but étant de créer la diversité des angles des harmoniques de courant produits par le système. Par exemple, la simulation d'un système à 4 convertisseurs peut donner des harmoniques de courant totalement différents d'une simulation à l'autre, ce qui empêche la comparaison entre ces résultats et les résultats de simulation d'un système composé d'un nombre différent de convertisseurs. Pour ces raisons, l'approche déterministe est inadaptée à l'étude du phénomène de diversité. Le chapitre 6 traite principalement de méthodes probabilistes et stochastiques permettant l'étude de la diversité.

5.5- Effets du déséquilibre des tensions d'alimentation

Le déséquilibre des tensions d'alimentation est un phénomène courant lorsque des charges monophasées sont branchées sur les phases d'un réseau triphasé. Un déséquilibre des impédances peut aussi causer un déséquilibre des tensions. En effet, même si le courant tiré par les charges est équilibré, les chutes de tension aux bornes des impédances des transformateurs ou de commutation font en sorte que les tensions résultantes aux bornes des charges deviennent déséquilibrées. Pour estimer précisément les harmoniques produits par un système multi-convertisseur, il est important de tenir compte du déséquilibre des tensions d'alimentation. La figure 5.18 montre l'importance de la variation de l'amplitude des harmoniques de courant en fonction du déséquilibre de la tension d'alimentation.

Les paramètres de cette simulation du système à 10 convertisseurs sont : $L_L=30\mu\text{H}$, $L_d=1000\mu\text{H}$, $R_d=2\Omega$. Les valeurs des inductances de commutation sont présentées au tableau 5.2. La tension d'alimentation est calculée par (2.5) à (2.8), où le taux de déséquilibre τ varie de 0 à 0.05 (0 à 5%). L'angle de déséquilibre est supposé nul.

Tableau 5. 2 : Valeurs des inductances de commutation pour les études de cas déterministes avec tensions d'alimentation déséquilibrées

Convertisseur	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
L_r (μH)	240	370	580	210	270	300	300	480	330	300

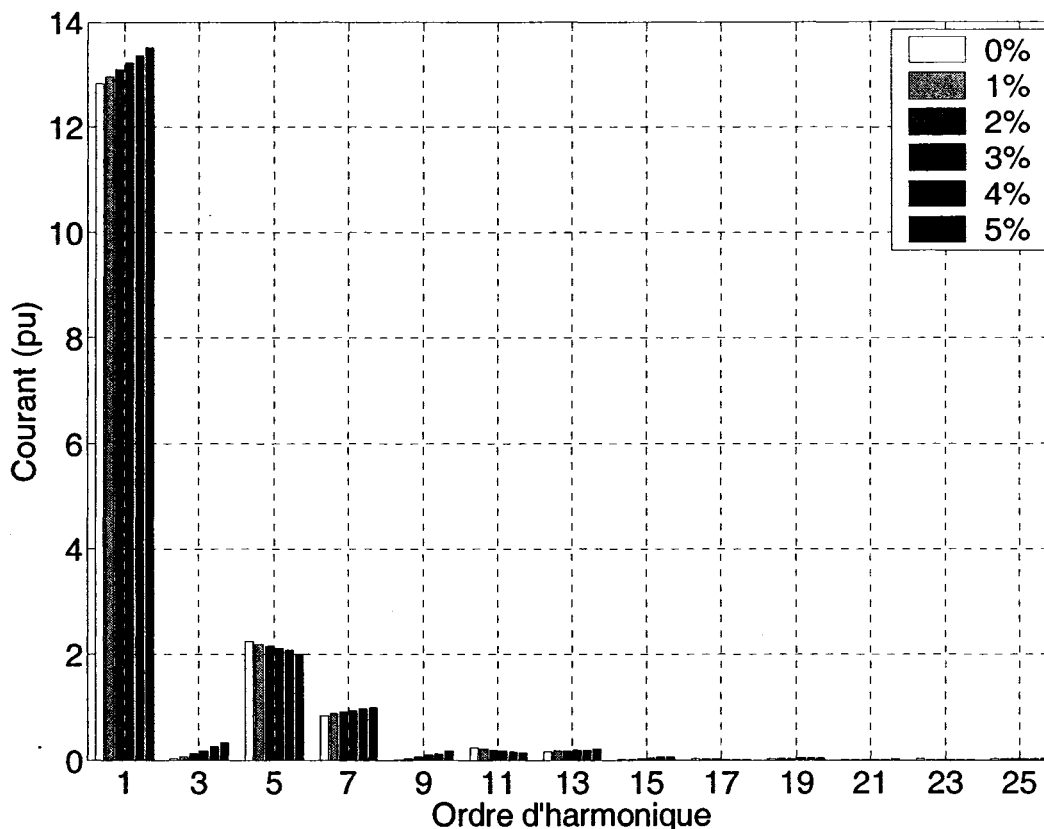


Figure 5. 18 : Cas typique d'harmoniques de courant produits par un système à 10 convertisseurs, en fonction du taux de déséquilibre des tensions d'alimentation

Les harmoniques de courant de ligne de l'artère principale varient de façon significative lorsque le taux de déséquilibre varie de 0 à 5%. Cette plage de variation du taux de déséquilibre est typique des cas rencontrés en pratique [38]. L'apparition des harmoniques non caractéristiques est remarquée, lorsque la tension devient déséquilibrée. Ces harmoniques de séquence homopolaire sont annulés naturellement lorsque le système est équilibré. La composante fondamentale, les harmoniques de séquence positive (harmoniques d'ordre 7, 13, 19, ...) et les harmoniques non caractéristiques ((harmoniques d'ordre 3, 9, 15, ...) augmentent lorsque le taux de déséquilibre augmente; les harmoniques de séquence négative (harmoniques d'ordre 5, 11, 17, ...) sont réduits. Pour les phases B et C, dont les graphiques ne sont pas présentés, la variation est inversée, sauf en ce qui concerne les harmoniques non caractéristiques.

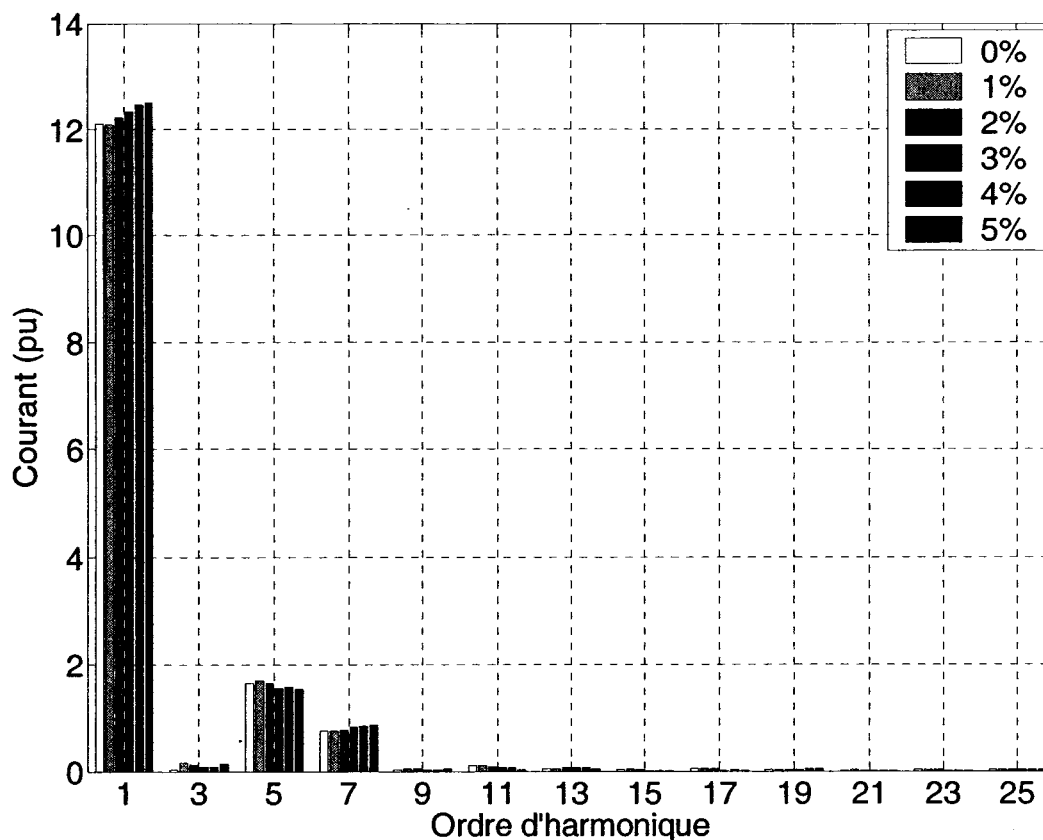


Figure 5. 19 : Harmoniques de courant produits par un système à 10 convertisseurs alimenté par des tensions dont le taux de déséquilibre varie

La figure 5.19 montre les harmoniques de courant produits lorsque le courant de court-circuit est diminué, c'est-à-dire lorsque L_L est égal à $100\mu\text{H}$. Il est constaté que l'augmentation de l'inductance de source diminue la sensibilité du système face au déséquilibre des tensions d'alimentation.

La figure 5.20 montre l'influence de la variation de l'angle de déséquilibre sur les harmoniques de courant produits. L'amplitude du fondamental et des harmoniques de séquence positive est réduite lorsque l'angle de déséquilibre approche 180° . Par contre, l'amplitude des harmoniques de séquence négative augmente lorsque l'angle de déséquilibre approche 180° . Pour la phase B, le fondamental et les harmoniques de séquence positive augmentent lorsque l'angle de déséquilibre approche de 120° , mais diminuent lorsque l'angle de déséquilibre approche de 300° . Les harmoniques de séquence négative varient de façon inverse à ceux de séquence positive.

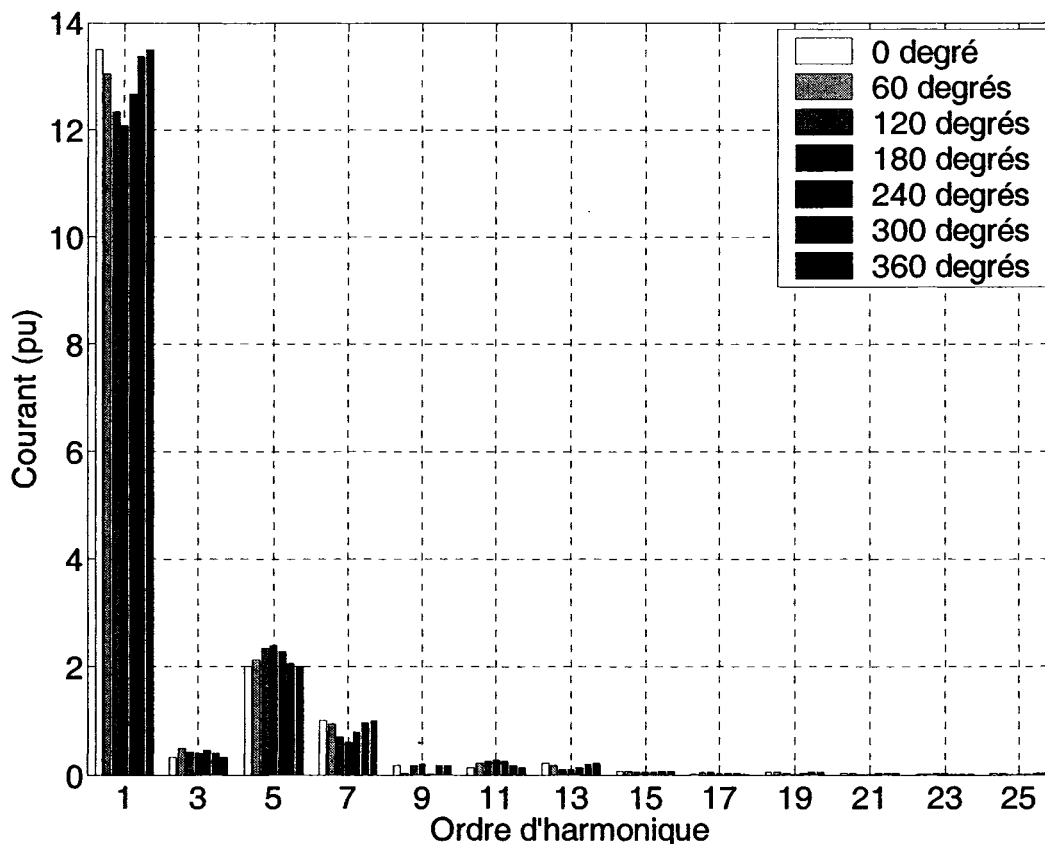


Figure 5. 20 : Harmoniques de courant produits par un système à 10 convertisseurs alimenté par des tensions dont le taux de déséquilibre est de 5% et dont l'angle de déséquilibre varie

Pour la phase C, le comportement des harmoniques est similaire à celui des harmoniques de la phase B, excepté que l'augmentation et la diminution de la composante fondamentale surviennent respectivement à 240° et 60° .

5.6 Conclusion

La méthode et les algorithmes présentés au chapitre 4 ont été validés par comparaison avec les résultats obtenus avec le logiciel SPS de la compagnie The Mathworks Inc. Il a été noté que la contrainte d'utilisation de l'approche présentée, soit l'obligation que les convertisseurs fonctionnent en mode de conduction continue, cause l'impossibilité de calculer les harmoniques de courant dans le cas où la conduction serait supposée être discontinue. Un problème peut aussi survenir si la trajectoire de convergence passe près d'un point de fonctionnement en conduction

discontinue, ce qui arrive lorsque le courant de charge descend près de zéro. Ce cas peut se présenter si un trop grand nombre de convertisseurs commutent simultanément ou si les impédances de commutation sont de valeurs trop grandes.

Une étude de cas a montré que le phénomène d'atténuation est d'autant plus important que les valeurs des inductances de source et de commutation sont grandes. Il a été constaté que, bien que la variation de la valeur de l'inductance de charge influence les harmoniques de courant, les harmoniques de tension sont peu influencés dans ce cas.

L'influence du courant de charge sur les harmoniques de courant produits a été vérifiée de deux façons. Premièrement, en diminuant la résistance de charge, les courants harmoniques ont augmenté, provoquant le phénomène d'atténuation au niveau du fondamental des tensions d'alimentation et l'apparition de chutes de tension aux bornes des impédances de source et de commutation pour les harmoniques d'ordre plus élevé. L'influence de l'augmentation du courant de charge sur les harmoniques de courant produits a aussi été vérifiée en variant les angles d'allumage. La grande réduction des harmoniques de courant produits lorsque les angles d'allumage augmentent provoque peu de changements au niveau des chutes de tension car la puissance consommée diminue simultanément.

Le phénomène de diversité a pu être constaté dans l'étude de cas en faisant varier l'amplitude de la plage de variation des angles d'allumage. Il a été remarqué que lorsque les angles d'allumage sont variés au maximum, l'amplitude des harmoniques de courant produits par le système multi-convertisseur est minimale. Il a été constaté que l'étude de l'effet de la diversité du rapport L_d/L_c et du nombre de convertisseurs nécessite une approche stochastique.

Il a été montré que le déséquilibre des tensions d'alimentation, caractérisé par le taux de déséquilibre et l'angle de déséquilibre, influence de façon significative l'amplitude des harmoniques générés par un système multi-convertisseur.

Les résultats du chapitre 5 montrent qu'il est important de tenir compte des phénomènes d'atténuation, de diversité et des déséquilibres des tensions d'alimentation pour l'évaluation précise des harmoniques de courant. L'étude du fonctionnement des systèmes multi-convertisseur dans des conditions d'utilisation réalistes requiert une approche probabiliste ou stochastique car en pratique, le point de fonctionnement des convertisseurs varie dans le temps en fonction des tâches accomplies par les machines.

Chapitre 6

Caractérisation statistique des harmoniques produits par les systèmes multi-convertisseur triphasés par simulations de Monte Carlo

Les chapitres précédents ont décrit et validé une méthode et des algorithmes de simulation de systèmes multi-convertisseur, prenant compte, entre autres, du déséquilibre et des harmoniques de tension présents sur le réseau d'alimentation, de l'interaction entre les convertisseurs. Mais il a été constaté au chapitre 5 que l'approche déterministe est inadaptée à l'étude des phénomènes de diversité. En effet, les charges non linéaires industrielles, telles que les moteurs cc ou les convertisseurs cc/ca, sont souvent caractérisées par un fonctionnement intermittent car leur point de fonctionnement change continuellement [12]. Le présent chapitre étudie l'effet de la diversité des harmoniques de courant générés par le système multi-convertisseur lorsque le point de fonctionnement de chaque convertisseur varie aléatoirement, de façon à simuler un environnement industriel réaliste. Une approche stochastique est présentée et les résultats sont validés par rapport aux résultats obtenus par une approche probabiliste [12].

6.1- Diversité des harmoniques de courant et validation de l'approche de Monte Carlo

Wang [12] a démontré que lorsque le nombre de charges non linéaires est grand, les harmoniques de courant générés par le système approchent une distribution bivariante normale. Wang présente une méthode probabiliste permettant d'identifier les paramètres des fonctions de densité de probabilité (PDF) des harmoniques de courant produits, en fonction du point de fonctionnement des convertisseurs. L'inconvénient de l'approche se situe au niveau des hypothèses simplificatrices nécessaires au calcul des PDF. Entre autres, les tensions d'alimentation sont supposées purement sinusoïdales et équilibrées; l'inductance de charge est supposée infinie; les inductances de commutation et de source sont supposées nulles, la force contre-électromotrice est supposée nulle, les convertisseurs sont supposés identiques (à part le point de fonctionnement, fixé par l'angle d'amorçage) et les thyristors sont modélisés par des

interrupteurs idéaux. L'approche présentée requiert aussi l'utilisation d'une plage de variation uniforme des angles d'allumage des convertisseurs. La figure 6.1 présente un convertisseur modélisé par Wang; un système multi-convertisseur est formé par le branchement de tous les convertisseurs (identiques) à la même source.

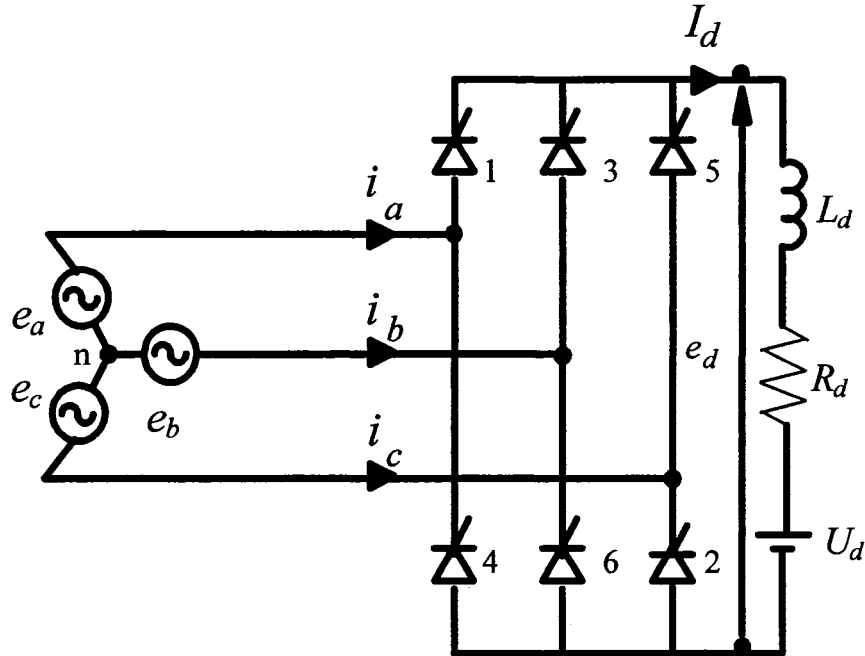


Figure 6. 1 : Pont de Graëtz triphasé à thyristors avec charge RLE, comme modélisé par Wang

Étant donné que l'inductance de source est négligée, les convertisseurs ne sont pas en interaction, ce qui a comme conséquence qu'il n'y a pas de phénomène d'atténuation. Les courants s'additionnent et seul le phénomène de diversité peut être constaté.

En se servant des hypothèses simplificatrices, il est possible de développer les équations représentant le comportement du modèle du convertisseur simplifié de la figure 6.1. Le courant de charge est donné par :

$$I_d = \frac{e_d}{R_d} = \frac{3\sqrt{6}V\cos(\alpha)}{\pi R_d} \quad (6.1)$$

où e_d est la tension de la charge; V est la valeur efficace de la tension phase-neutre; R_d est la résistance de charge et α est l'angle d'amorçage. L'amplitude de l'harmonique de courant

d'ordre h est obtenue en calculant la série de Fourier de l'expression de la forme d'onde du courant de charge :

$$i_h = \frac{2\sqrt{3}I_d}{\pi h} \quad (6.2)$$

où $h = 6k \pm 1$, $k = 1, 2, 3, \dots$ En combinant (6.1) et (6.2), l'expression des harmoniques de courant est obtenue en fonction de l'angle d'allumage :

$$i_h = a \left(\frac{\cos(\alpha)}{h} \right) \quad (6.3)$$

$$a = \frac{18\sqrt{2}V}{\pi^2 R_d} \quad (6.4)$$

Le courant de ligne instantané de la phase A peut être écrit sous la forme d'une somme de composantes harmoniques :

$$i_a(\omega t) = \frac{2\sqrt{3}I_d}{\pi} \left[\sin(\omega t - \alpha) + \sum_{\substack{k=1 \\ h=6k\pm 1}}^{\infty} (-1)^k \left(\frac{\sin(h\omega t - h\alpha)}{h} \right) \right] \quad (6.5)$$

Les parties réelle X et imaginaire Y des harmoniques de courant de ligne de la phase A sont obtenues après quelques manipulations algébriques :

$$X = (-1)^k \left[\left(\frac{a}{h} \right) \cos(\alpha) \cos(h\alpha) \right] \quad (6.6)$$

$$Y = (-1)^{(k+1)} \left[\left(\frac{a}{h} \right) \cos(\alpha) \sin(h\alpha) \right] \quad (6.7)$$

La composante réelle du courant de la branche principale X , du système multi-convertisseur est obtenue en faisant la sommation des composantes réelles obtenues en (6.6). La composante imaginaire du courant de la branche principale est obtenue similairement.

Chaque harmonique produit par le système peut être caractérisé par 5 paramètres: les moyennes

des parties réelle et imaginaire μ_x, μ_y ; les écarts types des parties réelle et imaginaire σ_x, σ_y et le coefficient de corrélation ρ . Pour obtenir les moyennes, les moments de premier ordre doivent être calculés :

$$E[X] = \mu_x = \frac{a(-1)^k}{2h\Delta\alpha} \left[\frac{\sin(h+1)\alpha_2 - \sin(h+1)\alpha_1}{h+1} + \frac{\sin(h-1)\alpha_2 - \sin(h-1)\alpha_1}{h-1} \right] \quad (6.8)$$

$$E[Y] = \mu_y = \frac{a(-1)^{k+1}}{2h\Delta\alpha} \left[\frac{\cos(h+1)\alpha_1 - \cos(h+1)\alpha_2}{h+1} + \frac{\cos(h-1)\alpha_1 - \cos(h-1)\alpha_2}{h-1} \right] \quad (6.9)$$

où $\Delta\alpha = \alpha_2 - \alpha_1$ est la plage de variation de l'angle d'allumage. Le calcul des moments de deuxième ordre est nécessaire au calcul des écarts types :

$$E[X^2] = \frac{a^2}{4h^2\Delta\alpha} \left[\Delta\alpha + \frac{\sin(2\alpha_2) - \sin(2\alpha_1)}{2} + \frac{\sin(2h\alpha_2) - \sin(2h\alpha_1)}{2h} \right. \\ \left. + \frac{\sin(2(h-1)\alpha_2) - \sin(2(h-1)\alpha_1)}{4(h-1)} + \frac{\sin(2(h+1)\alpha_2) - \sin(2(h+1)\alpha_1)}{4(h+1)} \right] \quad (6.10)$$

$$E[Y^2] = \frac{a^2}{4h^2\Delta\alpha} \left[\Delta\alpha + \frac{\sin(2\alpha_2) - \sin(2\alpha_1)}{2} - \frac{\sin(2h\alpha_2) - \sin(2h\alpha_1)}{2h} \right. \\ \left. - \frac{\sin(2(h-1)\alpha_2) - \sin(2(h-1)\alpha_1)}{4(h-1)} - \frac{\sin(2(h+1)\alpha_2) - \sin(2(h+1)\alpha_1)}{4(h+1)} \right] \quad (6.11)$$

$$E[XY] = \frac{a^2}{8h^2\Delta\alpha} \left[\frac{\cos(2(h+1)\alpha_2) - \cos(2(h+1)\alpha_1)}{2(h+1)} + \frac{\cos(2h\alpha_2) - \cos(2h\alpha_1)}{h} \right. \\ \left. + \frac{\cos(2(h-1)\alpha_2) - \cos(2(h-1)\alpha_1)}{2(h-1)} \right] \quad (6.12)$$

Les écarts types et le coefficient de corrélation sont donc :

$$\sigma_x = \sqrt{E[X^2] - \mu_x^2} \quad (6.13)$$

$$\sigma_y = \sqrt{E[Y^2] - \mu_y^2} \quad (6.14)$$

$$\rho = \frac{\text{cov}(X,Y)}{\sigma_x\sigma_y} = \frac{E(XY) - \mu_x\mu_y}{\sqrt{(E[X^2] - \mu_x^2)(E[Y^2] - \mu_y^2)}} \quad (6.15)$$

Les paramètres statistiques des harmoniques de courant dans la branche principale sont :

$$\mu_{x_t} = \sum_{i=1}^N \mu_{x_i} \quad \mu_{y_t} = \sum_{i=1}^N \mu_{y_i} \quad (6.16)$$

$$\sigma_{x_t} = \sqrt{\sum_{i=1}^N \sigma_{x_i}^2} \quad \sigma_{y_t} = \sqrt{\sum_{i=1}^N \sigma_{y_i}^2} \quad (6.17)$$

où « N » est le nombre de convertisseurs. Étant donné que les convertisseurs ne sont pas en interaction, la covariance des sommes de courants X_t et Y_t est égale à la somme des covariances de chacun des harmoniques produits par chaque convertisseur.

$$\text{cov}(X_t, Y_t) = \sum_{i=1}^N \text{cov}(X_i, Y_i) \quad (6.18)$$

Le coefficient de corrélation des parties réelle et imaginaire du courant résultant est donc :

$$\rho_t = \frac{\text{cov}(X_t, Y_t)}{\sigma_{x_t} \sigma_{y_t}} = \frac{\sum_{i=1}^N (\rho_i \sigma_{x_i} \sigma_{y_i})}{\sqrt{\left(\sum_{i=1}^N \sigma_{x_i}^2 \right) \left(\sum_{i=1}^N \sigma_{y_i}^2 \right)}} \quad (6.19)$$

La densité de probabilité peut ensuite être calculée à partir des cinq paramètres statistiques décrivant l'harmonique.

$$f_{X,Y}(X_t, Y_t) = \frac{1}{2\pi \sigma_{x_t} \sigma_{y_t} \sqrt{1 - \rho_t^2}} e^Q \quad (6.20)$$

$$Q = \frac{-1}{2(1 - \rho_t^2)} \left(\frac{(x_t - \mu_{x_t})^2}{\sigma_{x_t}^2} - \frac{2\rho_t(x_t - \mu_{x_t})(y_t - \mu_{y_t})}{\sigma_{x_t} \sigma_{y_t}} + \frac{(y_t - \mu_{y_t})^2}{\sigma_{y_t}^2} \right) \quad (6.21)$$

La fonction $f_{X,Y}(X_t, Y_t)$ calculée en (6.20) permet de tracer les PDF de X_t et de Y_t . Par contre, les PDF des parties réelle et imaginaire des harmoniques obtenus n'ont pas d'utilité pratique. En effet, l'étude de la variation de l'amplitude des harmoniques est plus appropriée. Pour calculer la PDF du module d'un harmonique, un changement de variable est effectué pour que le terme $f_{X,Y}$ soit fonction de r et θ .

$$f_r(r) = \int_0^{2\pi} (f_{x,y}(r \cos(\theta), r \sin(\theta))) r d\theta \quad (6.22)$$

La résolution de cette équation donne la valeur de la fonction de densité de probabilité pour une valeur de r . La résolution de cette fonction peut s'effectuer à l'aide de l'algorithme d'intégration numérique *adaptive Simpson quadrature* disponible dans le logiciel Matlab (quad.m). Il faut calculer la valeur de $f_r(r)$ pour tous les points pour lesquels la PDF doit être tracée.

La valeur de la résistance de charge R_d est supposée égale à 1pu et la force contre-électromotrice est supposée nulle. La méthode de simulation de Monte Carlo présentée consiste à exécuter un grand nombre de simulations déterministes pour ensuite compiler les résultats et identifier les paramètres statistiques de la distribution des amplitudes d'harmoniques de courant obtenues. À chaque fois qu'une simulation déterministe est lancée pour calculer les harmoniques de courant générés par le système multi-convertisseur, les angles d'allumage sont générés aléatoirement selon une distribution uniforme dont les limites sont données au tableau 6.1. Étant donné qu'un générateur de nombres pseudo aléatoires est utilisé, il faut absolument intervenir sur l'état du pointeur de la suite pseudo aléatoire pour le repositionner au hasard, de façon à ne jamais refaire deux fois la même simulation de Monte Carlo. Étant donné que c'est une intervention humaine qui démarre la simulation, le hasard du moment choisi par l'utilisateur est utilisé en incluant une fonction de la valeur du temps réel dans la fonction de repositionnement du pointeur de suite pseudo aléatoire. Étant donné que dans Matlab 7.0.4, cette suite contient 2^{1492} éléments, il est pratiquement impossible que la même position soit choisie deux fois. Il faut noter que les angles d'allumage maximaux pour les 7^e et 8^e convertisseurs sont différents de ceux utilisés par Wang. Ce changement sert à éloigner les points de fonctionnement choisis aléatoirement de la plage de fonctionnement où la conduction serait discontinue, de façon à s'assurer le respect de l'hypothèse de conduction continue de l'algorithme proposé. Les valeurs choisies au tableau 6.1 donnent la marge de manœuvre nécessaire pour effectuer toutes les simulations de Monte Carlo des sections 6.1, 6.2 et 6.3 sans rencontrer de problème causé par une conduction discontinue. En effet, lorsqu'un système multi-convertisseur contient des impédances de source et de commutation non négligeables, la conduction discontinue peut survenir avec des angles d'allumage plus faibles que lorsque ces inductances sont négligées.

Tableau 6. 1 : Paramètres des angles d'allumage des convertisseurs pour les simulations de Monte Carlo

Convertisseur	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
α_{\min}	5°	20°	5°	10°	5°	10°	5°	15°	10°	5°
α_{\max}	25°	45°	25°	30°	45°	30°	45°	55°	30°	25°

L'implantation de l'algorithme de Wang sur Matlab est présenté à l'annexe C. Les résultats obtenus par l'algorithme présenté par Wang sont présentés au tableau 6.2. Seuls les résultats du courant de la phase A sont présentés car il est supposé que la source d'alimentation est parfaitement équilibrée, ce qui fait en sorte que les paramètres des harmoniques de courant des phases B et C sont identiques à ceux de la phase A.

Tableau 6. 2 : Paramètres statistiques des harmoniques de courant générés par un système à 10 convertisseurs, obtenus par la méthode présentée par Wang

Ordre d'harmonique	μ_{x_i}	μ_{y_i}	σ_{x_i}	σ_{y_i}	ρ_i
5	0.65769	3.1894	0.72053	0.54967	-0.24988
7	1.1349	1.2017	0.57347	0.53984	-0.2368
11	-0.56227	0.054017	0.38852	0.48128	0.06113
13	-0.28334	0.19169	0.38286	0.38477	0.10897
17	-0.017524	-0.044615	0.31131	0.3071	0.0080121
19	0.023328	0.031444	0.27246	0.27606	0.0021977
23	-0.081244	0.04737	0.22495	0.22545	0.038032
25	-0.026746	0.071675	0.20839	0.20374	0.0034004

Les résultats obtenus par la méthode présentée par Wang peuvent être utilisés pour valider les résultats obtenus par la méthode et les algorithmes présentés, lorsque certaines hypothèses simplificatrices sont faites. Entre autres, les impédances de commutation et des transformateurs sont négligées, ce qui implique que les commutations sont instantanées. La simulation de Monte Carlo requiert l'exécution d'un grand nombre de simulations déterministes. Pour chaque simulation, les angles d'allumage sont déterminés aléatoirement selon une distribution uniforme à partir des valeurs données au tableau 6.1. Il importe d'utiliser un calcul d'écart dont le résultat ne devient pas excessivement élevé lorsque la valeur de référence est proche de zéro. La formule

utilisée est :

$$\text{écart} = \frac{|x_{comp} - x_{réf}|}{\max(|x_{comp}|, |x_{réf}|)} \quad (6.23)$$

Le tableau 6.3 présente les pourcentages d'écart obtenus pour chaque harmonique et pour chaque paramètre. Ces résultats sont obtenus après l'exécution de 10 000 simulations déterministes.

Tableau 6.3 : Écarts d'identification des paramètres statistiques des harmoniques de courant générés par un système à 10 convertisseurs

Ordre d'harmonique	μ_{xt}	μ_{yt}	σ_{xt}	σ_{yt}	ρ_t
5	1.32 %	0.752 %	1.85 %	1.26 %	0.252 %
7	3.46 %	1.25 %	0.970 %	1.18 %	5.89 %
11	0.250 %	15.7 %	0.204 %	0.183 %	6.83 %
13	1.21 %	4.69 %	0.753 %	1.02 %	0.416 %
17	7.21 %	3.22 %	0.0299 %	0.0481 %	13.2 %
19	7.86 %	3.92 %	0.976 %	0.716 %	61.8 %
23	0.140 %	10.3 %	0.256 %	0.239 %	4.25 %
25	12.6 %	6.01 %	0.764 %	0.507 %	46.5 %

Les écarts entre les paramètres obtenus par la méthode présentée par Wang et les paramètres identifiés par la méthode et les algorithmes présentés restent faibles pour le 5^e et le 7^e harmonique. Les écarts de 15.7% et 4.69% respectivement au niveau de l'évaluation de la moyenne des parties imaginaires des harmoniques 11 et 13 sont causés par les différences entre les méthodes de modélisation. Par exemple, l'inductance L_{ri} est supposée de valeur égale à 0.1 μ H au lieu de 0 μ H pour éviter des problèmes numériques au niveau de la simulation. Cette approximation est nécessaire à l'utilisation des fonctions de commutation. De plus, l'inductance de charge est supposée de valeur égale à 10mH au lieu d'une valeur infinie. De toute façon, ces inductances doivent prendre des valeurs finies et non nulles de façon à modéliser le système multi-convertisseur de façon réaliste.

Le nombre de points de fonctionnement évalués affecte la précision des paramètres identifiés. Les figures 6.2 et 6.3 montrent la valeur des paramètres évalués pour l'harmonique 5.

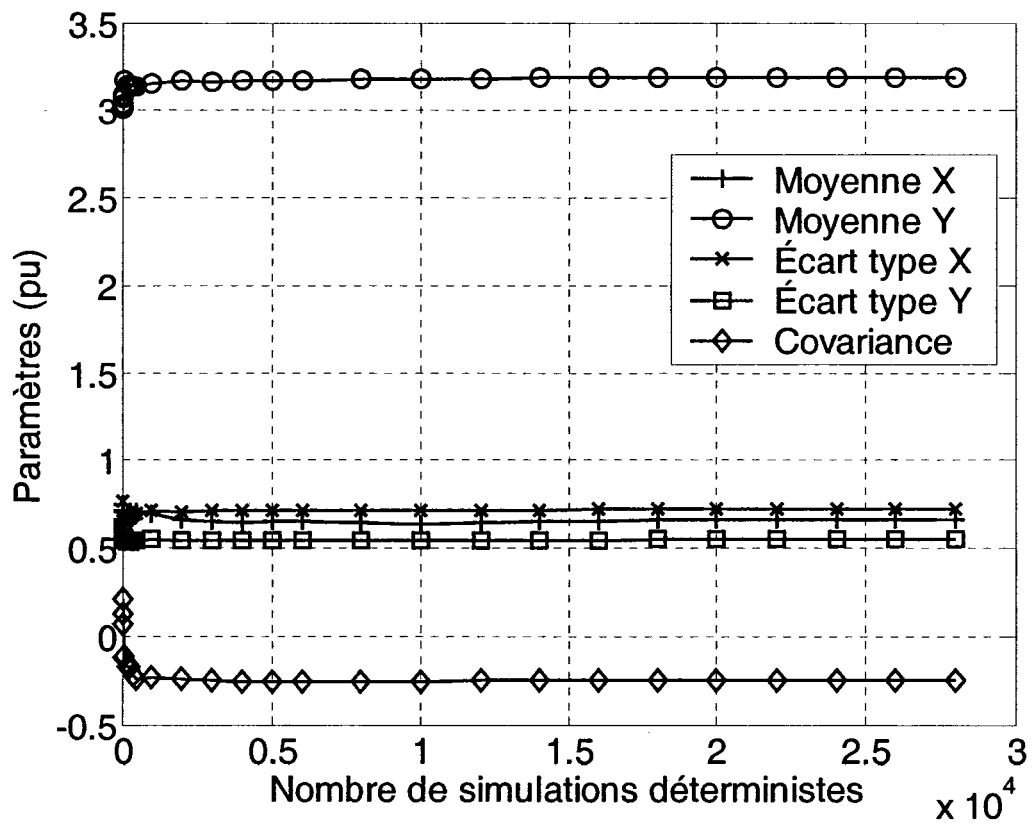


Figure 6.2 : Valeur des paramètres identifiés en fonction du nombre de simulations déterministes pour l'harmonique d'ordre 5

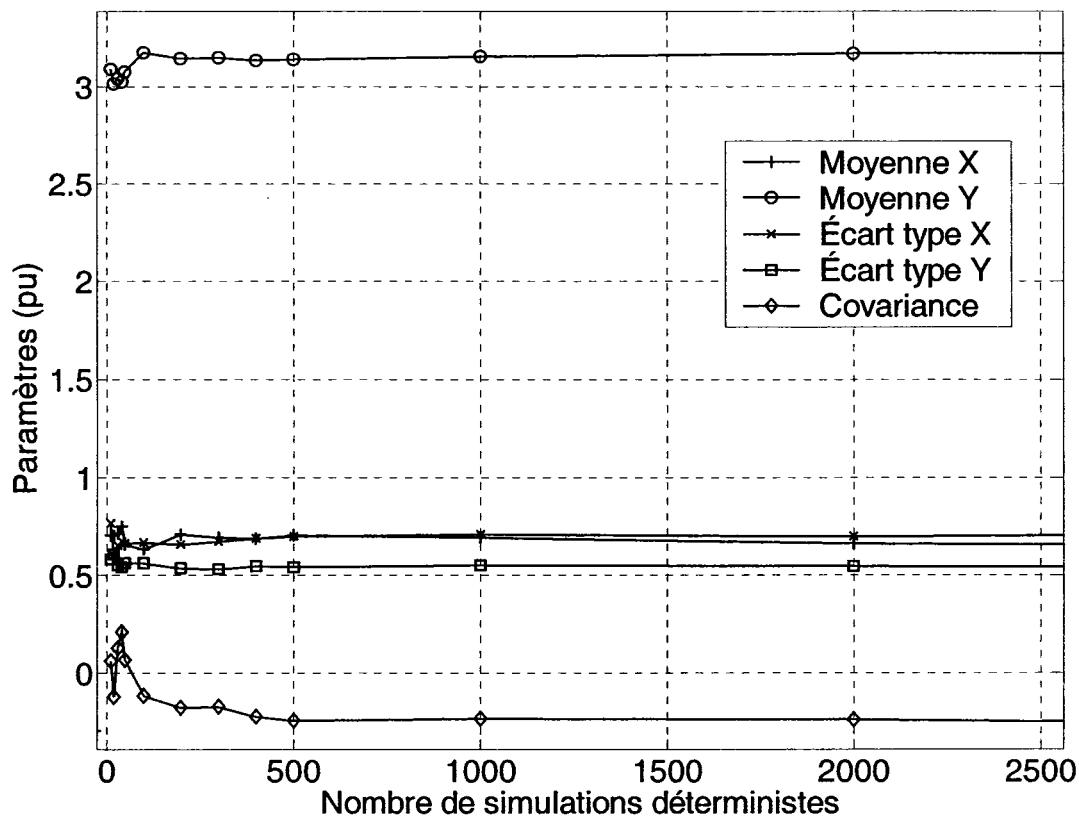


Figure 6.3 : Valeur des paramètres identifiés en fonction du nombre de simulations déterministes pour l'harmonique d'ordre 5, avec agrandissement au niveau de l'axe du nombre de simulations

La figure 6.4 montre les écarts d'estimation des paramètres en fonction du nombre de simulations. Les figures 6.2, 6.3 et 6.4 montrent que les paramètres statistiques de l'harmonique 5 convergent en moins de 10 000 simulations. En fait, 3 000 simulations sont suffisantes pour calculer la valeur des moyennes et de la covariance à moins de 1% des valeurs obtenues après 28 000 simulations. Après 3 000 simulations, les valeurs des écarts types sont évalués à 2% près de la valeur obtenue après 28 000 simulations. La convergence des paramètres des harmoniques d'ordre plus élevé nécessite plus de simulations. Il a été vérifié que pour l'évaluation précise des paramètres statistiques des harmoniques jusqu'à l'ordre 13, 10 000 simulations sont suffisantes.

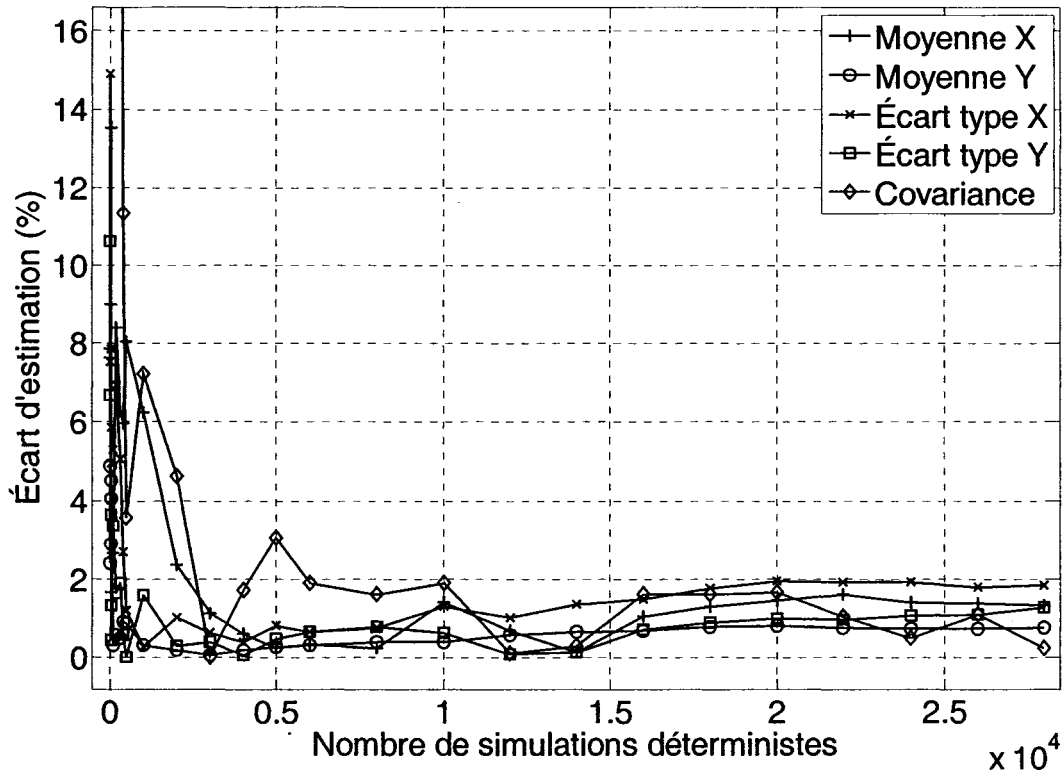


Figure 6. 4 : Écart d'estimation par rapport à Wang des paramètres identifiés pour l'harmonique de rang 5 en fonction du nombre de simulations déterministes

L'annexe D montre les résultats et écart d'estimation par rapport à Wang, obtenus pour les harmoniques de rang 7 à 25. Ces résultats montrent que notre algorithme est précis lorsque des hypothèses simplificatrices sont faites. L'applicabilité de l'approche stochastique dans des conditions réalistes est indirectement validée, étant donné que le modèle déterministe est validé pour des conditions réalistes. Il reste à étudier l'influence du phénomène de diversité et du rapport entre l'inductance de charge et l'inductance de commutation des convertisseurs sur les harmoniques de courant produits par un système multi-convertisseur. De plus, les effets du déséquilibre de la tension d'alimentation et des harmoniques présents sur le réseau doivent être quantifiés.

Une autre façon de vérifier la précision des résultats obtenus par la méthode et les algorithmes présentés est de comparer les fonctions de densité de probabilité (PDF) obtenues par la méthode

présentée par Wang avec des nuages de points obtenus par la simulation de Monte Carlo, permettant d'approximer la densité de probabilité. La figure 6.5 montre ces fonctions pour l'amplitude de l'harmonique 5. Les parties réelles et imaginaires des harmoniques de courant, obtenus par la méthode présentée, sont utilisées pour calculer les amplitudes de ces harmoniques. Les moyennes et les écarts types des amplitudes sont ensuite calculées et utilisés pour constituer la PDF. Les résultats identifiés « Monte Carlo » sont obtenus en divisant l'intervalle d'amplitude en 100 sous intervalles égaux et en comptant combien de résultats arrivent dans chaque sous intervalle. Le nombre de résultats de chaque intervalle est divisé par le nombre de simulations déterministes composant la simulation de Monte Carlo, et par la largeur de l'intervalle. L'annexe D présente les PDF obtenues à partir des harmoniques de courant de rang 7 à 25.

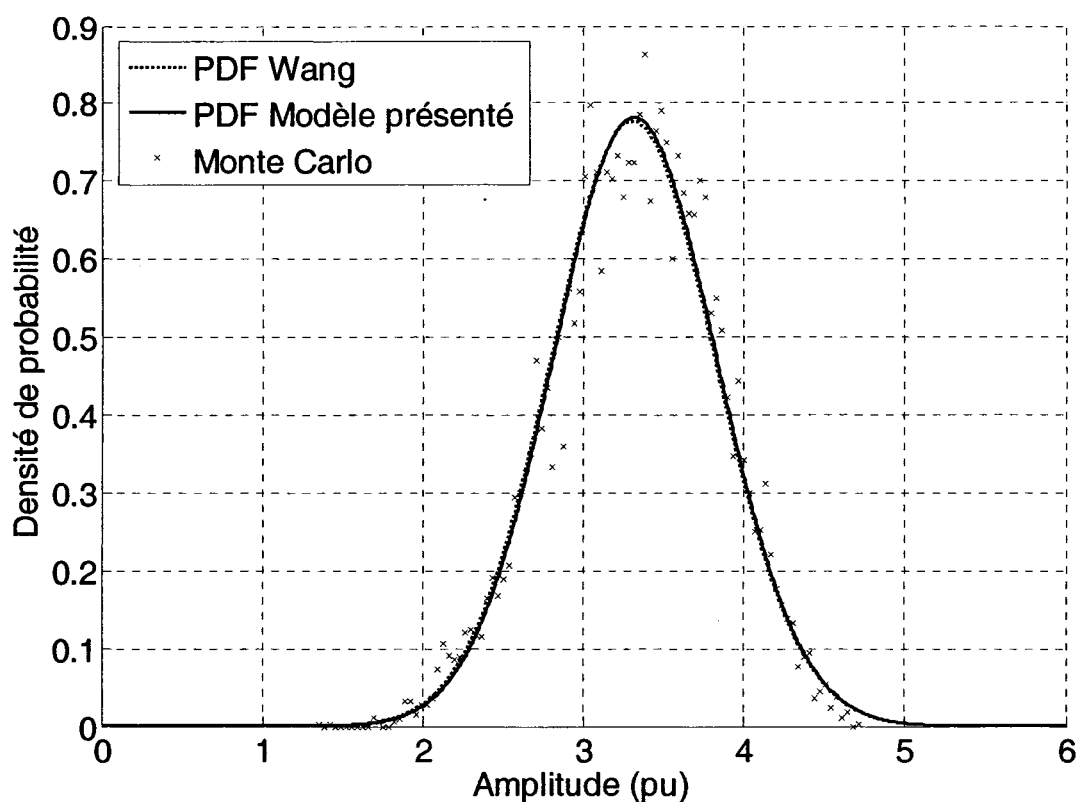


Figure 6. 5 : Fonctions de densité de probabilité du 5^e harmonique produit par un système à 10 convertisseurs, obtenues avec un modèle simplifié

6.2- Effet de la diversité des points de fonctionnement des convertisseurs avec prise en compte de conditions réalistes au niveau de la modélisation

La diversité est un phénomène faisant en sorte que la sommation algébrique des harmoniques de courant produits par des convertisseurs branchés à un bus commun est inférieure à la somme des amplitudes des harmoniques produits par chacun des convertisseurs. Bien que l'effet de la diversité soit similaire à l'effet de l'atténuation décrit au chapitre 5, la cause est différente. En effet, les angles des harmoniques produits sont différents pour chaque convertisseur parce que chaque convertisseur est configuré à un point de fonctionnement différent.

Pour l'étude de cas de la section 6.1, il était supposé que les inductances de commutation et de la source d'alimentation étaient nulles. De plus, le courant de charge était supposé parfaitement lisse, ce qui revient à supposer que la valeur de l'inductance de charge est infinie. Il a été observé que le temps de simulation est proportionnel à la valeur des inductances de source. Cette augmentation du temps de calcul est due à la prise en compte des interactions entre les convertisseurs et par le fait même, du phénomène d'atténuation. L'augmentation de la valeur des inductances de commutation provoque aussi une augmentation du temps de simulation, mais à un degré inférieur par rapport à l'augmentation de l'inductance de source. En effet, l'augmentation de la valeur des inductances de commutation ne provoque pas une augmentation de l'interaction entre les convertisseurs, mais seulement une augmentation du phénomène d'atténuation.

Une étude de cas est faite de façon à vérifier l'influence de la prise en compte des inductances de commutation et de source, de même que la supposition que les inductances de charge sont de valeurs finies. À part la valeur des inductances, les paramètres du système multi-convertisseur sont les mêmes que pour l'étude de cas de la section 6.1. Les valeurs des inductances de source et de charge sont respectivement de $L_L = 30\mu\text{H}$ et $L_d = 4\text{mH}$. Le rapport entre les inductances de charge et de commutation L_d/L_r est relativement grand. Le tableau 6.4 montre les valeurs des inductances de commutation.

Tableau 6. 4 : Valeurs des inductances de commutation des convertisseurs alimentés par des tensions équilibrées et dont le rapport L_l/L_r est grand

Convertisseur	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
L_r (μH)	24	37	58	21	27	30	30	48	33	30
f	41.7	27.0	17.2	47.6	37.0	33.3	33.3	20.8	30.3	33.3

Le tableau 6.5 montre les résultats obtenus suite à une simulation de Monte Carlo utilisant 10 000 simulations déterministes. Lorsque ces résultats sont comparés aux résultats du tableau 6.2, il est constaté que la prise en compte des inductances de source et de commutation et du ronflement change considérablement la valeur des parties réelle et imaginaire des paramètres statistiques des harmoniques générés. Le tableau 6.6 montre les erreurs d'estimation par rapport à Wang qui seraient commises lors du calcul des moyennes et écarts types des harmoniques si les inductances de commutation et de source et le ronflement étaient négligés. L'erreur tend à augmenter avec l'ordre de l'harmonique pour lequel les paramètres statistiques sont calculés.

Tableau 6. 5 : Paramètres statistiques des harmoniques de courant générés par un système à 10 convertisseurs alimentés par des tensions équilibrées, pour un grand rapport L_l/L_r

Ordre d'harmonique	μ_{xt}	μ_{yt}	σ_{xt}	σ_{yt}	ρ_t
5	2.6537	2.2701	0.3559	0.4480	-0.1227
7	1.7370	-0.2772	0.2996	0.3228	-0.0050
11	0.2303	0.5092	0.2955	0.2075	0.0960
13	0.3094	0.0871	0.1906	0.2161	-0.2758
17	0.0613	0.0948	0.1717	0.1506	-0.2080
19	0.0803	-0.0164	0.1191	0.1392	0.0120
23	0.0777	0.0209	0.1080	0.1056	-0.1010
25	0.0420	-0.0443	0.0823	0.0940	0.0266

Tableau 6. 6 : Écarts d'estimation par rapport à Wang, obtenus lorsque les inductances de source et de commutation et le ronflement sont négligés

Ordre d'harmonique	μ_{x_i}	μ_{y_i}	σ_{x_i}	σ_{y_i}	ρ_i
5	75.9 %	28.6 %	50.3 %	16.9 %	52.0 %
7	33.4 %	123 %	47.8 %	40.8 %	98.0 %
11	141 %	87.8 %	23.8	56.6 %	19.5 %
13	190 %	56.3 %	50.8 %	43.8 %	139 %
17	131 %	145 %	45.2 %	51.2 %	101 %
19	71.1 %	151 %	56.6 %	50.1 %	102 %
23	198 %	53.9 %	52.4 %	53.2 %	139 %
25	165 %	165 %	60.9 %	54.1 %	135 %

La figure 6.6 compare les fonctions de densité de probabilité (PDF) obtenue par la méthode présentée par Wang avec des nuages de points obtenus par la simulation de Monte Carlo, permettant d'approximer la densité de probabilité de l'amplitude de l'harmonique 5, utilisant des paramètres réalistes pour modéliser le système à 10 convertisseurs. Des écarts importants apparaissent au niveau de l'estimation de tous les paramètres stochastiques de l'ensemble des harmoniques considérés. Cette constatation montre l'importance de la prise en compte des inductances de commutation et de source ainsi que de l'ondulation du courant de charge. En d'autres mots, l'algorithme de Wang ne permet pas d'évaluer précisément les paramètres stochastiques des harmoniques de courant produits par le système lorsque les inductances sont négligées. L'annexe E montre les PDF obtenues pour les harmoniques de courant de rang 7 à 25.

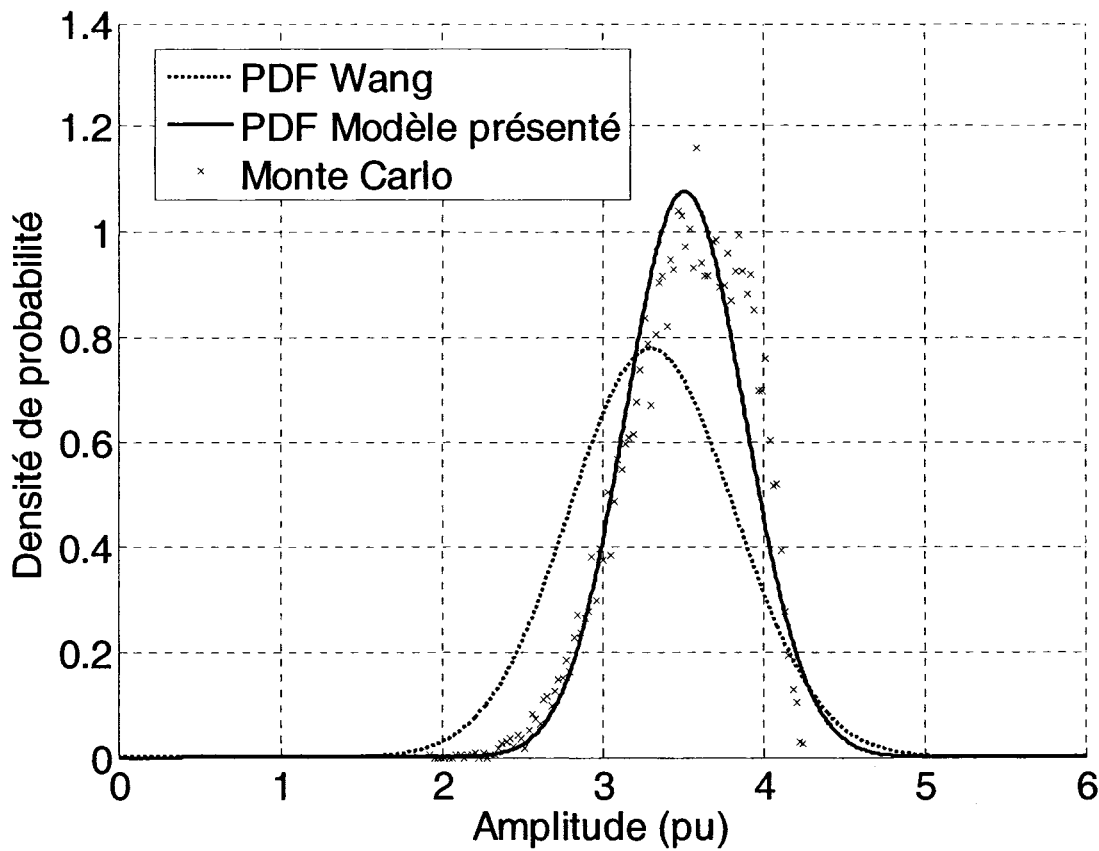


Figure 6. 6 : Fonctions de densité de probabilité du 5^e harmonique produit par un système à 10 convertisseurs alimenté par une source équilibrée, obtenues avec des paramètres réalistes

Une autre étude de cas montre l'influence du rapport entre les inductances de charge et les inductances de commutation, $f=L_d/L_r$, sur les paramètres statistiques des harmoniques de courant produits. Les valeurs des inductances de commutation pour cette simulation de Monte Carlo sont présentées au tableau 6.7 :

Tableau 6. 7 : Valeurs des inductances de commutation des convertisseurs alimentés par des tensions équilibrées et dont le rapport L_d/L_r est faible

Convertisseur	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
L_r (μH)	290	150	220	200	280	250	190	100	260	180
f	3.45	6.67	4.54	5	3.57	4	5.26	10	3.85	5.56

La valeur des inductances de charge est 1mH pour tous les convertisseurs. Les paramètres statistiques des harmoniques de courant, produits par ce système à 10 convertisseurs, sont présentés au tableau 6.8. Le tableau 6.9 montre les changements de paramètres statistiques des harmoniques de courants produits lorsque le rapport f devient faible, par rapport aux résultats obtenus pour un rapport f élevé. L'amplitude des changements des paramètres statistiques par rapport au cas où le rapport f était grand montre l'importance de la prise en compte des conditions réalistes de fonctionnement du circuit. En effet, si des hypothèses simplificatrices avaient été faites, comme par exemple de supposer que le courant de charge est parfaitement lisse, alors l'erreur commise lors de l'évaluation des paramètres statistiques des harmoniques de courant produits aurait été significative. L'erreur d'évaluation aurait été encore plus importante si les impédances de commutation avaient été négligées, car le phénomène de commutation influence les harmoniques de courant de façon importante pour les systèmes dont la valeur des impédances de commutation est grande.

Tableau 6. 8 : Paramètres statistiques des harmoniques de courant générés par un système à 10 convertisseurs alimentés par des tensions équilibrées, pour un faible rapport L_d/L_r

Ordre d'harmonique	μ_x	μ_y	σ_x	σ_y	ρ
5	3.3983	0.4609	0.1945	0.3326	-0.1103
7	0.9190	-1.1389	0.2016	0.1771	0.3403
11	0.3130	-0.2711	0.1369	0.1302	-0.0484
13	-0.0389	-0.2373	0.0960	0.1089	-0.0033
17	-0.0635	-0.0614	0.0744	0.0812	-0.1669
19	-0.0519	0.0125	0.0634	0.0615	0.1901
23	-0.0133	0.0267	0.0507	0.0482	0.1876
25	0.0107	0.0135	0.0410	0.0420	-0.1587

Tableau 6. 9 : Changement des paramètres lorsque le rapport entre les inductances de charge et de commutation est faible

Ordre d'harmonique	μ_x	μ_y	σ_x	σ_y	ρ
5	21.9 %	79.7 %	45.3 %	25.8 %	10.1 %
7	47.1 %	75.7 %	32.7 %	45.1 %	101 %
11	26.4 %	153 %	53.7 %	37.3 %	150 %
13	113 %	137 %	49.6 %	49.6 %	98.8 %
17	197 %	165 %	56.7 %	46.1 %	19.7 %
19	165 %	176 %	46.8 %	55.8 %	93.7 %
23	117 %	21.9 %	53.0 %	54.3 %	154 %
25	74.5 %	130 %	50.2 %	55.4 %	117 %

La figure 6.7 montre à quel point l'écart type de l'amplitude du 5^e harmonique évalué par le modèle présenté est différent de l'écart type obtenu par le modèle simplifié, dans le cas où la valeur des inductances de commutation est grande. Comme pour l'étude de cas précédente, l'erreur a tendance à augmenter avec l'ordre de l'harmonique. L'annexe F montre les PDF obtenues pour les harmoniques de courant de rang 7 à 25.

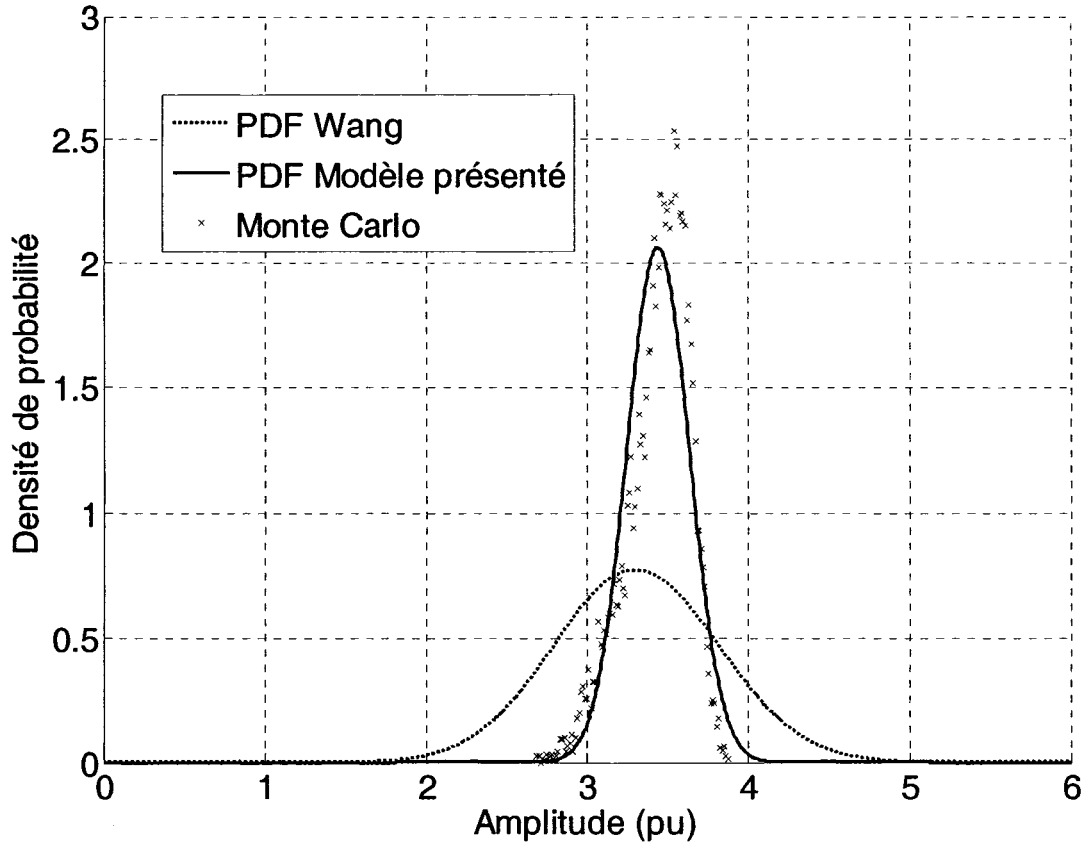


Figure 6. 7 : Fonctions de densité de probabilité du 5e harmonique produit par un système à 10 convertisseurs alimenté par une source équilibrée, obtenues avec des paramètres réalistes, pour un faible rapport L_d/L_r

L'étude de cas suivante montre l'influence de la présence d'un harmonique de tension au niveau de la tension d'alimentation. Les paramètres de simulation sont les mêmes que ceux de l'étude de cas dont les résultats sont présentés au tableau 6.5. Le tableau 6.10 montre les changements au niveau des paramètres statistiques des harmoniques produits lorsqu'un harmonique d'ordre 5 apparaît aux trois phases des tensions d'alimentation avec une amplitude de 5% de l'amplitude du fondamental. L'effet de l'harmonique était pratiquement indétectable avec l'approche déterministe, mais l'approche stochastique permet de confirmer que l'effet de la présence d'un harmonique sur la tension d'alimentation est significatif.

Tableau 6. 10 : Comparaison des paramètres statistiques obtenus pour le système alimenté par une source comprenant un 5^e harmonique, avec les résultats obtenus au tableau 6.5

Ordre d'harmonique	μ_{xt}	μ_{yt}	σ_{xt}	σ_{yt}	ρ_i
5	8.10 %	10.4 %	13.5 %	4.88 %	9.72 %
7	2.95 %	39.3 %	7.84 %	11.1 %	105 %
11	39.4 %	10.8 %	12.3 %	12.9 %	32.3 %
13	8.74 %	121 %	15.9 %	11.9 %	0.656 %
17	41.5 %	24.2 %	13.5 %	8.48 %	31.6 %
19	1.10 %	64.2 %	13.4 %	11.2 %	89.4 %
23	1.31 %	110 %	14.5 %	6.71 %	80.3 %
25	33.5 %	19.1 %	7.46 %	15.0 %	83.5 %

6.3- Effets du déséquilibre des tensions d'alimentation

Il a déjà été démontré au chapitre 5 que le déséquilibre des tensions d'alimentation affecte l'amplitude des harmoniques de courant produits par les systèmes multi-convertisseur. Il reste à répéter l'étude avec l'approche stochastique, de façon à connaître le comportement des convertisseurs lorsqu'ils sont alimentés par une source de tension déséquilibrée, et que leurs points de fonctionnement sont fixés aléatoirement. L'étude de l'influence du déséquilibre s'effectue en deux temps. En effet, l'influence du taux de déséquilibre est d'abord déterminée, en prenant comme référence les résultats obtenus au tableau 6.5. Ensuite, l'influence de l'angle de déséquilibre sera déterminée par rapport aux résultats obtenus pendant l'étude de l'influence du taux de déséquilibre.

6.3.1- Influence du taux de déséquilibre

Les paramètres de cette étude de cas sont identiques à ceux de la première étude de cas avec conditions réalistes à la section 6.2, sauf en ce qui concerne la source de tension d'alimentation. Le taux de déséquilibre est de 5% et l'angle de déséquilibre est de 0°. Le tableau 6.11 montre les différences au niveau des paramètres statistiques des harmoniques de courant produits par le système. Étant donné qu'il est supposé ne pas y avoir d'harmoniques non caractéristiques lorsque les tensions d'alimentation sont équilibrées, la valeur des amplitudes de ces harmoniques en

« pu » ont été inscrites dans le tableau, pour le cas où la tension est déséquilibrée.

Tableau 6. 11 : Comparaison des paramètres statistiques obtenus pour le système alimenté par une source de tension déséquilibrée, avec les résultats obtenus au tableau 6.5

Ordre d'harmonique	μ_{xt}	μ_{yt}	σ_{xt}	σ_{yt}	ρ_t
3 (pu)	0.221	-0.807	0.0737	0.210	-0.483
5	15.5 %	12.9 %	12.5 %	21.3 %	36.2 %
7	13.0 %	20.8 %	13.9 %	10.6 %	89.8 %
9 (pu)	0.241	-0.365	0.116	0.153	-0.0706
11	51.8 %	41.2 %	34.3 %	30.9 %	26.6 %
13	11.4 %	33.9 %	18.4 %	15.5 %	8.86 %
15 (pu)	0.102	-0.068	0.121	0.127	0.260
17	70.8 %	73.7 %	51.8 %	51.1 %	38.6 %
19	6.85 %	96.3 %	11.4 %	16.8 %	146 %
21 (pu)	0.019	-0.051	0.109	0.093	0.033
23	85.8 %	84.6 %	50.3 %	62.6 %	148 %
25	20.8 %	41.2 %	10.4 %	10.4 %	48.5 %

La figure 6.8 montre les résultats bruts des simulations de Monte Carlo pour l'harmonique d'ordre 3, ainsi que les PDF approximatives, reconstituées à partir des paramètres statistiques estimés. À première vue, il semble anormal que la valeur des amplitudes des harmoniques non caractéristiques soit non négligeable pour le cas où les tensions d'alimentation sont équilibrées. Si seulement la partie significative de la PDF est conservée, pour le cas alimenté par des tensions équilibrées, alors il est constaté que le plus grand nombre des 10 000 simulations arrivent à une amplitude d'environ 0.07pu. Il faut noter que l'amplitude du fondamental pour ce cas est d'environ 20pu, ce qui rend pratiquement négligeables ces amplitudes d'harmoniques non caractéristiques. Il a été vérifié pour quelques cas avec le logiciel SPS qu'en régime équilibré, les amplitudes des harmoniques non caractéristiques obtenues par simulation sont non nulles. La valeur typiquement obtenue pour l'harmonique d'ordre 3 avec SPS est d'environ 0.02pu. Il est possible que l'erreur commise par l'algorithme présenté soit causée par l'échantillonnage des formes d'onde de la méthode fréquentielle et par l'algorithme de calcul des angles d'empiètement, qui donne parfois des résultats légèrement déséquilibrés pour certains points de fonctionnement dont la convergence est plus difficile. Aussi, la précision de ces résultats est limitée par le fait que le nombre d'harmoniques pris en compte est de 25. L'augmentation du

nombre d'harmoniques pris en compte peut augmenter la précision dans la plupart des cas, mais le temps de calcul est alors augmenté.

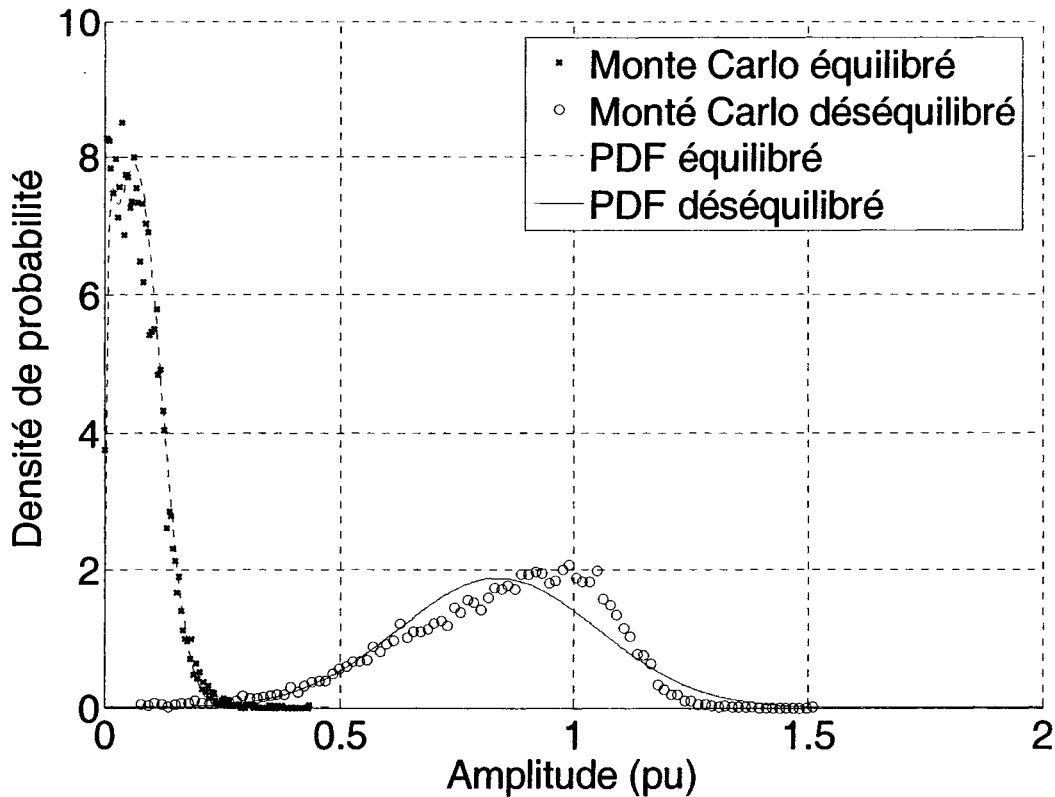


Figure 6.8 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 3, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

La figure 6.9 montre les résultats bruts des simulations de Monte Carlo pour l'harmonique d'ordre 5, ainsi que les PDF approximatives, reconstituées à partir des paramètres statistiques estimés. Il est constaté que l'amplitude de l'harmonique d'ordre 5 est fortement influencée par la présence d'un déséquilibre des tensions d'alimentation. En fait, tous les harmoniques de séquence négative le sont.

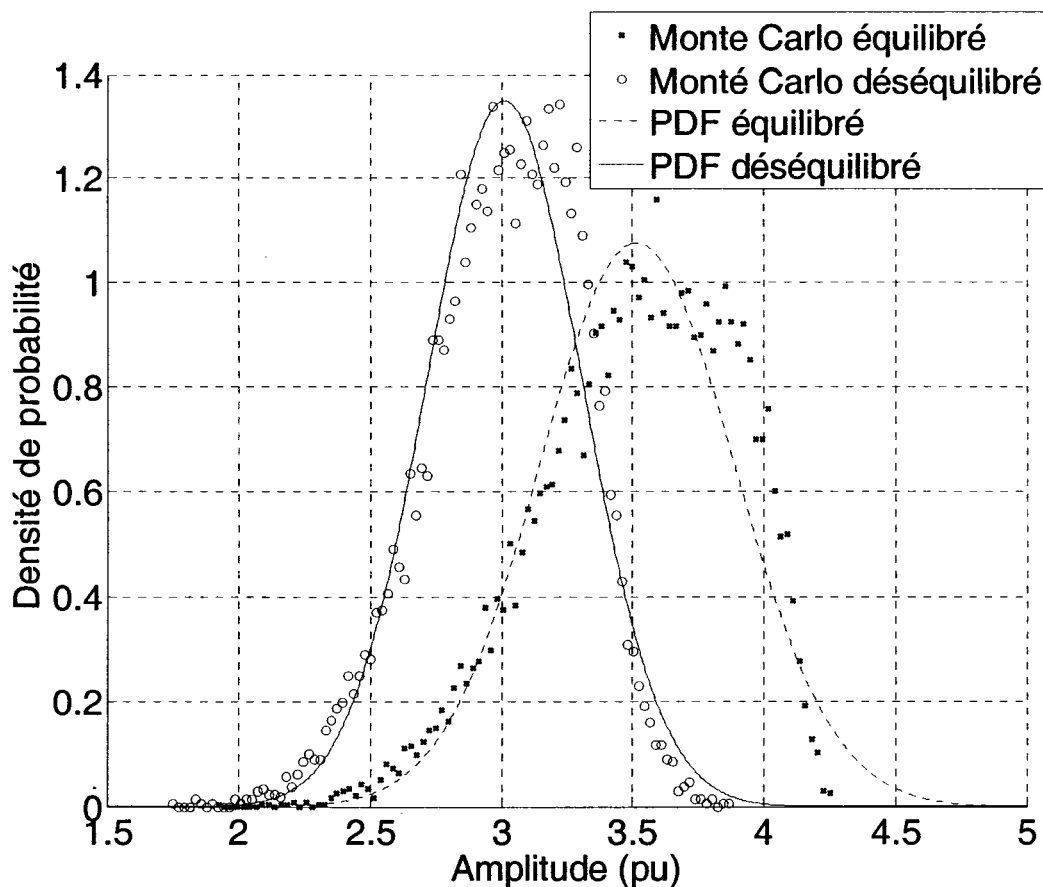


Figure 6.9 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 5, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

La figure 6.10 montre les résultats bruts des simulations de Monte Carlo pour l'harmonique d'ordre 7, ainsi que les PDF approximatives, reconstituées à partir des paramètres statistiques estimés. L'amplitude de l'harmonique d'ordre 7 est aussi fortement influencée par la présence d'un déséquilibre des tensions d'alimentation. Il a été remarqué que tous les autres harmoniques de séquence positive montrent le même comportement. L'annexe G montre les PDF obtenues à partir de chacun des autres harmoniques de courant considérés sur les trois phases.

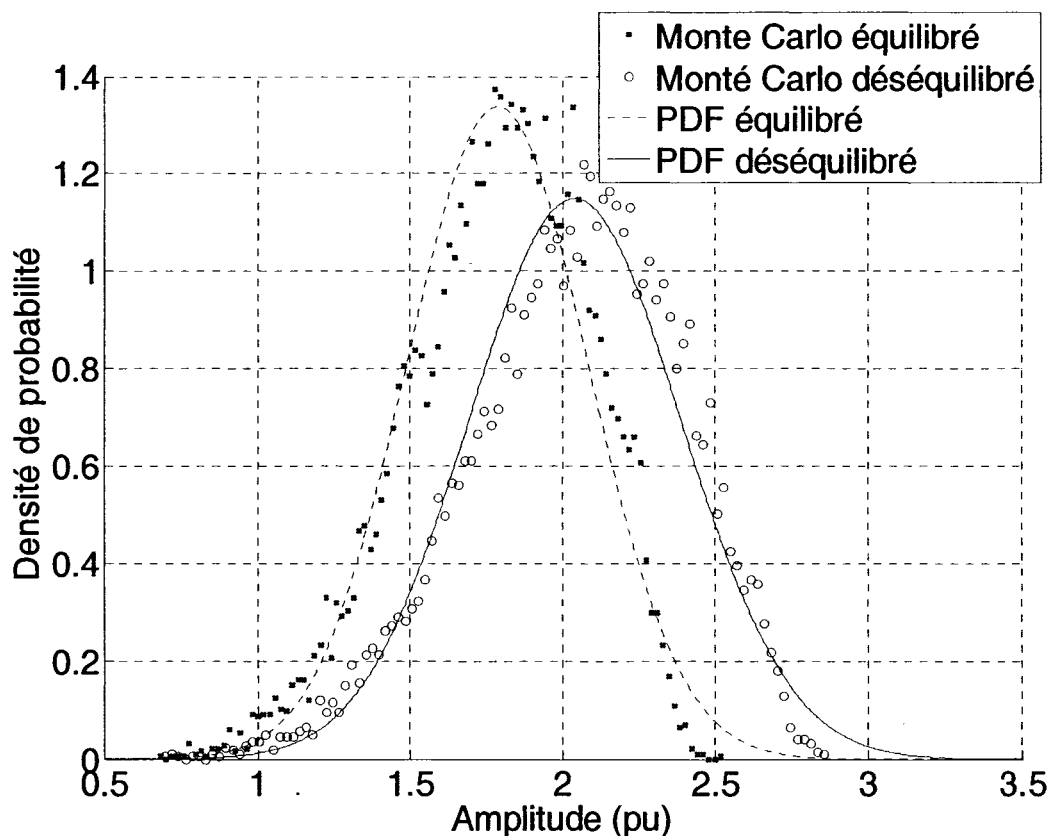


Figure 6. 10 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 7, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

6.3.2- Influence de l'angle de déséquilibre

L'influence du déséquilibre des tensions d'alimentation sur l'amplitude des harmoniques de courant est établie. Cette section montre l'influence de l'angle de déséquilibre sur l'amplitude des harmoniques. La comparaison s'effectue par rapport à l'étude de cas de la section précédente où la tension est déséquilibrée à 5% avec un angle de déséquilibre de 0° . Le tableau 6.12 montre le changement survenant au niveau des paramètres statistiques des amplitudes des harmoniques lorsque l'angle de déséquilibre passe de 0° à 60° . La figure 6.11 montre que l'amplitude de l'harmonique 3 est très influencée par l'angle de déséquilibre. Il en est de même pour les autres harmoniques non caractéristiques.

Tableau 6. 12 : Comparaison des paramètres statistiques obtenus pour le système alimenté par une source de tension déséquilibrée avec un angle de déséquilibre de 60°, avec les résultats obtenus pour un angle de déséquilibre de 0°

Ordre d'harmonique	μ_{xt}	μ_{yt}	σ_{xt}	σ_{yt}	ρ_t
3	171 %	78.9 %	54.9 %	39.3 %	6.42 %
5	1.95 %	19.1 %	9.33 %	13.9 %	8.86 %
7	6.20 %	132 %	4.35 %	5.44 %	147 %
9	64.4 %	81.7 %	55.6 %	59.2 %	78.1 %
11	58.7 %	39.9 %	21.7 %	27.3 %	51.0 %
13	20.8 %	37.1 %	4.51 %	14.8 %	6.05 %
15	67.3 %	135 %	61.4 %	59.4 %	110 %
17	100 %	74.6 %	44.9 %	34.7 %	73.6 %
19	8.18 %	102 %	5.37 %	0.152 %	82.0 %
21	7.49 %	113 %	59.2 %	52.8 %	44.0 %
23	70.4 %	94.1 %	41.1 %	50.8 %	155 %
25	27.8 %	113 %	10.2 %	7.68 %	77.7 %

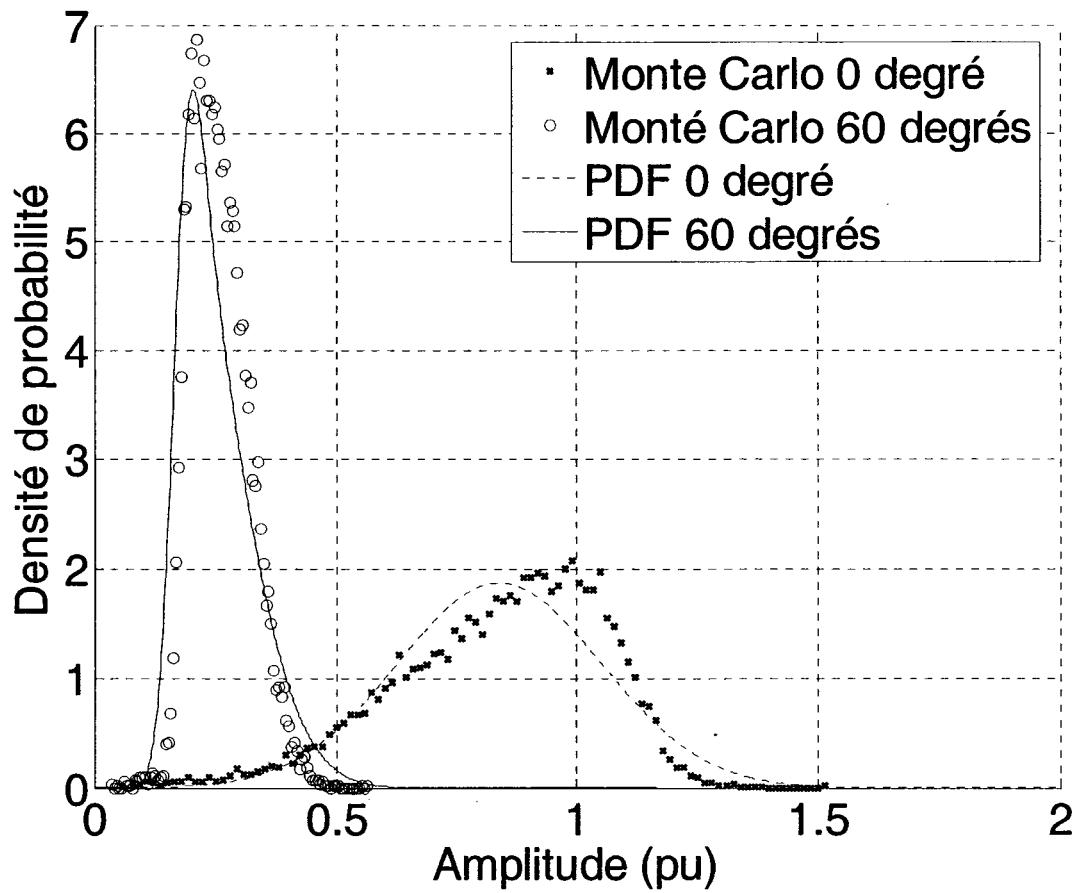


Figure 6. 11 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 3, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

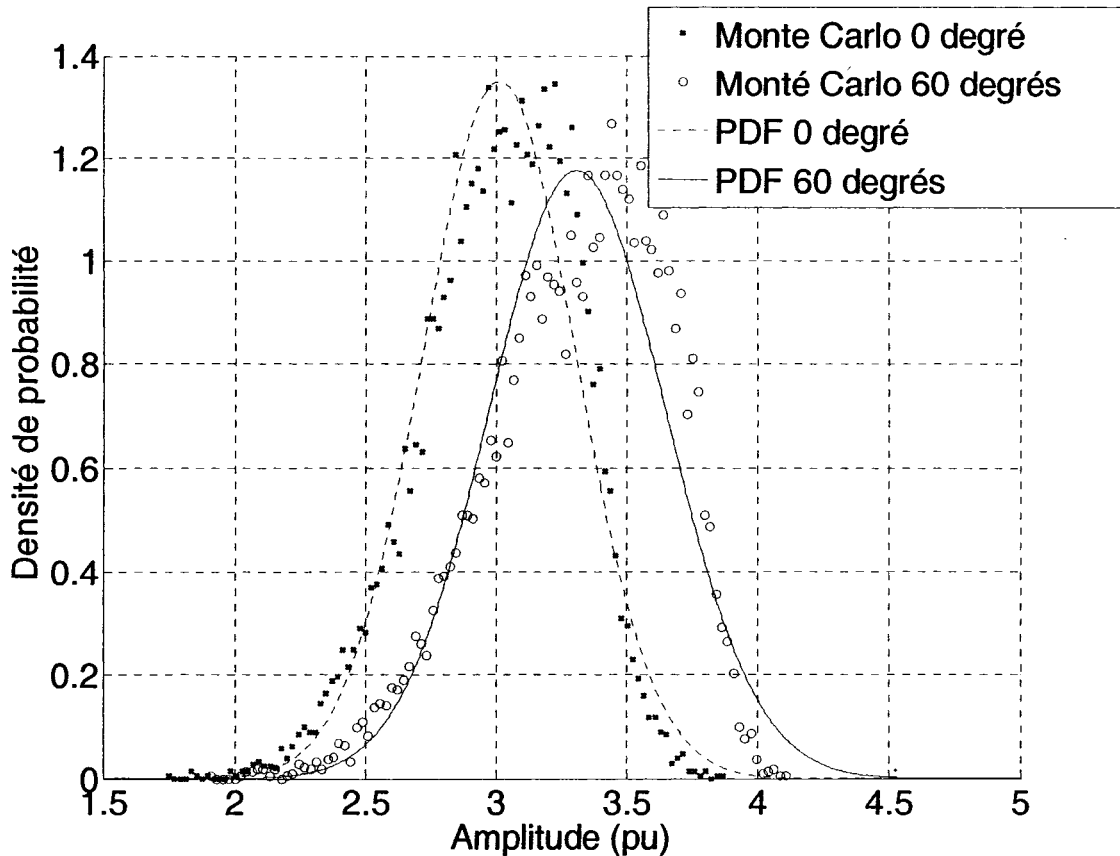


Figure 6.12 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 5, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

Les figures 6.12 et 6.13 démontrent que les amplitudes des harmoniques de séquence négative et de séquence positive sont aussi influencées par l'angle de déséquilibre, mais à un niveau moindre, par rapport aux harmoniques non caractéristiques. Il est toutefois évident que pour estimer précisément les harmoniques produits par le système, la prise en compte du taux de déséquilibre et de l'angle de déséquilibre est primordiale. L'annexe H montre les PDF obtenues à partir de chacun des autres harmoniques de courant considérés sur les trois phases.

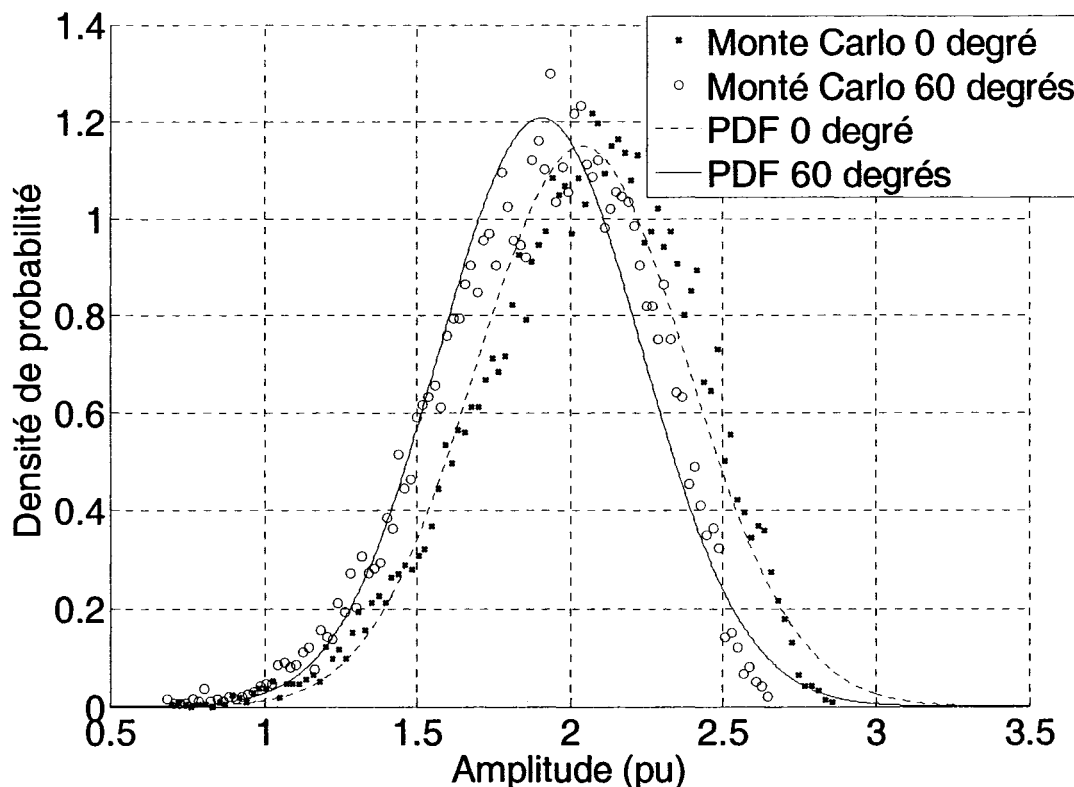


Figure 6. 13 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 7, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre de 60°

6.4- Effet de la variation du nombre de convertisseurs

L'effet créé par le phénomène de diversité, sur les harmoniques de courant produits, peut être constaté en variant le nombre de convertisseurs présents dans le système multi-convertisseur. Les paramètres de cette étude de cas sont : $L_L = 30\mu\text{H}$, $L_c = 30\mu\text{H}$, $L_d = 4\text{mH}$, $R_d = 1.2\Omega$ et les angles d'allumage varient de façon uniforme de 20° à 50°. La figure 6.14 montre l'amplitude normalisée des moyennes des harmoniques pour un nombre de convertisseurs variant de un à seize. L'amplitude normalisée des moyennes des harmoniques est obtenue en divisant l'amplitude des moyennes des harmoniques par le nombre de convertisseurs. Étant donné que tous les convertisseurs sont identiques et que le système est simulé pour 10 000 points de fonctionnement, les valeurs moyennes des harmoniques de courant produits devrait être les mêmes pour tous les convertisseurs. Si tous les convertisseurs fonctionnaient toujours de façon

parfaitement synchronisée, le courant total produit par le système multi-convertisseur serait égal au nombre de convertisseurs multiplié par le courant produit par un seul convertisseur. Mais en pratique, les convertisseurs ne sont pas synchronisés. La diversité des points de fonctionnement cause une diversité au niveau des angles des harmoniques de courant produits. L'amplitude de la composante résultante du courant est donc de valeur plus faible que la somme des amplitudes de courant de tous les convertisseurs.

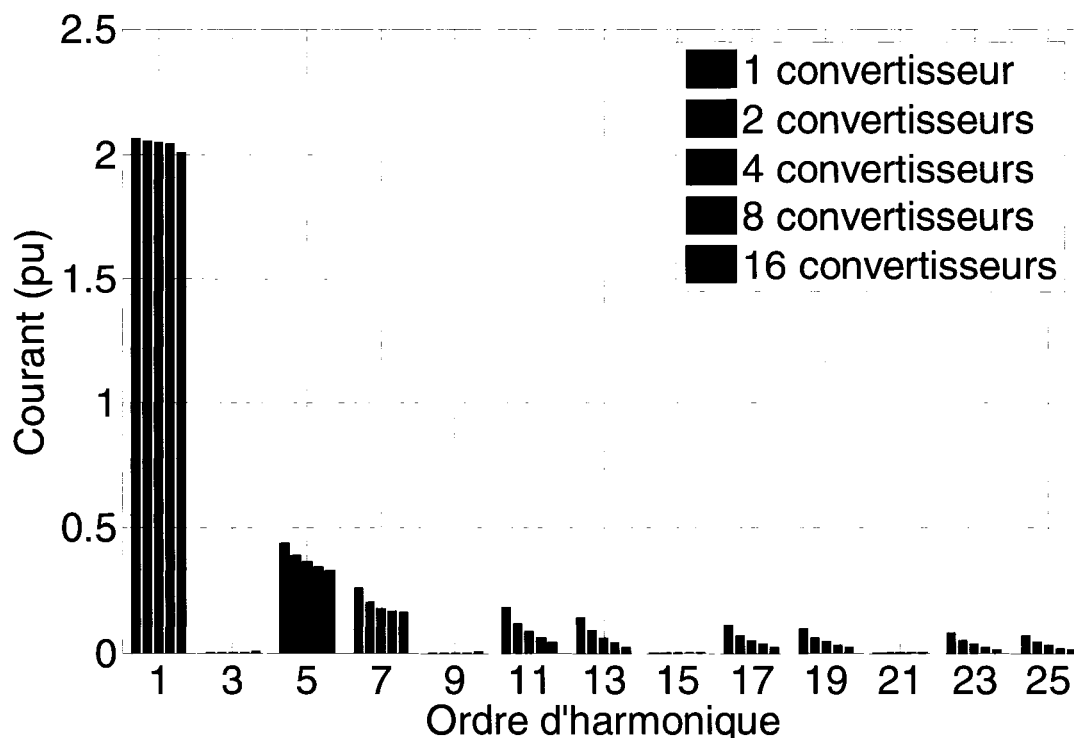


Figure 6.14 : Amplitude normalisée des moyennes des harmoniques en fonction du nombre de convertisseurs

La figure 6.15 montre les résultats bruts des trois simulations de Monte Carlo, avec les PDF approximées à partir des paramètres statistiques estimés pour l'harmonique 5. Il apparaît que le théorème central limite ne s'applique pas dans le cas où il n'y a moins de quatre convertisseurs dans le système. En effet, les résultats obtenus pour un et deux convertisseurs semblent tendre vers une loi bimodale. La loi normale commence à bien représenter les résultats obtenus lorsque le nombre de convertisseurs est supérieur ou égal à quatre. L'annexe I montre les PDF obtenues à partir de chacun des autres harmoniques de courant considérés.

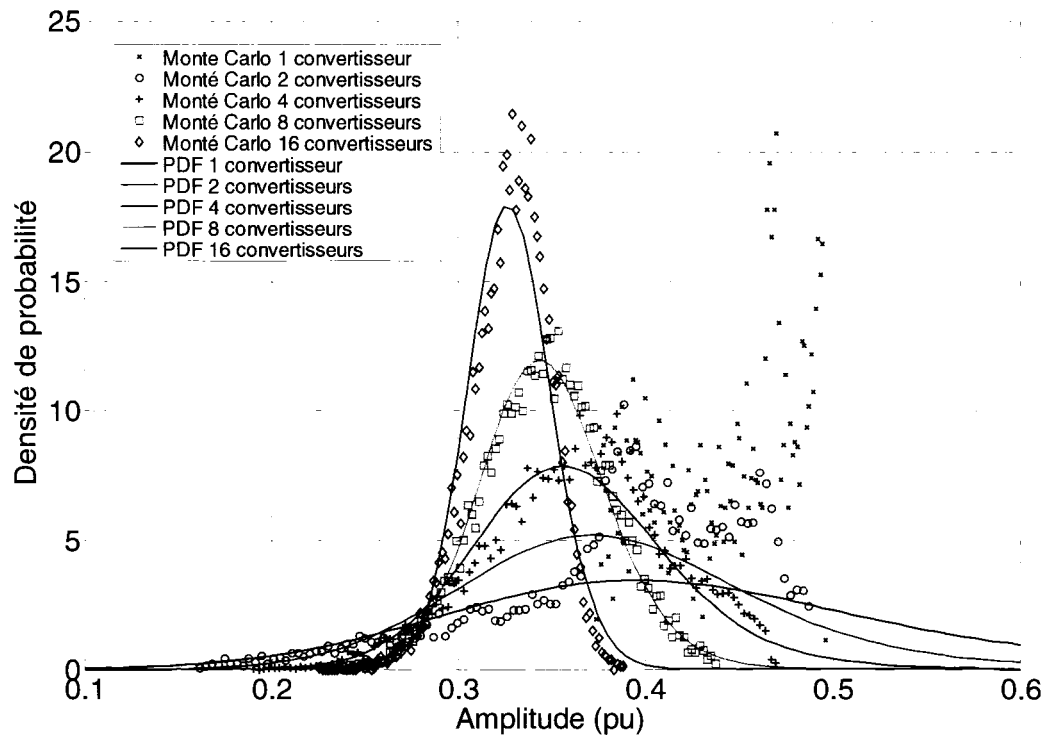


Figure 6. 15 : PDF approximatives de l'amplitude normalisée de l'harmonique de rang 5, pour des systèmes composés de 1 à 16 convertisseurs

6.5- Simulation distribuée

Bien que l'approche proposée ait réduit considérablement le temps de simulation requis, il reste que ce temps de simulation est toujours important pour une étude de Monte Carlo. La simulation distribuée est une solution intéressante à ce problème car beaucoup de simulations indépendantes doivent être exécutées. Il suffit de constituer un gestionnaire des tâches qui attribue les simulations à effectuer aux différents nœuds de calcul du réseau informatique utilisé. Le réseau informatique utilisé pour ce travail est présenté à la figure 6.16.

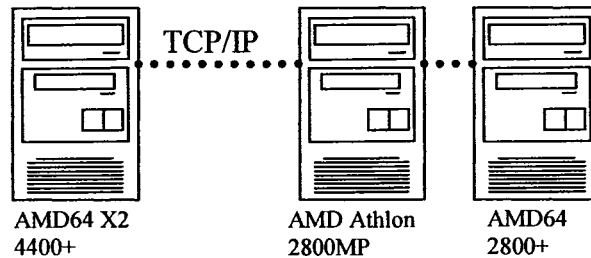


Figure 6. 16 : Système informatique utilisé pour effectuer la simulation distribuée

Ces ordinateurs sont configurés avec Windows XP pro SP2 et Matlab 7.0.4. L'utilisation d'un système utilisant un processeur AMD64 X2 4400+, de type double cœur, permet de gérer efficacement les tâches (sans ralentissement notable des simulations lorsque les tâches sont attribuées) tout en fournissant une grande puissance de calcul. Le serveur AMD Athlon contient deux processeurs 2800MP. Le dernier nœud de calcul est un AMD64 2800+, ce qui donne au total cinq processeurs. L'un des deux cœurs du AMD64 X2 4400+ est utilisé comme nœud maître tandis que tous les autres sont des esclaves. La raison pour laquelle des processeurs AMD ont été choisis est que, au moment de l'achat du matériel, les architectures K7 et K8 (AMD) étaient plus efficaces que l'architecture Netburst (Intel) pour le calcul des FFT, qui est l'opération la plus souvent effectuée dans les algorithmes présentés.

Les communications entre les nœuds esclaves et le nœud maître s'effectuent par transfert de fichiers. Chaque nœud esclave est configuré avec un lecteur réseau pointant vers le répertoire de travail du nœud maître. Il existe un fichier de tâches (*taches.m*) créé et mis à jour par le nœud maître. Ce fichier est lu par chaque nœud esclave de façon à connaître le numéro de lot de simulations à effectuer et le nombre de simulations à effectuer par lot (*SPP*). Il permet aussi aux nœuds esclaves de savoir combien il reste de simulations à effectuer (*NSE*).

Le principe de fonctionnement de l'algorithme du gestionnaire des tâches, installé sur le nœud maître, est présenté à la figure 6.17. La première étape consiste à initialiser les constantes nécessaires à la simulation du système multi-convertisseur modélisé, y compris le nombre de nœuds esclaves et le nombre de simulations devant être effectuées. Ensuite, le fichier de tâches est créé et initialisé de façon à ce que le nœud maître voie que les nœuds esclaves sont prêts à ce qu'une tâche leur soit attribuée.

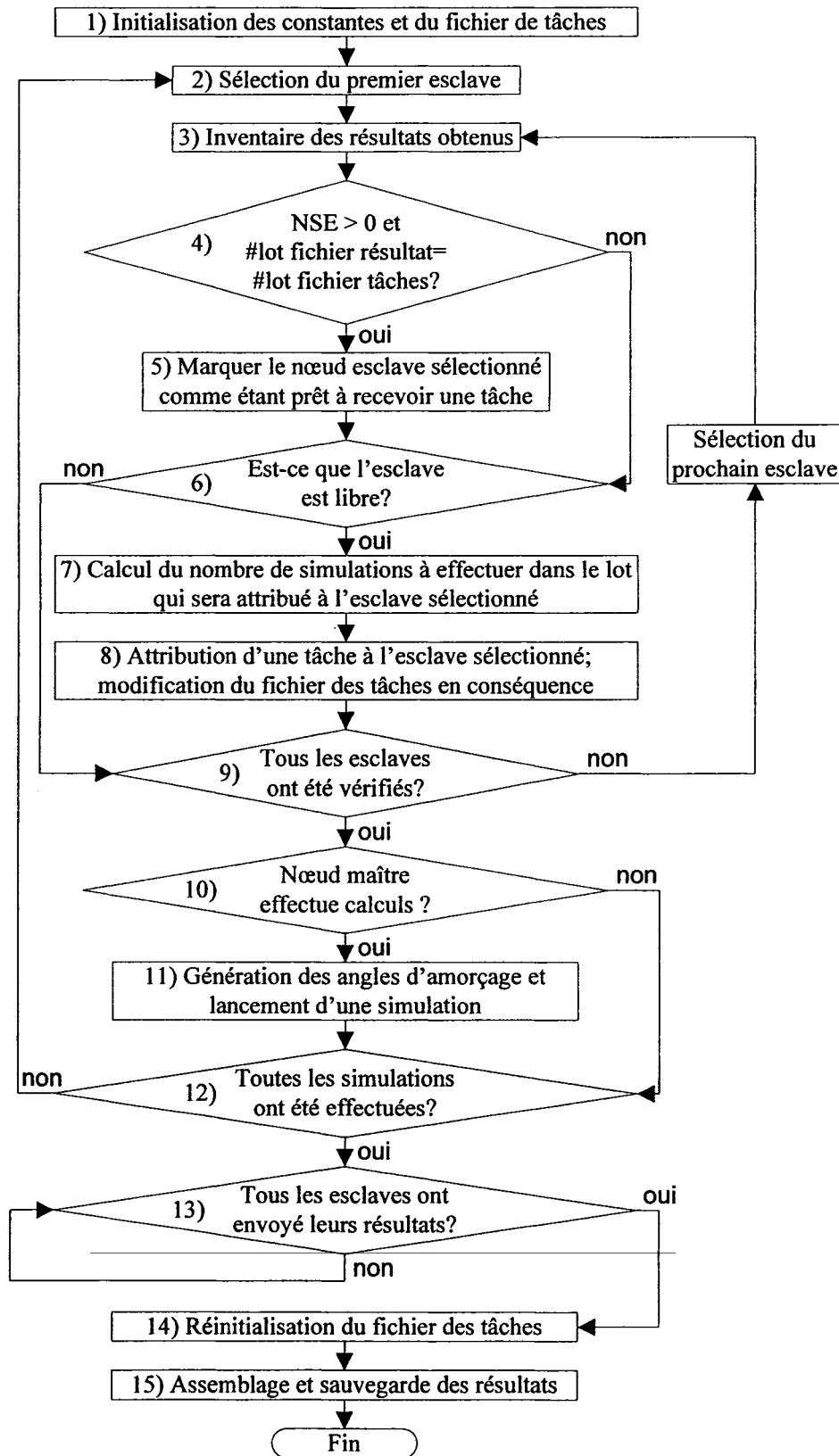


Figure 6. 17 : Algorithme d'attribution des lots de simulations par le noeud maître

La deuxième étape consiste à sélectionner le premier esclave avant d'entrer dans la boucle principale. Cette sélection signifie que le gestionnaire du nœud maître ordonnera à cet esclave d'effectuer le premier lot de simulations. La troisième étape de l'algorithme consiste à faire l'inventaire des résultats obtenus par le nœud maître et les nœuds esclaves. Ensuite, une comparaison est faite entre le numéro de lot de simulation du dernier résultat reçu en provenance de l'esclave sélectionné avec le numéro de lot attribué à l'esclave par le fichier de tâches. La correspondance des numéros de lot signifie que le lot de simulation que le nœud maître avait attribué au nœud esclave sélectionné a été exécuté et que le nœud esclave a enregistré et transmis le fichier de résultats au nœud maître par le lecteur réseau. Dans le cas où les numéros de lot correspondent, le nœud esclave est marqué comme étant prêt à recevoir une tâche. L'étape suivante vérifie si l'esclave sélectionné est prêt à effectuer des simulations. Si le nœud esclave sélectionné est libre, alors l'algorithme calcule le nombre de simulations que le nœud esclave devra effectuer pour le lot qui lui sera attribué. Le tableau 6.13 présente ce calcul :

Tableau 6. 13 : Calcul du nombre de simulations par lot pour les noeuds esclaves

<i>NSE</i>	<i>SPP</i>
$NSE > 200$	100
$200 \geq NSE > 20$	10
$NSE \leq 20$	1

Ensuite, le fichier de tâches est modifié de façon à ce que le nœud esclave sélectionné voie qu'il doit démarrer un lot de simulations. Par la suite, l'algorithme sélectionne l'esclave suivant et retourne à l'étape 3. Si tous les nœuds esclaves ont été vérifiés, alors l'algorithme passe à l'étape suivante consistant à vérifier si le nœud maître effectue des simulations. Dans l'affirmative, des angles d'amorçage sont générés et une simulation est effectuée par le nœud maître.

Ensuite, l'algorithme vérifie si toutes les simulations ont été terminées ou assignées à des nœuds esclaves. Si ce n'est pas le cas, alors l'algorithme retourne à l'étape 2. S'il ne reste plus de simulation à démarrer, alors le nœud maître attend que tous les nœuds esclaves aient terminé leurs calculs et envoyé leurs résultats. Ensuite, le fichier de tâches est réinitialisé et tous les résultats de simulation sont assemblés et sauvegardés.

Le nombre de simulations par lot est fixé de façon à garder une bonne efficacité de la simulation distribuée. Le but est de garder tous les nœuds occupés autant que possible. Durant les premiers 98% des simulations effectuées, les lots contiennent 100 simulations, ce qui minimise les temps de communication et de prise de décision. Étant donné que tous les nœuds de calcul sont asynchrones, il est préférable d'effectuer une seule simulation à la fois sur le nœud maître, s'il est utilisé comme nœud de calcul. En effet, si un nœud esclave termine un lot de simulations, il faut que le nœud maître termine sa simulation le plus rapidement possible pour assigner une autre tâche au nœud esclave, car le nœud maître ne peut pas distribuer de tâches aux nœuds esclaves pendant qu'il effectue une simulation.

Il n'est pas nécessairement efficace d'utiliser le nœud maître comme nœud de simulation. En effet, si le nœud maître est utilisé comme nœud de calcul lorsqu'un grand nombre de nœuds esclaves sont présents, il se produira une perte d'efficacité de la simulation distribuée causée par l'asynchronisme des nœuds de calcul. Cet effet est significatif surtout si le nombre de simulations par lot est faible car c'est à ce moment que les esclaves ont besoin du nœud maître pour se faire attribuer une nouvelle tâche. Dans le cas du réseau présenté à la figure 6.16, où tous les processeurs sont de puissance semblable, il est plus efficace d'utiliser le nœud maître comme nœud de calcul. Il serait aussi possible d'utiliser un ordinateur de faible puissance pour le nœud maître, sans effectuer de simulation sur le nœud maître.

Le principe de fonctionnement de l'algorithme du gestionnaire des tâches sur les nœuds esclaves est présenté à la figure 6.18. Premièrement, l'algorithme initialise les paramètres du nœud esclave, c'est-à-dire le numéro d'identification de l'esclave et le chemin vers son répertoire de travail. Ensuite, les fichiers d'initialisation des constantes sont copiés du lecteur réseau (répertoire de travail du nœud maître) vers le répertoire de travail du nœud esclave. Les constantes nécessaires à la simulation sont par la suite initialisées et la variable booléenne *Sortir* est initialisée à *non*.

Par la suite, l'algorithme vérifie s'il reste des simulations à programmer par le nœud maître. S'il ne reste plus de simulations à distribuer, la variable *Sortir* est affectée de la valeur *oui*. Ensuite, l'algorithme vérifie, par une lecture du fichier de tâches sur le nœud maître, si un lot de

simulations a été attribué à ce nœud esclave. Si c'est le cas, alors les angles d'amorçage sont générés et le système multi-convertisseur est simulé pour *SPP* points de fonctionnement du système. Ensuite, les fichiers de résultats de simulations sont enregistrés et envoyés au nœud maître via le lecteur réseau. Finalement, l'algorithme vérifie si la variable *Sortir* est égale à *oui*. Dans l'affirmative, l'algorithme se termine. Sinon, l'algorithme retourne à l'étape 4 pour vérifier s'il reste d'autres simulations à commander.

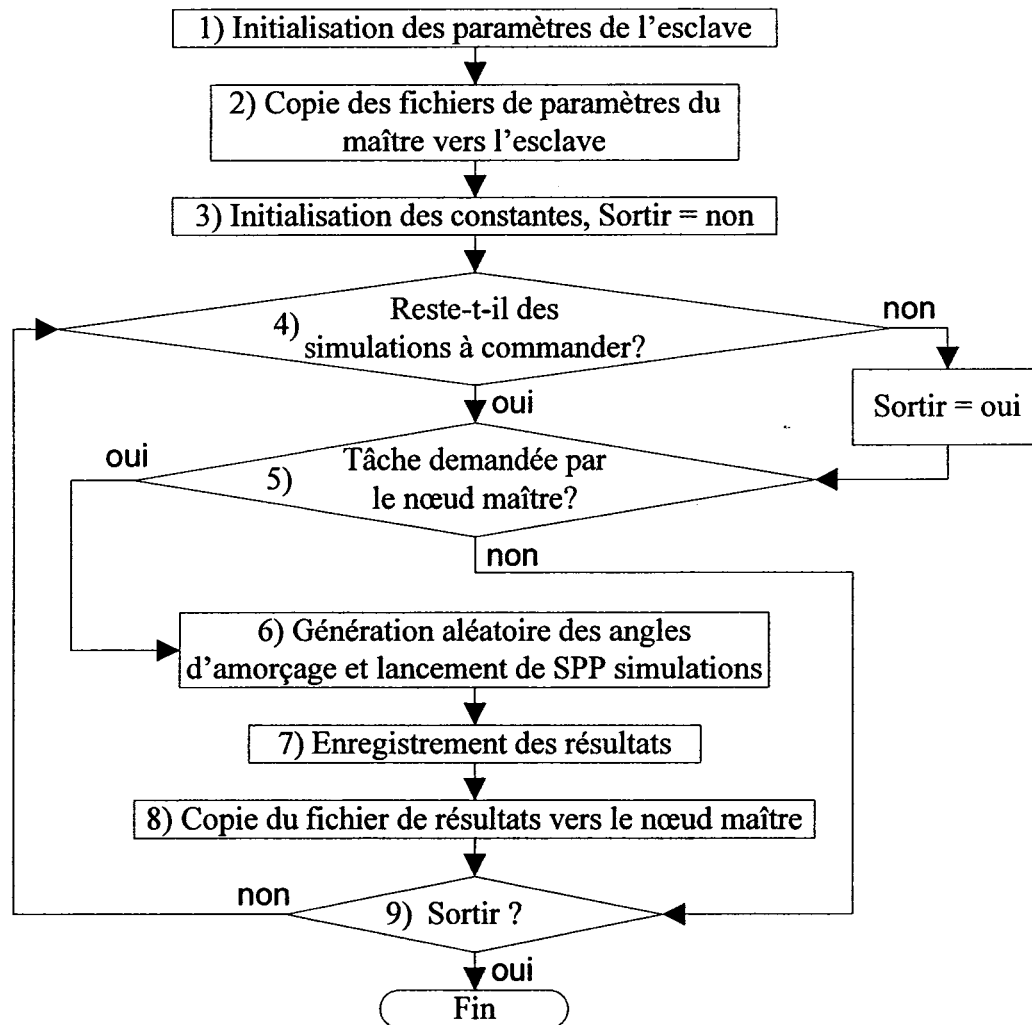


Figure 6. 18 : Algorithme de gestion des simulations sur les noeuds esclaves

Pour utiliser le gestionnaire de tâches proposé, il faut d'abord démarrer les gestionnaires de tous les nœuds esclaves utilisés. Ensuite, le gestionnaire du nœud maître peut être démarré. L'annexe J montre les algorithmes de gestion des tâches pour la simulation distribuée.

La pertinence de l'utilisation de la simulation distribuée est évaluée en calculant son efficacité. L'efficacité de la simulation distribuée peut être approximée par :

$$eff = \frac{t_c}{t_{sd}} \times 100\% \quad (6.24)$$

où t_c est le temps nécessaire pour effectuer toutes les simulations nécessaires à la méthode de Monte Carlo dans le cas où tous les nœuds de calcul sont constamment utilisés; t_{sd} est le temps nécessaire pour effectuer toutes les simulations nécessaires à la méthode de Monte Carlo avec la méthode de simulation distribuée proposée. Les paramètres de simulation utilisés pour l'étude de l'efficacité de la simulation distribuée sont les mêmes que ceux de la première étude de cas du chapitre 6 avec les angles d'allumage présentés au tableau 6.1. Le tableau 6.14 montre l'efficacité de l'algorithme de gestion des tâches :

Tableau 6. 14 : Efficacité de la méthode de simulation distribuée¹

Nœud maître	Nœud esclaves	t_c	t_{sd}	eff
$n_{1,1}$	$n_{1,2}$	6047 secondes	6887 secondes	87.8%
	$n_{1,2}; n_{2,1}$	4793 secondes	4957 secondes	96.7%
	$n_{1,2}; n_{2,1}; n_{2,2}$	3969 secondes	4321 secondes	91.9%
	$n_{1,2}; n_{2,1}; n_{2,2}; n_3$	3307 secondes	3316 secondes	99.7%

où $n_{1,1}$ et $n_{1,2}$ représentent respectivement le premier et le deuxième cœurs du processeur AMD64 X2 4400+; $n_{2,1}$ et $n_{2,2}$ représentent respectivement le premier et le deuxième processeurs AMD Athlon 2800MP; n_3 représente le processeur AMD64 2800+.

Il est constaté que l'efficacité de la simulation distribuée est excellente. La variation de l'efficacité est causée par l'occurrence aléatoire des pertes de temps consécutives de l'asynchronisme des nœuds de calcul. L'efficacité peut aussi varier d'une simulation de Monte

¹ Notons que la puissance de calcul des nœuds est très différente.

Carlo à l'autre car la détermination aléatoire des points de fonctionnement des convertisseurs influence directement la durée de chaque simulation et, par le fait même, la durée d'attente de disponibilité du nœud maître par les nœuds esclaves.

6.6 Conclusion

Une approche basée sur les simulations de Monte Carlo, utilisant le modèle déterministe présenté au chapitre 5, a été présentée et validée à l'aide de l'approche probabiliste d'évaluation des harmoniques présentée par Wang [12]. Cette comparaison s'est effectuée dans des conditions idéales, supposant un courant de charge parfaitement lisse, des tensions d'alimentation équilibrées et sans harmonique de tension présent sur le réseau. De plus, les inductances de source et de commutation étaient supposées de valeur nulle. La convergence des paramètres estimés par la méthode présentée est typique des simulations de Monte Carlo, et il a été constaté que 10 000 simulations déterministes sont suffisantes pour obtenir des résultats précis pour les harmoniques jusqu'à l'ordre 13. La comparaison entre les fonctions de densité de probabilité (PDF) obtenues par la méthode présentée, par rapport aux PDF obtenues par l'approche de Wang, a confirmé la validité de l'approche de modélisation présentée.

Par la suite, plusieurs études de cas ont permis d'établir que la négligence d'inductances de commutation ou de source, même si elles sont de faibles valeurs, entraîne des erreurs considérables au niveau de l'évaluation des harmoniques de courant produits par le système. De plus, cette erreur est d'autant plus importante que les valeurs des inductances sont grandes.

Une autre étude de cas a démontré que la présence d'un harmonique au niveau de la tension d'alimentation influence de façon significative les harmoniques de courant produits. Dans le cas où un 5^e harmonique de tension, d'amplitude égale à 5% de l'amplitude du fondamental, est présent sur le réseau, la plupart des paramètres statistiques des harmoniques de courant produits dévient d'environ 10% par rapport au même cas avec des tensions d'alimentation composées uniquement de la composante fondamentale.

Il a été établi que le taux de déséquilibre des tensions d'alimentation est un autre facteur influençant les harmoniques de courant produits par le système. Une étude a montré une grande sensibilité des harmoniques non caractéristiques face aux changements de l'angle de déséquilibre des tensions d'alimentation, lorsque le taux de déséquilibre est relativement élevé. Pour le cas

étudié, le changement de l'angle de déséquilibre de 0° à 60° a diminué considérablement l'amplitude des harmoniques non caractéristiques de la phase A.

Il a été montré que le phénomène de diversité cause une réduction de l'amplitude des harmoniques de courant générés par le système. En fait, ce phénomène est d'autant plus important qu'il y a de convertisseurs en interaction.

Finalement, il a été démontré que la méthode proposée de gestion des nœuds de calcul pour la simulation distribuée est caractérisée par une efficacité variant entre 87% et 99%, ce qui permet d'utiliser efficacement un réseau d'ordinateurs de puissances différentes, à simple processeur ou multi-processeur.

Chapitre 7

Conclusions générales et recommandations

Une méthode et des algorithmes ont été conçus pour le calcul des harmoniques produits par un système multi-convertisseur, sans les hypothèses simplificatrices habituellement posées pour l'utilisation des méthodes de modélisation dans le domaine fréquentiel. Il a été démontré qu'il est important de prendre en compte la présence des inductances de commutation et de source. Ces inductances produisent le phénomène d'atténuation, diminuant de façon significative l'amplitude des harmoniques de courant résultants dans la branche principale du système. Il a aussi été démontré que l'omission de la prise en compte des commutations simultanées cause une erreur significative au niveau des amplitudes et des phases des harmoniques de courant évalués.

Les simulations sont effectuées directement en régime permanent, sans passer par le régime transitoire. Les algorithmes ont démontré une bonne convergence dans la plupart des cas étudiés. L'hypothèse supposant que les convertisseurs fonctionnent en conduction continue limite la plage des points de fonctionnement admissibles des convertisseurs. Si l'hypothèse de conduction continue n'est pas respectée, l'algorithme renvoie un message d'erreur et la simulation est arrêtée.

La précision des résultats obtenus par la méthode et les algorithmes présentés a été validée par comparaison avec les résultats obtenus avec le logiciel SimPowerSystems. La validation s'est effectuée dans des conditions réalistes :

- 1) Les tensions d'alimentation étaient déséquilibrées, et comprenaient un 5^e harmonique d'amplitude égale à 5% de l'amplitude du fondamental;
- 2) Les inductances de commutation et de source étaient prises en compte; des valeurs typiques ont été utilisées;
- 3) Les inductances de charge étaient supposées de valeur finie;
- 4) Le point de fonctionnement des convertisseurs, fixé par l'angle d'allumage, était différent pour chaque convertisseur.

Il a été démontré que le déséquilibre des tensions d'alimentation influence de façon significative l'amplitude des harmoniques de courants générés par le système multi-convertisseur. Cette influence augmente lorsque le courant de charge est faible.

Une approche stochastique, basée sur les simulations de Monte Carlo, a été présentée pour étudier l'influence de la variation des points de fonctionnement des convertisseurs sur les harmoniques produits. Cette approche est limitée par les mêmes hypothèses supposées lors de la conception de la méthode et des algorithmes de modélisation et simulation déterministes. En particulier, le convertisseur doit toujours fonctionner en conduction continue, pour tous les points de fonctionnement simulés. Cette hypothèse est peu limitative dans le cas des systèmes électroniques de grande puissance fonctionnant en régime permanent.

L'approche stochastique développée a été validée par une approche probabiliste, basée sur le théorème central limite. Cette approche suppose que :

- 1) Le courant de charge est parfaitement lisse;
- 2) Les inductances de commutation et de source sont négligeables;
- 3) L'empiètement est négligé et les commutations sont instantanées;
- 4) Les tensions d'alimentation sont supposées parfaitement équilibrées, sans harmonique;
- 5) Toutes les charges sont identiques.

La comparaison des résultats montre que la méthode présentée est précise. La validation de la méthode déterministe présentée montre la bonne précision de la méthode et des algorithmes développés lors de l'estimation des harmoniques de courant dans des conditions réalistes. La précision de l'approche stochastique de caractérisation des harmoniques en fonction des variations du point de fonctionnement des convertisseurs est donc indirectement validée.

Bien que les PDF soient utilisés par la méthode de caractérisation des harmoniques de courant produits par le système, il est possible d'observer directement la moyenne et l'écart type des amplitudes de courants produits pour un grand nombre de points de fonctionnement. Il est aussi possible d'utiliser directement les amplitudes des harmoniques obtenues par les simulations de Monte Carlo pour dimensionner des transformateurs, câbles ou filtres. En effet, plus les

histogrammes de résultats de simulations de Monte Carlo sont asymétriques, moins la distribution bivariable normale représente fidèlement les résultats obtenus. La précision de la distribution bivariable normale diminue aussi lorsque le nombre de convertisseurs est faible. Dans ce cas, il arrive que la PDF contienne plusieurs modes; il serait possible d'utiliser un autre type de distribution, mieux adapté, pour caractériser les harmoniques produits. L'utilisation de PDF est avantageuse par rapport à l'utilisation des résultats de simulations de Monte Carlo, car les PDF donnent une information plus complète sur les harmoniques produits. Des PDF pourraient être utilisées, par exemple, pour identifier les harmoniques (leur rang) pour lesquels l'amplitude est la plus élevée en moyenne, de façon à identifier les problèmes potentiels de résonances dans un réseau.

Une approche basée sur le calcul parallèle et distribué a été présentée pour l'accélération des simulations. Cette approche permet l'utilisation efficace des ressources informatiques d'un réseau de façon à minimiser le temps de calcul.

Les travaux futurs possibles incluent la modélisation harmonique d'autres types de convertisseurs ou de machines. L'interface et la formulation des modèles pourraient être améliorés pour rendre les modèles plus modulaires, de façon à permettre la simulation de systèmes à plusieurs bus. Le modèle pourrait aussi inclure des filtres capacitifs, de façon à vérifier si l'algorithme présente des problèmes de convergence à cause des résonances. Ensuite, des fonctions pourraient être incluses pour la conception des convertisseurs, comme par exemple, le calcul du courant maximal d'inductances ou de transformateurs pour une plage de points de fonctionnement donnée.

Pour élargir la plage des points de fonctionnement admissibles, l'hypothèse de conduction continue pourrait être enlevée. Dans ce cas, il faudrait établir des fonctions de commutation pour la conduction discontinue et développer un algorithme de détermination du type de conduction. Il faudrait par la suite tester la convergence du modèle car le changement de types de fonctions de commutation, pendant le processus d'optimisation, pourrait rendre impossible la convergence, pour certaines plages de points de fonctionnement situés près des limites de changement de type de conduction.

La force électromotrice pourrait être modélisée plus précisément, de façon à tenir compte de sa

contribution au spectre des harmoniques de courant évalué. Dans ce cas, un nouveau problème surviendrait; des interharmoniques seraient alors produits par les convertisseurs. La prise en compte des interharmoniques requière une restructuration de l'algorithme d'évaluation des harmoniques de courant. En effet, il faudrait ajouter les variables représentant les fréquences des interharmoniques pris en compte. De plus, il faudrait échantillonner le cycle avec beaucoup plus de points de façon à conserver une bonne précision pour les harmoniques de rang élevé tout en conservant un temps de calcul raisonnable.

Finalement, l'approche présentée peut être utilisée pour initialiser des simulations dans le domaine temporel, de façon à les démarrer directement en régime permanent.

Références

- [1] A. Cavallini, G. Mazzanti, G.C. Montanari, C. Romagnoli, "Design of shunt capacitor circuits for power factor compensation in electrical systems supplying nonlinear loads: a probabilistic approach," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 34, no. 4, 1998, p. 675-681.
- [2] S. Bernard, G. Escriva, "Surcoûts engendrés par les harmoniques et économies réalisées grâce à la compensation active," *REE*, no. 3, 1999, p. 52-60.
- [3] E.W. Kimbark, "Direct current Transmission", New York, Wiley, 1971.
- [4] J.P. Blondel, P. Guérin, "Prévision des harmoniques sur un réseau électrique," *REE*, no. 3, 1997, p. 47-53.
- [5] A. Cavallini, M. Cacciari, M. Loggini, G.C. Montanari, "Evaluation of harmonic levels in electrical networks by statistical indexes," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 30, no. 4, 1994, p. 1116-1126.
- [6] A.E. Emmanuel, J.A. Orr, D. Cyganski, E.M. Gulachenski, "A survey of harmonic voltages and currents at customer's bus," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 8, no. 8, 1993, p. 411-421.
- [7] A.E. Emmanuel, J.A. Orr, D. Cyganski, E.M. Gulachenski, "A survey of harmonic voltages and currents at distribution substations," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 6, no. 4, 1991, p. 1883-1890.
- [8] T. Ortmeier, M. Kakimoto, T. Hiyama, M.S.A.A. Hamman, "Harmonic performance of individual and grouped loads," 3rd *ICHPS*, 1988, p. 277-283.
- [9] A. Kloss, "A probabilistic view on the power converter harmonic problems," 1st *ICHPS*, 1984, p.65-68.
- [10] E. Dugan, R.E. Morisson, "Prediction of harmonic voltage distortion when a non linear load is connected to already distorted supply," *IEE Proc.*, vol. 140, 1993, Pt. C, p.161-166.
- [11] Y.J. Wang, L. Pierrat, "Probabilistic modeling of current of current produced by an ac/dc converter under voltage unbalance ", *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 8, no. 4, 1993, p. 2060-2066.
- [12] Y.J. Wang, L. Pierrat, L. Wang, "Summation of harmonic currents produced by ac/dc static power converters with randomly fluctuating loads," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 9, no. 2, 1994, p. 1129-1135.

- [13] Y. Baghzouz, O.T. Tan, "Probabilistic modeling of power system harmonics," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. IA-23, no. 1, 1987, p. 173-180.
- [14] A. Mansoor, W.M. Grady, R.S. Thallam, M.T. Doyle, S.D. Krein, M.J. Samotyj, "Effect of Supply Voltage Harmonics on the Input Current of Single-Phase Diode Bridge Rectifier Loads," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 10, no. 3, Juillet 1995, p. 1416-1422.
- [15] É. Ngandui, E.J. Mohammed, A. Chériti, P. Sicard, "Probabilistic Modeling of Harmonic Currents Produced by a Twelve-Pulse AC/DC Converter Under Unbalanced Supply Voltage," Proceedings of *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, Juillet 2000, 7803-6423-6/00.
- [16] L. Wang, Y.-M. Chen, "Bivariate normal distribution and direct normal distribution on randomly varying harmonic currents," *8th International Conf. ICHQP*, vol. 2, 1998, p. 298-303.
- [17] E. Ahmed, W. Xu, X. Liu, "An Investigation on the Collective Harmonic Characteristics of Distributed Single-Phase Power Electronic Loads," *International Journal of Power and Energy Systems*, Vol. 21, No. 3, 2001, p. 198-207.
- [18] R. Carbone, D. Menniti, R.E. Morisson, A. Testa, "Harmonic and Interharmonic Distorsion Modeling in Multiconverter Systems," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 10, no 3, Juillet 1995, p.1685-1692.
- [19] J.G. Mayordomo, L.F. Beites, R. Asensi, F. Orzaez, M. Izzeddine, L. Zabala, "A Contribution for Modeling Controlled and Uncontrolled AC/DC Converters in Harmonic Power Flows," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 13, no. 4, Octobre 1998, p. 1501-1508.
- [20] B.C. Smith, N.R. Watson, A.R. Wood, J. Arrilaga, "Steady State Model of the AC/DC Convertor in the Harmonic Domain," *IEE Proceedings – Generation, Transmission and Distribution*, vol. 142, no. 2, Mars 1995, p. 109-118.
- [21] M. Grötzbach, B. Draxler, "Effect of DC Ripple and Commutation on the Line Harmonics of Current-Controlled AC/DC Converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, no. 5, Septembre/Octobre 1993, p. 997-1005.

- [22] A. Dell'Aquila, A. Lassandro, P. Zanchetta, "An Extended Analysis of 6-Pulse A.C./D.C. Converters Taking Account of Commutation," *Power Electronics and Variable Speed Drives*, 23-25 Septembre 1996, Conference Publication no. 429, IEE 1996, p. 328-335.
- [23] A. Dell'Aquila, A. Lassandro, P. Zanchetta, "Modeling of Line Harmonic Currents Produced by Variable Speed Induction Motor Drives," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 13, no. 3, Septembre 1998, p. 263-269.
- [24] R. Asensi, J.G. Mayordomo, F. Orzaez, L.F. Beites, "Iterative Harmonic Analysis for Controlled and Uncontrolled ac/dc Converters under Unbalanced Conditions: a Compromise between Model Accuracy and Flexibility," *8th International Conference on Harmonics and Quality of Power ICHQP '98, IEEE/PES, NTUA, Athènes, Grèce, Octobre 1998*, p. 412-418.
- [25] J.M. Cano, G.A. Orcajo, J.G. Mayordomo, R. Asensi, M.F. Cabanas, M.G. Melero, "New Transfer Function for an Accurate Estimation of Harmonic Distortion in AC/DC Converters Working Under Unbalanced Conditions," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 2, Mars/Avril 2001, p. 642-649.
- [26] A.D. Graham, "Frequency Domain Analysis for Multiple Controlled Rectifiers," *5th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Septembre 1993, p. 205-210.
- [27] É. Ngandui, G. Olivier, G.-E. April, A.O. Ba, "Harmonics analysis in multipulse thyristors converters under unbalanced voltage supply using switching functions," *Can. J. ELECT. & COMP. ENG.*, vol. 24, no. 4, 1999, p. 137-147.
- [28] J. Arrillaga, B.C. Smith, N.R. Watson, A.R. Wood, "Power System Harmonic Analysis," Université de Canterbury, Christchurch, Nouvelle Zélande, John Wiley&Sons, 1997.
- [29] B.C. Smith, J. Arrillaga, A.R. Wood, N.R. Watson, "A Review of Iterative Harmonic Analysis for AC-DC Power Systems," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 13, no. 1, Janvier 1998, p. 180-185.
- [30] A. Mansoor, W.M. Grady, A.H. Chowdhury, M.J. Samotyj, "An Investigation of Harmonics Attenuation and Diversity Among Distributed Single-Phase Power Electronic Loads," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 10, no. 1, Janvier 1995, p. 467-473.

- [31] A. Mansoor, W.M. Grady, P.T. Staats, R.S. Thallam, M.T. Doyle, M.J. Samotyj, "Predicting the Net Harmonic Currents Produced by Large Numbers of Distributed Single-Phase Computer Loads," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 10, no. 4, Octobre 1995, p. 2001-2006.
- [32] F.A. Gorgette, J. Lachaume, W.M. Grady, "Statistical Summation of the Harmonic currents Produced by a Large Number of Single Phase Variable Speed Air Conditioners : A Study of Three Specific Designs," *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 15, no 3, Juillet 2000, p.953-959.
- [33] R. Carbone, D. Castaldo, F. De Rosa, R. Langella, A. Testa, "Monte Carlo Simulation of AC/DC/AC Power Converter Distortion," *IEEE Power Tech Proceedings*, Porto Septembre 2001.
- [34] É. Ngandui, E.J. Mohammed, A. Chériti, "Prediction of Harmonics Produced by Multiple Variable Speed Drives with Randomly Fluctuating Loads," *IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, 2000, p. 1157-1161.
- [35] M.F. Akram, S.M. Bajwa, "A Sample Power Quality Survey for Emerging Competitive Electricity Market in Pakistan," *IEEE INMIC 2001, Technology for the 21st Century*, 28-30 Décembre 2001, p. 38-44.
- [36] J.A. Oliver, R. Lawrence, B.B. Banerjee, "How to specify power-quality-tolerant process equipment," *IEEE Industry Applications Magazine*, Vol. 8, Issue 5, Sept.-Oct. 2002, p. 21-30.
- [37] C.J. Melhorn, M.F. McGranaghan, "Interpretation and Analysis of Power Quality Measurements," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 31, Issue 6, Novembre-Décembre 1995, p. 1363-1370.
- [38] IEEE 1159-1995, "IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality," Novembre 1995.
- [39] H.M. Ryan, M. Osborne, "Power quality: a perspective of system problems and solution considerations," *Issues in Power Quality, IEE Colloquium*, Novembre 1995, p. 1-9.
- [40] É. Ngandui, G. Olivier, G.-E. April, C. Guimaraes, "DC harmonic distortion minimization of thyristor converters under unbalanced voltage supply using asymmetrical firing angle," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 12, Issue 2, Mars 1997, p. 332-342.
- [41] P.N. Enjeti, S.A. Choudhury, "A new control strategy to improve the performance of a PWM AC to DC converter under unbalanced operating conditions," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 8, Issue 4, Octobre 1993, p. 493-500.

- [42] C.-Y. Lee, B.-K. Chen, W.-J. Lee, Y.-F. Hsu, "Effects of various unbalanced voltages on the operation performance of an induction motor under the same voltage unbalance factor condition," *IEEE Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference, Annual Meeting*, Mai 1997, p. 51-59 .
- [43] IEEE-519, "Recommended practices and requirements for harmonic control in electric power systems," 2^e édition, 1992.
- [44] E. El-Sadaany, "Power Quality Improvement for Distribution Systems Under Non-Linear Conditions," Thèse de doctorat, University of Waterloo, Ontario, 1998.
- [45] CEI/IEC 1000-2-1, "Electromagnetic compatibility" Part 2: Description of the environment—Electromagnetic environment for low-frequency conducted disturbances and signalling in public power supply systems, 1^e édition, 1990.
- [46] M.Tou, "Étude et mise au point d'un logiciel (ATOSECM) pour l'étude de systèmes d'électronique de puissance comprenant des multi-convertisseurs et des entraînements à courant alternatif, ", Mémoire de maîtrise, UQTR, Juin 1992.
- [47] A.S. Bozin, "Electrical power systems modeling and simulation using SIMULINK," *The Use of Systems Analysis and Modelling Tools: Experiences and Applications (Ref. No. 1998/413)*, *IEE Colloquium*, 20 Mars 1998, p.10/1 - 10/8.
- [48] G. Sybille, H. LeHuy, "Digital Simulation of Power Systems and Power Electronics using the MATLAB/Simulink Power System Blockset," *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting 2000*, 2000, p. 2973-2982.
- [49] H. Le-Huy, G. Sybille, "MATLAB/Simulink and PSpice as Modeling Tools for Power Systems and Power Electronics," *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, Vol. 2, 16-20 Juillet 2000, p.766-767.
- [50] G. Sybille, P. Brunelle, H. Le-Huy, L.A. Dessaint, K. Al-Haddad, "Theory and Applications of Power System Blockset, a MATLAB/Simulink-Based Simulation Tool for Power Systems," *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, Vol. 1, 23-27 Janvier 2000, p.774-779.
- [51] K. Al-Haddad, L.A. Dessaint, M. Tou, R. Champagne, "Investigation on Power Quality Issues in Industrial Distribution Systems Using the Power System Blockset Simulation Software," *8th International Conference on Harmonics And Quality of Power*, Vol. 1, Octobre 1998, p.114-121.
- [52] L.F. Shampine, M.W. Reichelt, "The Matlab ODE Suite," *Society for Industrial and Applied Mathematics*, Vol. 18, No. 1, Janvier 1997, p. 1-22.

- [53] C. Dufour, J. Bélanger, "Discrete time compensation of switching events for accurate real-time simulation of power systems," *27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Vol. 2, Novembre-Décembre 2001, p. 1533-1538.
- [54] M. Sakui, H. Fujita, "Calculation of Harmonic Currents in a Three-Phase Convertor with Unbalanced Power Supply Conditions," *IEE Proc.-B*, Vol. 139, No. 5, Septembre 1992, p. 478-484.
- [55] L. Hu, R. Yacimini, "Harmonic Transfer through Converters and HVDC Links," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 7, No. 3, Juillet 1992, p. 514-525.
- [56] L. Hu, R.E. Morrison, "The use of Modulation Theory to Calculate the Harmonic Distortion in HVDC Systems Operating on an Unbalanced Supply," *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 12, No. 2, Mai 1997, p.973-980.
- [57] J. Rittiger, B. Kulicke, "Calculation of HVDC-Converter Harmonics in Frequency Domain with Regard to Asymetries and Comparison with Time Domain Simulations," *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 10, No. 4, Octobre 1995, p. 1944-1949.
- [58] A.R. Wood, J. Arrillaga, "HVDC Converter Waveform Distortion : a Frequency-Domain Analysis," *IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib.*, Vol. 142, No. 1, Janvier 1995, p. 88-96.
- [59] M. de Montigny, É. Ngandui, P. Sicard, "Iterative Methods for the Evaluation of Current Harmonics Produced by Multiple Static Converters," *Fifth IASTED International Conference on Power and Energy Systems*, Tampa, Novembre 2001, p. 93-98.
- [60] C.T. Kelley, "Iterative Methods for Optimization," *Frontiers in Applied Mathematics*, North Carolina State University, SIAM, 1999.
- [61] T.F. Coleman, Y. Li, "An Interior Trust Region Approach for Nonlinear Minimization Subject to Bounds," *SIAM Journal on Optimization*, vol. 6, no. 2, Mai 1996, p. 418-445.
- [62] T.F. Coleman, Y. Li, "A Reflective Newton Method for Minimising a Quadratic Function Subject to Bounds on some of the Variables," *SIAM Journal on Optimization*, vol. 6, no. 4, Novembre 1996, p. 1040-1058.
- [63] M.A. Branch, T.F. Coleman, Y. Li, "A Subspace, Interior, and Conjugate Gradient Method for Large-Scale Bound-Constrained Minimization Problems," *SIAM Journal on Scientific Computing*, vol. 21, no. 1, 1999, p. 1-23.
- [64] J. Letzelter, M. Le Bitoux, D. Sadarnac, "Actual Generation and Summation Effects of Harmonic Currents Produced by Multiple Converter Units in the French Industry," *EPE'95 : European Conference on Power Electronics and Applications*, Vol.3, 1995, p. 515-521.
- [65] T.Wildi, *Électrotechnique*, Deuxième édition, Les Presses de l'Université Laval, Éditions Eska, 1997.

- [66] M. de Montigny, É. Ngandui, P. Sicard, A. Skorek, "Application of Iterative Methods for the Evaluation of Harmonic Currents Produced by Multiple Static Converters," *IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, Toronto, Mai 2001, p. 819-824.
- [67] M. de Montigny, É. Ngandui, P. Sicard, "Harmonic modeling of a cluster of ac/dc converters with an approach to compute overlap angles in presence of simultaneous commutations," *IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, Mai 2003, p. 487-490.

Annexe A

Illustration des phénomènes d'atténuation et de diversité; cas d'un système comprenant deux convertisseurs

Afin d'illustrer les phénomènes d'atténuation et de diversité, une étude des courants et des chutes de tension est effectuée sur un réseau composé de deux convertisseurs alimentés par une source commune. La figure A.1 présente le système étudié.

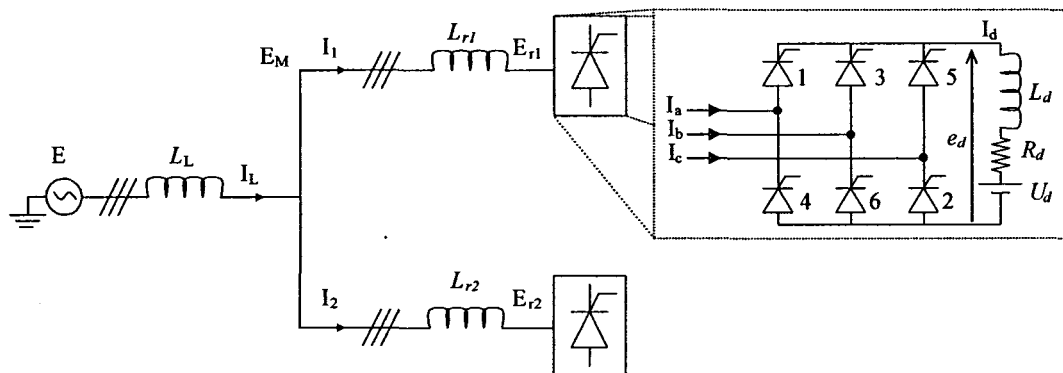


Figure A. 1 : Circuit équivalent d'un système à deux convertisseurs pour l'illustration des phénomènes d'atténuation et de diversité

Les paramètres de simulation employés sont $L_L = L_{r1} = L_{r2} = 30\mu\text{H} = 25\mu\text{pu}$; $L_{d1} = L_{d2} = 1\text{mH} = 833\mu\text{pu}$; $R_{d1} = R_{d2} = 2\Omega = 1.67\text{pu}$; $U_d = 0\text{V}$. La valeur efficace des tensions d'alimentation est de $120\text{V} = 1\text{pu}$.

Les convertisseurs, lorsqu'ils sont en régime permanent, peuvent être modélisés par des sources de courant. Ces sources de courant comprennent les composantes fondamentale et harmoniques. Le circuit équivalent obtenu est présenté à la figure A.2 :

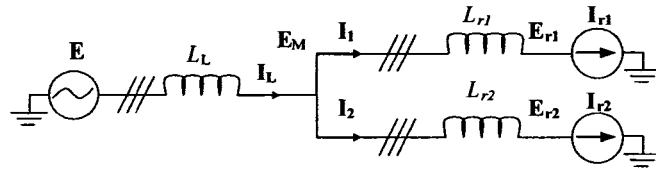


Figure A. 2 : Modèle d'un système à deux convertisseurs avec sources de courant équivalentes

Le vecteur des harmoniques de tension \mathbf{E}_n à l'entrée des convertisseurs est :

$$\mathbf{E}_n = \mathbf{E} - \mathbf{n}j\omega L_L \mathbf{I}_L - \mathbf{n}j\omega L_{r1} \mathbf{I}_{r1} \quad (\text{A6.1})$$

où \mathbf{n} est une matrice diagonale dont les éléments de la diagonale sont $[1, 3, 5, \dots, N]$. Pour visualiser le phénomène d'atténuation, une simulation est effectuée, avec les deux convertisseurs fonctionnant de façon identique, pour un angle d'allumage variant entre 10° et 60° . La méthode et les algorithmes présentés au chapitre 4 sont utilisés pour évaluer les harmoniques de courant produits par ce système. La figure A.3 montre les harmoniques de courant produits par les convertisseurs (\mathbf{I}_L).

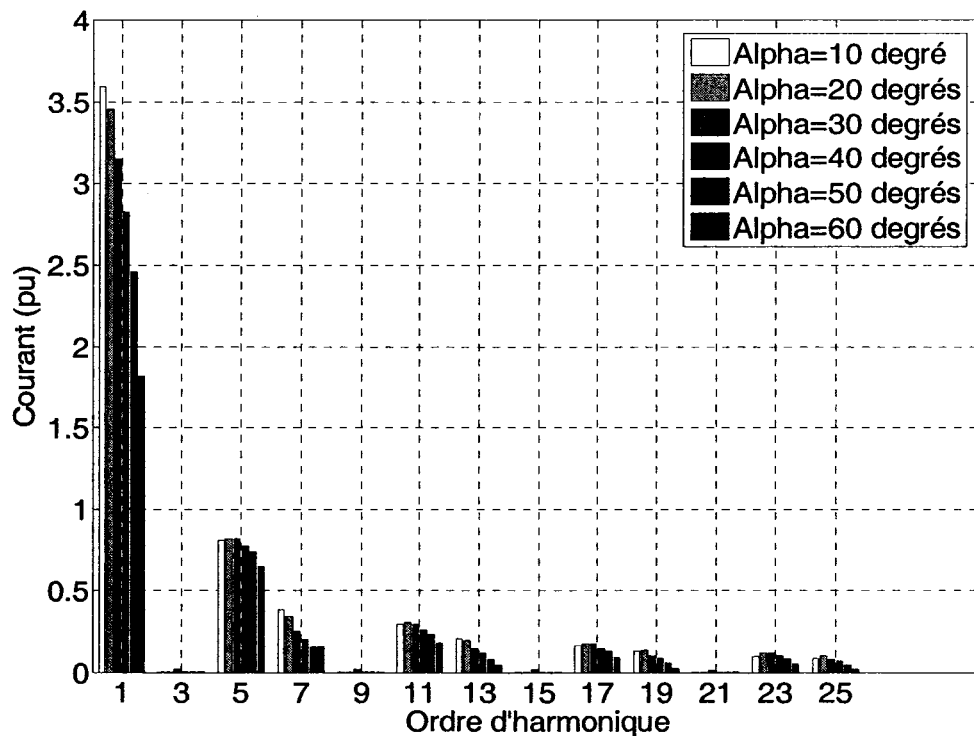


Figure A. 3 : Harmoniques de courant de ligne \mathbf{I}_L produits par un système à deux convertisseurs avec charges identiques

En général, plus l'angle d'allumage est élevé, plus les harmoniques de courant sont faibles. L'influence des harmoniques de courant sur les harmoniques de tension aux bornes du premier convertisseur peut être constaté en examinant la figure A.4 :

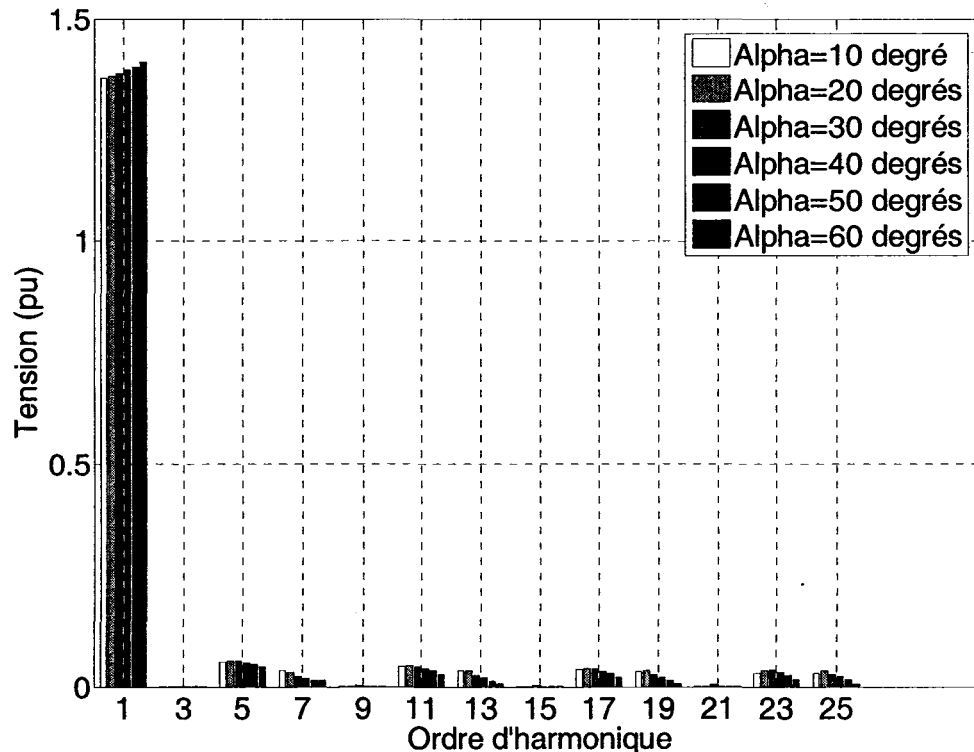


Figure A. 4 : Harmoniques de tension en entrée du premier convertisseur, pour l'étude du phénomène d'atténuation

Pour la composante fondamentale de la tension, plus le fondamental de courant est faible, moins le phénomène d'atténuation est présent et plus la tension est élevée aux bornes du convertisseur. La tendance est inversée pour les autres harmoniques car puisque seul le fondamental est présent dans la source d'alimentation, la diminution des harmoniques de courant ne peut que diminuer les harmoniques de tension.

La prochaine simulation est effectuée avec le même système à deux convertisseurs. Le seul changement se situe au niveau des angles d'allumage. L'angle d'allumage du premier convertisseur est fixé à 30° tandis que l'angle d'allumage du deuxième convertisseur varie entre 10° et 60° . Le but est de varier la différence entre les points de fonctionnement des

convertisseurs.

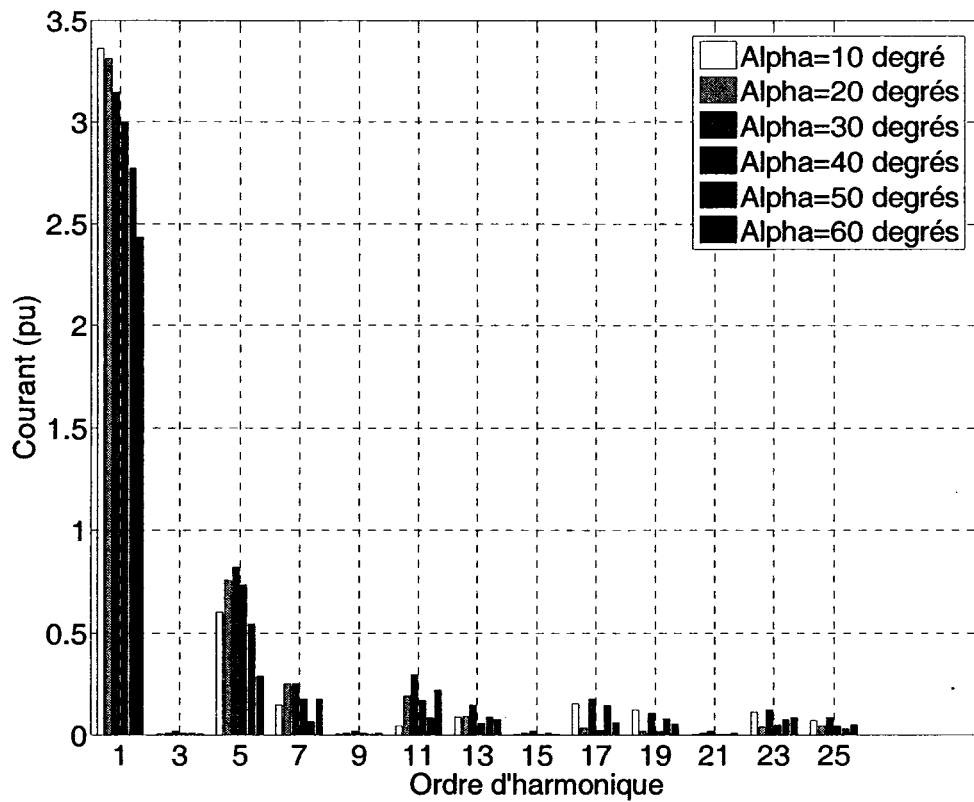


Figure A. 5 : Harmoniques de courant de ligne I_L obtenus par un système à deux convertisseurs pour l'étude du phénomène de diversité

La figure A.5 montre qu'en général, les harmoniques de courant I_L sont maximaux lorsque l'angle d'allumage du second convertisseur est égal à 30° . En effet, dans ce cas, les deux convertisseurs sont exactement au même point de fonctionnement, ce qui maximise l'amplitude des harmoniques de courant produits. L'exception est le fondamental, car le phénomène de diversité est moins fort que l'effet de la variation de l'angle d'allumage sur le courant de charge. La figure A.6 montre les harmoniques de tension à l'entrée du premier convertisseur :

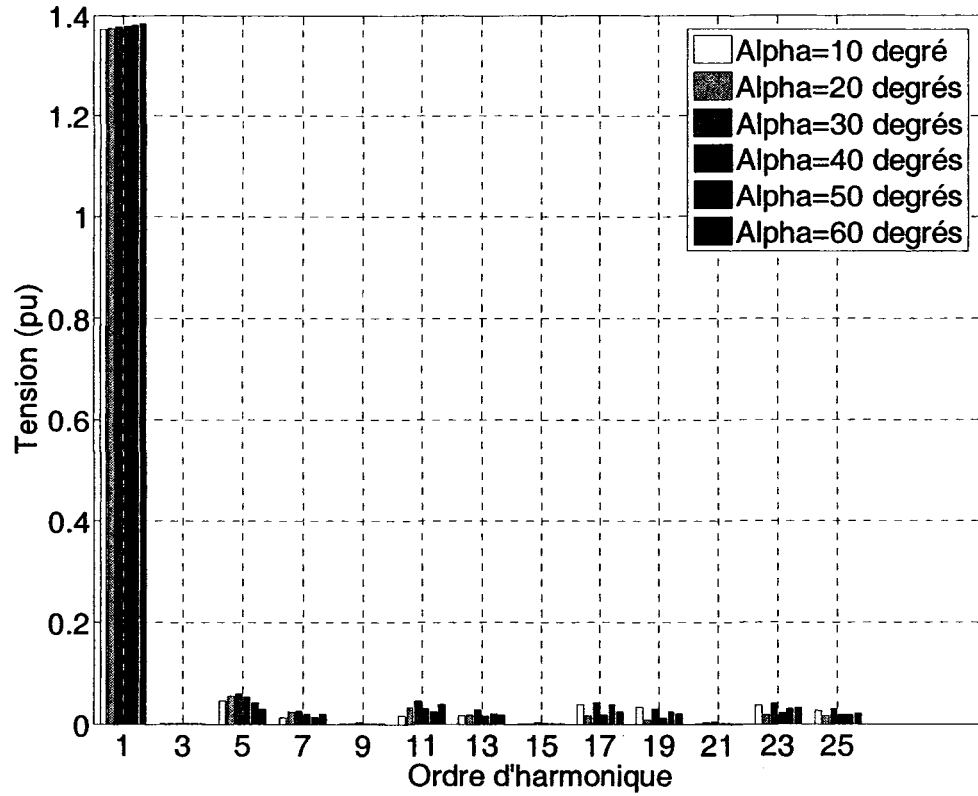


Figure A. 6 : Harmoniques de tension à l'entrée du premier convertisseur E_{r1} , pour l'étude du phénomène de diversité

En général, il est constaté que les harmoniques de tension à l'entrée du premier convertisseur sont d'autant moindres que les points de fonctionnement sont différents. Le même phénomène peut être constaté pour les harmoniques de tension aux bornes du deuxième convertisseur, représentés à la figure A.7.

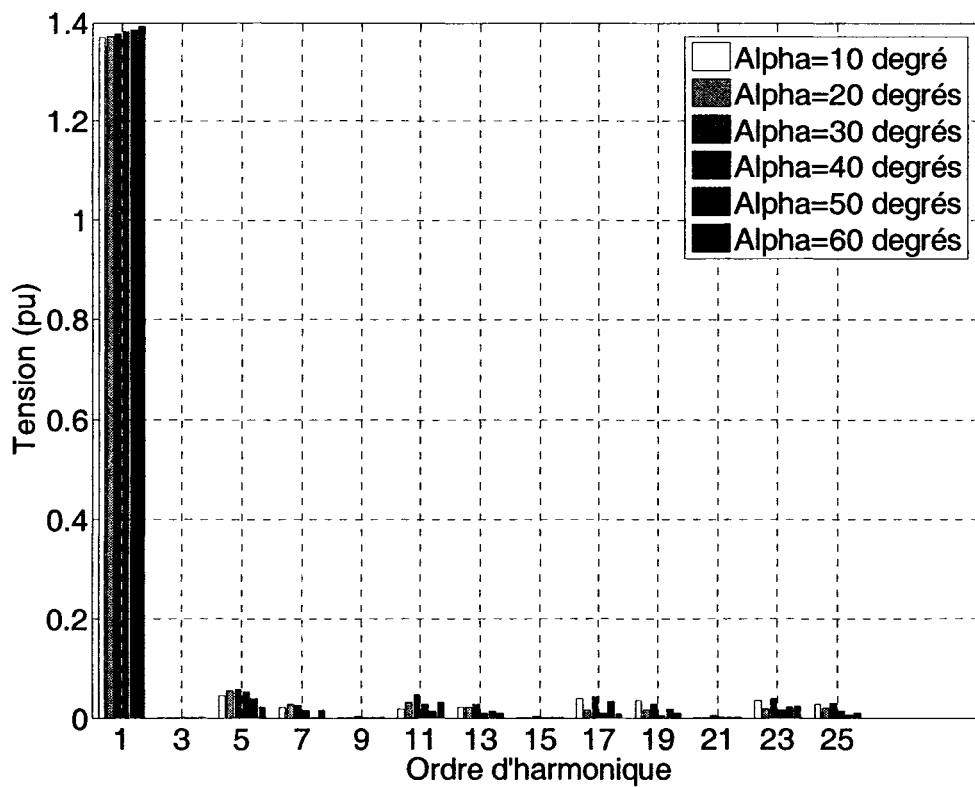


Figure A. 7 : Harmoniques de tension à l'entrée du deuxième convertisseur E_{r2} , pour l'étude du phénomène de diversité

Annexe B

Programmes Matlab de simulation de système multi-convertisseur

Les programmes de simulation de système multi-convertisseur est composé d'un grand nombre de fonction Matlab. Le programme « appel2.m » est le programme principal utilisé pour démarrer la simulation. Les programmes « init_constante.m » et « init_xxn.m » initialisent une multitude de constantes et de variables nécessaires à la simulation, pour l'algorithme de calcul des harmoniques de courant. Le programme « modele1.m » est le cœur du modèle nécessaire au calcul des harmoniques de courant. La fonction « mainconv2.m » sert de fonction d'appel du modèle « modele1.m » et calcule la fonction d'erreur pour la fonction d'optimisation de Matlab. La fonction d'optimisation est appelée par la fonction « principal1.m » et cette dernière est appelée par « appel2.m ».

La fonction « calculu_seq01.m » est appelée dans la boucle principale de « appel2.m »; elle initialise quelques variables et appelle la fonction « simgen09.m » de simulation à topologie variable d'un système multi-convertisseur pour le calcul de la durée des empiètements. Cette dernière appelle plusieurs routines de mise à jour de matrice et de vecteurs constituant les équations modélisant le système multi-convertisseur. Ces routines sont « init_topo.m », « init_Ab.m », « majA.m », « majb.m » et « majCI.m ».

La figure B.1 présente les interactions entre ces différentes fonctions. Par exemple, la fonction « appel2 » appelle la fonction « init_constante ».

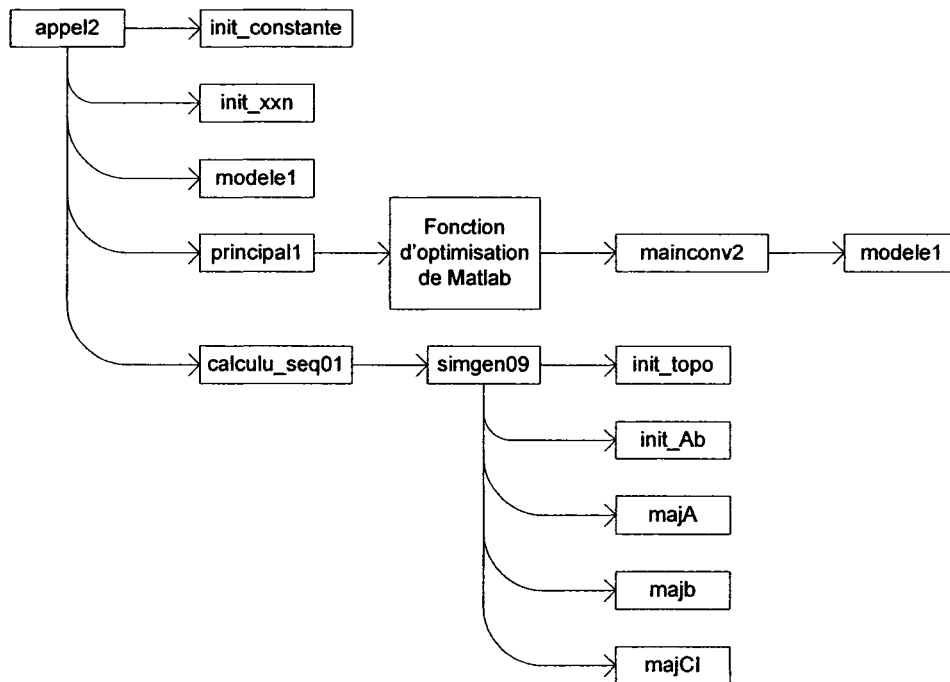


Figure B. 1 : Schéma de structure d'appel des fonctions des algorithmes présentés

B.1 Programme de démarrage du simulateur « appel2.m »

```

% Initialisation des constantes %%
init_constante;
NMC=10000; % Nombre de points de fonctionnement pour la simulation de Monte-
Carlo
rand('state',sum(100*clock)); %change position pointeur pseudo aléatoire
gencode_alpha
divergence=zeros(NMC,1); % vecteur de vérification de divergence lors de la
simulation
for co=1:NMC
    disp(['Simulation # ',num2str(co)])
    p1.alv=alpha_mc(:,co); % initialisation de alpha et cos(alpha)
    p1.cosal=cos(p1.alv);
    % calcul du point xxn initial en fonction de l'estimé des courants
harmoniques
    init_xxn;
    p1.u=4e-5*ones(3*p1.NCONV,1);%Estimation de la valeur initiale de u
    modele1; % appel du modele pour estimer les grandeurs nécessaires a la
premiere itération du calcul de u
    % up=-ones(3*p1.NCONV,1); % pour etre certain de faire au moins 2
itérations
    carre=1;
    compteur=1;
  
```



```

while ((carre(compteur)>1e-7)&&(compteur<=20)) %%% critere d'arret = 1e-
7   disp(['Itération principale no. ',num2str(compteur)]);
    up=pl.u; % propagation de "u actuel" vers "u précédent"
    calculu_seq01; % calcul de u
    disp('sort calculu')
    [xxn,p1]=principall(xxn,p1); % calcul des harmo de courants et de
gamma en simultané

    modele1; % appel du modele pour la mise a jour des grandeurs
nécessaires au calcul de u
    compteur=compteur+1; % incrémentation du compteur d'itérations
principales
    carre(compteur,1)=(p1.u-up) .* (p1.u-up);
    %carre(compteur);
end
% Reconstitution de la tension (estimé final) a partir du courant
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% harmonique estimé (final)
xxntemp=(p1.Fn_pc(:,1)-p1.Zn_pc2(:,1).*iin2t);
Van(:,1)=xxntemp(p1.indp1,1)+i*xxntemp(p1.indp2,1);
Vbn(:,1)=xxntemp(p1.indp3,1)+i*xxntemp(p1.indp4,1);
Vcn(:,1)=xxntemp(p1.indp5,1)+i*xxntemp(p1.indp6,1);
% Coefficients complexes correspondant aux tensions simples Cn=(an-jbn)/2
an=Rsin(phin) bn=Rcos(phin) R=abs(Van) et phin=angle(Van)
% valable lorsque l'on considère un fonction sinusoidale
% variables non compressées pour la fft (doit contenir toutes les harm.)
CVan(p1.n,1)=Van*p1.emjpis2;
CVbn(p1.n,1)=Vbn*p1.emjpis2;
CVcn(p1.n,1)=Vcn*p1.emjpis2;
if (compteur>20)
    divergence(co)=1;
end
% sauvegarde des courants harmoniques phases a,b et c
Ia_mc(:,co)=sum(Ia,2);
Ib_mc(:,co)=sum(Ib,2);
Ic_mc(:,co)=sum(Ic,2);
% sauvegarde temporaire a toutes les 100 simulations
if mod(co,100)==0
    save montecarlo_backup
end

end
save res_monte_carlo

```

B.2 Programme d'initialisation des constantes « init_constante.m »

```

% init_constante
% Fichier d'initialisation des constantes pour la simulation multi-conv.
% Générateur de code
pl.NCONV=4; % nombre de convertisseurs
% angles d'allumage
pl.alv=ones(pl.NCONV,1)*20*pi/180;
% Nombre de points de la fft
pl.Npts=1024;
pl.Npts2=pl.Npts/2;

```

```

pl.Nptss3=round(pl.Npts/3);
pl.Nptsf2s3=pl.Npts-pl.Nptss3;
% dimension du modèle (nombre d'harmoniques considérées par phase = dimmod*2+1
dimmod=8;
%ncc (nombre d'harmoniques considérés coté cc = ncc*6)
ncc=dimmod;
pl.ncct2=6*ncc;
%nca (nombre d'harmoniques considérés coté ca = nca*6+1)
nca=dimmod;
pl.ncat=3*nca+1; % nombre d'harmoniques calculés coté ca (sans considérer les
harmoniques nulles)
pl.ncat2=6*nca+1; % nombre d'harmoniques considérés coté ca
%ninit (800) nombre d'harmoniques considérées durant l'approximation
(initialisation) = ninit*6+1
ninit=2*nca; %40

% séquence des n (série 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, etc.)
pl.n=(1:2:pl.ncat2).';
pl.n1=(1:pl.ncat).';
pl.m=(2:2:pl.ncct2).';
pl.longm=length(pl.m);

% nvar (nombre de variables à faire converger pour chaque convertisseur)
pl.nvar=(pl.ncat)*6; % nca*2+1 harmo considérées (les harmo entre celles-ci,
p.ex.2,3,4,6,8..., sont nulles)
% 3 phases * 2 parties (Re + Im)
Vbase=120; % tension simple (V)
Ibase=100; % courant de base (A) courant cc
Zbase=Vbase/Ibase;
Va=1; % Tension simple en pu
pl.Lc=[30e-6*ones(1,pl.NCONV)]/Zbase; % Inductance de commutation (0.0004)

% Générateur de code
pl.Lct=2.5e-005;
pl.Rcc=[2*ones(1,pl.NCONV)]/Zbase;
pl.Lcc=[4000e-6*ones(1,pl.NCONV)]/Zbase;
pl.R=pl.Lcc./(pl.Lc); % Rapport entre inductance charge et inductance de
commutation ?????????????????????????????????????????????????????????
% Paramètres des fonctions de commutation modifiées (Mayordomo)
pl.kk=(2+pl.R)/(3+2*pl.R);
pl.kB=(4+2*pl.R)/(3+2*pl.R);
pl.ktheta=1/(3+2*pl.R);
f=60; % Fréquence du réseau
pl.w=2*pi*f; % Pulsation du réseau à 60 Hz
Isp=Va*sqrt(6)/(2*(pl.Lc+pl.Lct)*pl.w); % pour init_courants

% constantes...
pl.C2PI=2*pi;
pl.CPIS3=pi/3;
pl.C2PIS3=2*pi/3;
% matrices précalculées
pl.Zn_pc(:,a)=[repmat(pl.Lc(a)*pl.n*pl.w,6,1).*repmat([zeros(pl.ncat,1);2*one
s(pl.ncat,1)]-ones(pl.ncat*2,1),3,1)];
% matrice des impédances multipliant le courant total
pl.Zn_pc2=[repmat(pl.Lct*pl.n*pl.w,6,1).*repmat([zeros(pl.ncat,1);2*ones(pl.n
cat,1)]-ones(pl.ncat*2,1),3,1)];
Fn_pct=zeros(pl.nvar,1);

```

```

gencode_desequibre1 % calcul des tensions
% Création du vecteur des sources de tension a partir de Vabc
Fn_pct=[real(Vabc(:,1)); ...
        imag(Vabc(:,1)); ...
        real(Vabc(:,2)); ...
        imag(Vabc(:,2)); ...
        real(Vabc(:,3)); ...
        imag(Vabc(:,3))];
pl.Fn_pc=Fn_pct;

% Constantes
pl.emjpis2=exp(-j*pi*0.5);%exp(-j*pi/2)
for a=1:pl.NCONV
    Xd(pl.m,a)=(pl.R(a)+2)*(pl.Lc(a))*pl.w*pl.m; % réactance cc           %`a
    optimiser mettre en initialisation... ???????
end
pl.ncct2p1=pl.ncct2+1;
for a=1:pl.NCONV
    pl.Rd(pl.m,a)=pl.Rcc(a);
    pl.Zc(:,a)=pl.Rd(:,a)+j*Xd(:,a); % impédances cc ---->ok
end
pl.cosal=cos(pl.alv);
pl.pisNptss2=pi/pl.Nptss2;
pl.nvarfNCONV=pl.nvar*pl.NCONV;
pl.C2PIS3=2*pi/3;
pl.Nptss2pi=pl.Npts/(2*pi);
pl.CPIS3=pi/3;
pl.ejpis2=exp(j*pi/2);
pl.C2PIsNpts=pl.C2PI/pl.Npts;
pl.emj2npis3=exp(-j*2*pl.n*pi/3);
pl.ej2npis3=exp(j*2*pl.n*pi/3);
% vecteurs d'indices
pl.indp1=1:pl.ncat; % indices pour les harmoniques de courants
pl.indp2=pl.indp1+pl.ncat;
pl.indp3=pl.indp2+pl.ncat;
pl.indp4=pl.indp3+pl.ncat;
pl.indp5=pl.indp4+pl.ncat;
pl.indp6=pl.indp5+pl.ncat;
pl.indp7=(pl.nvar+1):(pl.nvar+pl.NCONV); % Indices pour les angles gamma
pl.indp8=pl.indp7+pl.NCONV;
pl.indp9=pl.indp8+pl.NCONV;
pl.indp10=pl.indp9+pl.NCONV; % Indices pour les angles u
pl.indp11=pl.indp10+pl.NCONV;
pl.indp12=pl.indp11+pl.NCONV;
pl.indp13=1:pl.NCONV; % indices pour la routine de calcul de gamma (estga2.m)
pl.indp14=(pl.NCONV+1):(2*pl.NCONV);
pl.indp15=(2*pl.NCONV+1):(3*pl.NCONV);
temp=(1:3:((pl.NCONV-1)*3+1)).';
pl.indp16=[temp;(temp+1);(temp+2)];

% Bornes de gamma
pl.bgamin=[0;2.777777777777778e-3;5.555555555555555e-3];
pl.bgamax=[8.333333333333333e-3;1.111111111111111e-2;1.388888888888889e-2];
% Estimation des angles gamma
pl.ga=lsqnonlin('estga',pl.bgamin,pl.bgamin,pl.bgamax,optimset('Display','off'));
temp=1/pl.NCONV;

```

```
pl.ga=pl.ga(ceil([temp:temp:3]));
pl.bgamin=pl.bgamin(ceil([temp:temp:3]));
pl.bgamax=pl.bgamax(ceil([temp:temp:3]));
```

B.3 Programme d'initialisation des harmoniques de tension (constituant l'entrée du modèle) « init_xxn.m »

```
% initialisation de xxn (tensions)

%xxn(1:pl.nvar,1)=[real(Iat);imag(Iat);real(Ibt);imag(Ibt);real(Ict);imag(Ict)
];
xxn(1:pl.nvar,1)=pl.Fn_pc(:,1);

% Initialisation de la partie synchronisation (gamma et u)
xxn((pl.nvar+1):(pl.nvar+3*pl.NCONV),1)=pl.ga; % Initialisation de gamma
```

B.4 Programme de calcul des harmoniques de courant produits par un système multi-convertisseur « modele1.m »

```
% modele1

Van(:,1)=xxn(pl.indp1,1)+i*xxn(pl.indp2,1);
Vbn(:,1)=xxn(pl.indp3,1)+i*xxn(pl.indp4,1);
Vcn(:,1)=xxn(pl.indp5,1)+i*xxn(pl.indp6,1);

% Coefficients complexes correspondant aux tensions simples Cn=(an-jbn)/2
an=Rsin(phin) bn=Rcos(phin) R=abs(Van) et phin=angle(Van)
% valable lorsque l'on considère un fonction sinusoidale
% variables non compressées pour la fft (doit contenir toutes les harm.)
CVan(pl.n,1)=Van*pl.emjpis2;
CVbn(pl.n,1)=Vbn*pl.emjpis2;
CVcn(pl.n,1)=Vcn*pl.emjpis2;

% Inversion des vecteurs
CVan_inv=flipud(CVan);
CVbn_inv=flipud(CVbn);
CVcn_inv=flipud(CVcn);

% fft inverse pour le calcul des tensions dans le domaine du temps
pl.van=real(fft([0;conj(CVan);zeros(pl.Nptss2-pl.ncat2-1,1);zeros(pl.Nptss2-
pl.ncat2,1);CVan_inv],[1,1])/2); % fft inverse phase a
pl.vbn=real(fft([0;conj(CVbn);zeros(pl.Nptss2-pl.ncat2-1,1);zeros(pl.Nptss2-
pl.ncat2,1);CVbn_inv],[1,1])/2); % fft inverse phase b
pl.vcn=real(fft([0;conj(CVcn);zeros(pl.Nptss2-pl.ncat2-1,1);zeros(pl.Nptss2-
pl.ncat2,1);CVcn_inv],[1,1])/2); % fft inverse phase c

% % Production des fonctions de commutation dans le domaine du temps
% % Récupération des angles de PPZ gamma de xxn
pl.gammal=xxn(pl.indp7)*120*pi;
```

```

p1.gamma2=xxn(p1.indp8)*120*pi;
p1.gamma3=xxn(p1.indp9)*120*pi;

% Récupération de u de p1
u=reshape(p1.u*120*pi,p1.NCONV,3); % et mise en radians (*2*pi*f)

% Commande individuelle
gammopal=[p1.gamma1,p1.gamma2,p1.gamma3]+repmat(p1.alv,1,3);
% Commande équidistante
% gammopal=[p1.gamma1,p1.gamma1+pi/3,p1.gamma1+2*pi/3]+repmat(p1.alv,1,3);
gammopalpu=gammopal+u;
b1=round(gammopal(:,1)*p1.Nptss2pi); % début de la commutation 1 phase a
b2=round(gammopalpu(:,1)*p1.Nptss2pi); % fin de la commutation 1 phase a
b3=round(gammopal(:,2)*p1.Nptss2pi); % début de la commutation 2 phase a
b4=round(gammopalpu(:,2)*p1.Nptss2pi); % fin de la commutation 2 phase a
b5=round(gammopal(:,3)*p1.Nptss2pi); % début de la commutation 3 phase a
b6=round(gammopalpu(:,3)*p1.Nptss2pi); % fin de la commutation 3 phase a
b7=b1+p1.Nptss2;% symétrie de demi-onde
b8=b2+p1.Nptss2;
b9=b3+p1.Nptss2;
b10=b4+p1.Nptss2;
b11=b5+p1.Nptss2;
b12=b6+p1.Nptss2;
% Bornes de fin de périodes
b1m1=b1-1;
b2m1=b2-1;
b3m1=b3-1;
b4m1=b4-1;
b5m1=b5-1;
b6m1=b6-1;
b7m1=b7-1;
b8m1=b8-1;
b9m1=b9-1;
b10m1=b10-1;
b11m1=b11-1;
b12m1=b12-1;
b13m1=b1m1+p1.Npts;

% Initialisation de sa et scc
sa=zeros(p1.Npts,p1.NCONV);
scc=zeros(p1.Npts,p1.NCONV);
sb=zeros(p1.Npts,p1.NCONV);
sc=zeros(p1.Npts,p1.NCONV);
% Fonctions de commutation classiques (pour le calcul de Ud)
sa_clas=zeros(p1.Npts,p1.NCONV);
sb_clas=zeros(p1.Npts,p1.NCONV);
sc_clas=zeros(p1.Npts,p1.NCONV);

% partie positive de la fonction de commutation phase a
for ncon=1:p1.NCONV
    temp1=mod([b1(ncon):b2m1(ncon),b5(ncon):b6m1(ncon)],p1.Npts)+1;
    temp2=mod([b5(ncon):b6m1(ncon),b9(ncon):b10m1(ncon)],p1.Npts)+1;
    temp3=mod([b9(ncon):b10m1(ncon),b1(ncon):b2m1(ncon)],p1.Npts)+1;
    temp4=mod([b2(ncon):b3m1(ncon),b4(ncon):b5m1(ncon)],p1.Npts)+1;
    temp5=mod([b6(ncon):b7m1(ncon),b8(ncon):b9m1(ncon)],p1.Npts)+1;
    temp6=mod([b10(ncon):b11m1(ncon),b12(ncon):b13m1(ncon)],p1.Npts)+1;
    temp7=mod([b3(ncon):b4m1(ncon)],p1.Npts)+1;

```

```

temp8=mod([b7(ncon):b8m1(ncon)],p1.Npts)+1;
temp9=mod([b11(ncon):b12m1(ncon)],p1.Npts)+1;
sa(temp1,ncon)=p1.kk(ncon); % environ demi tension
sb(temp2,ncon)=p1.kk(ncon); % environ demi tension
sc(temp3,ncon)=p1.kk(ncon); % environ demi tension
sa_clas(temp1,ncon)=0.5; % environ demi tension
sb_clas(temp2,ncon)=0.5; % environ demi tension
sc_clas(temp3,ncon)=0.5; % environ demi tension

sa(temp4,ncon)=1; % conduction
sb(temp5,ncon)=1; % conduction
sc(temp6,ncon)=1; % conduction
sa_clas(temp4,ncon)=1; % conduction
sb_clas(temp5,ncon)=1; % conduction
sc_clas(temp6,ncon)=1; % conduction

sa(temp7,ncon)=p1.kB(ncon); % commutation d'un autre rail
sb(temp8,ncon)=p1.kB(ncon); % commutation d'un autre rail
sc(temp9,ncon)=p1.kB(ncon); % commutation d'un autre rail
sa_clas(temp7,ncon)=1; % commutation d'un autre rail
sb_clas(temp8,ncon)=1; % commutation d'un autre rail
sc_clas(temp9,ncon)=1; % commutation d'un autre rail

% Recopie de l'opposé de la partie positive décalée de pi % symétrie
demi onde
% (pour construire la partie négative de la fonction de commutation)
sa(:,ncon)=sa(:,ncon)-
[sa(p1.Nptss2+1:p1.Npts,ncon);sa(1:p1.Nptss2,ncon)];
sb(:,ncon)=sb(:,ncon)-
[sb(p1.Nptss2+1:p1.Npts,ncon);sb(1:p1.Nptss2,ncon)];
sc(:,ncon)=sc(:,ncon)-
[sc(p1.Nptss2+1:p1.Npts,ncon);sc(1:p1.Nptss2,ncon)];
sa_clas(:,ncon)=sa_clas(:,ncon)-
[sa_clas(p1.Nptss2+1:p1.Npts,ncon);sa_clas(1:p1.Nptss2,ncon)];
sb_clas(:,ncon)=sb_clas(:,ncon)-
[sb_clas(p1.Nptss2+1:p1.Npts,ncon);sb_clas(1:p1.Nptss2,ncon)];
sc_clas(:,ncon)=sc_clas(:,ncon)-
[sc_clas(p1.Nptss2+1:p1.Npts,ncon);sc_clas(1:p1.Nptss2,ncon)];

% calcul de la fonction de commutation associée a Ud

scc(mod([b1(ncon):b2m1(ncon),b3(ncon):b4m1(ncon),b5(ncon):b6m1(ncon),b7(ncon)
:b8m1(ncon),b9(ncon):b10m1(ncon),b11(ncon):b12m1(ncon)],p1.Npts)+1,ncon)=-
p1.ktheta(ncon);
end

% multiplication
ed=sa.*repmat(p1.van,1,p1.NCONV)+sb.*repmat(p1.vbn,1,p1.NCONV)+sc.*repmat(p1.
vcn,1,p1.NCONV);

% calcul de la moyenne de ed (tension réelle) pour le calcul de Ud
ed_clas=sa_clas.*repmat(p1.van,1,p1.NCONV)+sb_clas.*repmat(p1.vbn,1,p1.NCONV)
+sc_clas.*repmat(p1.vcn,1,p1.NCONV);
moyed=mean(ed_clas,1);

% Complément du calcul de la tension fictive (pour le calcul des harmoniques
de courants coté CC)

```

```

ed=ed+scc.*repmat(moyed,p1.Npts,1);

Edmt=fft(ed,[],1)/p1.Nptss2; % fft directe pour la récupération des
harmoniques
Edm=Edmt(2:p1.ncct2p1,:).*p1.ejpis2;

Idm(p1.m,1:p1.NCONV)=Edm(p1.m,:)/p1.Zc(p1.m,:); % phaseurs harmoniques de
courant cc

CmiL=Idm*p1.emjpis2; % CmiL=Idm*exp(-j*pi/2)

% Courant moyen
p1.CmiLo=moyed./p1.Rd(6,:); %hypothese: Ed=0

% Inversion des vecteurs
CmiL_r=real(CmiL);
CmiL_i=imag(CmiL);
CmiL_r_inv=flipud(CmiL_r);
CmiL_i_inv=flipud(CmiL_i);
% Courant CC dans le domaine du temps (fft inverse)
icc=real(fft([zeros(1,p1.NCONV);(CmiL_r-j*CmiL_i);zeros(p1.Nptss2-p1.ncct2-
1,p1.NCONV);zeros(p1.Nptss2-
p1.ncct2,p1.NCONV);(CmiL_r_inv+j*CmiL_i_inv)],[],1))/2; % fft inverse courant
continu; valeur moyenne nulle (seulement composante ripple)

% Fonction de commutation en courant
% partie positive de la fonction de commutation phase a
% indices modifiés par rapport a NGA99 (séquence 1,2,3,1,2,3 (DEM03) =
séquence 1,3,2,1,3,2 (NGA99)
sia=zeros(p1.Npts,p1.NCONV);
sib=zeros(p1.Npts,p1.NCONV);
sic=zeros(p1.Npts,p1.NCONV);

for ncon=1:p1.NCONV
    %Commutation avant conduction
    a=(b1(ncon):b2m1(ncon)).'; % phase A
    templ=(p1.cosal(ncon)-cos(p1.alv(ncon)+u(ncon,1)));
    sia(mod(a,p1.Npts)+1,ncon)=(p1.cosal(ncon)-cos(a*p1.C2PIsNpts-
p1.gammal(ncon)))/templ;
    a=(b5(ncon):b6m1(ncon)).'; % phase B
    templ=(p1.cosal(ncon)-cos(p1.alv(ncon)+u(ncon,3)));
    sib(mod(a,p1.Npts)+1,ncon)=(p1.cosal(ncon)-cos(a*p1.C2PIsNpts-
p1.gamma3(ncon)))/templ;
    a=(b9(ncon):b10m1(ncon)).'; % phase C
    templ=(p1.cosal(ncon)-cos(p1.alv(ncon)+u(ncon,2)));
    sic(mod(a,p1.Npts)+1,ncon)=(p1.cosal(ncon)-cos(a*p1.C2PIsNpts-
(p1.gamma2(ncon)+pi)))/templ;
    %Conduction
    a=b2(ncon):b5m1(ncon); % Phase A
    sia(mod(a,p1.Npts)+1,ncon)=1;
    a=b6(ncon):b9m1(ncon); % Phase B
    sib(mod(a,p1.Npts)+1,ncon)=1;
    a=b10(ncon):b13m1(ncon); % Phase C
    sic(mod(a,p1.Npts)+1,ncon)=1;
    %Commutation apres conduction
    a=(b5(ncon):b6m1(ncon)).'; % Phase A
    templ=(p1.cosal(ncon)-cos(p1.alv(ncon)+u(ncon,3)));

```

```

    sia(mod(a,p1.Npts)+1,ncon)=1-(p1.cosal(ncon)-cos(a*p1.C2PIsNpts-
p1.gamma3(ncon)))/temp1;
    a=(b9(ncon):b10m1(ncon)).'; % Phase B
    temp1=(p1.cosal(ncon)-cos(p1.alv(ncon)+u(ncon,2)));
    sib(mod(a,p1.Npts)+1,ncon)=1-(p1.cosal(ncon)-cos(a*p1.C2PIsNpts-
(p1.gamma2(ncon)+pi)))/temp1;
    a=(b1(ncon):b2m1(ncon)).'; % Phase C (borne 13 a 14-1 = borne 1 a 2-1)
    temp1=(p1.cosal(ncon)-cos(p1.alv(ncon)+u(ncon,1)));
    sic(mod(a,p1.Npts)+1,ncon)=1-(p1.cosal(ncon)-cos(a*p1.C2PIsNpts-
p1.gammal(ncon)))/temp1;
end

% Recopie de l'opposé de la partie positive décalée de pi
% (pour construire la partie négative de la fonction de commutation)
sia=sia-[sia(p1.Nptss2+1:p1.Npts, :);sia(1:p1.Nptss2, :)];
sib=sib-[sib(p1.Nptss2+1:p1.Npts, :);sib(1:p1.Nptss2, :)];
sic=sic-[sic(p1.Nptss2+1:p1.Npts, :);sic(1:p1.Nptss2, :)];

% Reconstitution des courants ia, ib et ic
ia=repmat(p1.CmiLo,p1.Npts,1).*sia+icc.*sa;
ib=repmat(p1.CmiLo,p1.Npts,1).*sib+icc.*sb;
ic=repmat(p1.CmiLo,p1.Npts,1).*sic+icc.*sc;

Iatemp=fft(ia, [], 1)/p1.Nptss2; % Calcul harmoniques phase A
Ia(p1.n1,1:p1.NCONV)=Iatemp(p1.n+1,:)*p1.ejpis2;
Ibtemp=fft(ib, [], 1)/p1.Nptss2; % Calcul harmoniques phase B
Ib(p1.n1,1:p1.NCONV)=Ibtemp(p1.n+1,:)*p1.ejpis2;
Ictemp=fft(ic, [], 1)/p1.Nptss2; % Calcul harmoniques phase C
Ic(p1.n1,1:p1.NCONV)=Ictemp(p1.n+1,:)*p1.ejpis2;

% Calcul des angles de PPZ gamma (Mayordomo octobre 98, adapté pour chute de
tension résistive a la charge)
% p1.va=Van(1,1); % Sauvegarde des fondamentals de tensions CA dans p1
% p1.vb=Vbn(1,1);
% p1.vc=Vcn(1,1);
p1.va=Van(:,1); % Sauvegarde des fondamentals de tensions CA dans p1
p1.vb=Vbn(:,1);
p1.vc=Vcn(:,1);

p1.id=Idm(p1.m, :); % Sauvegarde des harmoniques de courant CC dans p1
fga=estga3(xxn(p1.nvar+1:p1.nvar+3*p1.NCONV),p1);

iin=sum([real(Ia);imag(Ia);real(Ib);imag(Ib);real(Ic);imag(Ic)],2);
% Ordernement des harmoniques de courants dans la branche commune
[Im(Ia),Re(Ia),Im(Ib),Re(Ib),Im(Ic),Re(Ic)]
iin2t=[iin(p1.indp2,1);iin(p1.indp1,1);iin(p1.indp4,1);iin(p1.indp3,1);iin(p1
.indp6,1);iin(p1.indp5,1)];

```

B.5 Routine de calcul de la fonction d'erreur « mainconv2.m »

```

function [Fn3]=mainconv2(xxn,p1);

modele1; % appel du modele (calcul des harmoniques et de u)
Fn3=[(p1.Fn_pc(:,1)-p1.Zn_pc2(:,1)).*iin2t)-xxn(1:p1.nvar,1);fga];

```


B.6 Fonction principale d'appel de la routine d'optimisation pour le calcul des harmoniques de courant produits par le système multi-convertisseur « principal1.m »

```
function [xxn,p1]=principal1(xxn,p1);

opt1=optimset('TolFun',1e-4,'LargeScale','on','Display','off');
[xxn,resnorm,residual,exitflag,output,lambda,jaco]=lsqnonlin('mainconv2',xxn,
[],[],opt1,p1);
xxn=xxn(:,end);
```

B.7 Programme principal de calcul des angles d'empiètement « calculu_seq01.m »

```
% Commande individuelle
p1.alpha(1:3:(p1.NCONV*3-2),1)=(p1.gamma1+p1.alv)/120/pi;
p1.alpha(2:3:(p1.NCONV*3-1),1)=(p1.gamma2+p1.alv)/120/pi; % 2e période de 60
degrés a simuler
p1.alpha(3:3:(p1.NCONV*3),1)=(p1.gamma3+p1.alv)/120/pi; % 3e période de 60
degrés a simuler
% Commande équidistante
% p1.alpha(1:3:(p1.NCONV*3-2),1)=(p1.gamma1+p1.alv)/120/pi;
% p1.alpha(2:3:(p1.NCONV*3-1),1)=(p1.gamma1+p1.alv+pi/3)/120/pi; % 2e période
de 60 degrés a simuler
% p1.alpha(3:3:(p1.NCONV*3),1)=(p1.gamma1+p1.alv+2*pi/3)/120/pi; % 3e période
de 60 degrés a simuler

for ncon=1:p1.NCONV
    temp1=(ncon-1)*3;
    p1.alpha((temp1+1):(temp1+3),2:3)=[ncon,1;ncon,2;ncon,3];
end
% Récupération des valeurs instantannées de courants (CI pour simulation de
% calcul de l'angle d'empietement)
for ncon=1:p1.NCONV
    p1.cii(:,ncon)=[sum(abs(Ia(:,ncon)).*sin(angle(Ia(:,ncon))),1); ... % CI
a wt=0
                    sum(abs(Ib(:,ncon)).*sin(angle(Ib(:,ncon))),1); ...
                    sum(abs(Ic(:,ncon)).*sin(angle(Ic(:,ncon))),1)];
end
% Calcul de u en cascade
[u]=simgen09(p1.u,p1); % calcul de "gamma+alpha" et de u
p1.u=u(p1.indp16);
```

B.8 Fonction de simulation à topologie variable pour le calcul des angles d'empiètement « simgen09.m »

```

function [u]=simgen09(x,p1);
% Simulation d'un syst`eme multi-convertisseurs dans le domaine temporel
% avec topologie variable (calcul matriciel) et interface des conditions
% initiales pour un AIH (Algorithme Itératif d'évaluation des Harmoniques).
%
% version 1.0
% Hypothèses :
% - régime déséquilibré
% - symétrie de demie onde
% - conduction continue (il faut développer une stratégie d'identification de
régime discontinu ou poser initialement qu'on est

% Initialisation des constantes%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Nombre de convertisseurs
p2.N=p1.NCONV;
p2.N3=3*p2.N;
p2.table_thap=[1;3;2;1;3;2]; % table thyristor a phase

% Copie de la valeur actuelle des angles d'empiètement dans la structure p2
p2.u=x;

% Param`etres des convertisseurs
p2.Ldo=p1.Lcc; % inductance de charge
p2.Rdo=p1.Rcc.'; % résistance de charge
p2.Lco=p1.Lc; % inductance de commutation
p2.Lcpo=p1.Lct; % inductance de source (commune)

% indexa: vecteur d'indices des alpha classés en fonction de l'ordre original
des alpha
%           [alpha conv 1 1er groupe; alpha conv 1 2e groupe; alpha conv 1
3e groupe; alpha conv 2 1er groupe... alpha NCONVe conv 3e groupe]
%           Pour référencer l'indice plus tard, on utilise mod(index,3) ; 1
désigne phase a, 2 désigne phase b et 0 désigne phase c.
[alphac,indexa]=sort(mod(p1.alpha(1:p2.N3,1),8.333333333333333e-3)); %
Classement des alpha (alphac=alpha classés, indexa=index des alpha classés)
[a,indexb]=sort(indexa); % vecteur d'indices des alpha originaux en fonction
des alphas classés (opération inverse de indexa)
% Création de la matrice d'état
templ=[repmat((1:p2.N).',3,1),[ones(p2.N,1);ones(p2.N,1)*2;ones(p2.N,1)*3];0,
0];% zeros(p2.N3,1)]; % pas besoin de l'état actuel pour chaque groupe; on
remplace cette fonction par le compteur_alc qui pointe le prochain alpha
débuter la commutation
%p2.etat=[alphac,templ(indexa,:)]; % [alpha, #conv(1-N), #groupe
thyristors(1,2 ou 3), état(0,1 ou 2)]
p2.etat=[alphac,p1.alpha(indexa,2:3);alphac+8.333333333333333e-
3,p1.alpha(indexa,2:3)];

% On arrete la simulation ssi tous les témoins d'extinction sont a 0;
% On met un témoin d'extinction a 0 ssi le témoin d'allumage est a 0 et qu'on
détecte un PPZ correspondant a ce témoin

```

```

% On met un témoin d'allumage a 0 ssi on allume un thyristor dans
l'algorithme (en fonction des gamma+alpha estimés actuels)
temoinextinction=ones(p2.N3,1); % initialisation du vecteur de témoins
d'extinction (1=pas encore survenu, 0=survenu)
temoinallumage=ones(p2.N3,1); % initialisation du vecteur de témoins
d'allumage

%(vérification des alpha et des mu pour connaitre l'état des thyristors en
fonction du temps)
% Vérifier quel est le alpha maximum pour chaque convertisseur et additionner
le mu correspondant. Si le total dépasse
% 180 degrés, alors l'état initial est la commutation avec les thyristors
correspondants. Sinon, alors l'état
% initial est la conduction avec les thyristors correspondants.
% (Initialisation de "topo" en fonction de l'état initial des convertisseurs
(quel groupe conduit/commute?))
p2=init_topo(p2);

% Initialisation des courants
% Aller chercher les courants initiaux dans les résultats donnés par
init_courants
% Utiliser topo pour connaitre la topologie initiale des convertisseurs pour
connaitre la forme du
% vecteur des courants initiaux
%
% Tous les courants initiaux a wt=0 [ia(conv 1),ia(conv 2)...ia(conv
N);ib(conv 1)...ib(conv N);ic(conv 1)...ic(conv N)]
%!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
cii=[sum(abs(p1.Iav).*sin(angle(p1.Iav)),1);sum(abs(p1.Ibv).*sin(angle(p1.Ibv
)),1);sum(abs(p1.Icv).*sin(angle(p1.Icv)),1)];
% p1.cii=[-1.58803,-1.97723; ...
%         -0.632946,-0.892078; ...
%         2.22098,2.06644]; % temporaire pour tests avec psim
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!

% Conditions initiales ! a valider
.....
for a=1:p2.N
    if p2.topo(a,2)==0 % si conduction
        p2.CI(p2.topo(a,1),1)=abs(p1.cii(p2.table_thap(p2.topo(a,3)),a)); %
Initialisation du courant icc (a partir du thyristor en conduction)
    else
        p2.CI(p2.topo(a,1),1)=abs(p1.cii(p2.table_thap(p2.topo(a,2)),a)); %
Initialisation du courant ic
        p2.CI(p2.topo(a,1)+1,1)=abs(p1.cii(p2.table_thap(p2.topo(a,3)),a)); %
Initialisation du courant icc
    end
end

% initialisation de A, coefb
p2.dim=p2.topo(end,1)+(p2.topo(end,2)~=0); % nombre total d'équations
p2.A=zeros(p2.dim); % initialisation de A
p2.coefb=zeros(p2.dim,3); % initialisation de coefb
p2.b=zeros(p2.dim,1); % initialisation de b
p2.ind=1; % initialisation de la lere ligne de topo

```

```

p2=prop_topo(p2); % propagation de thyristor a phase pour la premiere ligne
de topo
temp1=find(p2.topo(:,2));
p2.indices_commu=[temp1,p2.topo(temp1,1)]; % trouve les indices des ic des
convertisseurs en commutation (dans topo et A)
temp2=find(~p2.topo(:,2));
p2.indices_condu=[temp2,p2.topo(temp2,1)]; % trouve les indices des icc des
convertisseurs en conduction (dans topo et A)

p2=initAb(p2); % inscription du premier élément de A, coefb et b
% Initialisation des termes 2 a N de A et b
for a=2:p2.N
    p2.ind=a;
    p2=redimAb(p2); % partie du redimensionnement de A et de coefb a exécuter
avant la mise a jour de topo
    p2=prop_topo(p2); % propagation de thyristor a phase pour la ligne "ind"
de topo
    p2=majA(p2); % mise a jour de A
    p2=majb(p2); % mise a jour de b
end

% Inversion de la matrice A
p2.invA=inv(p2.A);

wt=0; % initialisation de l'angle de simulation
compteur_alc=1; % indice dans p2.etat du prochain groupe de convertisseur
débuter la commutation !!!!!!!!!!!!!!! hypothese: commence en conduction... a
modifier
compteur_alc=1+sum(p2.etat(:,1)==0);

while (sum(temoinextinction)) % Simuler tant que tous les convertisseurs
n'ont pas terminé de commuter (tous les groupes)

    % Simulation de la topologie actuelle
    % a partir de wt actuel
    % jusqu'a temps qu'il y ait une fin de commutation ou un allumage (un de
ces 2 événements survenant lors d'un PPZ)
    % save ttt

p2.so=ode15s(@calculder,[wt,p2.etat(compteur_alc,1)],p2.CI,odeset('Events',@e
venements,'RelTol',1e-6,'AbsTol',1e-6),p2);
    % Test pour empêcher les courants de conduction de devenir négatifs
    % (survient lorsque l'hypothese de conduction continue ne tient plus)
    if length(p2.indices_condu) % détecte si au moins un convertisseur est en
conduction
        for a=p2.indices_condu(:,2) % pour tous les convertisseurs en
conduction
            if p2.so.y(a,end)<0 % Détection de courant négatif
                error('hypothese de conduction continue non respectée')
            end
        end
    end
end

% Identification du convertisseur responsable de l'arret de la simulation
(fin de séquence)
if isempty(p2.so.ie) % Si l'événement causant la fin de séquence est
l'allumage d'un thyristor*****

```

```

wt=p2.so.x(end); % mise a jour du temps initial de la prochaine
séquence

% Passer de l'état conduction a l'état commutation pour le groupe
pointé par "compteur_alc"
% (Mise a jour de topo (matrice de description de la topologie de
l'ensemble des convertisseurs))
% p.ex. si topo=[1,0,5,6,zeros(1,8)], alors topo devient
[1,5,6,1,zeros(1,8)]
p2.ind=p2.etat(compteur_alc,2); % Numéro de convertisseur concerné
(dans topo)
p2=redimAb(p2); % partie du redimensionnement de A et de coefb a
exécuter avant la mise a jour de topo
p2.topo(p2.ind,2:4)=[p2.topo(p2.ind,3:4),mod(p2.topo(p2.ind,4),6)+1];
%mise a jour de topo pour ce groupe de thyristors
% Propagation thyristors a phases (topo)
p2=prop_topo(p2); % propagation de thyristor a phase pour la ligne
"ind" de topo
% Mise a jour de A
p2=majA(p2);
% Calcul de coefb
p2=majb(p2);
% Sauvegarde des courants finaux pour la propagation (pour la
simulation de la topologie suivante)

p2.CI=[p2.so.y(p2.ind1,end);p2.so.y(p2.topo(p2.ind,1),end);p2.so.y(p2.topo(p2
.ind,1),end);p2.so.y(p2.ind2,end)];
% incrémentation du compteur_alc
compteur_alc=compteur_alc+1;

% Mise a jour de "temoinallumage"
temoinallumage((p2.ind-1)*3+mod(p2.topo(p2.ind,4)-1,3)+1)=0;

% Mise a jour de topo s'il y a plusieurs allumages simultanés
% (tant que compteur_alc n'est pas rendu a la fin encore et
% que le alphac(compteur_alc) est le meme que le alpha suivant)
while
((compteur_alc<p2.N3)&(p2.etat(compteur_alc,1)==p2.etat(compteur_alc+1,1)))
p2.ind=p2.etat(compteur_alc,2); % Numéro de convertisseur
concerné (dans topo)
p2=redimAb(p2); % partie du redimensionnement de A et de coefb a
exécuter avant la mise a jour de topo

p2.topo(p2.ind,2:4)=[p2.topo(p2.ind,3:4),mod(p2.topo(p2.ind,4),6)+1]; %mise a
jour de topo pour ce groupe de thyristors
% Propagation thyristors a phases (topo)
p2=prop_topo(p2); % propagation de thyristor a phase pour la
ligne "ind" de topo
% Mise a jour de A
p2=majA(p2);
% Calcul de coefb
p2=majb(p2);
% Sauvegarde des courants finaux pour la propagation (pour la
simulation de la topologie suivante)

p2.CI=[p2.so.y(p2.ind1,end);p2.so.y(p2.topo(p2.ind,1),end);p2.so.y(p2.topo(p2
.ind,1),end);p2.so.y(p2.ind2,end)];

```

```

    % incrémentation du compteur_alc
    compteur_alc=compteur_alc+1;
    % Mise a jour de "temoinallumage"
    temoinallumage((p2.ind-1)*3+mod(p2.topo(p2.ind,4)-1,3)+1)=0;

    end
else

% % Traitement de p2.so.ie pour prendre en compte les événements simultanés
% % Indices des variables (courants) ayant passé par zéro a la fin de cette
% % période de simulation (parmis les conv. en commu.)
% p2.so.ie=find(p2.so.y(p2.indices_commu(:,2),end)<0);

    wt=p2.so.xe; % mise a jour du temps initial de la prochaine séquence

    % Cas ou la fin de séquence de simulation a été causée par
    l'extinction d'un ou plusieurs thyristor(s)*****
    for a=1:length(p2.so.ie)
        p2.ind=p2.indices_commu(p2.so.ie(a),1); % Numéro de convertisseur
        concerné (dans topo)
        p2=redimAb(p2); % partie du redimensionnement de A et de coefb a
        exécuter avant la mise a jour de topo
        p2.topo(p2.ind,2)=0; % Modification de topo pour ce convertisseur
        (commutation a conduction)
        p2=prop_topo(p2); % propagation de thyristor a phase pour la
        ligne "ind" de topo
        p2=majA(p2); % Mise a jour de A
        p2=majb(p2); % Calcul de coefb
        % Sauvegarde des courants finaux pour la propagation (pour la
        simulation de la topologie suivante)
        sol_ppz=deval(p2.so,p2.so.xe); % Va chercher la solution a
        l'instant exact du passage par 0 du courant qui a provoqué l'arrêt de la
        simulation

p2.CI=[sol_ppz(p2.ind1);sol_ppz(p2.topo(p2.ind,1)+1);sol_ppz(p2.ind2)];
%
p2.CI=[p2.so.y(p2.ind1,end);p2.so.y(p2.topo(p2.ind,1)+1,end);p2.so.y(p2.ind2,
end)];

        % Sauvegarde de la durée de l'empietement
        temp=(p2.ind-1)*3+mod(p2.topo(p2.ind,4)-1,3)+1; % indice de alpha
        et u (numéro de convertisseur et numéro de groupe)
        u(temp,1)=wt-pl.alpha(temp,1); % Calcul de la durée de
        l'empietement
        if u(temp,1)<0
            u(temp,1)=u(temp,1)+8.333333333333333e-003; % ajout de 180
            degrés si ce groupe traverse la frontiere 180/0
        end
        %
        temoinextinction=temoinextinction+1; % incrémentation du
        compteur d'extinction des groupes de convertisseurs
        if temoinallumage(temp)==0
            temoinextinction(temp)=0; % incrémentation du compteur
            d'extinction des groupes de convertisseurs
        end
    end
end
end
templ=find(p2.topo(:,2));

```

```

    p2.indices_commu=[temp1,p2.topo(temp1,1)]; % trouve les indices des ic
des convertisseurs en commutation (dans topo et A)
    temp2=find(~p2.topo(:,2));
    p2.indices_condu=[temp2,p2.topo(temp2,1)]; % trouve les indices des icc
des convertisseurs en conduction (dans topo et A)

    % Inversion de la matrice A
    p2.invA=inv(p2.A);
end

function dy=calculder(t,y,p2);
% Calcul des dérivées en fonction de invA, coefb, y(courants)

gencode_desequilibre1 % aller chercher "taux" de déséquilibre

va=sqrt(2)*sin(120*pi*t)+taux*sqrt(2)*sin(120*pi*t+theta)+harmo5*sqrt(2)*sin(
600*pi*t);
vb=sqrt(2)*sin(120*pi*t-
2*pi/3)+taux*sqrt(2)*sin(120*pi*t+2*pi/3+theta)+harmo5*sqrt(2)*sin(600*pi*t+2
*pi/3);
vc=sqrt(2)*sin(120*pi*t+2*pi/3)+taux*sqrt(2)*sin(120*pi*t-
2*pi/3+theta)+harmo5*sqrt(2)*sin(600*pi*t-2*pi/3);

b=sum(p2.coefb.*repmat([va,vb,vc],length(p2.A),1),2); % calcul partiel de "b"
(tensions)
temp=p2.topo(:,1)+(p2.topo(:,2)~=0); % calcul des indices des équations de
icc
b(temp)=b(temp)+p2.Rdo.*y(temp); % ajout a "b" des termes de produits
résistance-courant
dy=p2.invA*b; % Calcul des dérivées

function [value,isterminal,direction]=evenements(t,y,p2);
% Fonction d'évenements
% Surveille la simulation et l'arrete lorsque l'une des variables surveillée
(ic) passe
% par zéro (front descendant).
if isempty(p2.indices_commu)
    value=[];
    isterminal=0;
    direction=1;
else
    value=y(p2.indices_commu(:,2));
    temp=length(value);
    isterminal=ones(temp,1);
    direction=-isterminal;
end

```

B.9 Fonction d'initialisation de la topologie du système multi-convertisseur « init_topo.m »

```

function p2=init_topo(p2);
% Initialisation de la matrice topo en fonction de l'état initial des groupes
de thyristors
%
% et initialisation de la premiere colonne de topo (indice du premier élément
pour chaque
% convertisseur dans la matrice A et le vecteur b et le vecteur de CI)

temoin=ones(p2.N,1);
compteur=p2.N3;
while sum(temoin)
    if (temoin(p2.etat(compteur,2))==1) % si ce convertisseur n'est pas
encore initialisé
        if (p2.etat(compteur,1)+p2.u((p2.etat(compteur,2)-
1)*3+p2.etat(compteur,3))>=8.333333333333333e-003)
            % Si alpha + u >= 180 degrés pour ce convertisseur/groupe de
thyristor
                % Alors l'état final (et initial) est la commutation
                if (p2.etat(compteur,3)==1) % Si groupe 1
                    p2.topo(p2.etat(compteur,2),2:4)=[2,3,4]; % Groupe de
thyristors en commutation opposé a 5-6-1
                elseif (p2.etat(compteur,3)==2) % Sinon, si groupe 2
                    p2.topo(p2.etat(compteur,2),2:4)=[3,4,5]; % Groupe de
thyristors en commutation opposé a 6-1-2
                else % Sinon, alors groupe 3 (Groupe de thyristors en commutation
opposé a 1-2-3)
                    p2.topo(p2.etat(compteur,2),2:4)=[4,5,6]; %
                end
                else % alors l'état final (et initial) est la conduction
                    if (p2.etat(compteur,3)==1) % Si groupe 1
                        p2.topo(p2.etat(compteur,2),2:4)=[0,3,4]; % Groupe de
thyristors en conduction opposé a 6-1
                    elseif (p2.etat(compteur,3)==2) % Sinon, si groupe 2
                        p2.topo(p2.etat(compteur,2),2:4)=[0,4,5]; % Groupe de
thyristors en commutation opposé a 1-2
                    else % Sinon, alors groupe 3 (Groupe de thyristors en commutation
opposé a 2-3)
                        p2.topo(p2.etat(compteur,2),2:4)=[0,5,6]; %
                    end
                end
            end
            temoin(p2.etat(compteur,2))=0; % marquer ce convertisseur comme étant
maintenant initialisé
        end
        compteur=compteur-1;
    end

temp1=(p2.topo(1:p2.N,2)~=0).';
p2.topo(:,1)=cumsum(temp1+1)-temp1;

```


B.10 Fonction d'initialisation de la matrice d'impédances A et du vecteur de sources b « *init_Ab.m* »

```

function p2=initAb(p2);
% Initialisation de A et b

% Calcul du terme principal
if (p2.topo(1,2)~=0)
    temp1=p2.topo(1,1):(p2.topo(1,1)+1);
    temp2=p2.Lcpo+p2.Lco(1);
    temp3=-2*temp2;
    p2.A(temp1,temp1)=[temp3,temp2;temp2,temp3-p2.Ldo(1)]; % terme principal
    pour convertisseur en commutation
else
    p2.A(p2.topo(1,1),p2.topo(1,1))=-2*(p2.Lcpo+p2.Lco(1))-p2.Ldo(1); % terme
    principal pour convertisseur en conduction
end

% coefb: coefficient de multiplication des sources de tension pour le calcul
de b
if (p2.topo(1,2)~=0)
    temp1=p2.topo(1,1):(p2.topo(1,1)+1);

p2.coefb(temp1,:)=[(p2.topo(1,5)==1)*p2.topo(1,6)+(p2.topo(1,7)==1)*p2.topo(1,8), ...
    (p2.topo(1,5)==2)*p2.topo(1,6)+(p2.topo(1,7)==2)*p2.topo(1,8), ...
    (p2.topo(1,5)==3)*p2.topo(1,6)+(p2.topo(1,7)==3)*p2.topo(1,8)]; ...
    (p2.topo(1,9)==1)*p2.topo(1,10)+(p2.topo(1,11)==1)*p2.topo(1,12), ...
    (p2.topo(1,9)==2)*p2.topo(1,10)+(p2.topo(1,11)==2)*p2.topo(1,12), ...
    (p2.topo(1,9)==3)*p2.topo(1,10)+(p2.topo(1,11)==3)*p2.topo(1,12)];
else
    temp1=p2.topo(1,1);

p2.coefb(temp1,:)=[(p2.topo(1,9)==1)*p2.topo(1,10)+(p2.topo(1,11)==1)*p2.t
    opo(1,12), ...
    (p2.topo(1,9)==2)*p2.topo(1,10)+(p2.topo(1,11)==2)*p2.topo(1,12), ...
    (p2.topo(1,9)==3)*p2.topo(1,10)+(p2.topo(1,11)==3)*p2.topo(1,12)];

end
p2.coefb(temp1,:)-=p2.coefb(temp1,:);

```

B.11 Fonction de mise à jour de la matrice d'impédances « majA.m »

```

function p2=majA(p2);
% Foncition de mise a jour de A et b

% Partie du redimensionnement de A et de coefb qui doit etre exécuté apres la
mise a jour de topo
p2.neqind=(p2.topo(p2.ind,2)~=0)+1; % nombre d'équations pour le
convertisseur "ind"
% Redimensionnement de A
p2.A=[p2.A(p2.ind1,p2.ind1), zeros(p2.lind1,p2.neqind), p2.A(p2.ind1,p2.ind2);
...
      zeros(p2.neqind,p2.lind1+p2.neqind+p2.lind2); ...
p2.A(p2.ind2,p2.ind1), zeros(p2.lind2,p2.neqind), p2.A(p2.ind2,p2.ind2)];

% Calcul de p2.A
%
% Calcul du terme principal et des termes de couplage de p2.A et du terme de
mise a jour de b
%
% Termes de couplage:
for a=[1:(p2.ind-1), (p2.ind+1):p2.N] % Calcul des termes de couplage (p2.N-1
termes)
    % Si l'équation du convertisseur qui vient de changer d'état le
convertisseur en interaction sont maintenant en commutation
    if (p2.topo(p2.ind,2)~=0)&(p2.topo(a,2)~=0)
        % Alors il y a 4 termes de couplage a calculer
        tcl(1,1)=0; % Initialisation du premier élément du premier terme de
couplage
        if (p2.topo(a,5)==p2.topo(p2.ind,5)) % Si l'une des 2 phases de ic
(conv en interaction) coincide avec l'une des phases de ic (conv venant de
changer)
            if ((p2.topo(a,6)*p2.topo(p2.ind,6))==1) % Si les courants ic
superposés sont de meme orientation
                tcl(1,1)=tcl(1,1)-p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
            else % Les courants ic superposés sont d'orientation opposées
                tcl(1,1)=tcl(1,1)+p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
            end
        elseif (p2.topo(a,7)==p2.topo(p2.ind,5)) % 2e cas possible de
superposition (meme phase pour conv. p2.ind mais autre phase pour conv. en
interaction)
            if ((p2.topo(a,8)*p2.topo(p2.ind,6))==1) % Si les courants ic
superposés sont de meme orientation
                tcl(1,1)=tcl(1,1)-p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
            else % Les courants ic superposés sont d'orientation opposées
                tcl(1,1)=tcl(1,1)+p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
            end
        end
    end
end
end

```

```

        if (p2.topo(a,5)==p2.topo(p2.ind,7)) % Si l'une des 2 phases de ic
(conv en interaction) coincide avec l'une des phases de ic (conv venant de
changer)
            if ((p2.topo(a,6)*p2.topo(p2.ind,8))==1) % Si les courants ic
superposés sont de meme orientation
                tc1(1,1)=tc1(1,1)-p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
            else % Les courants ic superposés sont d'orientation opposées
                tc1(1,1)=tc1(1,1)+p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
            end
        elseif (p2.topo(a,7)==p2.topo(p2.ind,7)) % 2e cas possible de
superposition (meme phase pour conv. p2.ind mais autre phase pour conv. en
interaction)
            if ((p2.topo(a,8)*p2.topo(p2.ind,8))==1) % Si les courants ic
superposés sont de meme orientation
                tc1(1,1)=tc1(1,1)-p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
            else % Les courants ic superposés sont d'orientation opposées
                tc1(1,1)=tc1(1,1)+p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
            end
        end
        tc1(2,1)=0; % Initialisation du deuxieme élément du premier terme de
couplage
        if (p2.topo(a,9)==p2.topo(p2.ind,5)) % Si l'une des 2 phases de icc
(conv en interaction) coincide avec l'une des phases de ic (conv venant de
changer)
            if ((p2.topo(a,10)*p2.topo(p2.ind,6))==1) % Si les courants icc
et ic superposés sont de meme orientation
                tc1(2,1)=tc1(2,1)-p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
            else % Les courants icc et ic superposés sont d'orientation
opposées
                tc1(2,1)=tc1(2,1)+p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
            end
        elseif (p2.topo(a,11)==p2.topo(p2.ind,5)) % 2e cas possible de
superposition (meme phase pour conv. p2.ind mais autre phase pour conv. en
interaction)
            if ((p2.topo(a,12)*p2.topo(p2.ind,6))==1) % Si les courants icc
et ic superposés sont de meme orientation
                tc1(2,1)=tc1(2,1)-p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
            else % Les courants icc et ic superposés sont d'orientation
opposées
                tc1(2,1)=tc1(2,1)+p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
            end
        end
        if (p2.topo(a,9)==p2.topo(p2.ind,7)) % Si l'une des 2 phases de icc
(conv en interaction) coincide avec l'une des phases de ic (conv venant de
changer)
            if ((p2.topo(a,10)*p2.topo(p2.ind,8))==1) % Si les courants icc
et ic superposés sont de meme orientation
                tc1(2,1)=tc1(2,1)-p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage

```

```

else % Les courants icc et ic superposés sont d'orientation
opposées
    tc1(2,1)=tc1(2,1)+p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
    end
elseif (p2.topo(a,11)==p2.topo(p2.ind,7)) % 2e cas possible de
superposition (meme phase pour conv. p2.ind mais autre phase pour conv. en
interaction
    if ((p2.topo(a,12)*p2.topo(p2.ind,8))==1) % Si les courants icc
et ic superposés sont de meme orientation
        tc1(2,1)=tc1(2,1)-p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
    else % Les courants icc et ic superposés sont d'orientation
opposées
        tc1(2,1)=tc1(2,1)+p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
    end
end
tc1(1,2)=0; % Initialisation du troisieme élément du premier terme de
couplage
if (p2.topo(a,5)==p2.topo(p2.ind,9)) % Si l'une des 2 phases de ic
(conv en interaction) coincide avec l'une des phases de icc (conv venant de
changer)
    if ((p2.topo(a,6)*p2.topo(p2.ind,10))==1) % Si les courants ic et
icc superposés sont de meme orientation
        tc1(1,2)=tc1(1,2)-p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
    else % Les courants ic et icc superposés sont d'orientation
opposées
        tc1(1,2)=tc1(1,2)+p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
    end
elseif (p2.topo(a,7)==p2.topo(p2.ind,9)) % 2e cas possible de
superposition (meme phase pour conv. p2.ind mais autre phase pour conv. en
interaction
    if ((p2.topo(a,8)*p2.topo(p2.ind,10))==1) % Si les courants ic et
icc superposés sont de meme orientation
        tc1(1,2)=tc1(1,2)-p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
    else % Les courants ic et icc superposés sont d'orientation
opposées
        tc1(1,2)=tc1(1,2)+p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
    end
end
if (p2.topo(a,5)==p2.topo(p2.ind,11)) % Si l'une des 2 phases de icc
(conv en interaction) coincide avec l'une des phases de ic (conv venant de
changer)
    if ((p2.topo(a,6)*p2.topo(p2.ind,12))==1) % Si les courants ic et
icc superposés sont de meme orientation
        tc1(1,2)=tc1(1,2)-p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
    else % Les courants ic et icc superposés sont d'orientation
opposées
        tc1(1,2)=tc1(1,2)+p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
    end
end

```

```

elseif (p2.topo(a,7)==p2.topo(p2.ind,11)) % 2e cas possible de
superposition (meme phase pour conv. p2.ind mais autre phase pour conv. en
interaction
    if ((p2.topo(a,8)*p2.topo(p2.ind,12))==1) % Si les courants ic et
icc superposés sont de meme orientation
        tc1(1,2)=tc1(1,2)-p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
    else % Les courants ic et icc superposés sont d'orientation
opposées
        tc1(1,2)=tc1(1,2)+p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
    end
end
tc1(2,2)=0; % Initialisation du quatrieme élément du premier terme de
couplage
if (p2.topo(a,9)==p2.topo(p2.ind,9)) % Si l'une des 2 phases de icc
(conv en interaction) coincide avec l'une des phases de icc (conv venant de
changer)
    if ((p2.topo(a,10)*p2.topo(p2.ind,10))==1) % Si les courants icc
superposés sont de meme orientation
        tc1(2,2)=tc1(2,2)-p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
    else % Les courants icc superposés sont d'orientation opposées
        tc1(2,2)=tc1(2,2)+p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
    end
elseif (p2.topo(a,11)==p2.topo(p2.ind,9)) % 2e cas possible de
superposition (meme phase pour conv. p2.ind mais autre phase pour conv. en
interaction
    if ((p2.topo(a,12)*p2.topo(p2.ind,10))==1) % Si les courants icc
superposés sont de meme orientation
        tc1(2,2)=tc1(2,2)-p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
    else % Les courants icc superposés sont d'orientation opposées
        tc1(2,2)=tc1(2,2)+p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
    end
end
if (p2.topo(a,9)==p2.topo(p2.ind,11)) % Si l'une des 2 phases de icc
(conv en interaction) coincide avec l'une des phases de icc (conv venant de
changer)
    if ((p2.topo(a,10)*p2.topo(p2.ind,12))==1) % Si les courants icc
superposés sont de meme orientation
        tc1(2,2)=tc1(2,2)-p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
    else % Les courants icc superposés sont d'orientation opposées
        tc1(2,2)=tc1(2,2)+p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
    end
elseif (p2.topo(a,11)==p2.topo(p2.ind,11)) % 2e cas possible de
superposition (meme phase pour conv. p2.ind mais autre phase pour conv. en
interaction
    if ((p2.topo(a,12)*p2.topo(p2.ind,12))==1) % Si les courants icc
superposés sont de meme orientation
        tc1(2,2)=tc1(2,2)-p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
    else % Les courants icc superposés sont d'orientation opposées

```

```

                tc1(2,2)=tc1(2,2)+p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
            end
        end

        % Inscription des termes de couplage dans la matrice p2.A
        temp1=p2.topo(a,1):(p2.topo(a,1)+1); % indices des équations du
convertisseur en interaction
        temp2=p2.topo(p2.ind,1):(p2.topo(p2.ind,1)+1); % indices des
équations du convertisseur venant de changer d'état
        if (p2.ind>a) % Si le convertisseur venant de changer d'état est
apres le conv. en interaction
            p2.A(temp1,temp2)=tc1;
            p2.A(temp2,temp1)=tc1.';
        else
            p2.A(temp1,temp2)=tc1.';
            p2.A(temp2,temp1)=tc1;
        end

        elseif (p2.topo(p2.ind,2)==0)&(p2.topo(a,2)==0) % Sinon, si les 2 conv.
sont en conduction
            tc1=0; % Initialisation du premier élément du premier terme de
couplage
            if (p2.topo(a,9)==p2.topo(p2.ind,9)) % Si l'une des 2 phases de icc
(conv en interaction) coincide avec l'une des phases de icc (conv venant de
changer)
                if ((p2.topo(a,10)*p2.topo(p2.ind,10))==1) % Si les courants icc
superposés sont de meme orientation
                    tc1=tc1-p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de couplage
                else % Les courants icc superposés sont d'orientation opposées
                    tc1=tc1+p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de couplage
                end
            elseif (p2.topo(a,11)==p2.topo(p2.ind,9)) % 2e cas possible de
superposition (meme phase pour conv. p2.ind mais autre phase pour conv. en
interaction)
                if ((p2.topo(a,12)*p2.topo(p2.ind,10))==1) % Si les courants icc
superposés sont de meme orientation
                    tc1=tc1-p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de couplage
                else % Les courants icc superposés sont d'orientation opposées
                    tc1=tc1+p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de couplage
                end
            end
            if (p2.topo(a,9)==p2.topo(p2.ind,11)) % Si l'une des 2 phases de icc
(conv en interaction) coincide avec l'une des phases de icc (conv venant de
changer)
                if ((p2.topo(a,10)*p2.topo(p2.ind,12))==1) % Si les courants icc
superposés sont de meme orientation
                    tc1=tc1-p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de couplage
                else % Les courants icc superposés sont d'orientation opposées
                    tc1=tc1+p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de couplage
                end
            elseif (p2.topo(a,11)==p2.topo(p2.ind,11)) % 2e cas possible de
superposition (meme phase pour conv. p2.ind mais autre phase pour conv. en
interaction)
                if ((p2.topo(a,12)*p2.topo(p2.ind,12))==1) % Si les courants icc
superposés sont de meme orientation

```

```

        tcl=tcl-p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de couplage
    else % Les courants icc superposés sont d'orientation opposées
        tcl=tcl+p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de couplage
    end
end

% Écriture du terme de couplage dans p2.A
templ=p2.topo(a,1); % indice de l'équation du convertisseur en
interaction
temp2=p2.topo(p2.ind,1); % indice de l'équation du convertisseur
venant de changer d'état
p2.A(templ,temp2)=tcl;
p2.A(temp2,templ)=tcl;

else % Sinon (le convertisseur en interaction et le convertisseur venant
de changer d'état sont soit
% respectivement en conduction/commutation ou en
commutation/conduction)
    tcl=zeros(1,2); % Initialisation du premier élément du premier terme
de couplage

    % Détermination du sens du vecteur de termes de couplage (2x1 ou 1x2)
    if (p2.topo(p2.ind,2)~=0) % Si le conv. p2.ind est en commutation
(conv. a en conduction)
        temoin=1;
        templ=p2.topo(a,1); % indice de l'équation du convertisseur en
interaction
        temp2=p2.topo(p2.ind,1):(p2.topo(p2.ind,1)+1); % indices des
équations du convertisseur venant de changer d'état
    else
        temoin=-1;
        templ=p2.topo(a,1):(p2.topo(a,1)+1); % indices des équations du
convertisseur en interaction
        temp2=p2.topo(p2.ind,1); % indices des équations du convertisseur
venant de changer d'état
    end
    if (p2.ind<a)
        temoin=-temoin;
    end

    if (temoin==1) % si conduction/commutation
        icond=a;
        icomm=p2.ind;
    else % sinon (commutation/conduction)
        icond=p2.ind;
        icomm=a;
    end

    if (p2.topo(icond,9)==p2.topo(icommm,5)) % Si l'une des 2 phases de
icc (conv en interaction) coincide avec l'une des phases de ic (conv venant
de changer)
        if ((p2.topo(icond,10)*p2.topo(icommm,6))==1) % Si les courants
icc et ic superposés sont de meme orientation
            tcl(1,1)=tcl(1,1)-p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
        else % Les courants icc et ic superposés sont d'orientation
opposées

```

```

        tcl(1,1)=tcl(1,1)+p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
        end
        elseif (p2.topo(icond,11)==p2.topo(icommm,5)) % 2e cas possible de
superposition (meme phase pour conv. p2.ind mais autre phase pour conv. en
interaction
        if ((p2.topo(icond,12)*p2.topo(icommm,6))==1) % Si les courants
icc et ic superposés sont de meme orientation
            tcl(1,1)=tcl(1,1)-p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
        else % Les courants icc et ic superposés sont d'orientation
opposées
            tcl(1,1)=tcl(1,1)+p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
        end
    end
    if (p2.topo(icond,9)==p2.topo(icommm,7)) % Si l'une des 2 phases de
icc (conv en interaction) coincide avec l'une des phases de ic (conv venant
de changer)
        if ((p2.topo(icond,10)*p2.topo(icommm,8))==1) % Si les courants
icc et ic superposés sont de meme orientation
            tcl(1,1)=tcl(1,1)-p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
        else % Les courants icc et ic superposés sont d'orientation
opposées
            tcl(1,1)=tcl(1,1)+p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
        end
    elseif (p2.topo(icond,11)==p2.topo(icommm,7)) % 2e cas possible de
superposition (meme phase pour conv. p2.ind mais autre phase pour conv. en
interaction
        if ((p2.topo(icond,12)*p2.topo(icommm,8))==1) % Si les courants
icc et ic superposés sont de meme orientation
            tcl(1,1)=tcl(1,1)-p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
        else % Les courants icc et ic superposés sont d'orientation
opposées
            tcl(1,1)=tcl(1,1)+p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
        end
    end
    %
    tcl(1,2)=0; % Initialisation du deuxieme élément du
premier terme de couplage
    if (p2.topo(icond,9)==p2.topo(icommm,9)) % Si l'une des 2 phases de
icc (conv en interaction) coincide avec l'une des phases de icc (conv venant
de changer)
        if ((p2.topo(icond,10)*p2.topo(icommm,10))==1) % Si les courants
icc superposés sont de meme orientation
            tcl(1,2)=tcl(1,2)-p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
        else % Les courants icc superposés sont d'orientation opposées
            tcl(1,2)=tcl(1,2)+p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
        end
    elseif (p2.topo(icond,11)==p2.topo(icommm,9)) % 2e cas possible de
superposition (meme phase pour conv. p2.ind mais autre phase pour conv. en
interaction

```



```

        if ((p2.topo(icond,12)*p2.topo(icom,10))==1) % Si les courants
icc superposés sont de meme orientation
            tcl(1,2)=tcl(1,2)-p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
        else % Les courants icc superposés sont d'orientation opposées
            tcl(1,2)=tcl(1,2)+p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
        end
    end
    if (p2.topo(icond,9)==p2.topo(icom,11)) % Si l'une des 2 phases de
icc (conv en interaction) coincide avec l'une des phases de icc (conv venant
de changer)
        if ((p2.topo(icond,10)*p2.topo(icom,12))==1) % Si les courants
icc superposés sont de meme orientation
            tcl(1,2)=tcl(1,2)-p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
        else % Les courants icc superposés sont d'orientation opposées
            tcl(1,2)=tcl(1,2)+p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
        end
        elseif (p2.topo(icond,11)==p2.topo(icom,11)) % 2e cas possible de
superposition (meme phase pour conv. p2.ind mais autre phase pour conv. en
interaction)
            if ((p2.topo(icond,12)*p2.topo(icom,12))==1) % Si les courants
icc superposés sont de meme orientation
                tcl(1,2)=tcl(1,2)-p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
            else % Les courants icc superposés sont d'orientation opposées
                tcl(1,2)=tcl(1,2)+p2.Lcpo; % Calcul partiel du terme de
couplage
            end
        end
    end

    % Inscription du terme de couplage dans p2.A
    if (temoin==1) % Si le vecteur de termes de couplage est horizontal
        p2.A(temp1,temp2)=tcl;
        p2.A(temp2,temp1)=tcl.';
    else % Si le vecteur de termes de couplage est vertical
        p2.A(temp1,temp2)=tcl.';
        p2.A(temp2,temp1)=tcl;
    end

end

end % fin de la boucle for de calcul des premiers termes de couplage

% Calcul du terme principal
indp=[p2.ind]; % (enlevé)****ajout du premier terme principal (celui qui n'a
pas de terme de couplage)
for a=indp
    if (p2.topo(a,2)~=0)
        temp1=p2.topo(a,1):(p2.topo(a,1)+1);
        temp2=p2.Lcpo+p2.Lco(a);
        temp3=-2*temp2;
        p2.A(temp1,temp1)=[temp3,temp2;temp2,temp3-p2.Ldo(a)]; % terme
principal pour convertisseur en commutation
    else

```

```

    p2.A(p2.topo(a,1),p2.topo(a,1))=-2*(p2.Lcpo+p2.Lco(a))-p2.Ldo(a); %
terme principal pour convertisseur en conduction
    end
end

```

B.12 Fonction de mise à jour du vecteur de sources b « majb.m »

```

function p2=majb(p2);

% Redimensionnement de coefb (partie a effectuer apres mise a jour de topo)
p2.coefb=[p2.coefb(p2.ind1,:);zeros(p2.neqind,3);p2.coefb(p2.ind2,:)]; %
redimensionnement de coefb

for a=p2.ind
    % coefb: coefficient de multiplication des sources de tension pour le
calcul de b
    if (p2.topo(a,2)~=0)
        temp1=p2.topo(a,1):(p2.topo(a,1)+1);

p2.coefb(temp1,:)=[(p2.topo(a,5)==1)*p2.topo(a,6)+(p2.topo(a,7)==1)*p2.topo(a,8), ...
((p2.topo(a,5)==2)*p2.topo(a,6)+(p2.topo(a,7)==2)*p2.topo(a,8)), ...
((p2.topo(a,5)==3)*p2.topo(a,6)+(p2.topo(a,7)==3)*p2.topo(a,8)); ...
((p2.topo(a,9)==1)*p2.topo(a,10)+(p2.topo(a,11)==1)*p2.topo(a,12)), ...
((p2.topo(a,9)==2)*p2.topo(a,10)+(p2.topo(a,11)==2)*p2.topo(a,12)), ...
((p2.topo(a,9)==3)*p2.topo(a,10)+(p2.topo(a,11)==3)*p2.topo(a,12))];
    else
        temp1=p2.topo(a,1);

p2.coefb(temp1,:)=[(p2.topo(a,9)==1)*p2.topo(a,10)+(p2.topo(a,11)==1)*p2.topo(a,12), ...
((p2.topo(a,9)==2)*p2.topo(a,10)+(p2.topo(a,11)==2)*p2.topo(a,12)), ...
((p2.topo(a,9)==3)*p2.topo(a,10)+(p2.topo(a,11)==3)*p2.topo(a,12))];

    end
    p2.coefb(temp1, :)=-p2.coefb(temp1, :); % car Ax=b (Ax-b=0, et non
Ax+b=0...)
end

```

B.13 Fonction de mise à jour des conditions initiales de courant « majCI.m »

```

function p2=majCI(p2); abandonnée pour l'instant...
% Mise a jour des conditions initiales

% Si le convertisseur "ind" vient d'entrer en conduction, alors
% le courant initial icc est égal au courant final icc de la
% séquence précédente.
if (p2.topo(p2.ind,2)==0)
    p2.CI=[p2.x(p2.ind1);zeros(p2.neqind,1);p2.x(p2.ind2)]; %
redimensionnement de CI
else
    p2.CI=[p2.CI(p2.ind1);zeros(p2.neqind,1);p2.b(p2.ind2)]; %
redimensionnement de CI
end
% Sinon, alors le courant ic et icc initiaux sont égaux au courant
% icc final de la séquence précédente.
p2.CI=[p2.CI(p2.ind1);zeros(p2.neqind,1);p2.b(p2.ind2)]; % redimensionnement
de CI

```

Annexe C

Implantation sur Matlab de l'algorithme de calcul des paramètres statistiques et des PDF présenté par Wang

L'algorithme de calcul des paramètres statistiques et des PDF des amplitudes des harmoniques de courant est présenté à la section 6.1. Le programme reproduisant ces calculs est présenté ci-dessous. Notons que le fichier resmc.mat doit contenir les résultats de simulation de Monte Carlo qui doivent être comparés aux résultats obtenus par l'algorithme de Wang.

```
% Analyse des résultats de la simulation de Monte Carlo

% Compare les résultats obtenu avec un lot de simulation par rapport aux
% résultats de référence enregistrés dans resmc.mat

clc

zzz=[3:2:25];
k2=[2:13]; % indices des harmo compressés (modèle)

load resmc % chargement des résultats de simulation

for k3=1:length(k2)
    h=zzz(k3); % harmonique
    k4=k2(k3); % indice dans Ia_mc
    k=round(h/6);

    %%% Calcul des parametres des résultats obtenus par simulations de Monte
    Carlo %%%

    % Calcul de la moyenne
    ux_mc=mean(real(Ia_mc(k4,:)));
    uy_mc=mean(imag(Ia_mc(k4,:)));
```

```

% Calcul de l'écart type
sigmax_mc=std(real(Ia_mc(k4,:)));
sigmay_mc=std(imag(Ia_mc(k4,:)));

% Calcul du coefficient de corrélation
rho_mc=cov(real(Ia_mc(k4,:)),imag(Ia_mc(k4,:)))/(sigmax_mc*sigmay_mc);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%% Calcul des parametres des résultats obtenus par Pierrat [94] %%
%% (modifiés un peu)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Parametres de la simulation
alpha=[5 20 5 10 5 10 5 15 10 5]*pi/180;
alpha2=[25 45 25 30 45 30 45 55 30 25]*pi/180;
delta_alpha=alpha2-alpha;
V=1; % en p.u.
Rd=1; % en p.u.
a=18*sqrt(2)*V/(pi^2*Rd);
% Calcul de la moyenne
ux=(a*(-1)^k)/(2*h*delta_alpha).*((sin((h+1)*alpha2)-
sin((h+1)*alpha1))/(h+1)+(sin((h-1)*alpha2)-sin((h-1)*alpha1))/(h-1));
uy=(a*(-1)^(k+1))/(2*h*delta_alpha).*((cos((h+1)*alpha1)-
cos((h+1)*alpha2))/(h+1)+(cos((h-1)*alpha1)-cos((h-1)*alpha2))/(h-1));

% Calcul de l'écart type
Ex2=(a^2./(4*h^2*delta_alpha)).*(delta_alpha+(sin(2*alpha2)-
sin(2*alpha1))/2+(sin(2*h*alpha2)-sin(2*h*alpha1))/(2*h)+ ...
(sin(2*(h-1)*alpha2)-sin(2*(h-1)*alpha1))/(4*(h-
1))+(sin(2*(h+1)*alpha2)-sin(2*(h+1)*alpha1))/(4*(h+1)));
Ey2=(a^2./(4*h^2*delta_alpha)).*(delta_alpha+(sin(2*alpha2)-
sin(2*alpha1))/2-(sin(2*h*alpha2)-sin(2*h*alpha1))/(2*h)- ...

```

```

        (sin(2*(h-1)*alpha2)-sin(2*(h-1)*alpha1))/(4*(h-1))-
(sin(2*(h+1)*alpha2)-sin(2*(h+1)*alpha1))/(4*(h+1));
    sigmax=sqrt(Ex2-ux.^2);
    sigmay=sqrt(Ey2-uy.^2);

    % Calcul du coefficient de corrélation
    Exy=(a^2./(8*h^2*delta_alpha)).*((cos(2*(h+1)*alpha2)-
cos(2*(h+1)*alpha1))/(2*(h+1))+(cos(2*h*alpha2)-cos(2*h*alpha1))/h+ ...
        (cos(2*(h-1)*alpha2)-cos(2*(h-1)*alpha1))/(2*(h-1)));
    rho=(Exy-ux.*uy)./sqrt((Ex2-ux.^2).*(Ey2-uy.^2));

    % Calcul des parametres statistiques pour l'ensemble des convertisseurs
    uxt=sum(ux);
    uyt=sum(uy);
    sigmaxt=sqrt(sum(sigmax.^2));
    sigmayt=sqrt(sum(sigmay.^2));
    rhot=sum(rho.*sigmax.*sigmay)/sqrt(sum(sigmax.^2)*sum(sigmay.^2));

    % harmoniques pour Pierrat
    %   disp(['Pour l''harmonique ',num2str(h),' , les courants sont de:']);
    %   disp(['uxt : ',num2str(uxt),'pu']);
    %   disp(['uyt : ',num2str(uyt),'pu']);
    %   disp(['sigmaxt : ',num2str(sigmaxt),'pu']);
    %   disp(['sigmayt : ',num2str(sigmayt),'pu']);
    %   disp(['rhot : ',num2str(rhot),'pu']);
    %   disp(' ')

    % harmoniques monte carlo
    disp(['Pour l''harmonique ',num2str(h),' , les courants sont de:']);
    disp(['uxt : ',num2str(ux_mc)]);
    disp(['uyt : ',num2str(uy_mc)]);
    disp(['sigmaxt : ',num2str(sigmax_mc)]);
    disp(['sigmayt : ',num2str(sigmay_mc)]);
    disp(['rhot : ',num2str(rho_mc(1,2))]);
    disp(' ')

```

```

disp(['Pour l''harmonique ', num2str(h), ', les erreurs sont de:']);
verr=[abs(ux_mc-paramc(k3,1))/max(abs(ux_mc),abs(paramc(k3,1)))*100, ...
      abs(uy_mc-paramc(k3,2))/max(abs(uy_mc),abs(paramc(k3,2)))*100,
      ...
      abs(sigmax_mc-
paramc(k3,3))/max(abs(sigmax_mc),abs(paramc(k3,3)))*100, ...
      abs(sigmay_mc-
paramc(k3,4))/max(abs(sigmay_mc),abs(paramc(k3,4)))*100, ...
      abs(rho_mc(1,2)-
paramc(k3,5))/max(abs(rho_mc(1,2)),abs(paramc(k3,5)))*100];
disp(['uxt : ', num2str(verr(1))]);
disp(['uyt : ', num2str(verr(2))]);
disp(['sigmaxt : ', num2str(verr(3))]);
disp(['sigmayt : ', num2str(verr(4))]);
disp(['rhot : ', num2str(verr(5))]);
disp(' ')

if h==3 % choix de l'harmonique pour lequel on veut la PDF
    hl=figure;
    [N,X]=hist(abs(Ia_mc(k4,:)).',100);
    ux_mcm=mean(abs(Ia_mc(k4,:)));
    sigmax_mcm=std(abs(Ia_mc(k4,:)));

    hold on

    % Ajustement du max de la plage de variation de f
    % (variation de l'amplitude de l'harmonique de courant)
    minf=0;
    if h==3
        maxf=2;
    elseif h==5
        maxf=6;
    elseif h==7
        maxf=4;
    elseif h==9

```

```

        maxf=0.2;
elseif h==11
        maxf=2.5;
elseif h==13
        maxf=2;
elseif h==15
        maxf=0.2;
elseif h==17
        maxf=1.5;
elseif h==19
        maxf=1.2;
elseif h==21
        maxf=0.2;
else
        maxf=1;
end
varif=minf:(maxf-minf)/100:maxf;

compteurj=1;
for aaaa=varif
        f(compteurj)=quad(@jnorm,0,2*pi,1e-
9,[],aaaa,uxt,uyt,sigmaxt,sigmayt,rhot);
        compteurj=compteurj+1;
end
h=plot(varif,f,'-k')

Ymc=normpdf(varif,ux__mcm,sigmax__mcm);

set(h,'LineWidth',2)
set(get(h(1),'Parent'),'FontSize',24)
grid
plot(X,N/10000/(X(2)-X(1)),'.k')
h=plot(varif,Ymc,':k')
set(h,'LineWidth',2)

xlabel('Amplitude (pu)')

```



```
ylabel('Densité de probabilité')  
h2=get(1,'Children')  
legend('PDF Wang','Monte Carlo','PDF Modèle présenté')  
end
```

```
end
```

Annexe D

Caractéristiques des harmoniques de rang 7 à 25

D.1 Paramètres identifiés et erreur d'identification en fonction du nombre de simulations déterministes

Les résultats de simulation de la section D.1 se rapportent à l'étude de cas présentée à la section 6.1. Les inductances de source et de commutation sont négligées tandis que l'inductance de charge est égale à 10mH. La résistance de charge est égale à 1.2Ω . Les tensions d'alimentation sont équilibrées. Le tableau 6.1 montre les limites des angles d'allumage pour la génération aléatoire.

Rappel : les erreurs identifiées sont les erreurs par rapport à Wang; elle ne représente qu'une indication de l'écart relatif entre les résultats des deux algorithmes.

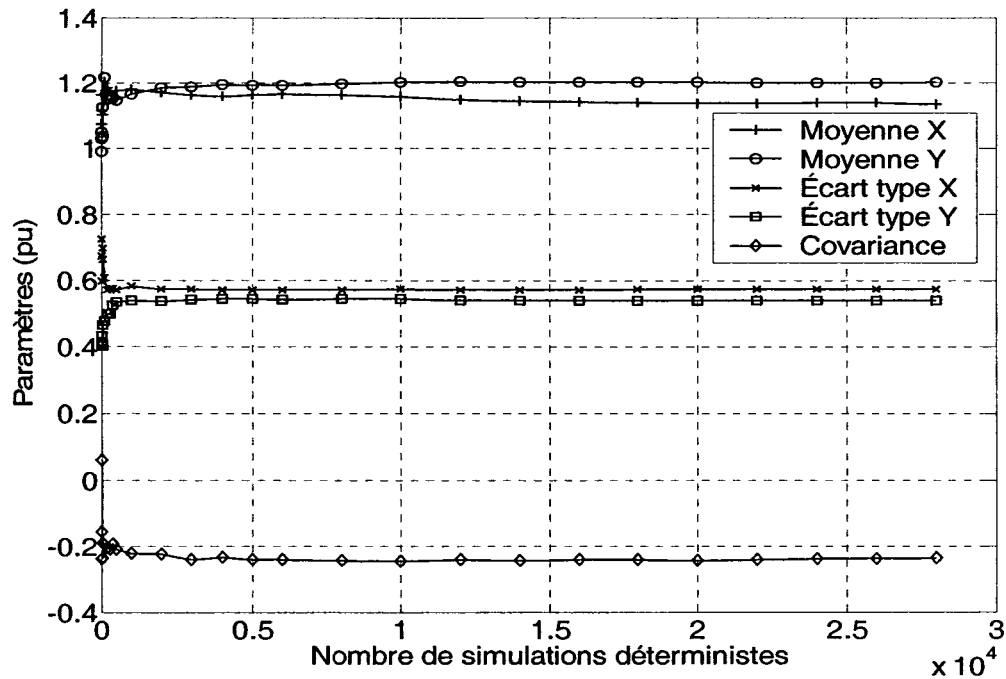


Figure D. 1 : Valeur des paramètres identifiés en fonction du nombre de simulations déterministes pour l'harmonique d'ordre 7

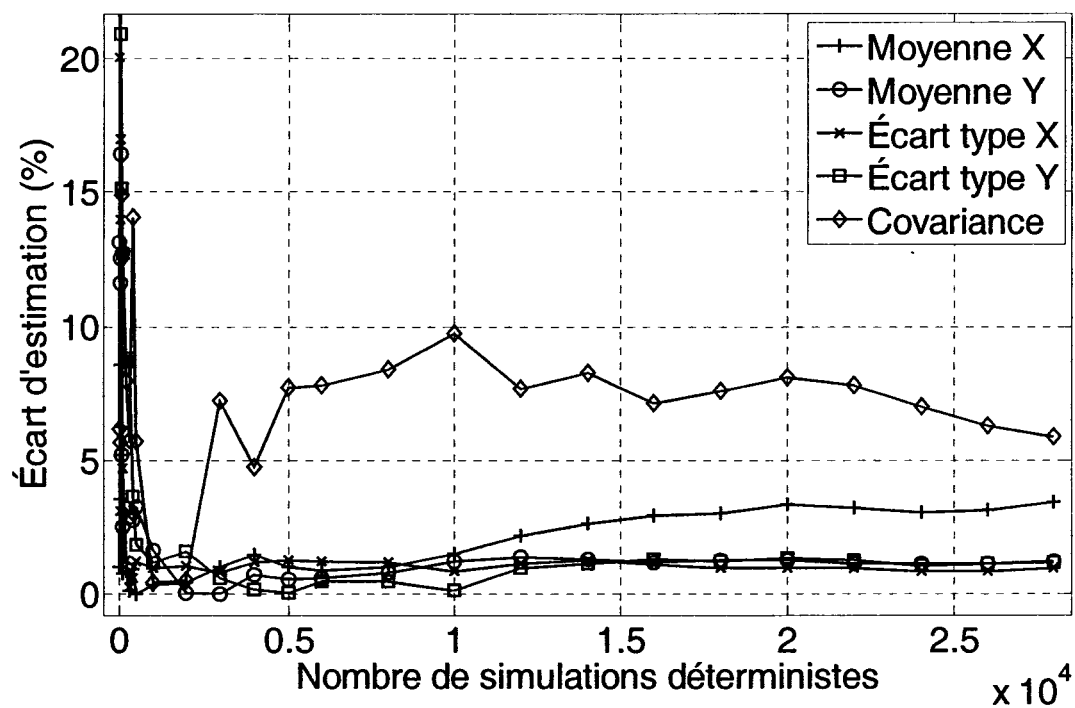


Figure D. 2 : Écart d'estimation par rapport à Wang des paramètres identifiés pour l'harmonique de rang 7 en fonction du nombre de simulations déterministes

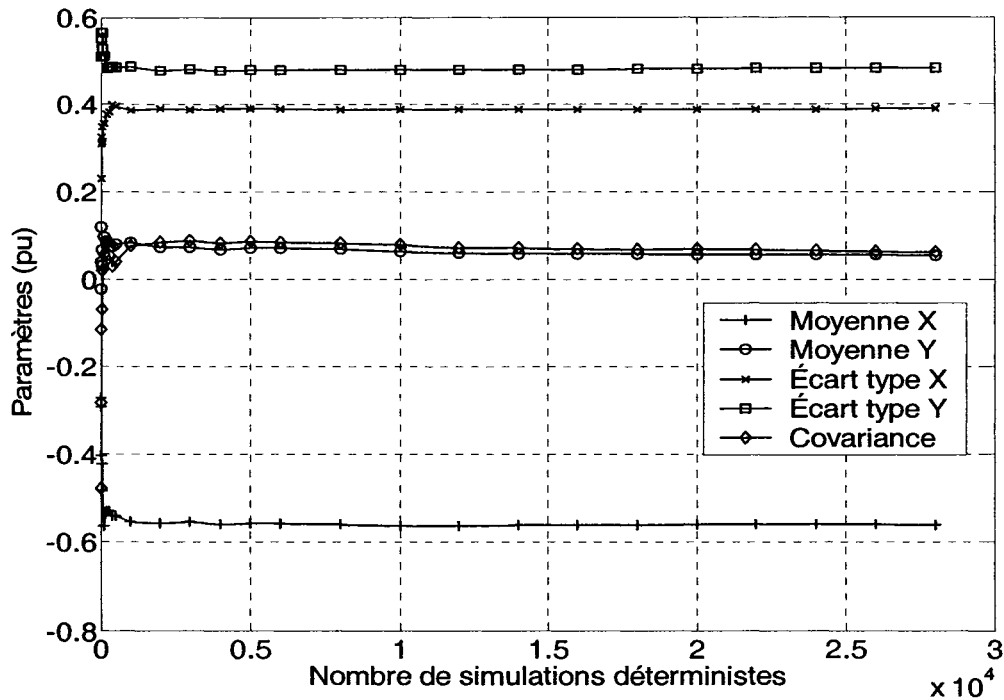


Figure D. 3 : Valeur des paramètres identifiés en fonction du nombre de simulations déterministes pour l'harmonique d'ordre 11

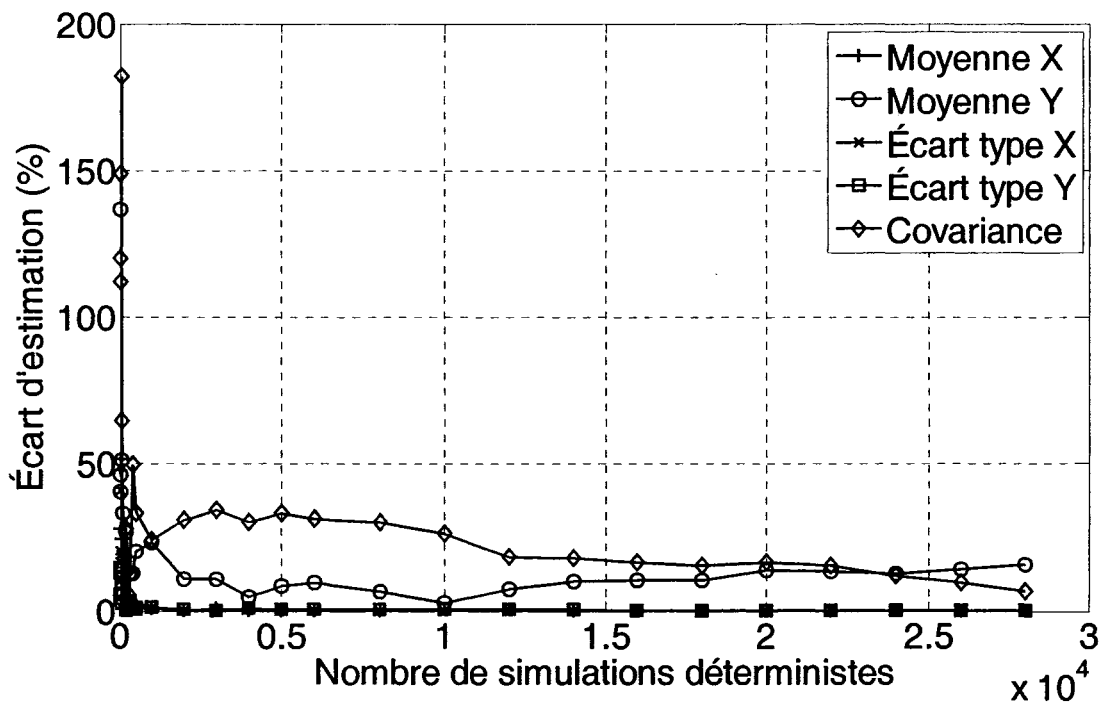


Figure D. 4 : Écart d'estimation par rapport à Wang des paramètres identifiés pour l'harmonique de rang 11 en fonction du nombre de simulations déterministes

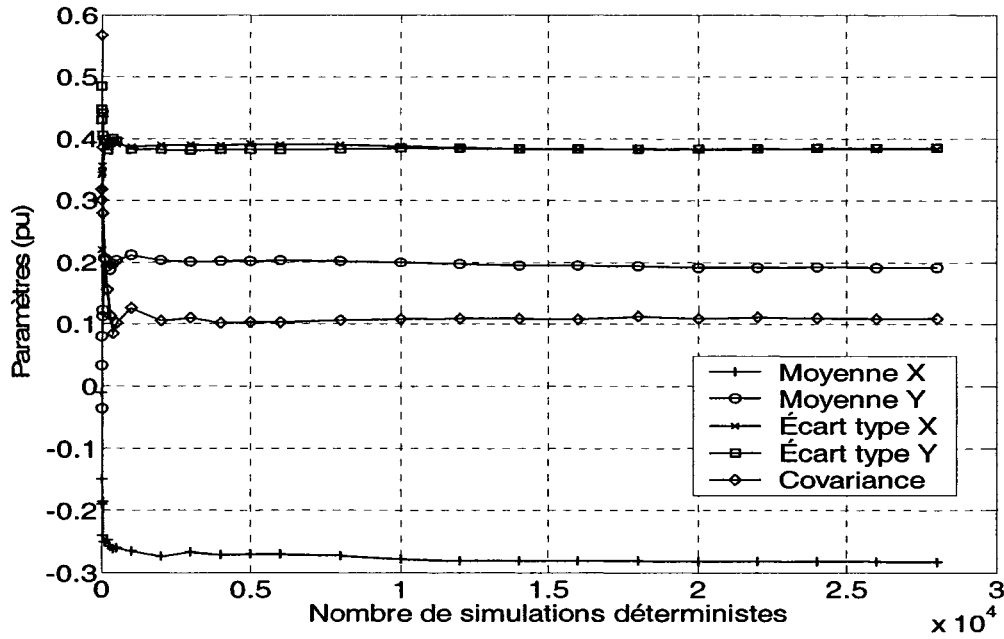


Figure D. 5 : Valeur des paramètres identifiés en fonction du nombre de simulations déterministes pour l'harmonique d'ordre 13

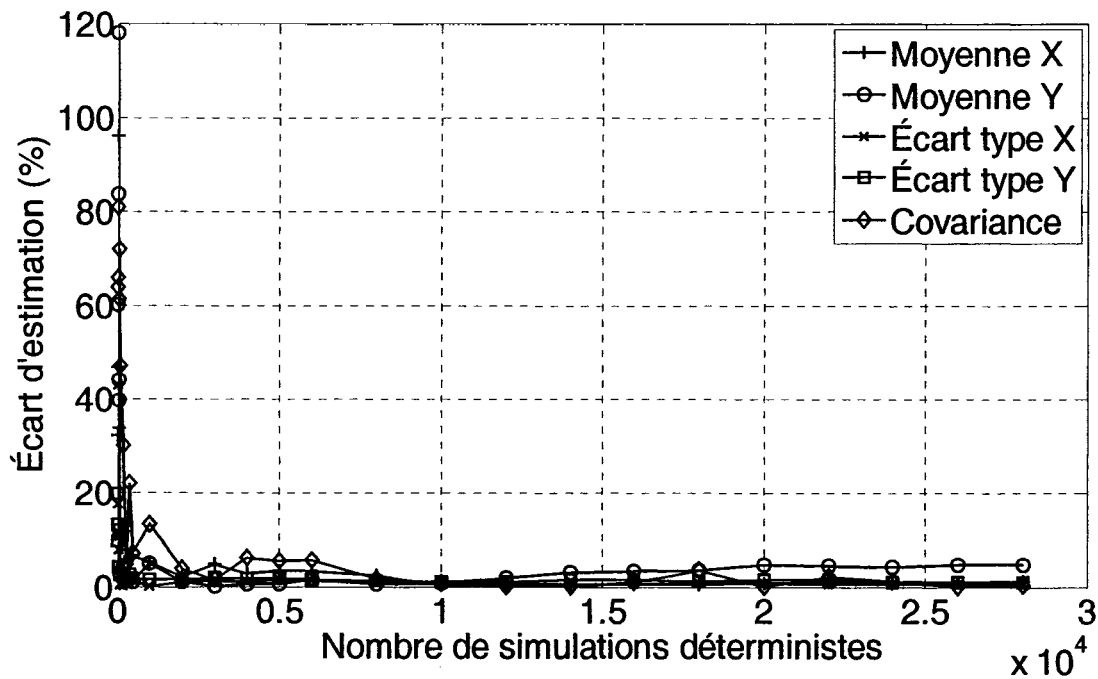


Figure D. 6 : Écart d'estimation par rapport à Wang des paramètres identifiés pour l'harmonique de rang 13 en fonction du nombre de simulations déterministes

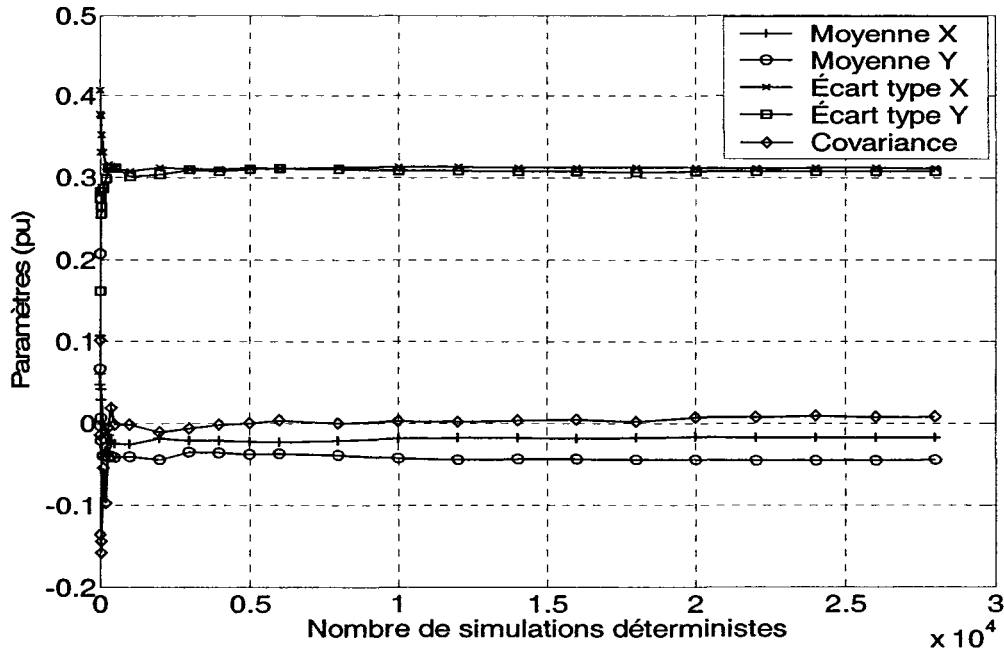


Figure D. 7 : Valeur des paramètres identifiés en fonction du nombre de simulations déterministes pour l'harmonique d'ordre 17

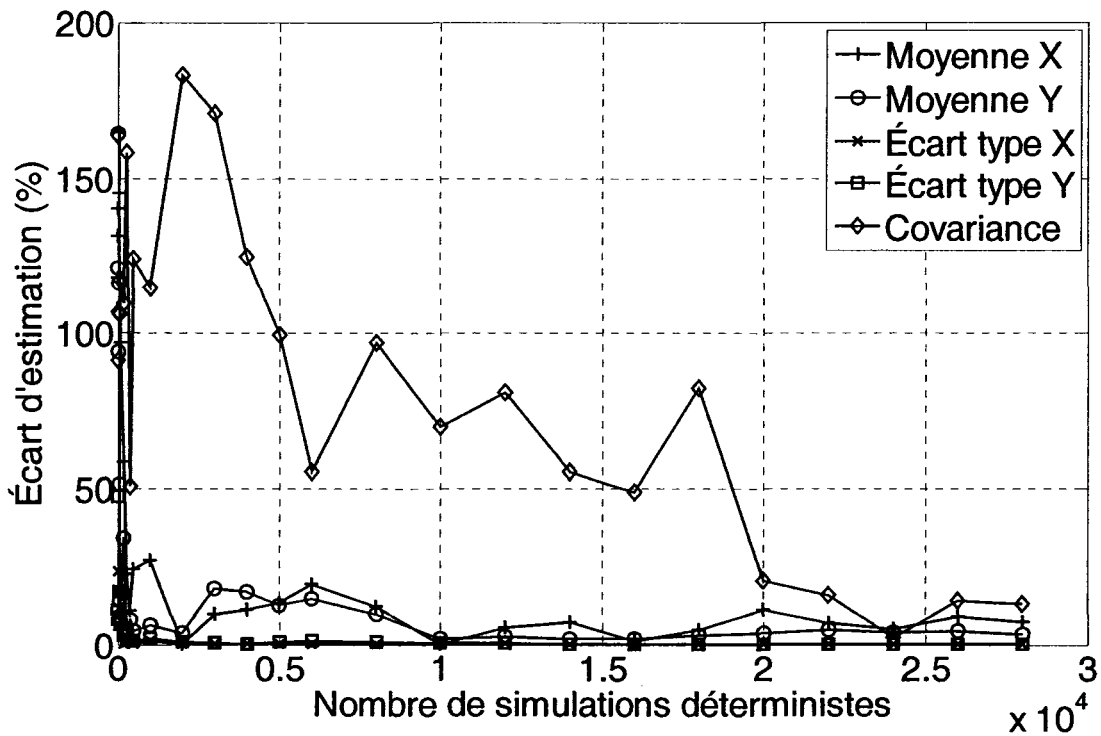


Figure D. 8 : Écart d'estimation par rapport à Wang des paramètres identifiés pour l'harmonique de rang 17 en fonction du nombre de simulations déterministes

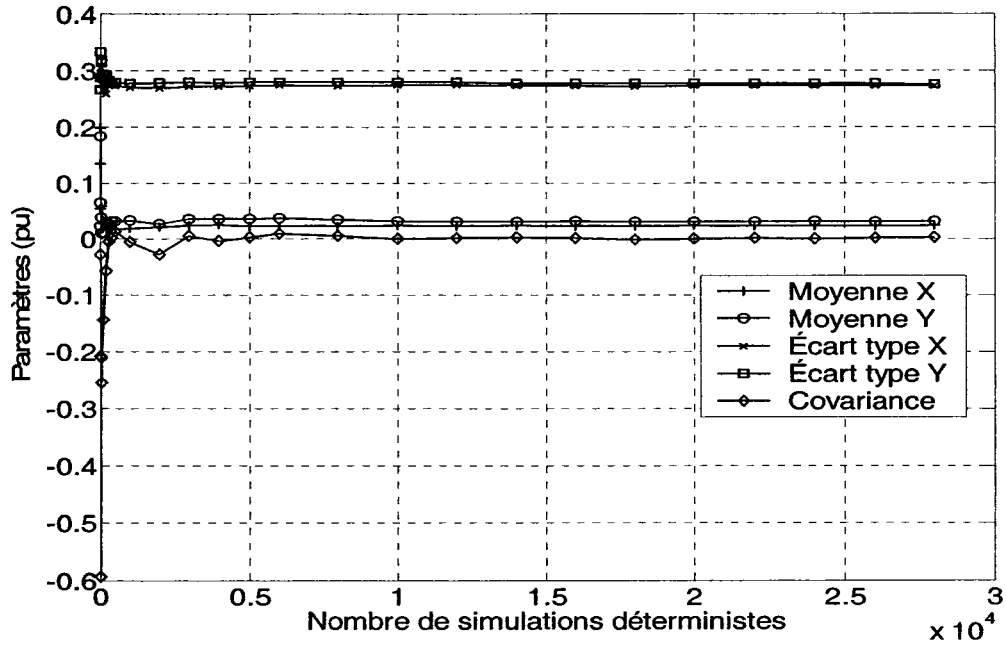


Figure D. 9 : Valeur des paramètres identifiés en fonction du nombre de simulations déterministes pour l'harmonique d'ordre 19

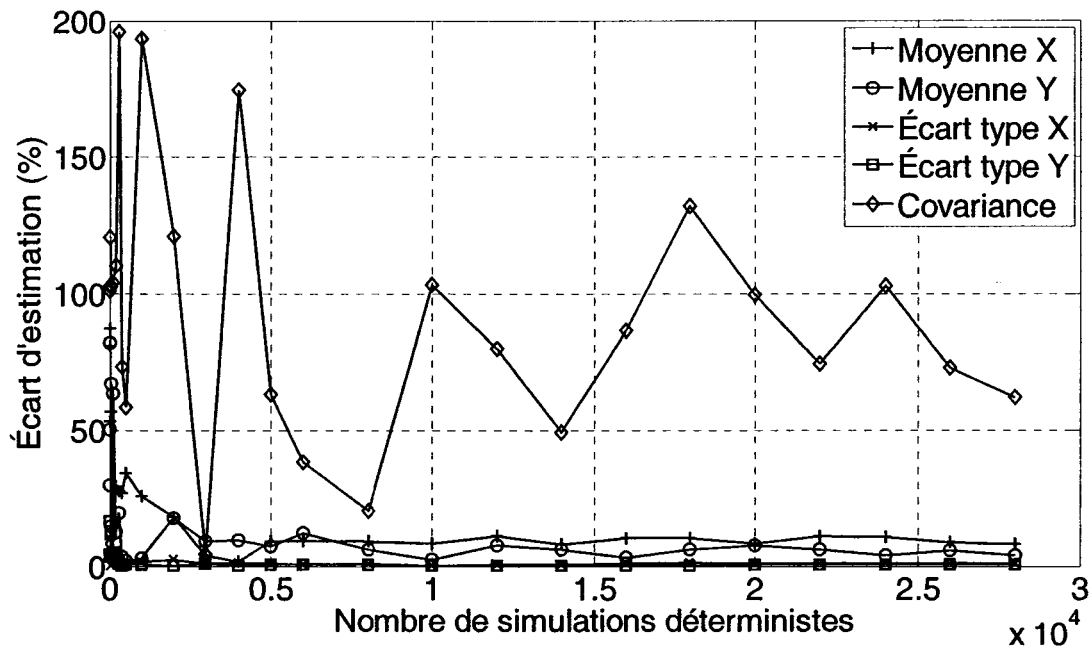


Figure D. 10 : Écart d'estimation par rapport à Wang des paramètres identifiés pour l'harmonique de rang 19 en fonction du nombre de simulations déterministes

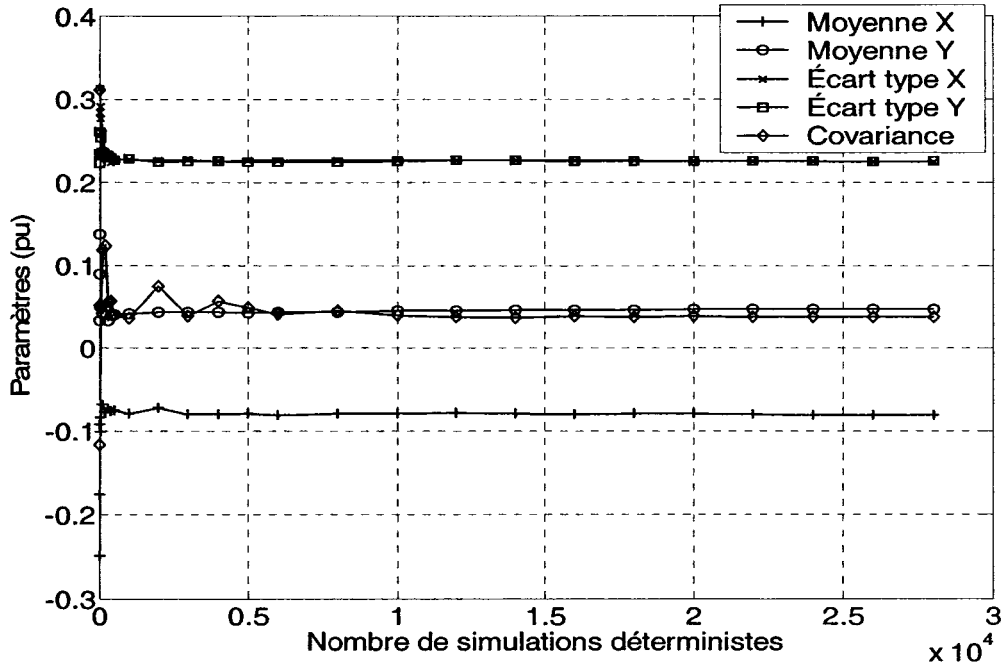


Figure D. 11 : Valeur des paramètres identifiés en fonction du nombre de simulations déterministes pour l'harmonique d'ordre 23

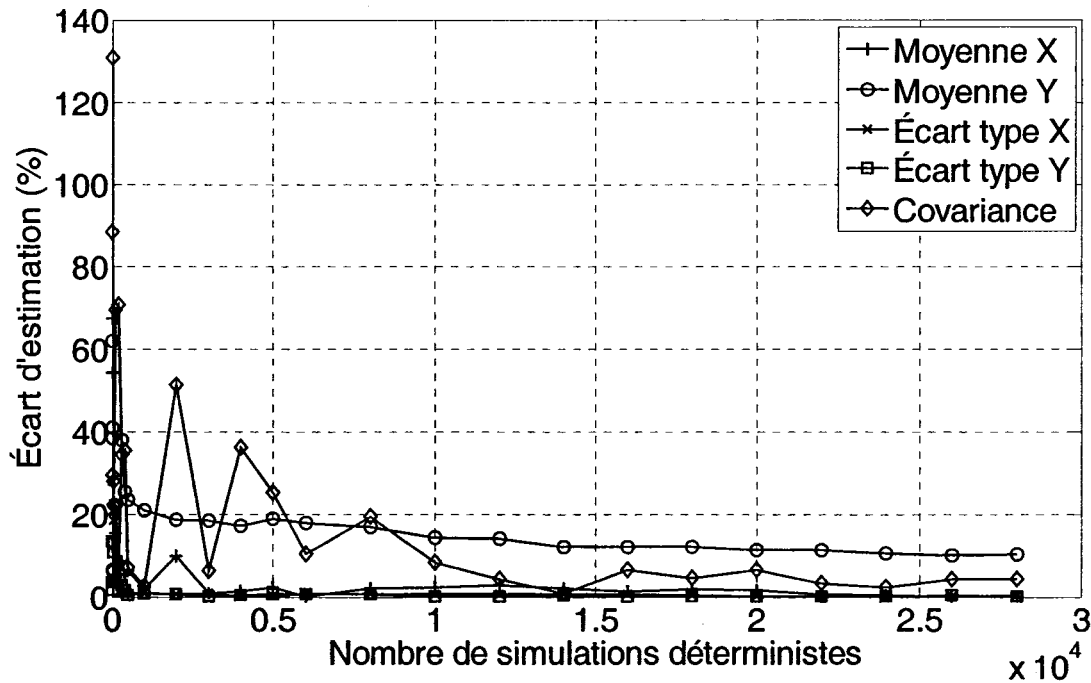


Figure D. 12 : Écart d'estimation par rapport à Wang des paramètres identifiés pour l'harmonique de rang 23 en fonction du nombre de simulations déterministes

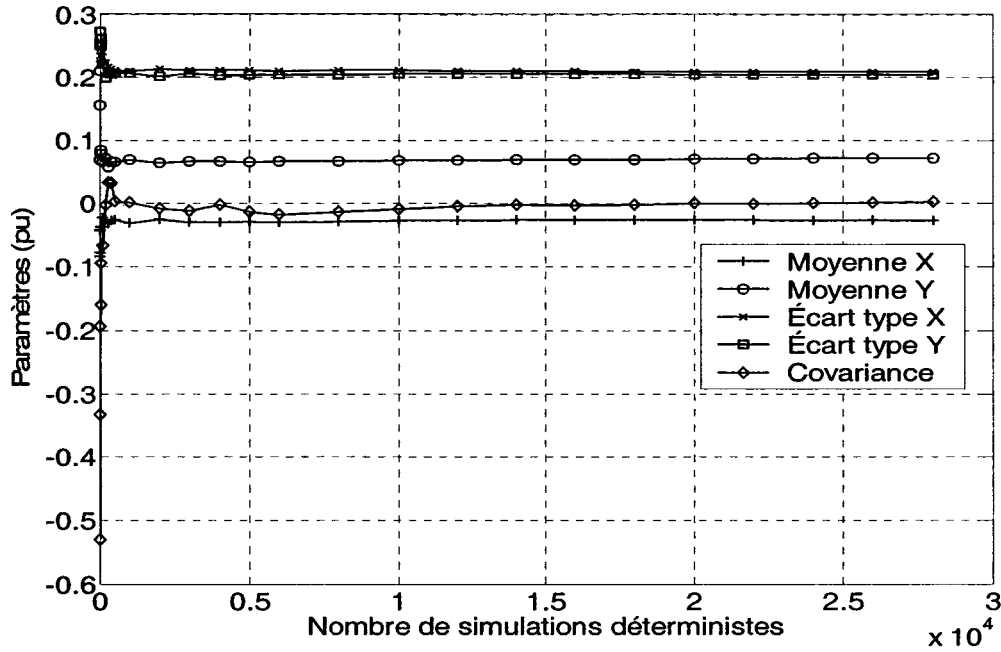


Figure D. 13 : Valeur des paramètres identifiés en fonction du nombre de simulations déterministes pour l'harmonique d'ordre 25

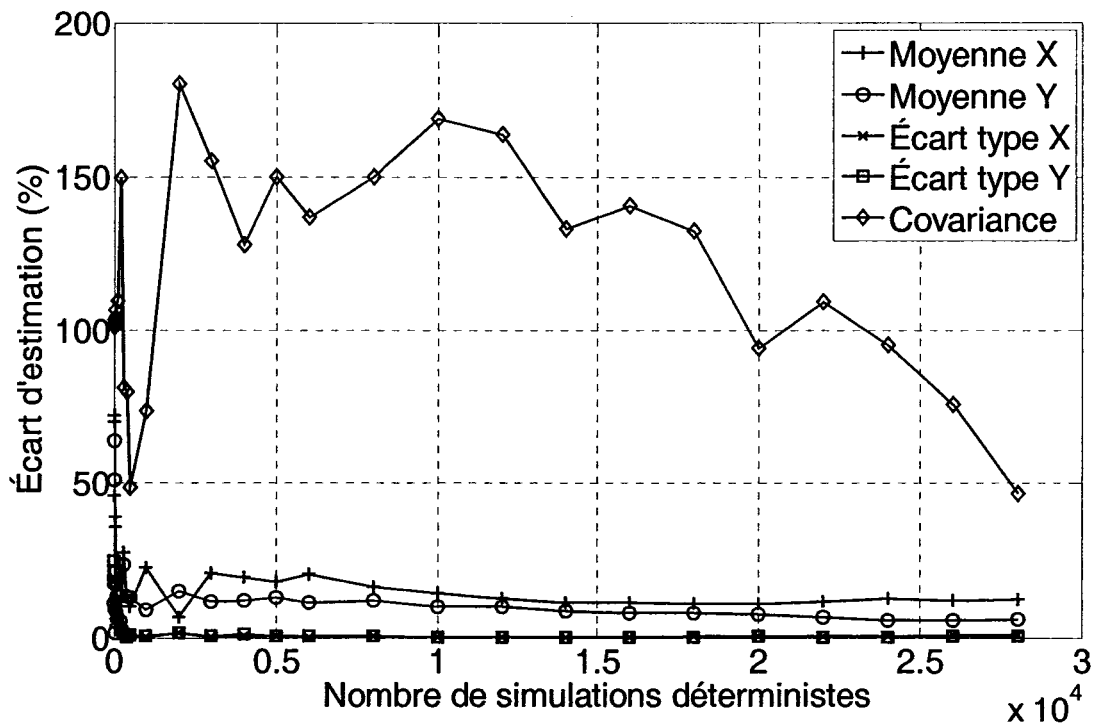


Figure D. 14 : Écart d'estimation par rapport à Wang des paramètres identifiés pour l'harmonique de rang 25 en fonction du nombre de simulations déterministes

D.2 PDF des harmoniques de rang 7 à 25 obtenues avec un modèle simplifié

Les PDF présentés à la section D.2 se rapportent à l'étude de cas présentée à la section 6.1. Les inductances de source et de commutation sont négligées tandis que l'inductance de charge est égale à 10mH. La résistance de charge est égale à 1.2Ω . Les tensions d'alimentation sont équilibrées. Le tableau 6.1 montre les limites des angles d'allumage pour la génération aléatoire.

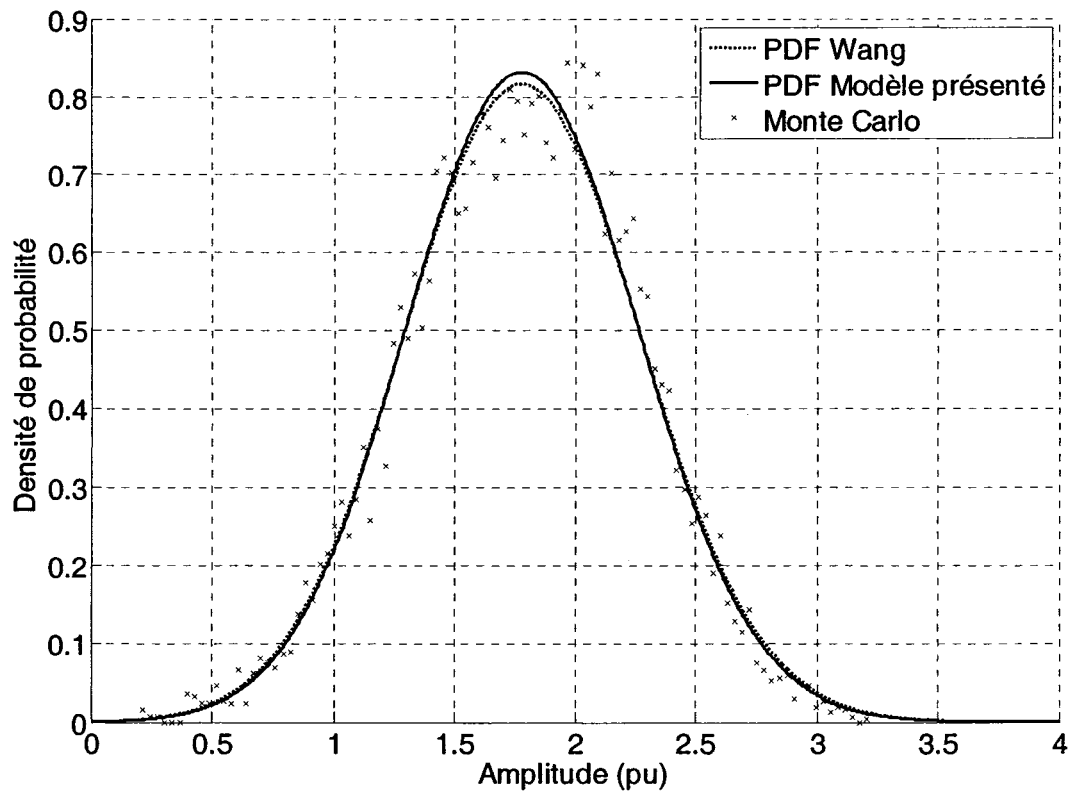


Figure D. 15 : Fonctions de densité de probabilité du 7^e harmonique produit par un système à 10 convertisseurs, obtenues avec un modèle simplifié

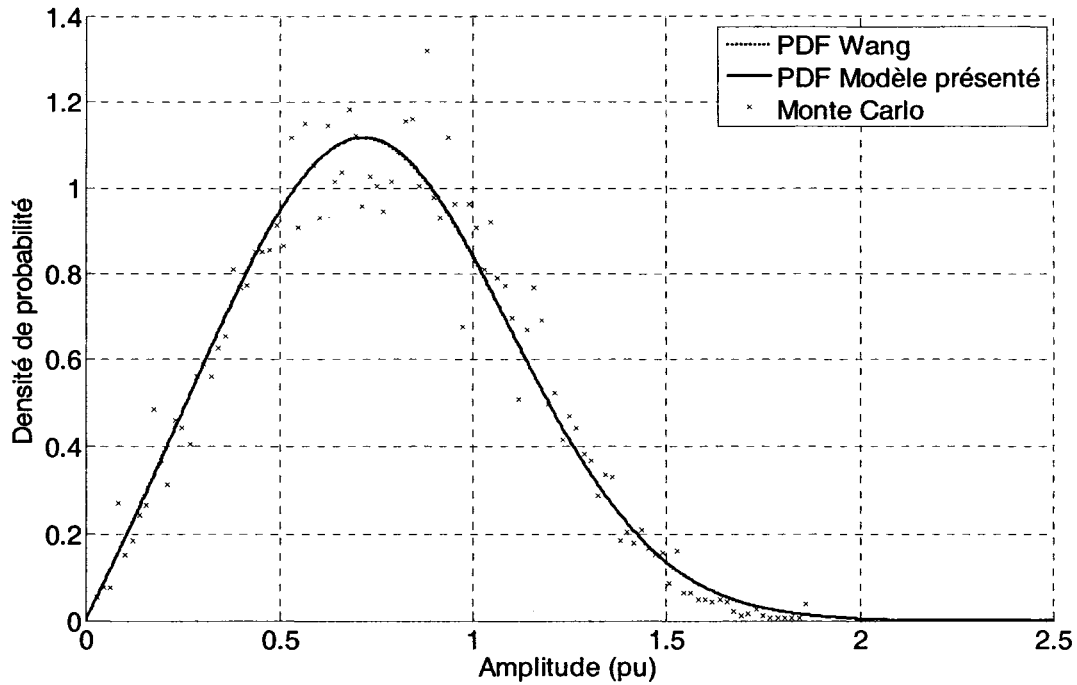


Figure D. 16 : Fonctions de densité de probabilité du 11^e harmonique produit par un système à 10 convertisseurs, obtenues avec un modèle simplifié

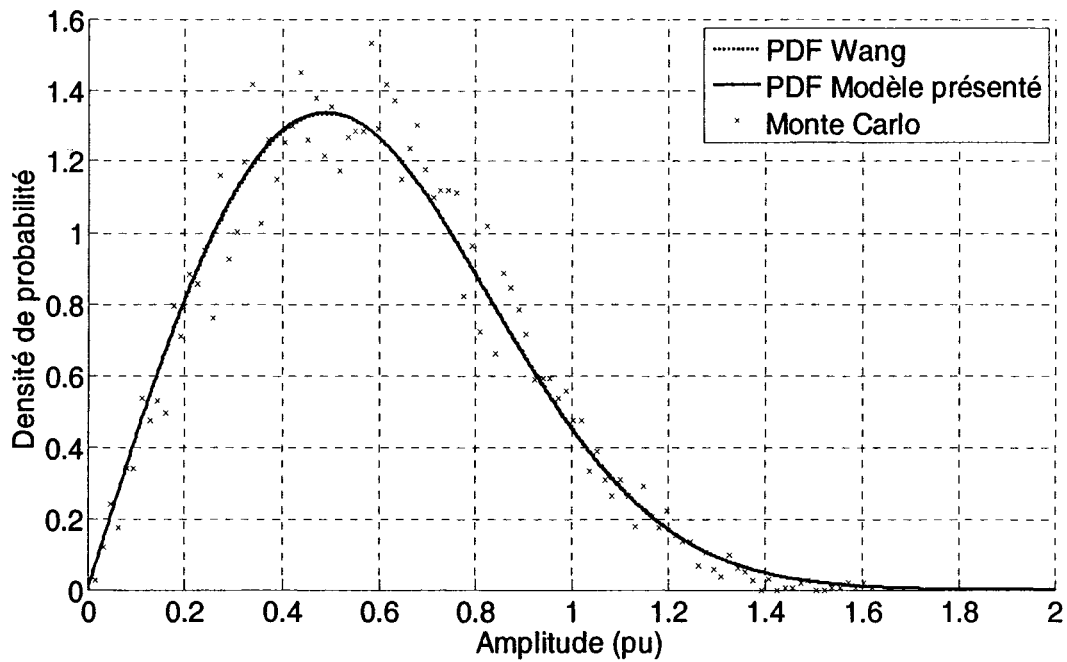


Figure D. 17 : Fonctions de densité de probabilité du 13^e harmonique produit par un système à 10 convertisseurs, obtenues avec un modèle simplifié

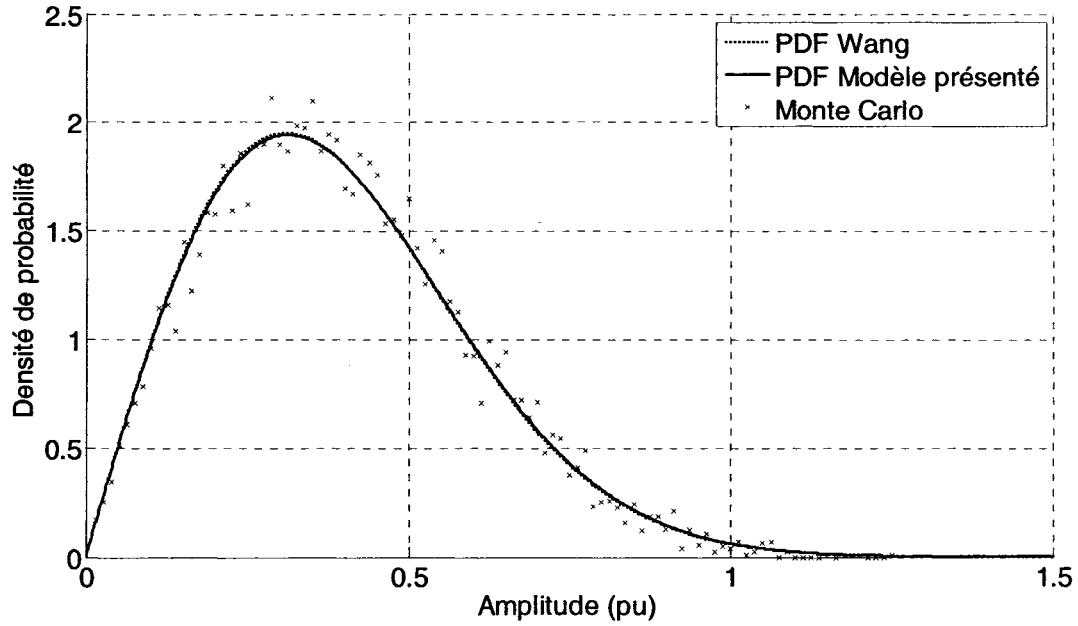


Figure D. 18 : Fonctions de densité de probabilité du 17^e harmonique produit par un système à 10 convertisseurs, obtenues avec un modèle simplifié

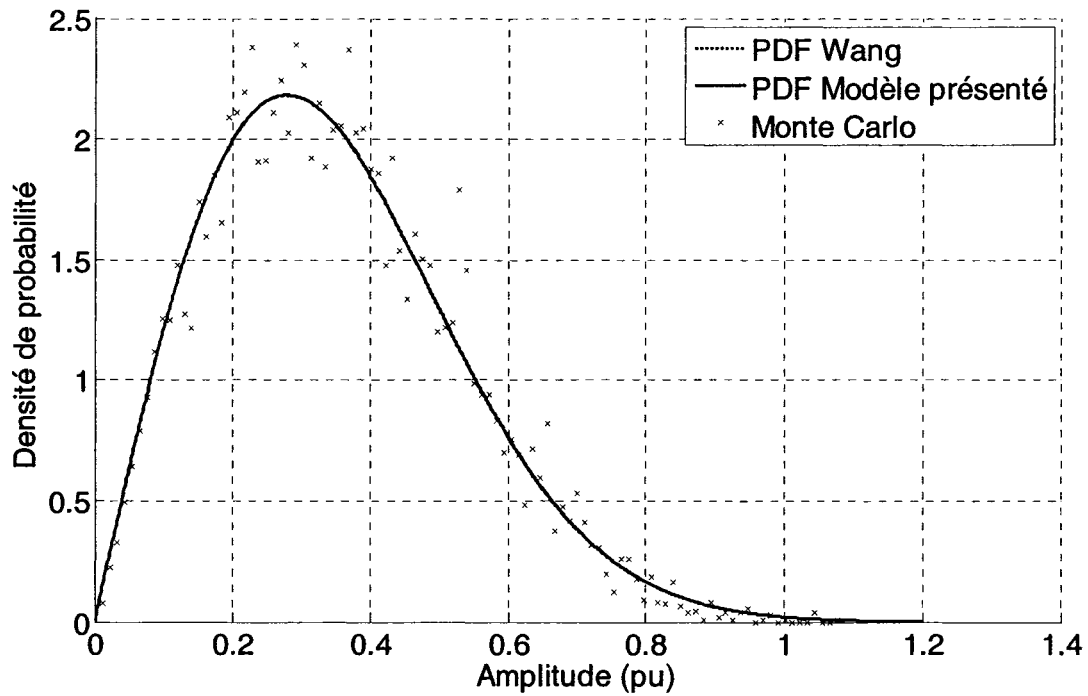


Figure D. 19 : Fonctions de densité de probabilité du 19^e harmonique produit par un système à 10 convertisseurs, obtenues avec un modèle simplifié

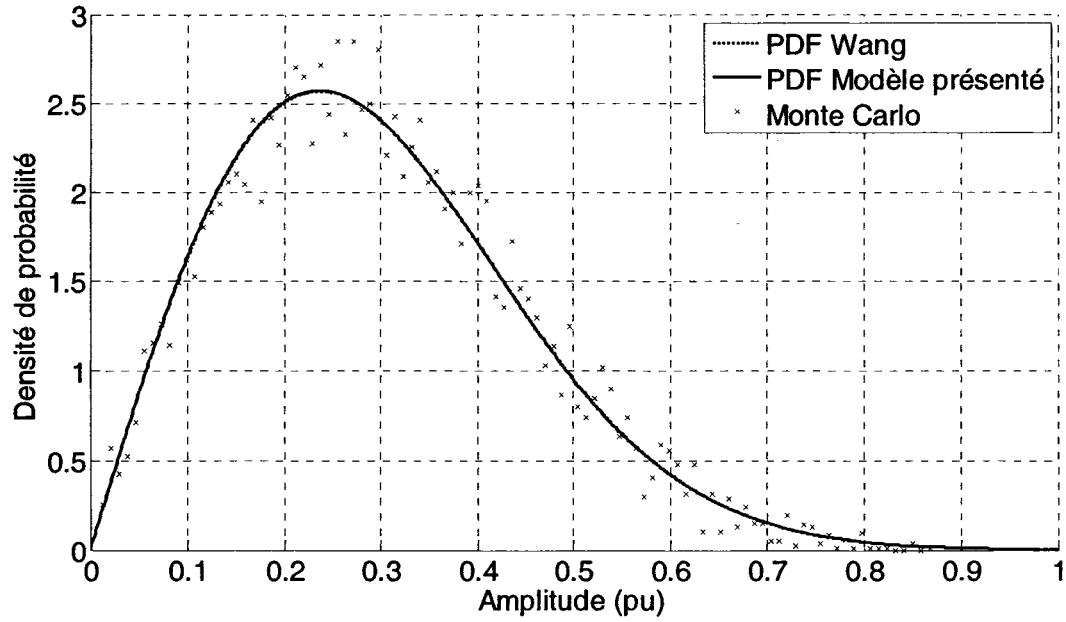


Figure D. 20 : Fonctions de densité de probabilité du 23^e harmonique produit par un système à 10 convertisseurs, obtenues avec un modèle simplifié

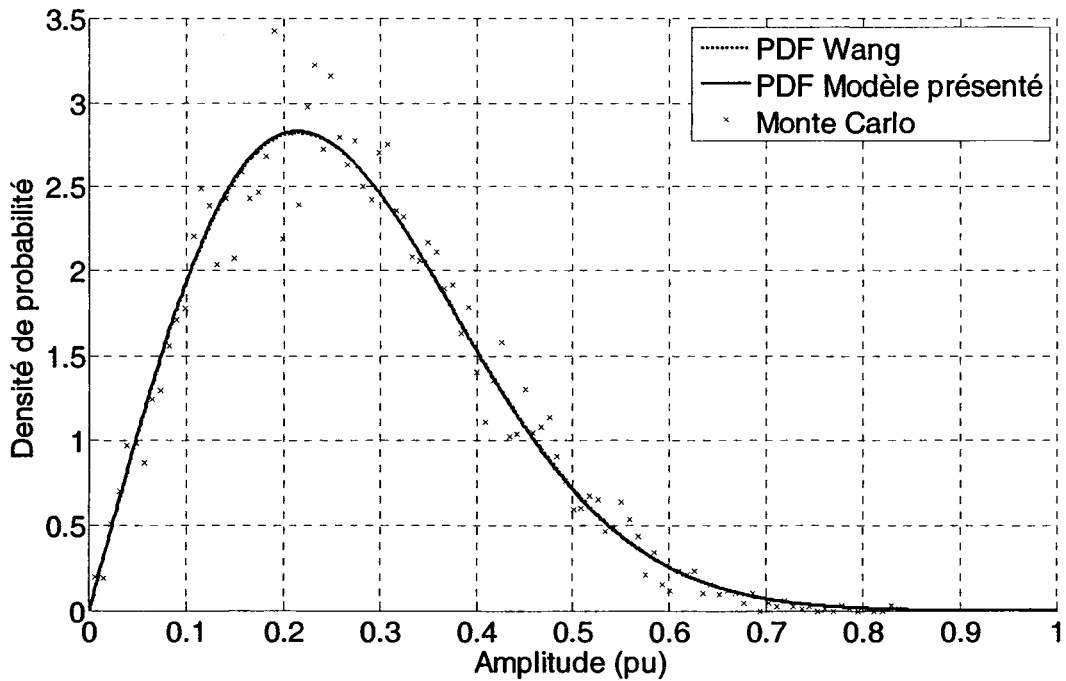


Figure D. 21 : Fonctions de densité de probabilité du 25^e harmonique produit par un système à 10 convertisseurs, obtenues avec un modèle simplifié

Annexe E

PDF des harmoniques 7 à 25 pour la simulation avec paramètres réalistes avec tensions d'alimentation équilibrées et de grands rapports entre les inductances de charge et de commutation, comparés aux PDF obtenus par la méthode de Wang

Les PDF de l'annexe E sont calculées à partir des résultats de simulation de la première étude de cas de la section 6.2.

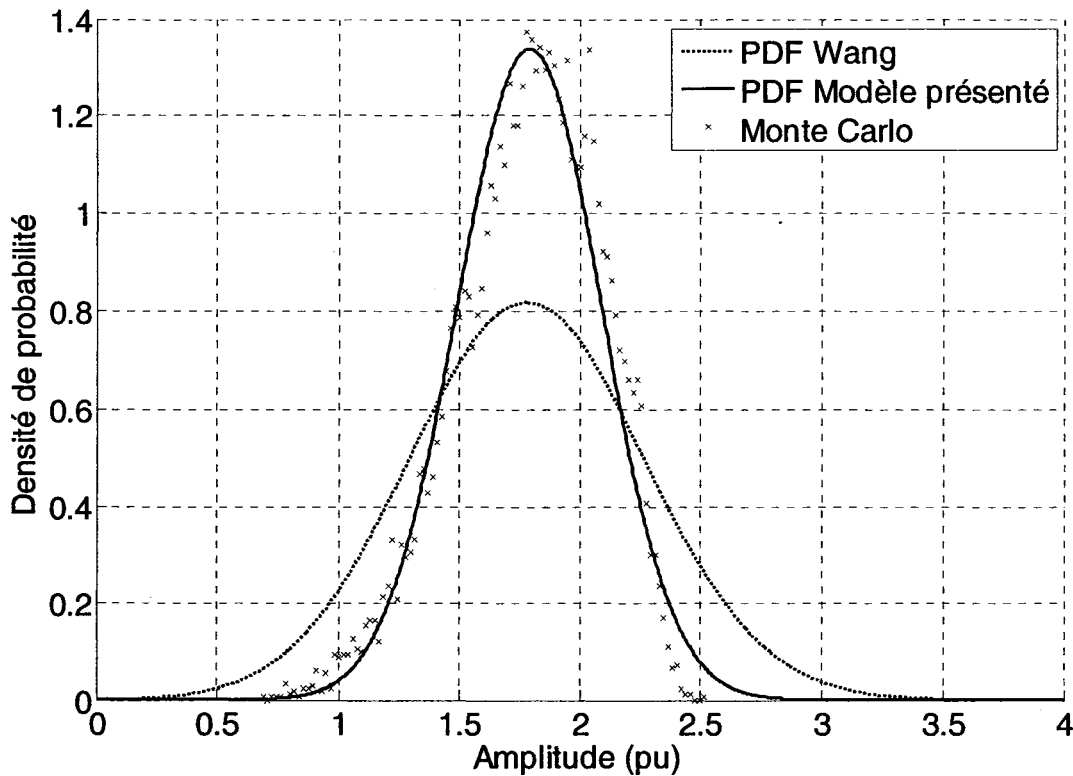


Figure E. 1 : Fonctions de densité de probabilité du 7^e harmonique produit par un système à 10 convertisseurs alimenté par une source équilibrée, obtenues avec des paramètres réalistes

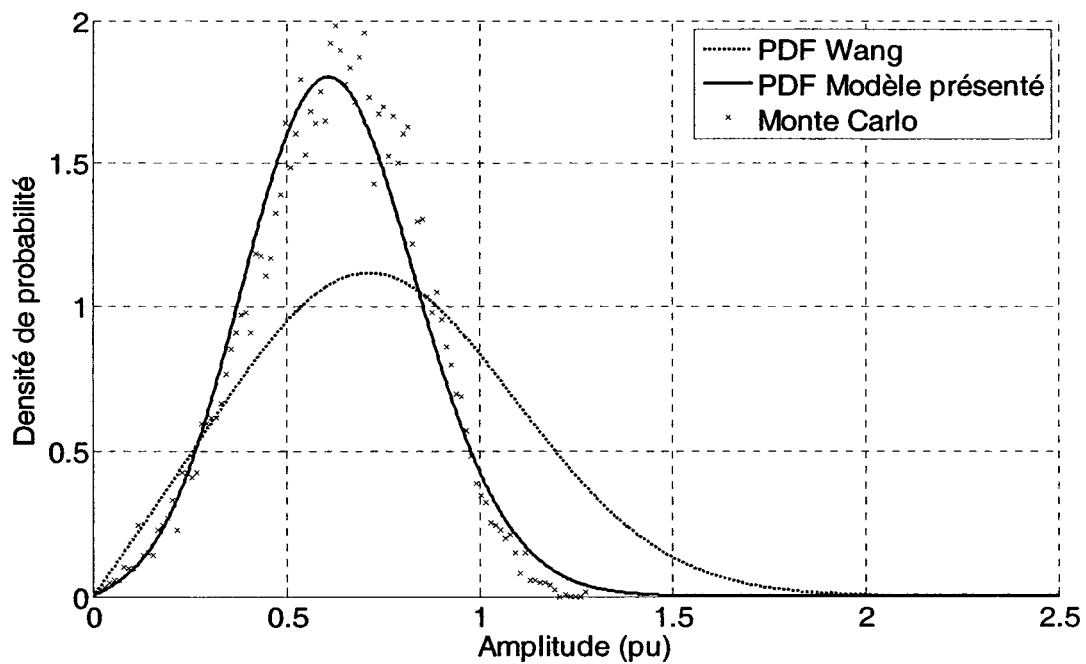


Figure E. 2 : Fonctions de densité de probabilité du 11^e harmonique produit par un système à 10 convertisseurs alimenté par une source équilibrée, obtenues avec des paramètres réalistes

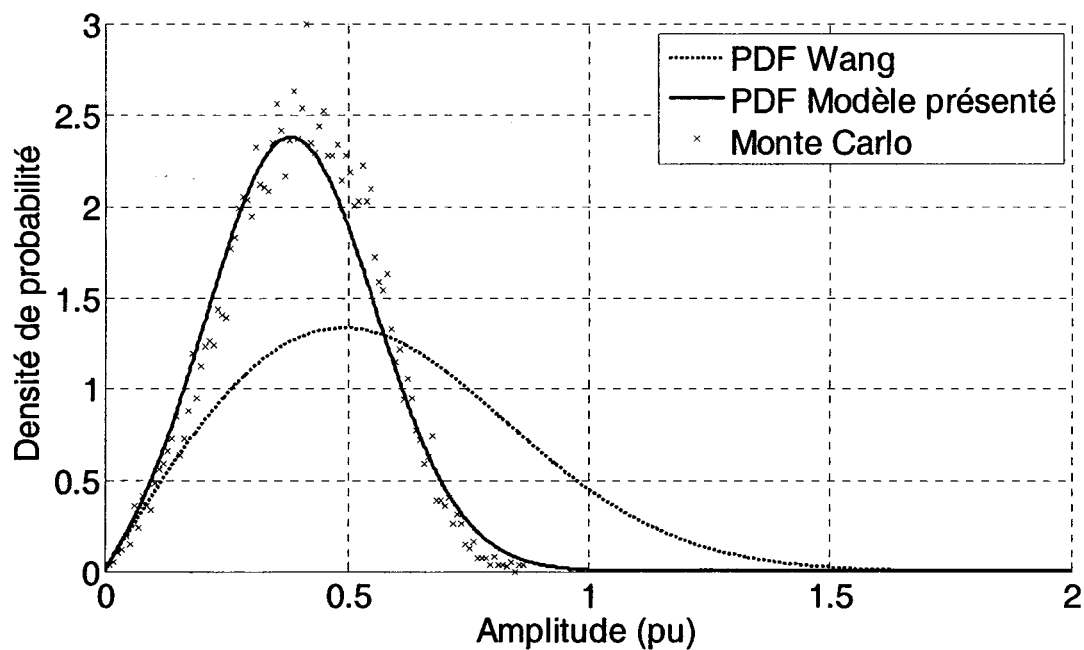


Figure E. 3 : Fonctions de densité de probabilité du 13^e harmonique produit par un système à 10 convertisseurs alimenté par une source équilibrée, obtenues avec des paramètres réalistes

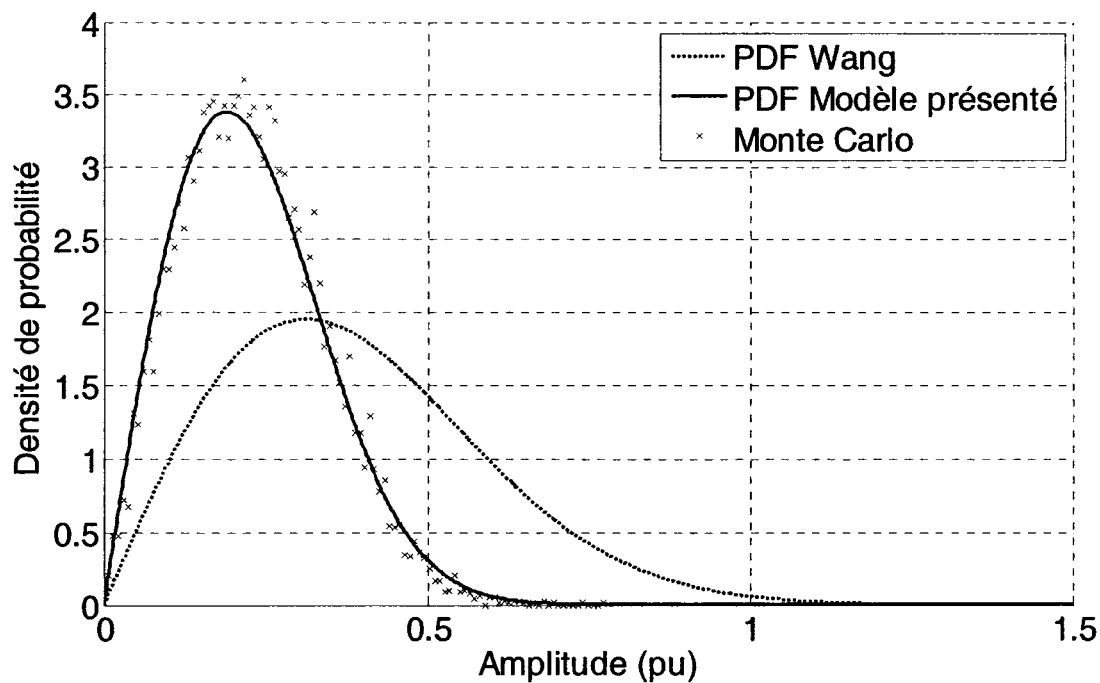


Figure E. 4 : Fonctions de densité de probabilité du 17^e harmonique produit par un système à 10 convertisseurs alimenté par une source équilibrée, obtenues avec des paramètres réalistes

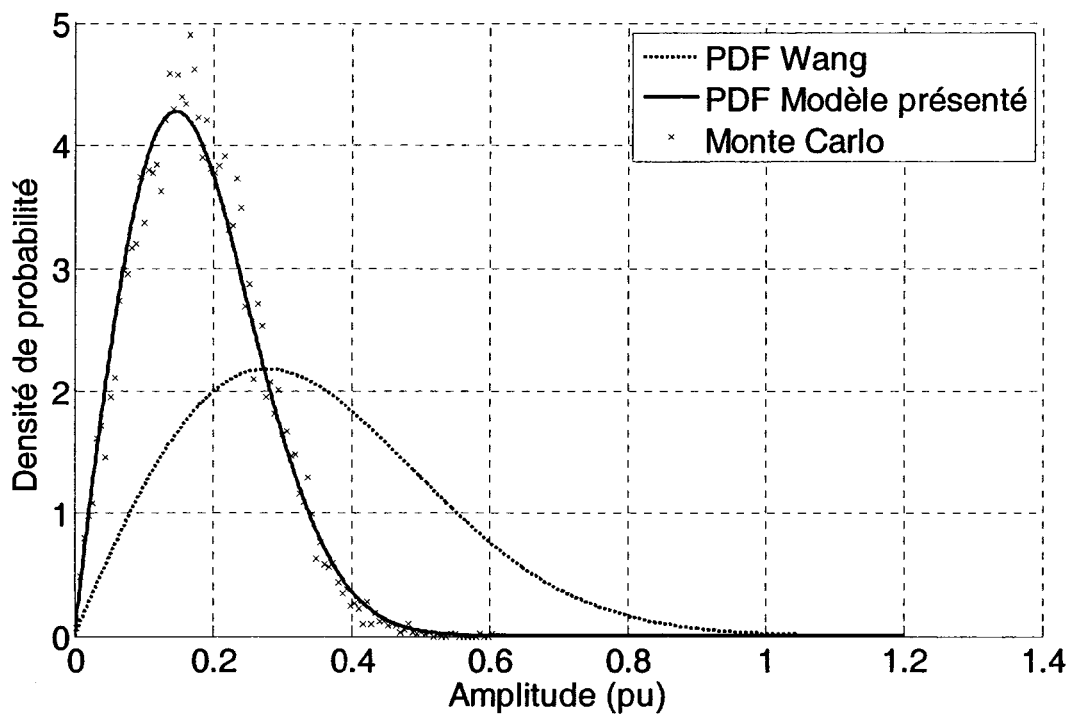


Figure E. 5 : Fonctions de densité de probabilité du 19^e harmonique produit par un système à 10 convertisseurs alimenté par une source équilibrée, obtenues avec des paramètres réalistes

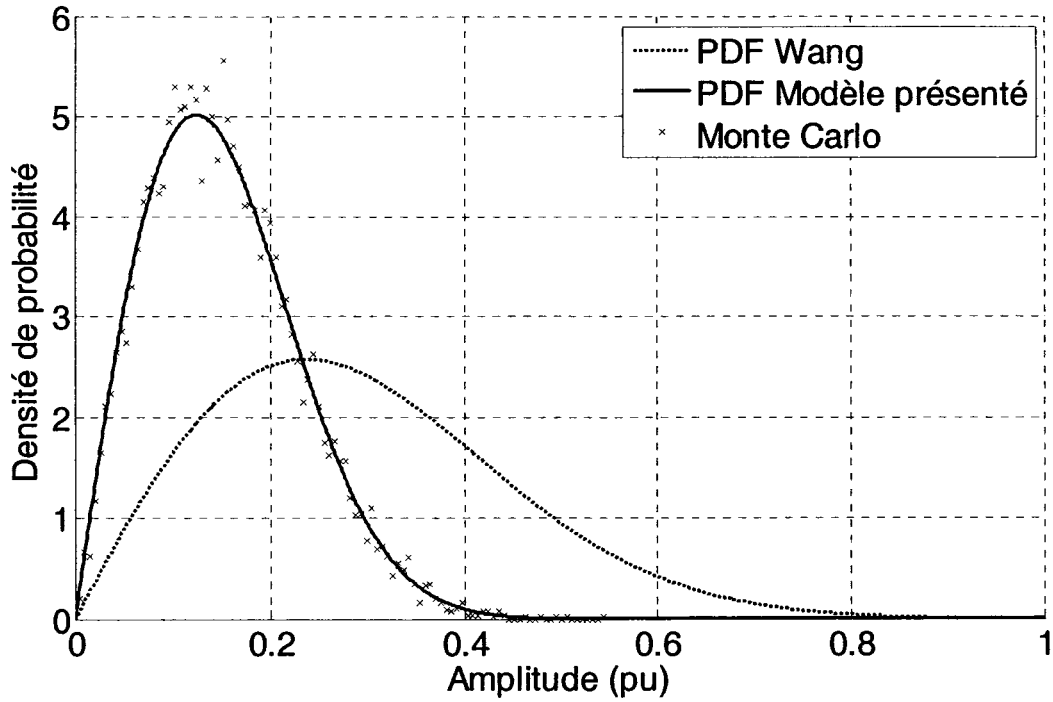


Figure E. 6 : Fonctions de densité de probabilité du 23^e harmonique produit par un système à 10 convertisseurs alimenté par une source équilibrée, obtenues avec des paramètres réalistes

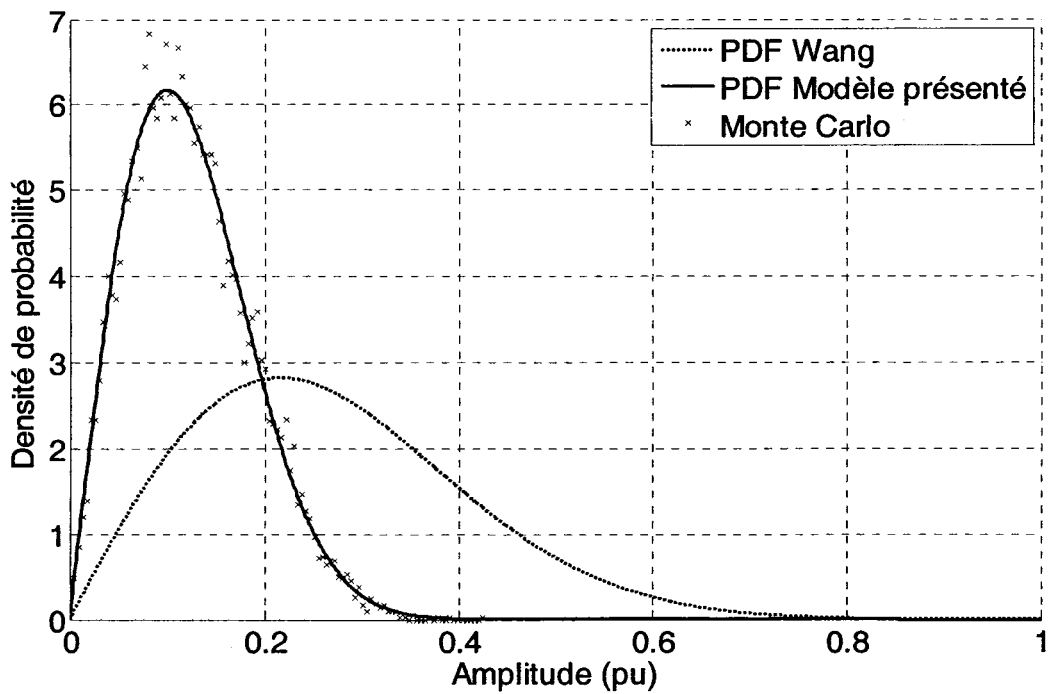


Figure E. 7 : Fonctions de densité de probabilité du 25^e harmonique produit par un système à 10 convertisseurs alimenté par une source équilibrée, obtenues avec des paramètres réalistes

Annexe F

PDF des harmoniques 7 à 25 pour la simulation avec paramètres réalistes avec tensions d'alimentation équilibrées et de petits rapports entre les inductances de charge et de commutation, comparés aux PDF obtenus par la méthode de Wang

Les PDF de l'annexe F sont calculées à partir des résultats de simulation de la deuxième étude de cas de la section 6.2.

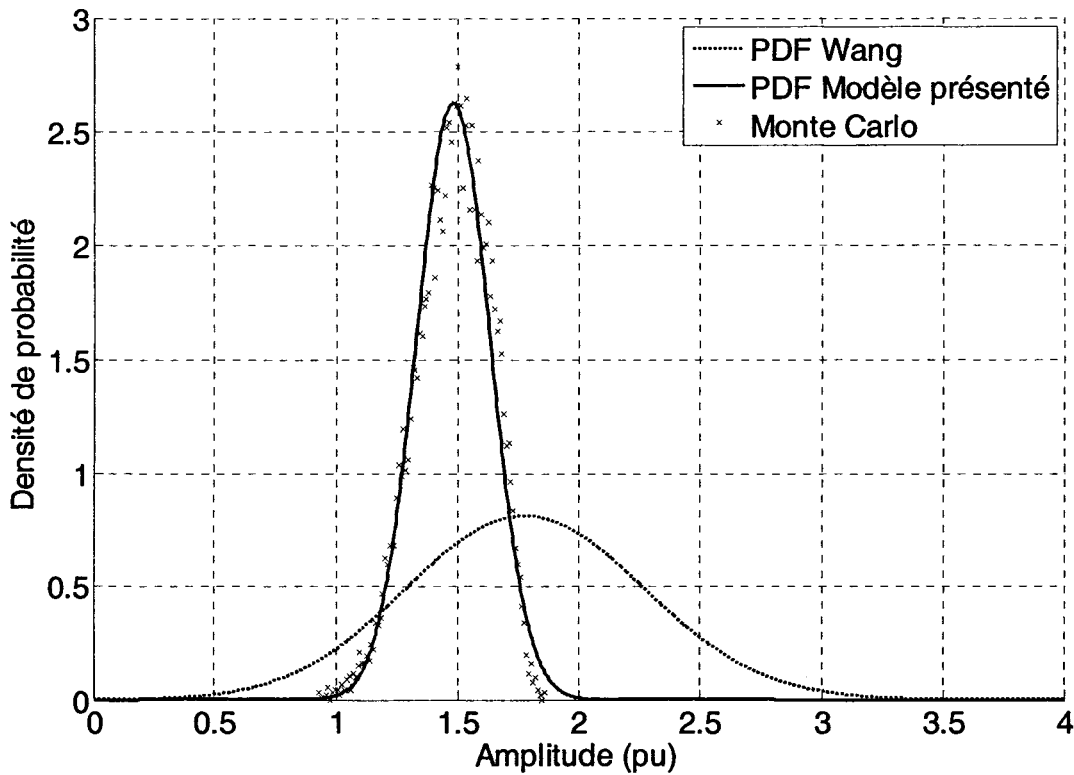


Figure F. 1 : Fonctions de densité de probabilité du 7^e harmonique produit par un système à 10 convertisseurs alimenté par une source équilibrée, obtenues avec des paramètres réalistes, pour un faible rapport L_d/L_r

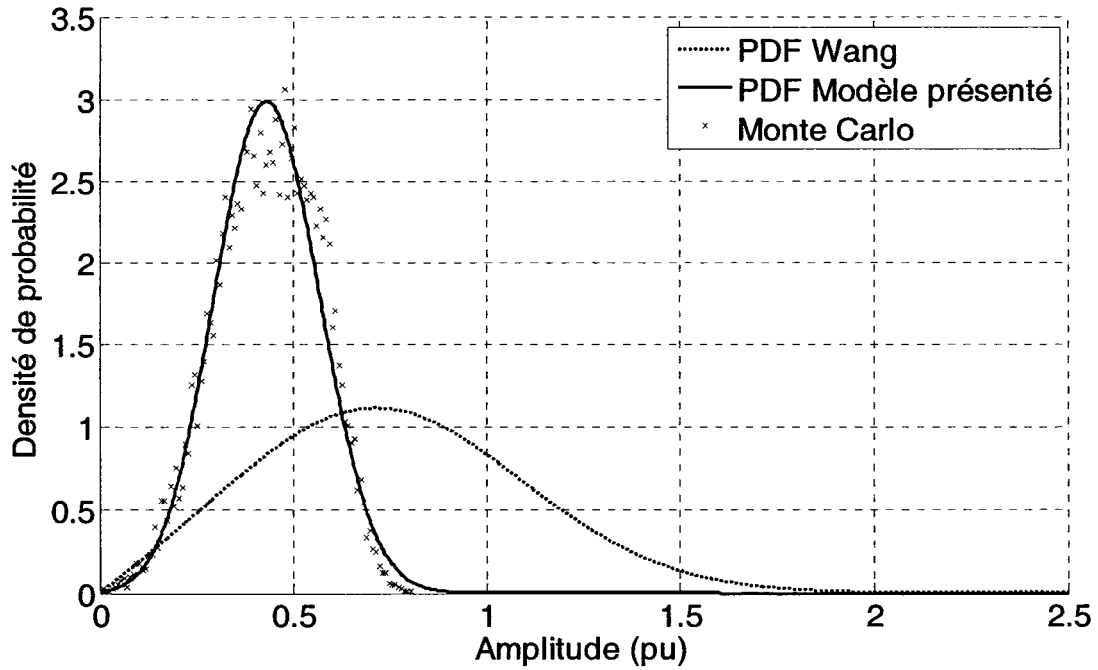


Figure F. 2 : Fonctions de densité de probabilité du 11^e harmonique produit par un système à 10 convertisseurs alimenté par une source équilibrée, obtenues avec des paramètres réalistes, pour un faible rapport L_d/L_r

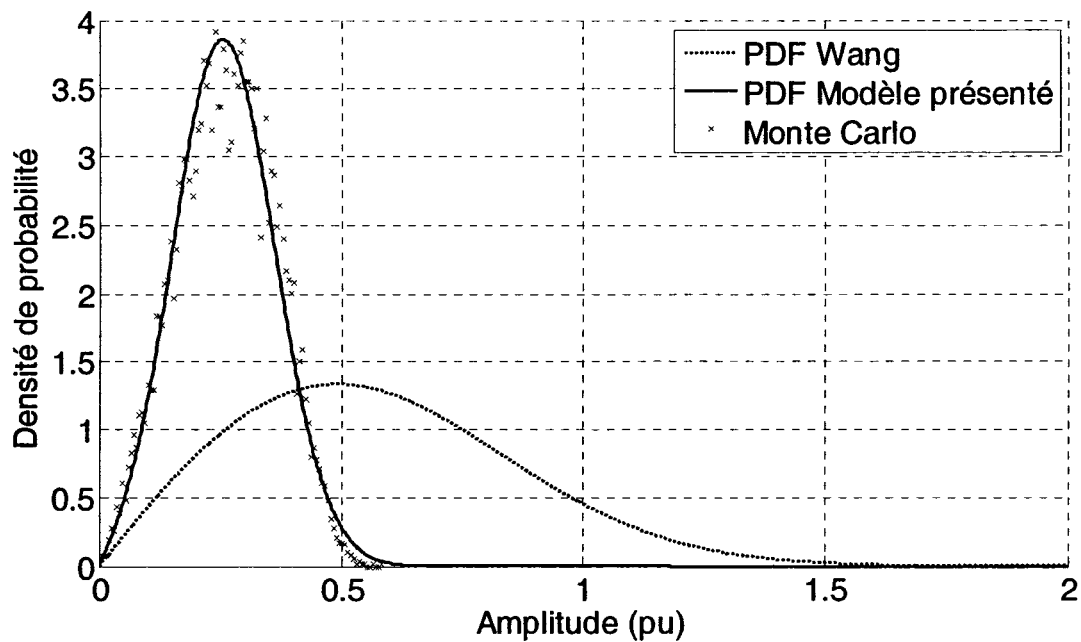


Figure F. 3 : Fonctions de densité de probabilité du 13^e harmonique produit par un système à 10 convertisseurs alimenté par une source équilibrée, obtenues avec des paramètres réalistes, pour un faible rapport L_d/L_r

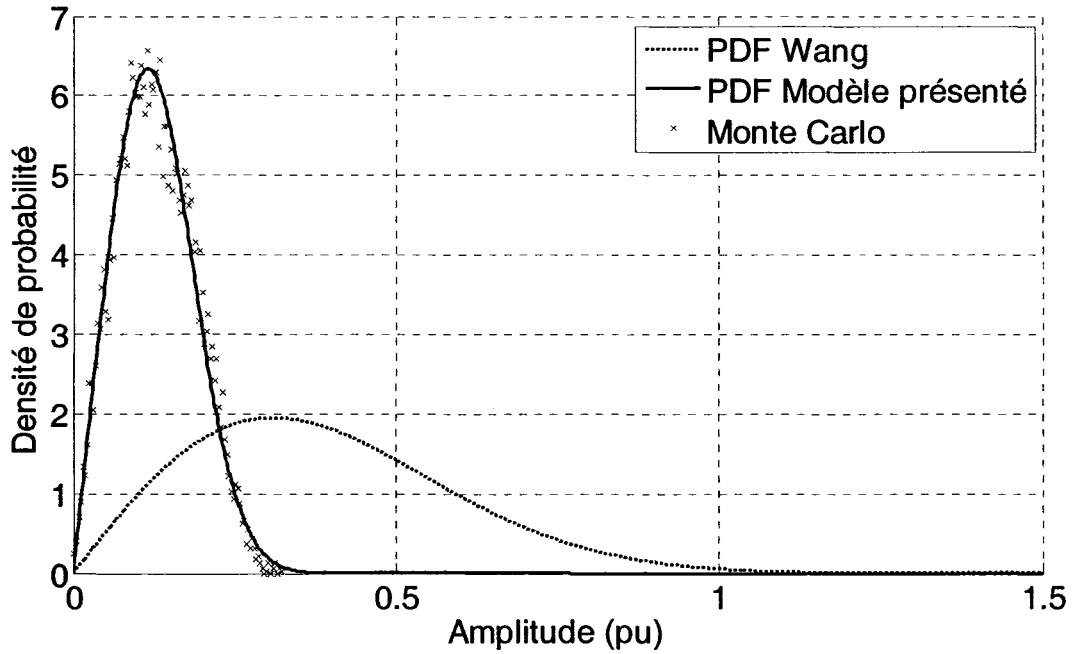


Figure F. 4 : Fonctions de densité de probabilité du 17^e harmonique produit par un système à 10 convertisseurs alimenté par une source équilibrée, obtenues avec des paramètres réalistes, pour un faible rapport L_d/L_r

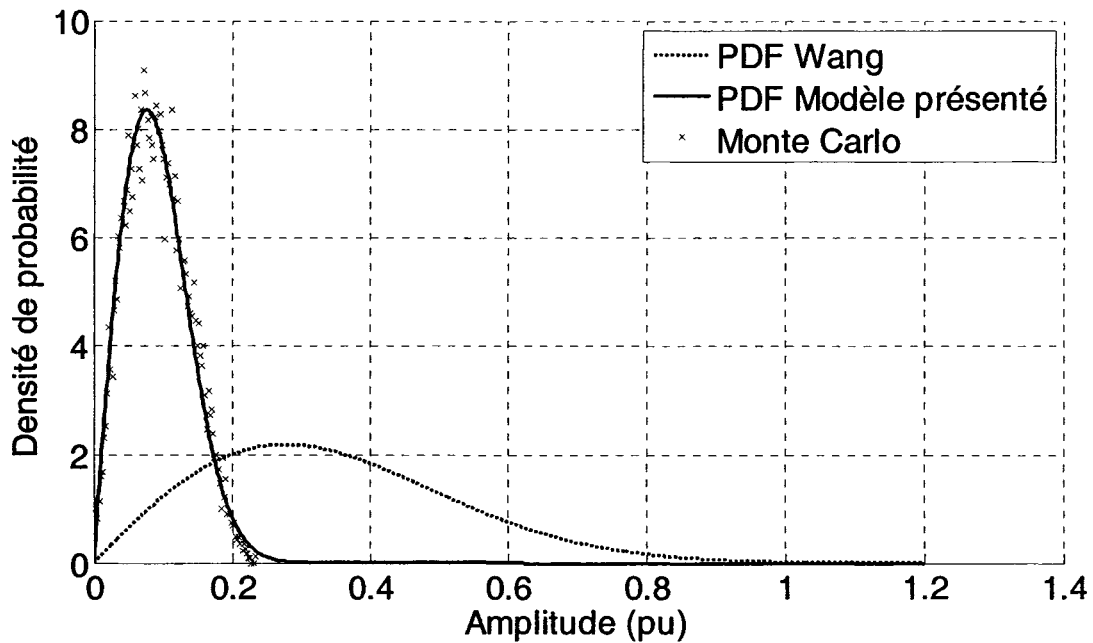


Figure F. 5 : Fonctions de densité de probabilité du 19^e harmonique produit par un système à 10 convertisseurs alimenté par une source équilibrée, obtenues avec des paramètres réalistes, pour un faible rapport L_d/L_r

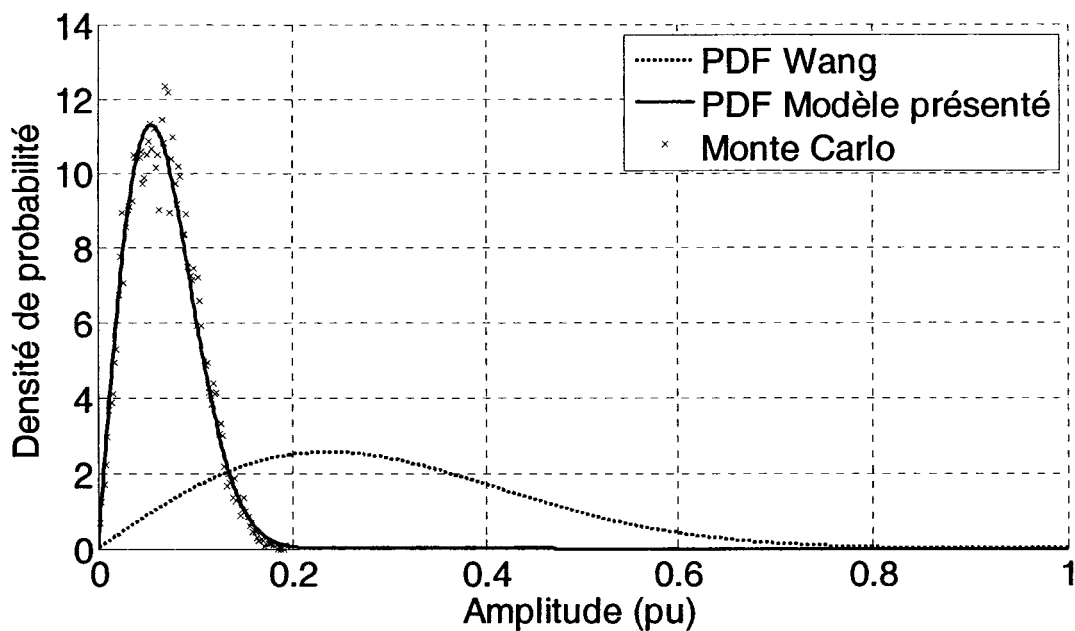


Figure F. 6 : Fonctions de densité de probabilité du 23^e harmonique produit par un système à 10 convertisseurs alimenté par une source équilibrée, obtenues avec des paramètres réalistes, pour un faible rapport L_d/L_r

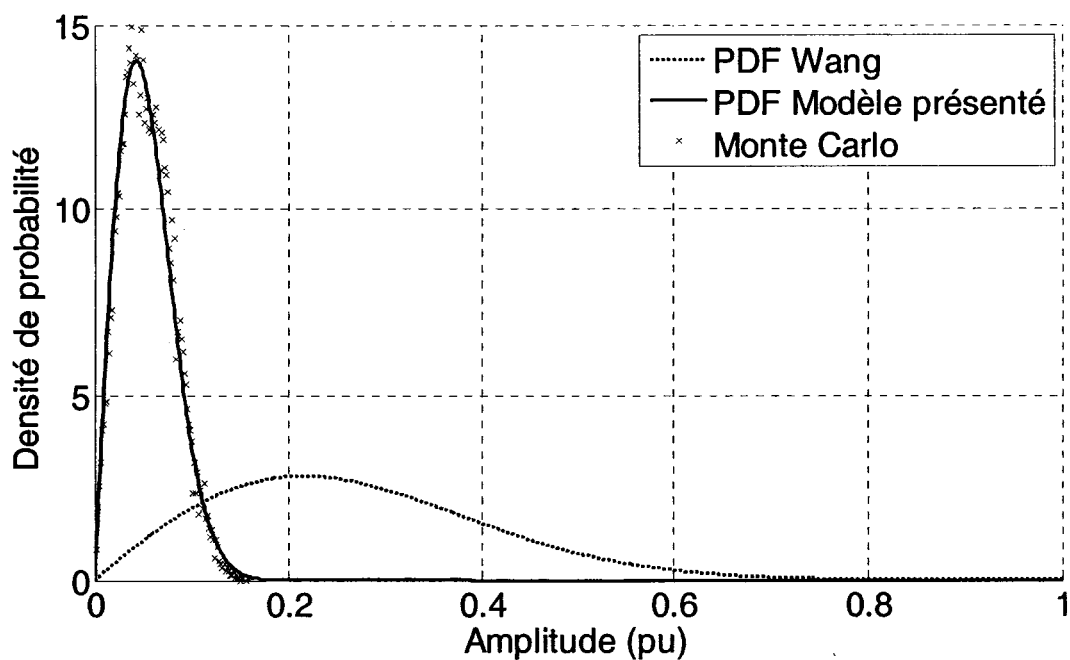


Figure F. 7 : Fonctions de densité de probabilité du 25^e harmonique produit par un système à 10 convertisseurs alimenté par une source équilibrée, obtenues avec des paramètres réalistes, pour un faible rapport L_d/L_r

Annexe G

PDF des harmoniques de la phase A, de rang 9 à 25, pour la simulation avec paramètres réalistes avec tensions d'alimentation déséquilibrées (angle de déséquilibre nul), comparés aux PDF obtenus avec des tensions d'alimentation équilibrées

Les PDF de l'annexe G sont calculées à partir des résultats de simulation de la deuxième étude de cas de la section 6.3.1.

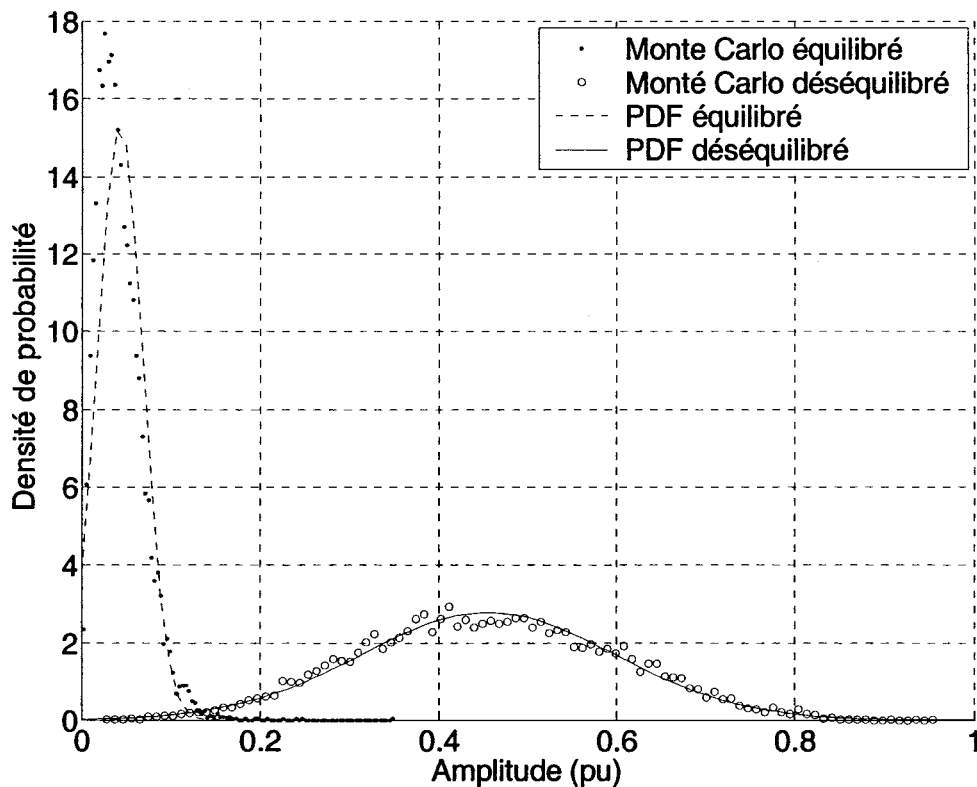


Figure G. 1 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 9 de la phase A, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

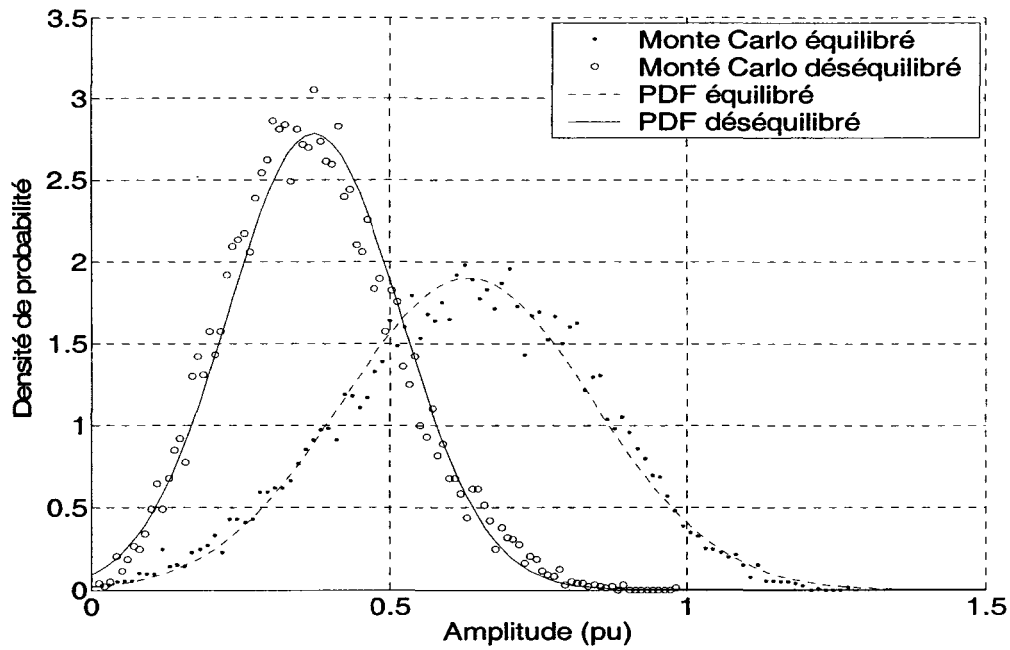


Figure G. 2 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 11 de la phase A, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

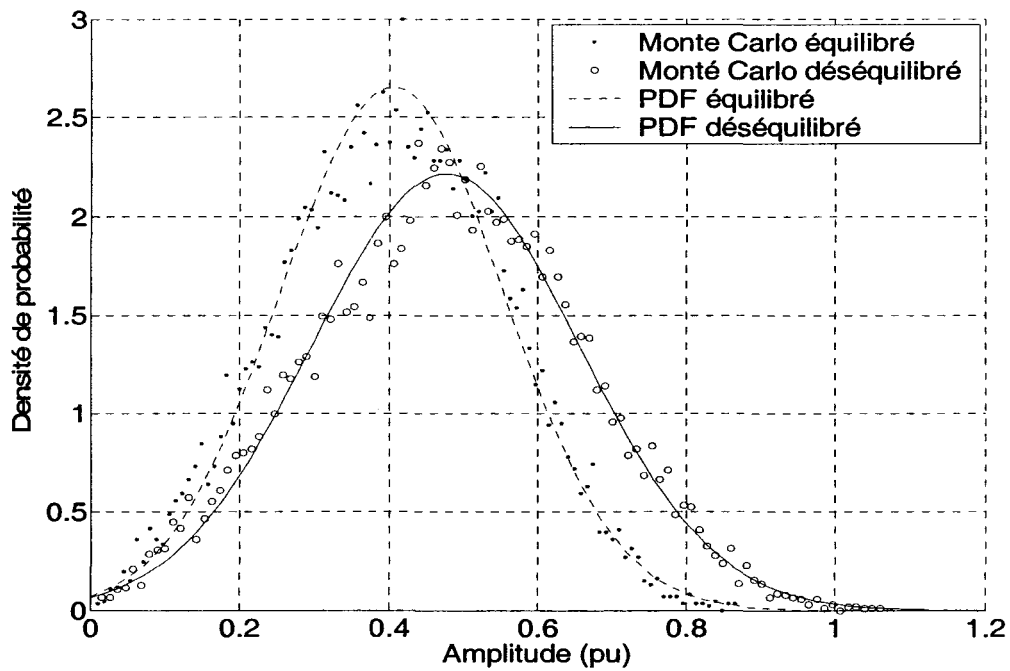


Figure G. 3 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 13 de la phase A, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

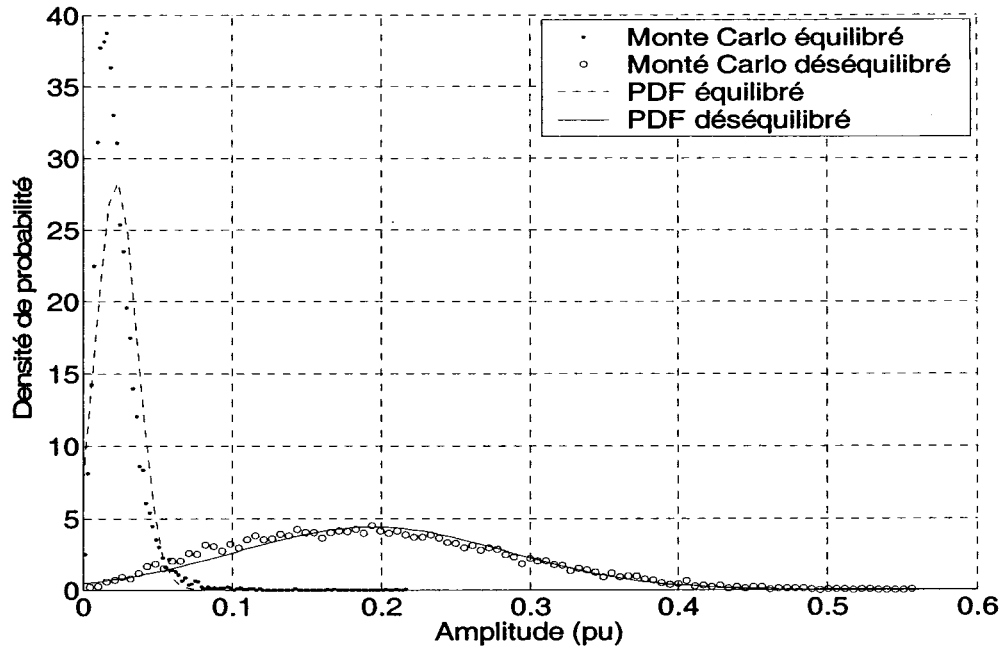


Figure G. 4 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 15 de la phase A, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

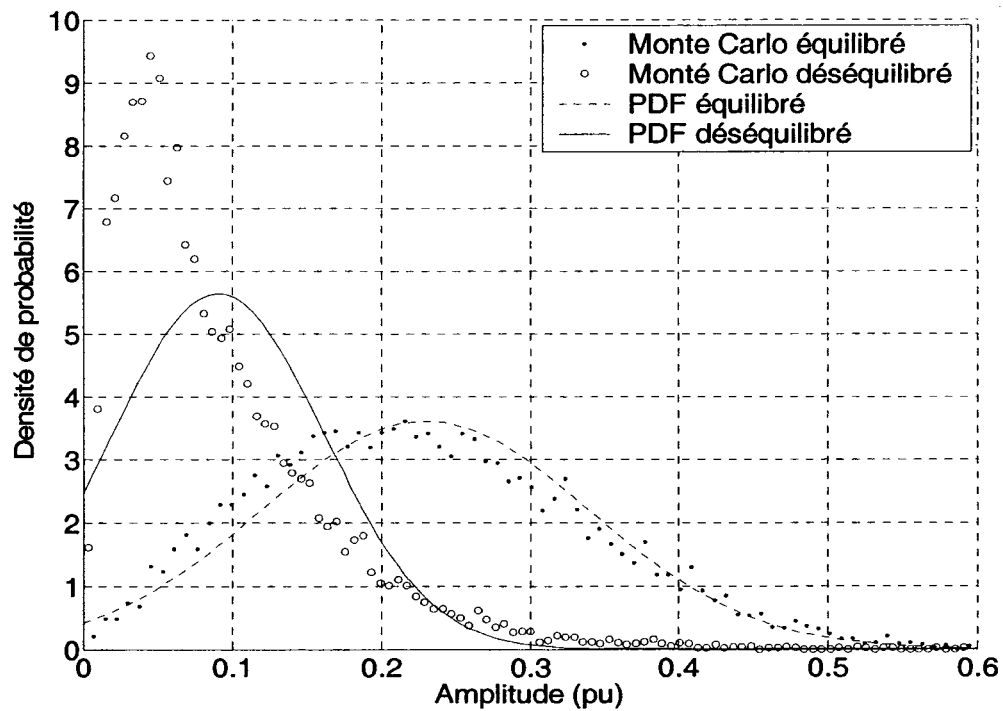


Figure G. 5 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 17 de la phase A, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

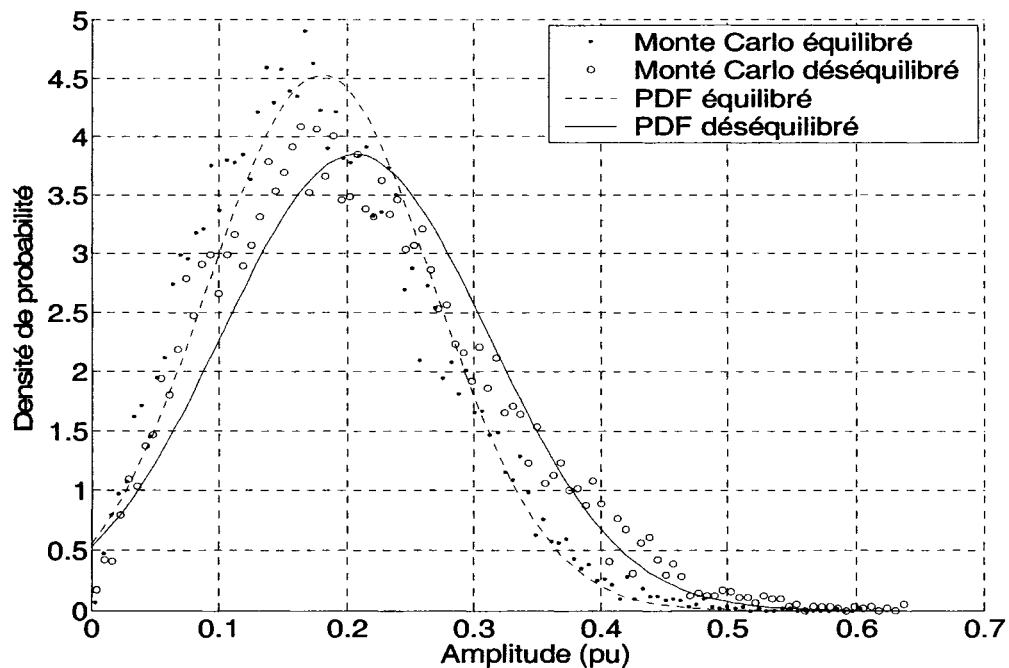


Figure G. 6 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 19 de la phase A, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

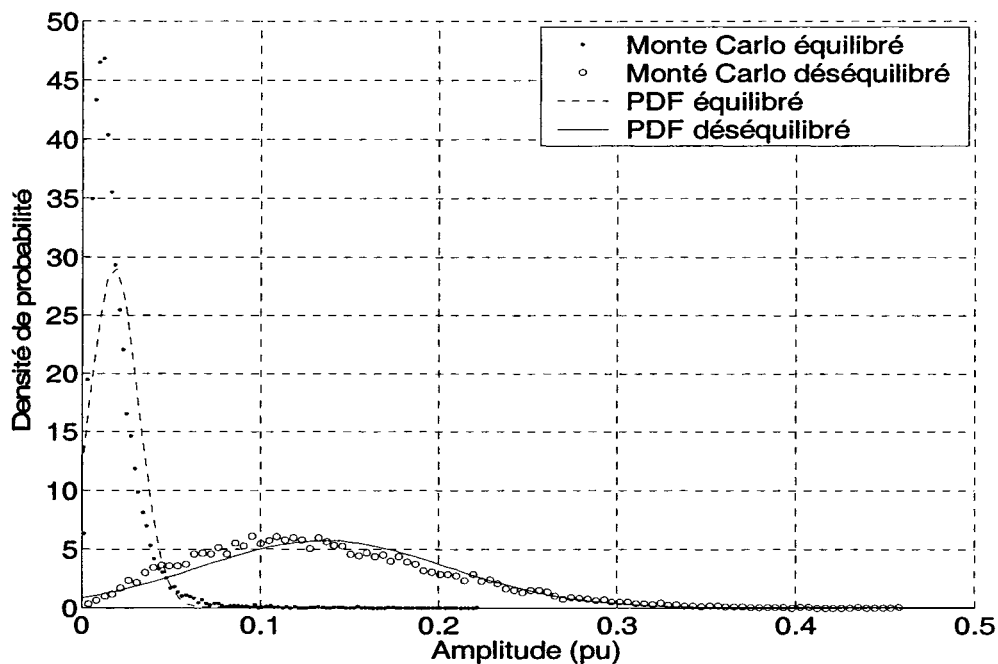


Figure G. 7 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 21 de la phase A, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

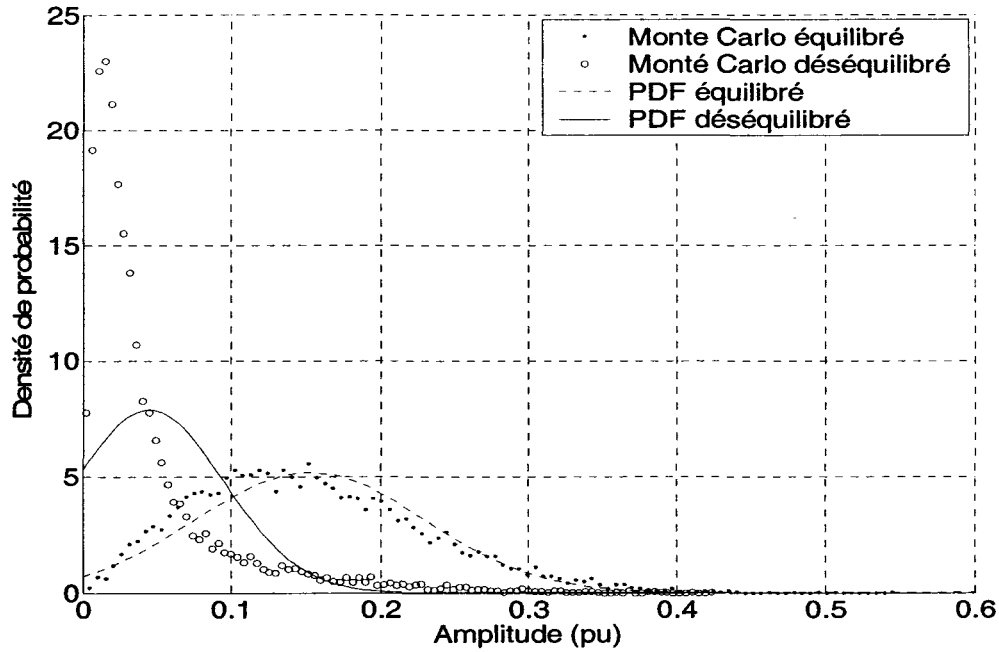


Figure G. 8 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 23 de la phase A, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

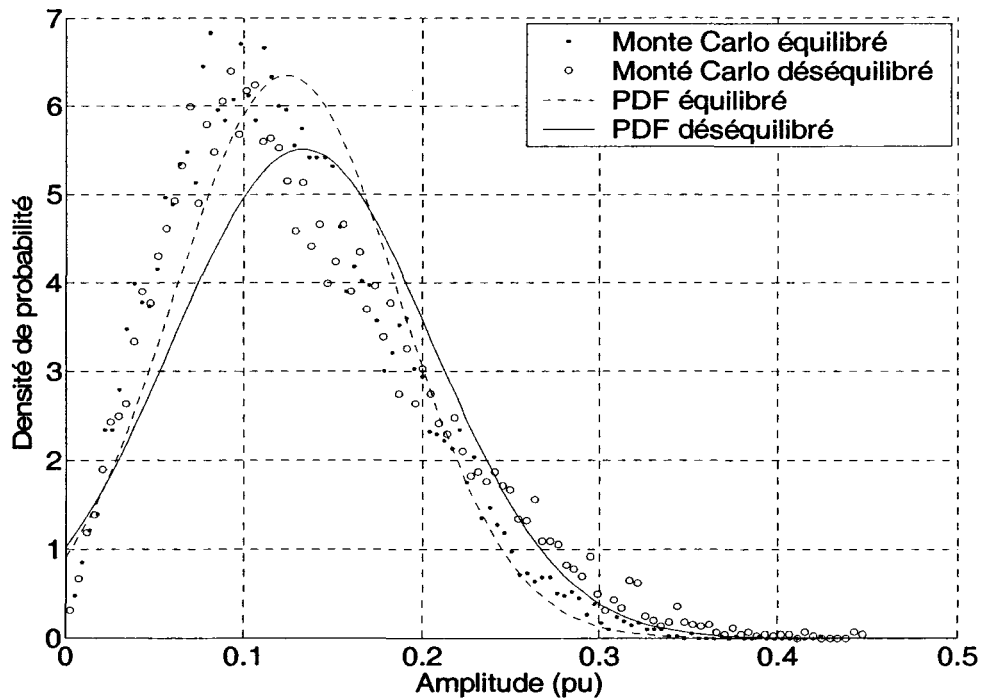


Figure G. 9 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 25 de la phase A, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

PDF des harmoniques de la phase B, de rang 3 à 25, pour la simulation avec paramètres réalistes avec tensions d'alimentation déséquilibrées (angle de déséquilibre nul), comparés aux PDF obtenus avec des tensions d'alimentation équilibrées

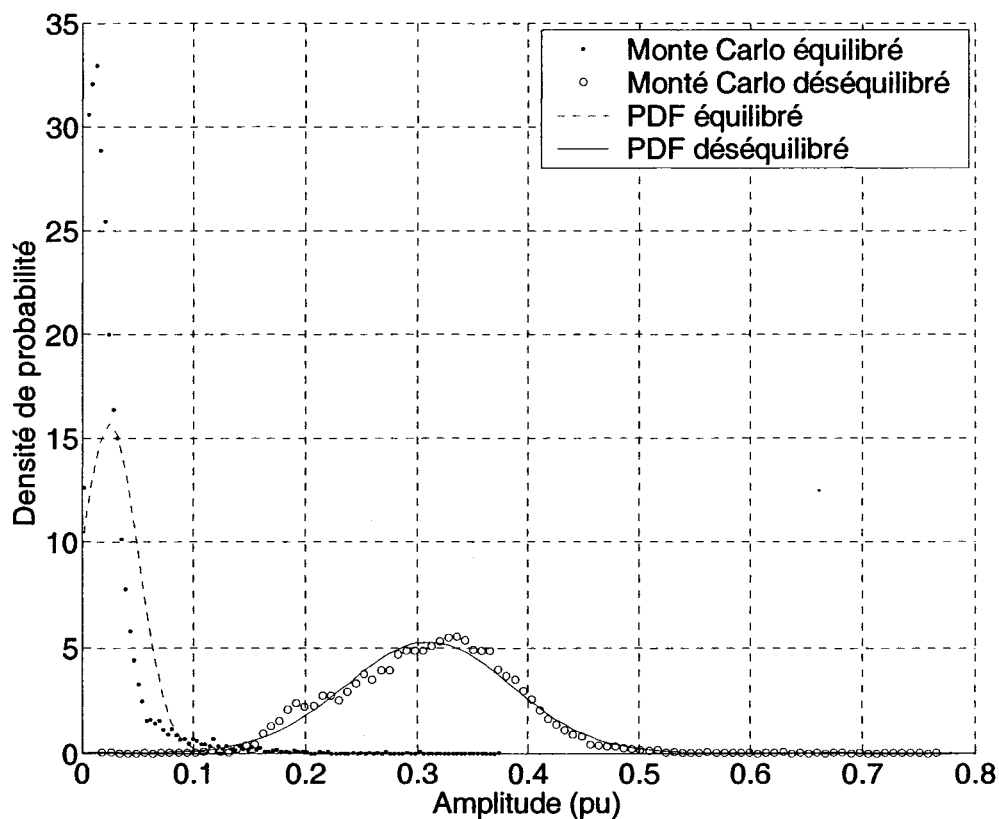


Figure G. 10 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 3 de la phase B, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

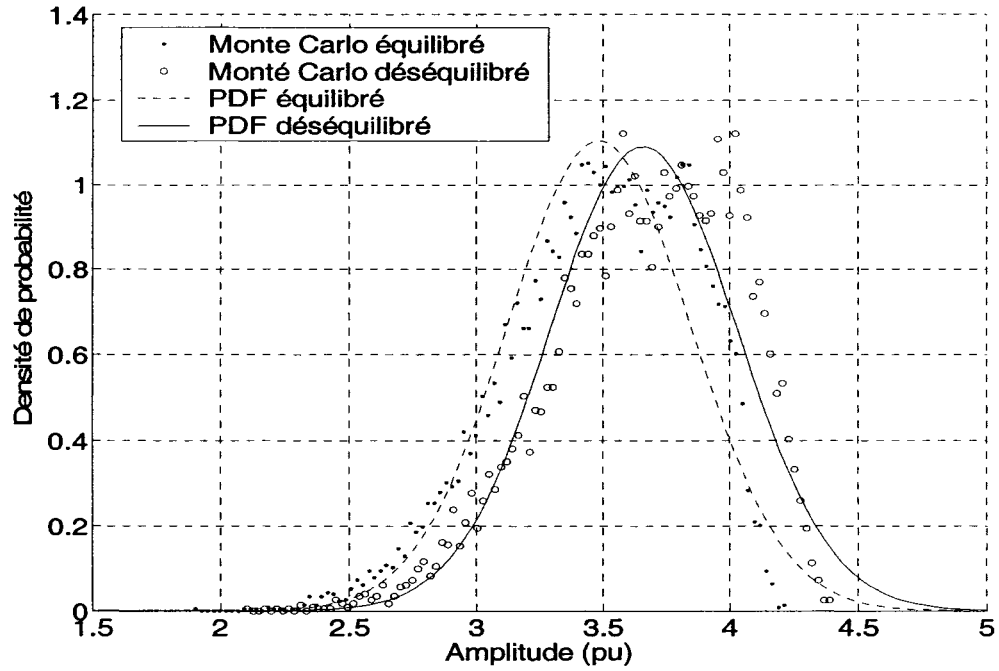


Figure G. 11 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 5 de la phase B, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

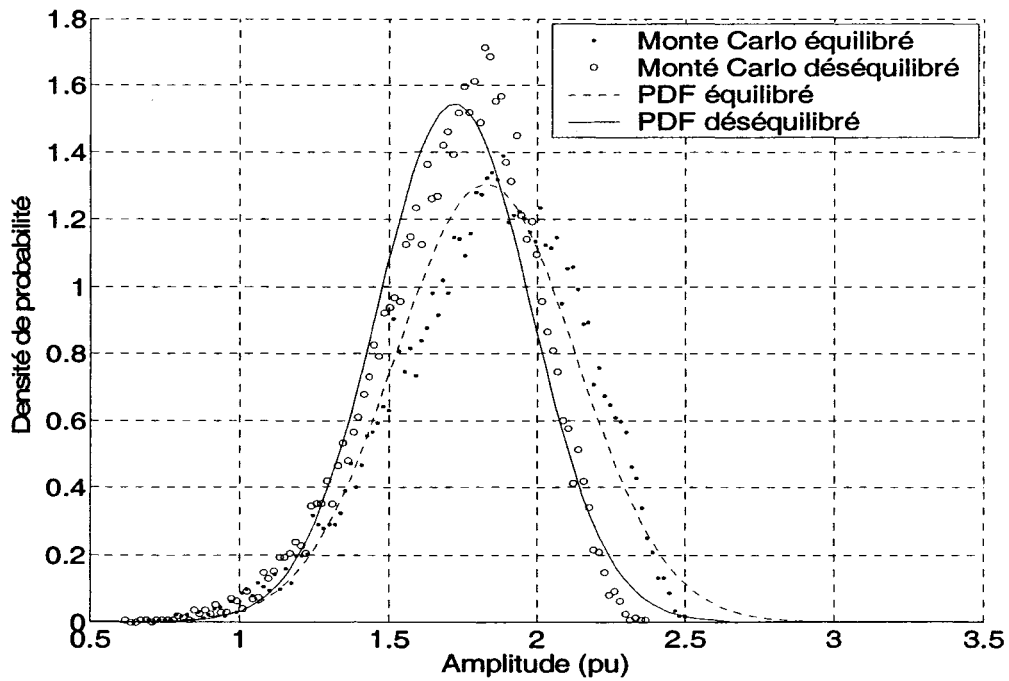


Figure G. 12 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 7 de la phase B, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

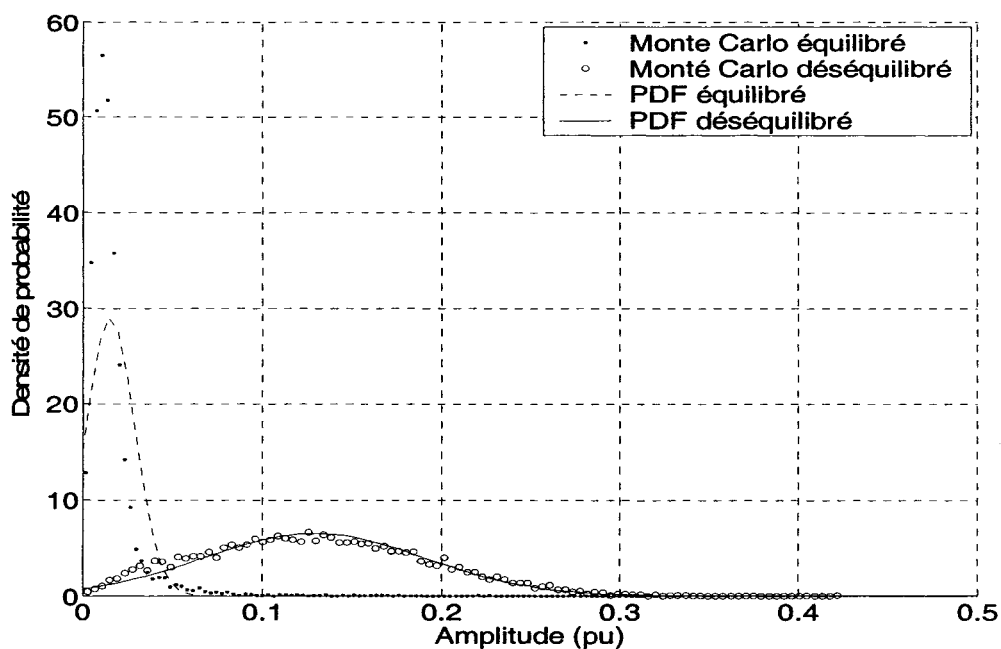


Figure G. 13 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 9 de la phase B, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

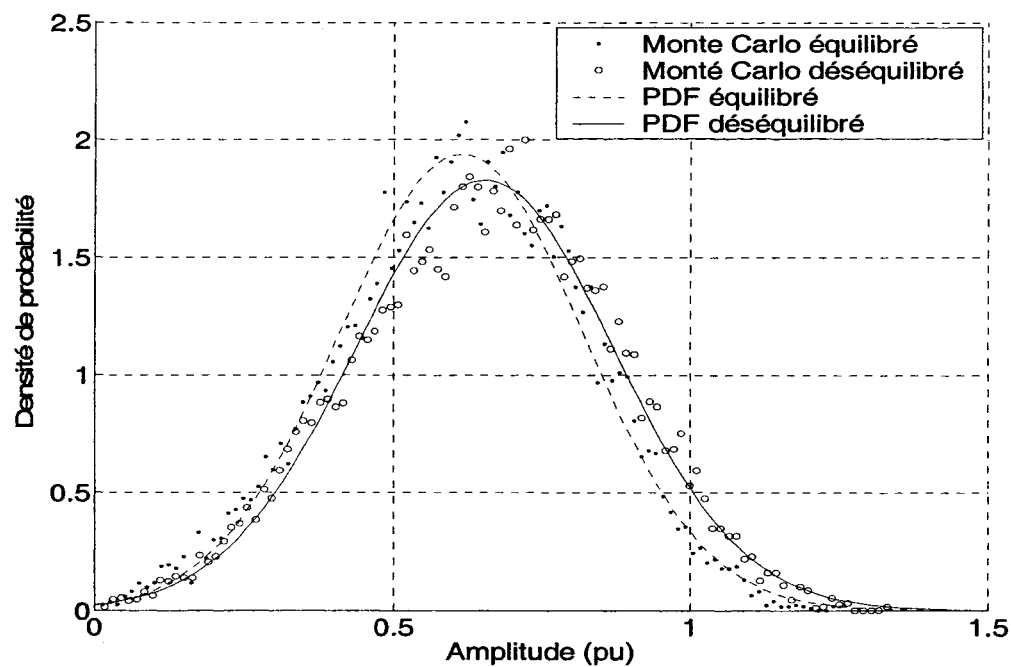


Figure G. 14 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 11 de la phase B, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

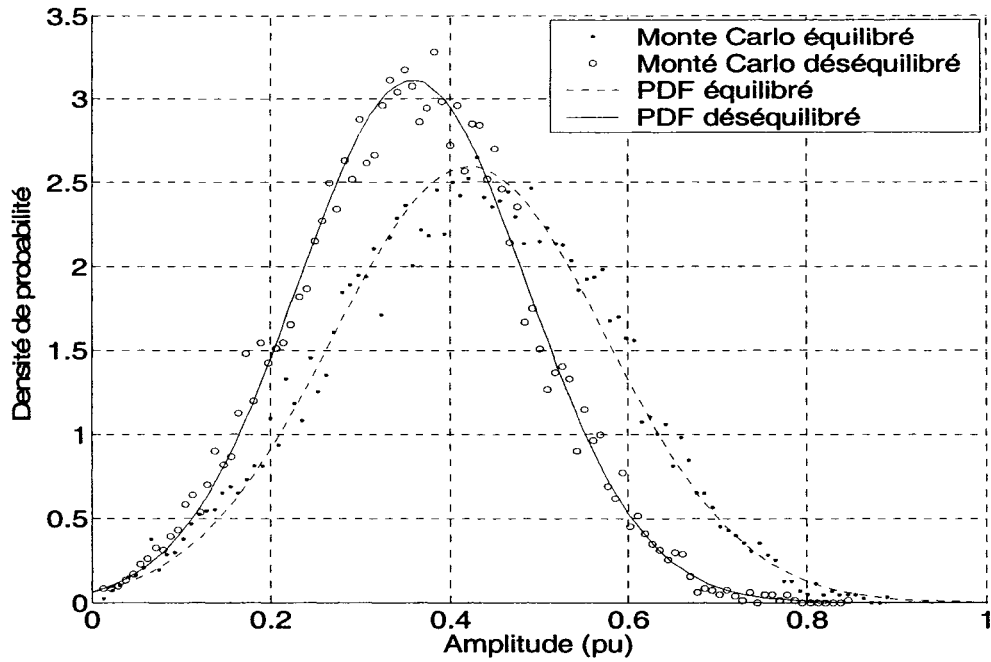


Figure G. 15 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 13 de la phase B, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

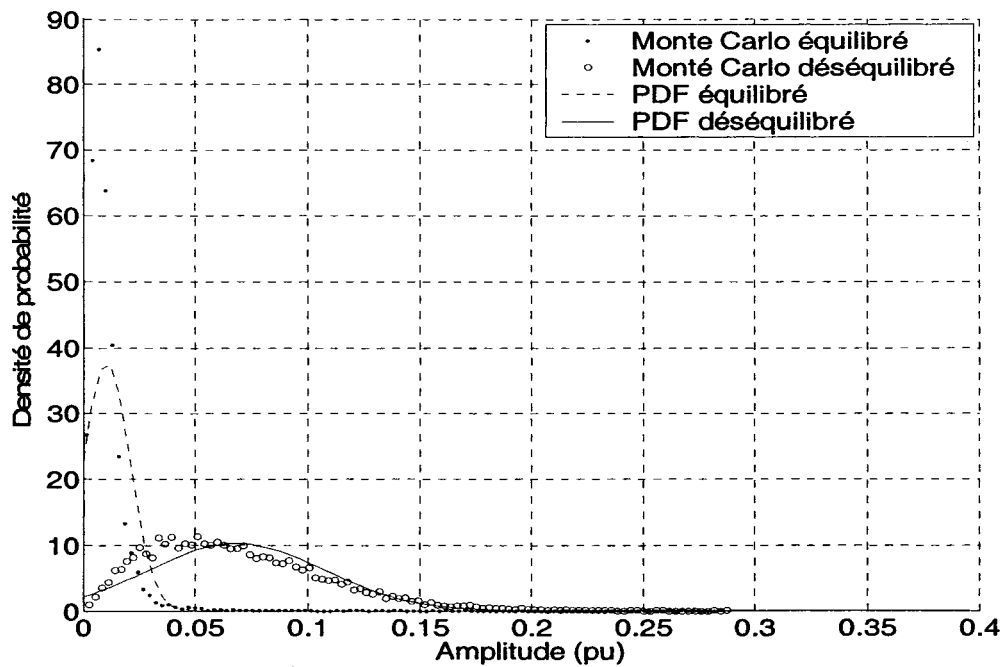


Figure G. 16 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 15 de la phase B, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

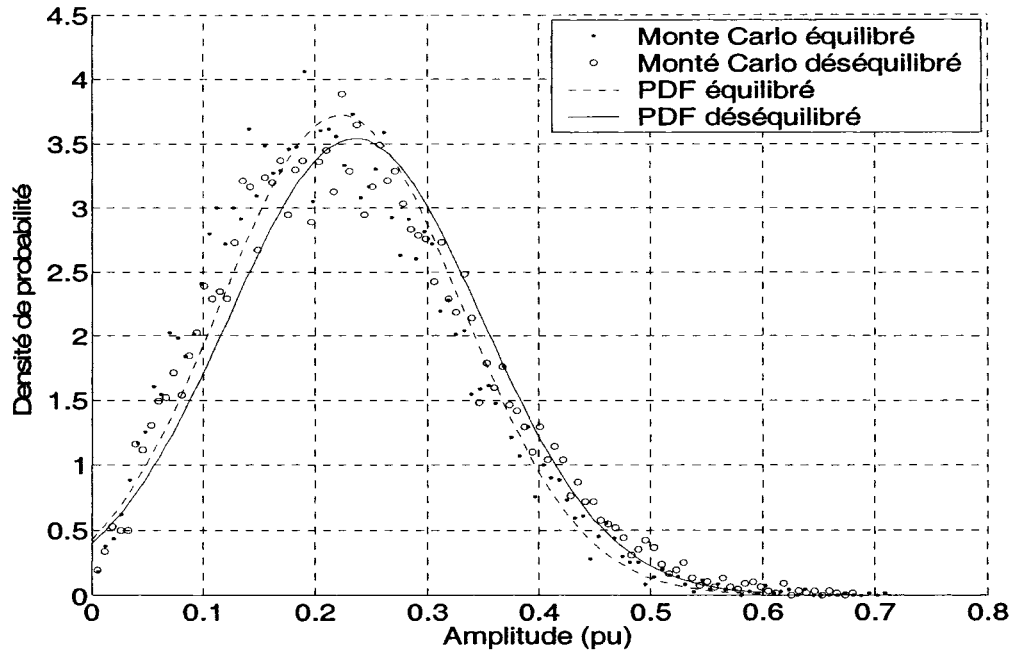


Figure G. 17 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 17 de la phase B, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

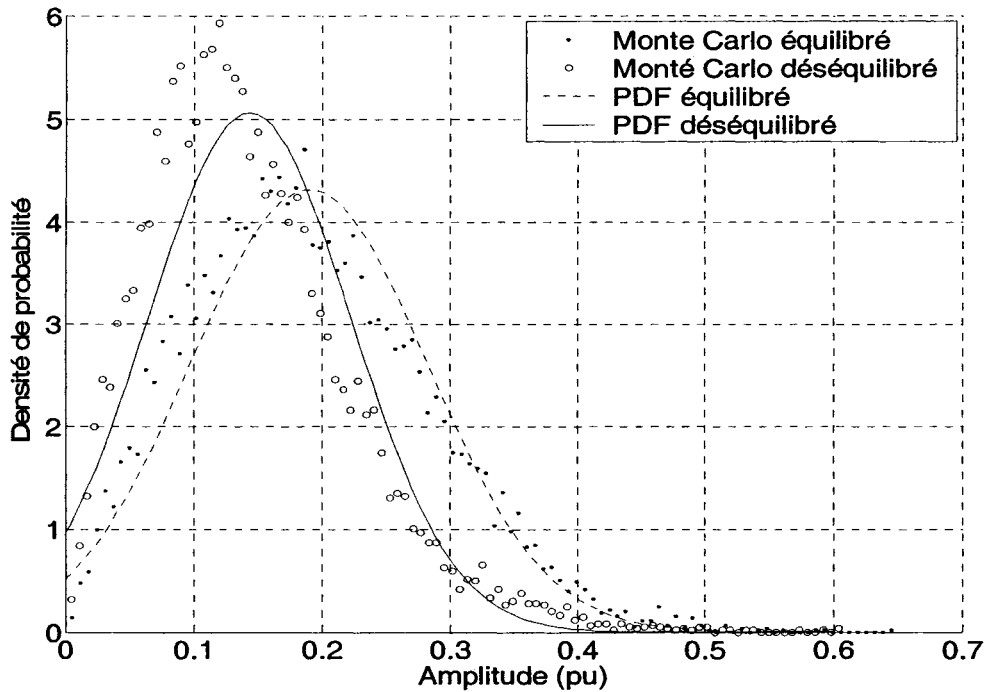


Figure G. 18 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 19 de la phase B, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

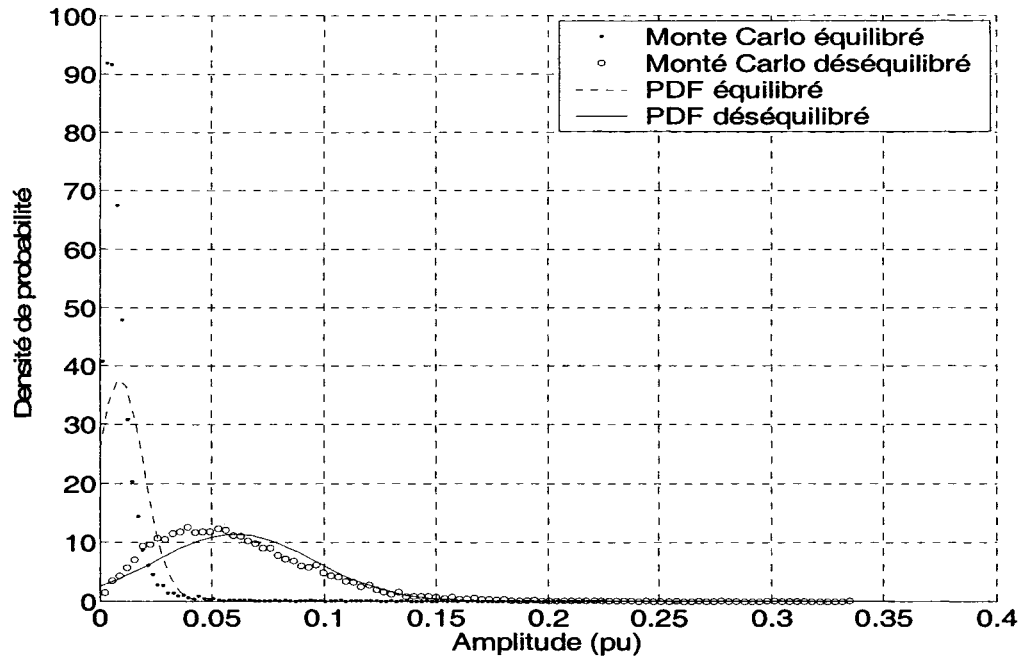


Figure G. 19 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 21 de la phase B, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

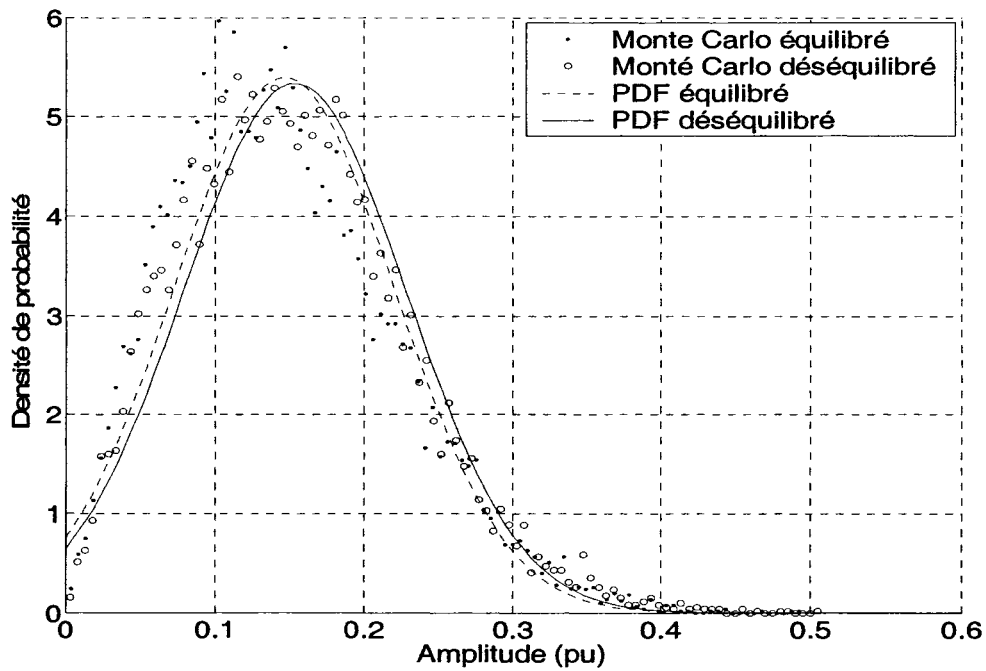


Figure G. 20 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 23 de la phase B, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

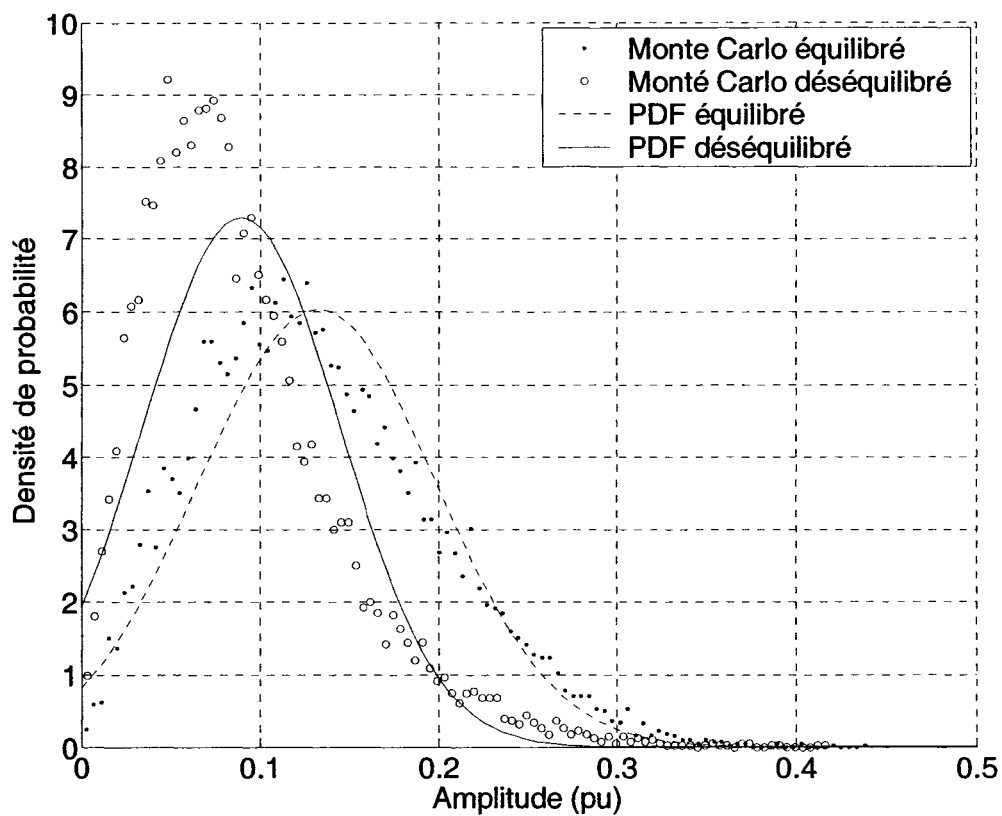


Figure G. 21 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 25 de la phase B, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

PDF des harmoniques de la phase C, de rang 3 à 25, pour la simulation avec paramètres réalistes avec tensions d'alimentation déséquilibrées (angle de déséquilibre nul), comparés aux PDF obtenus avec des tensions d'alimentation équilibrées

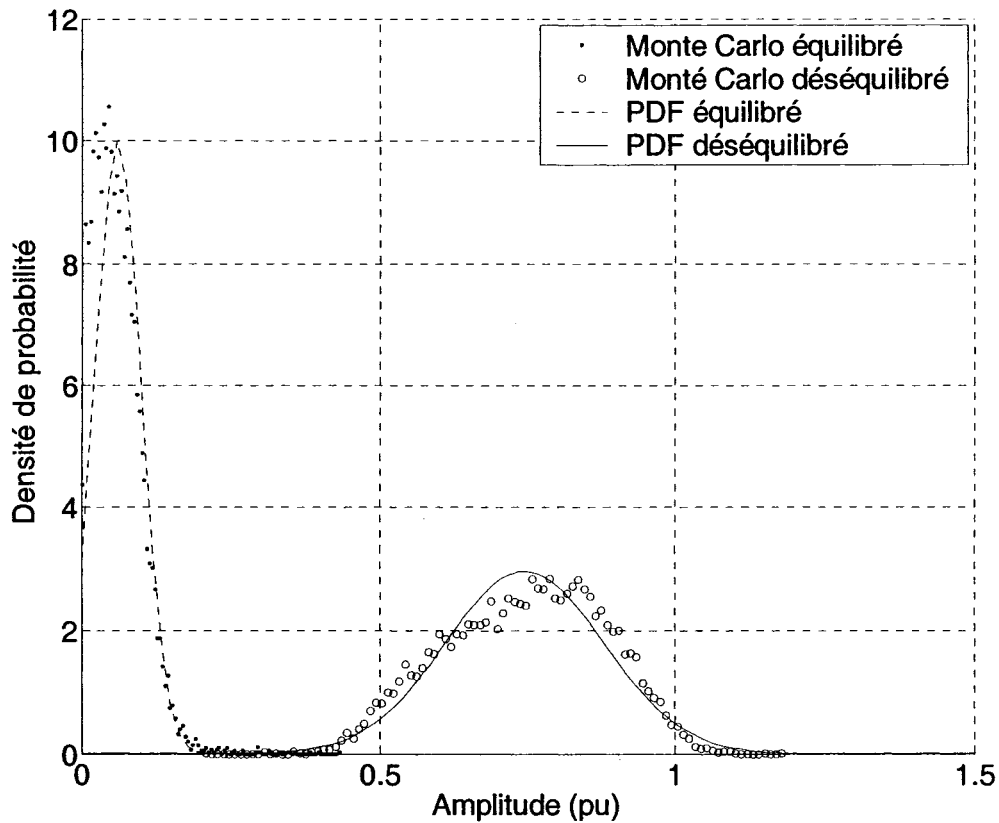


Figure G. 22 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 3 de la phase C, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

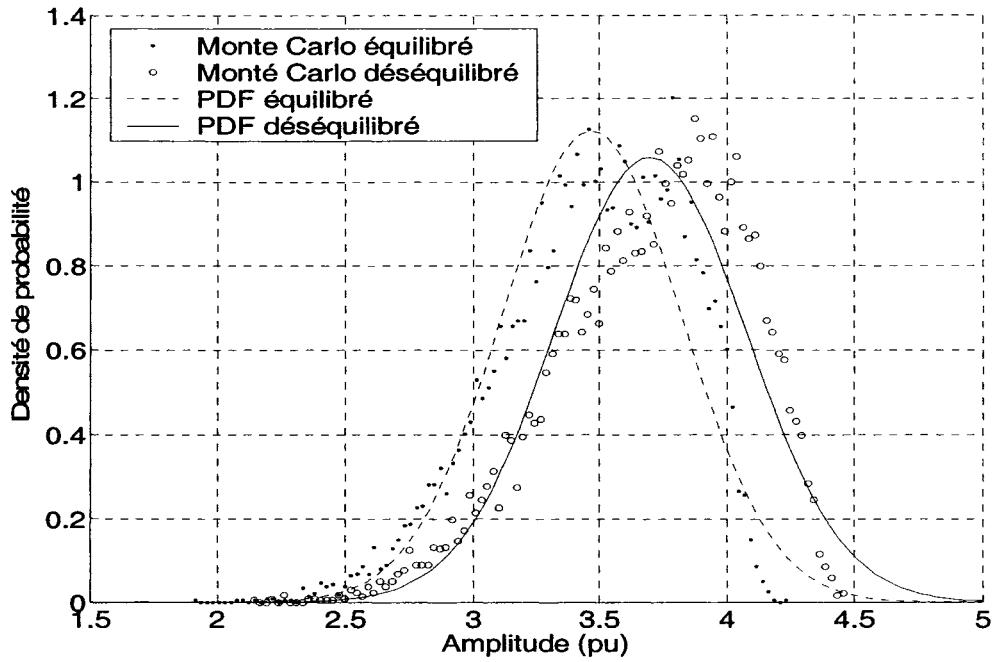


Figure G. 23 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 5 de la phase C, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

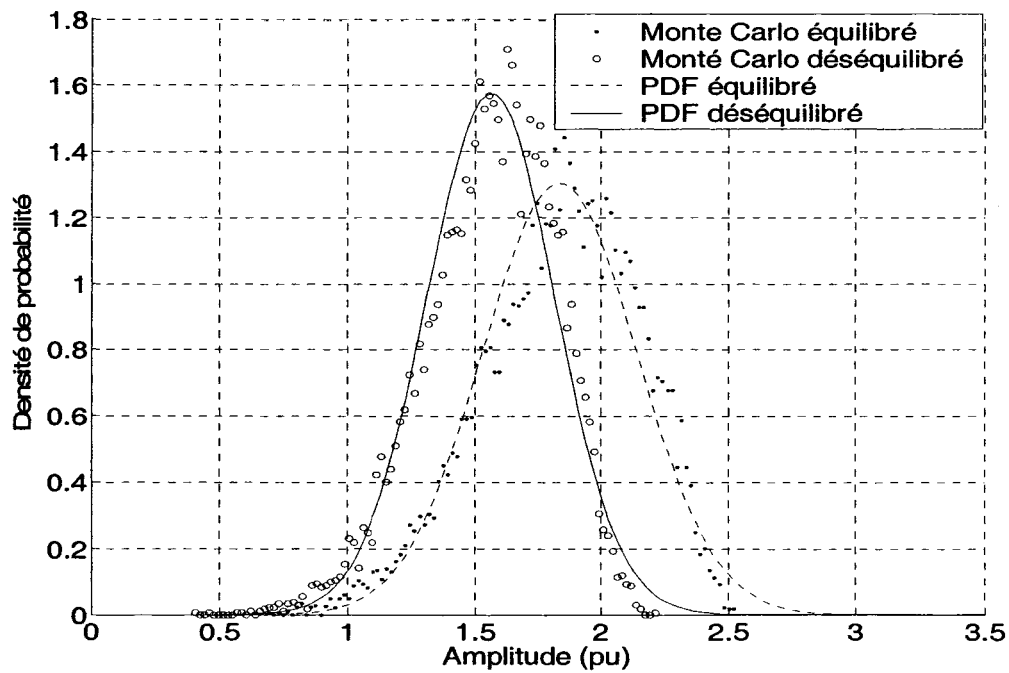


Figure G. 24 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 7 de la phase C, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

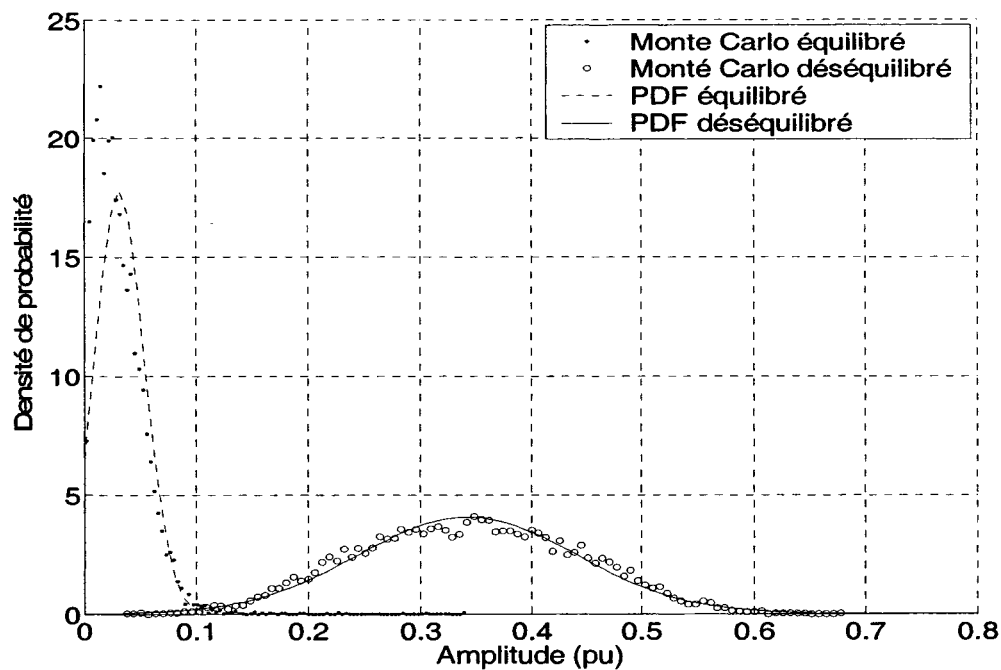


Figure G. 25 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 9 de la phase C, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

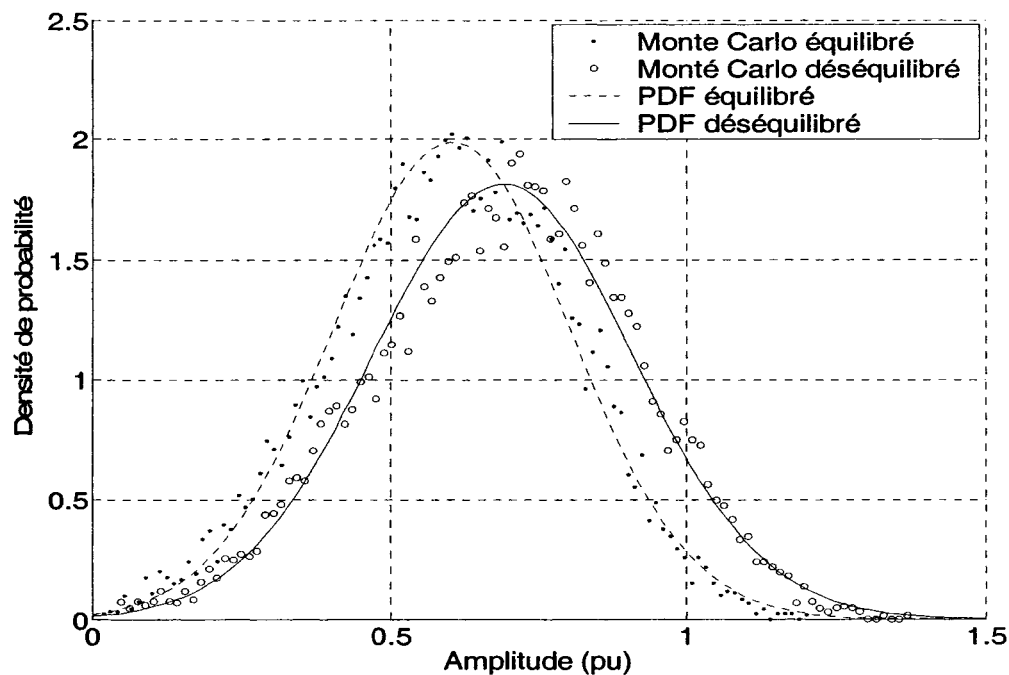


Figure G. 26 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 11 de la phase C, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

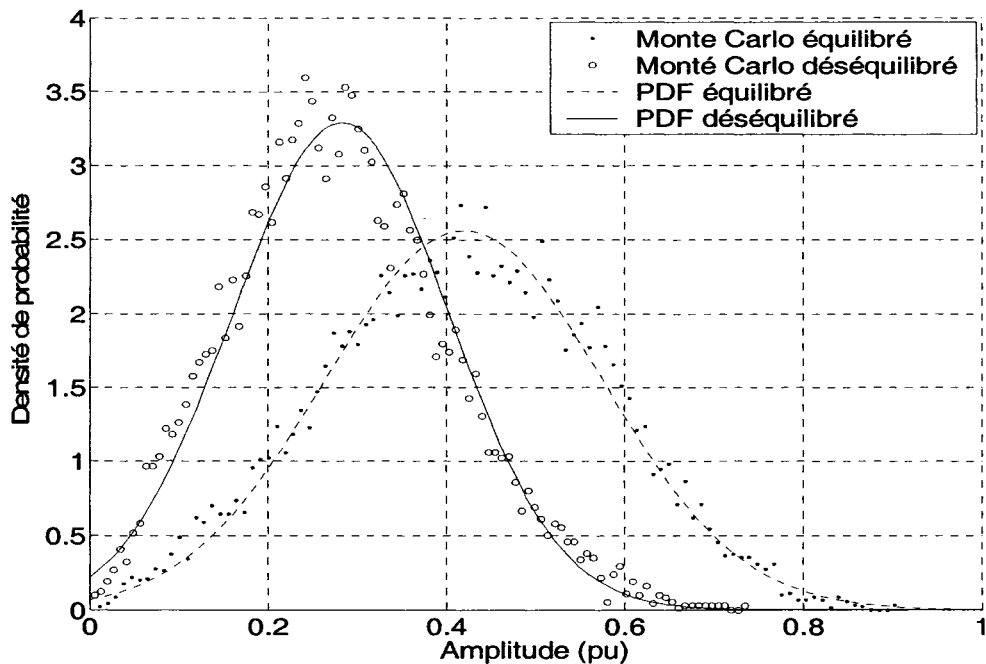


Figure G. 27 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 13 de la phase C, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

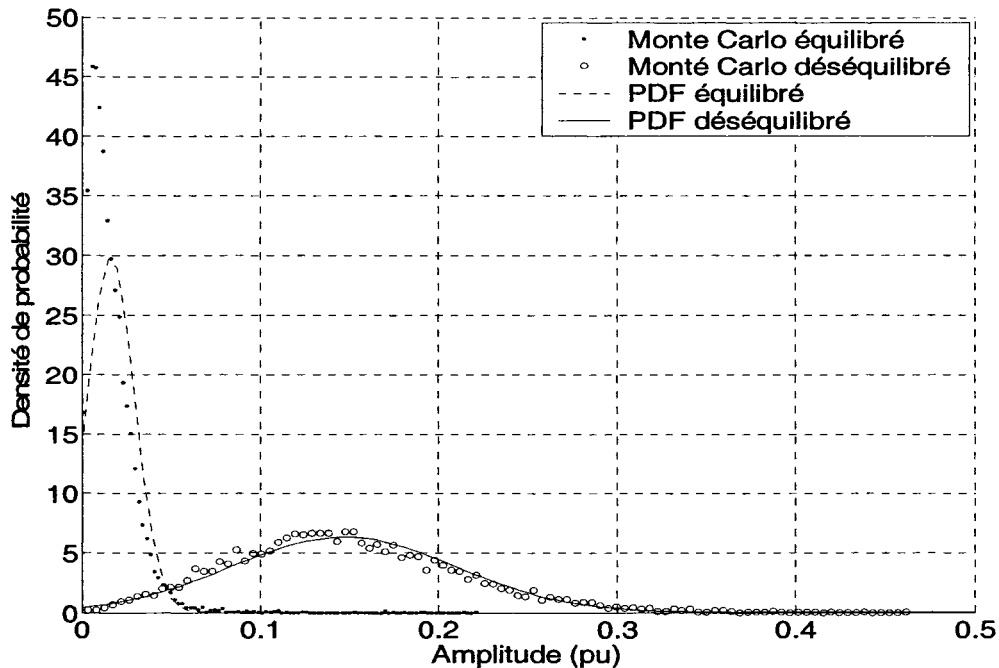


Figure G. 28 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 15 de la phase C, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

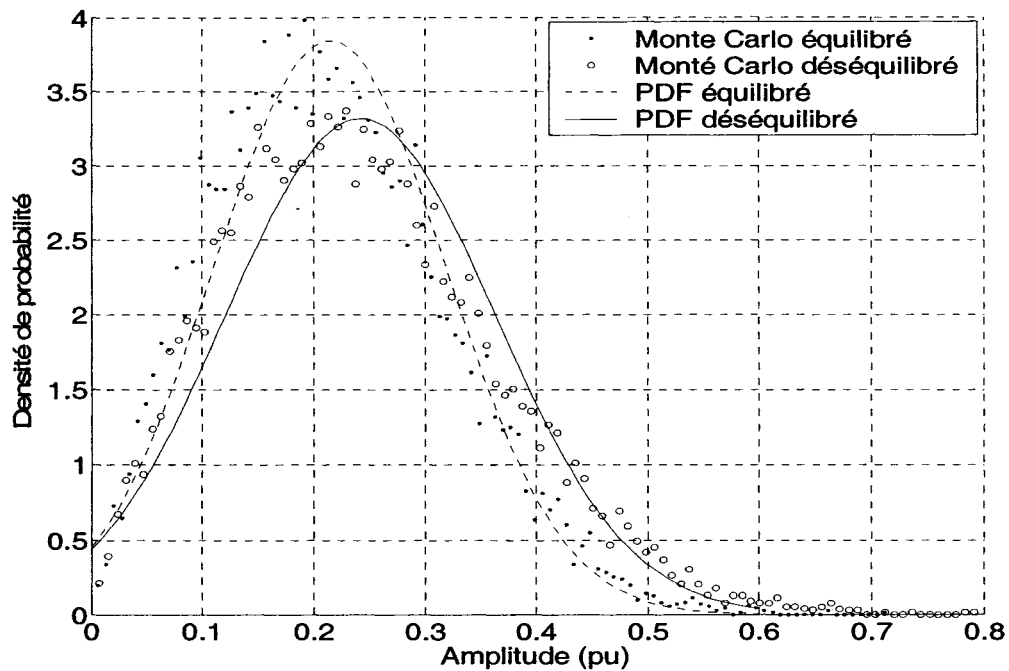


Figure G. 29 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 17 de la phase C, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

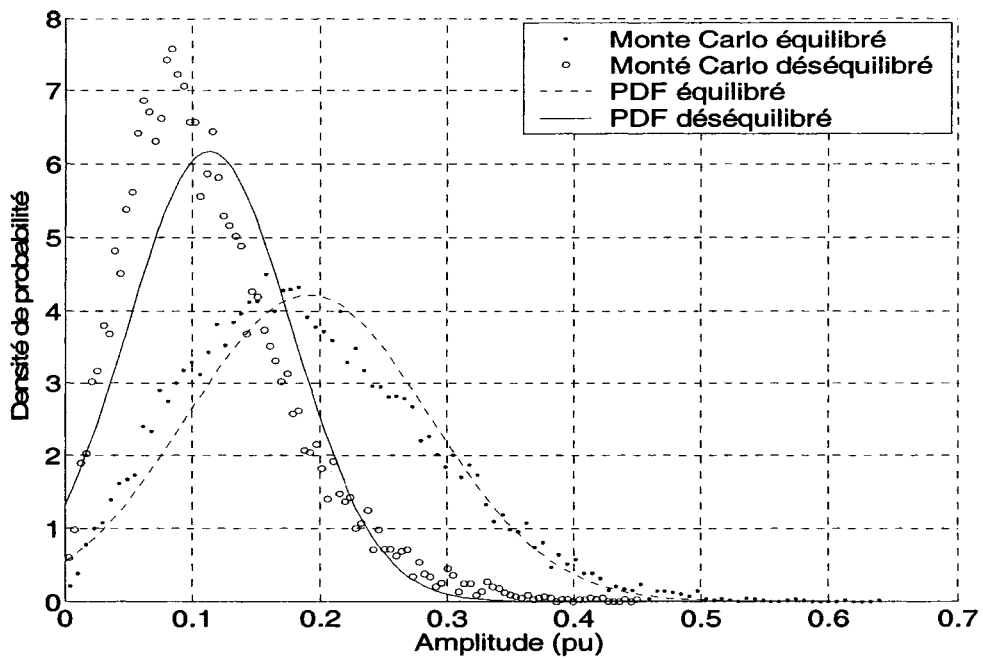


Figure G. 30 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 19 de la phase C, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

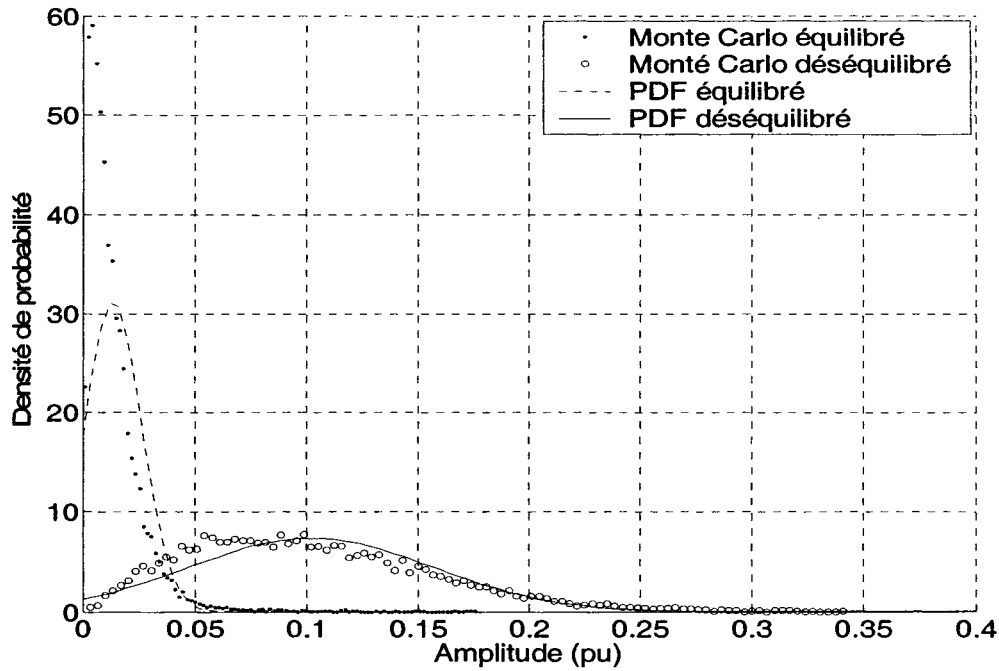


Figure G. 31 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 21 de la phase C, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

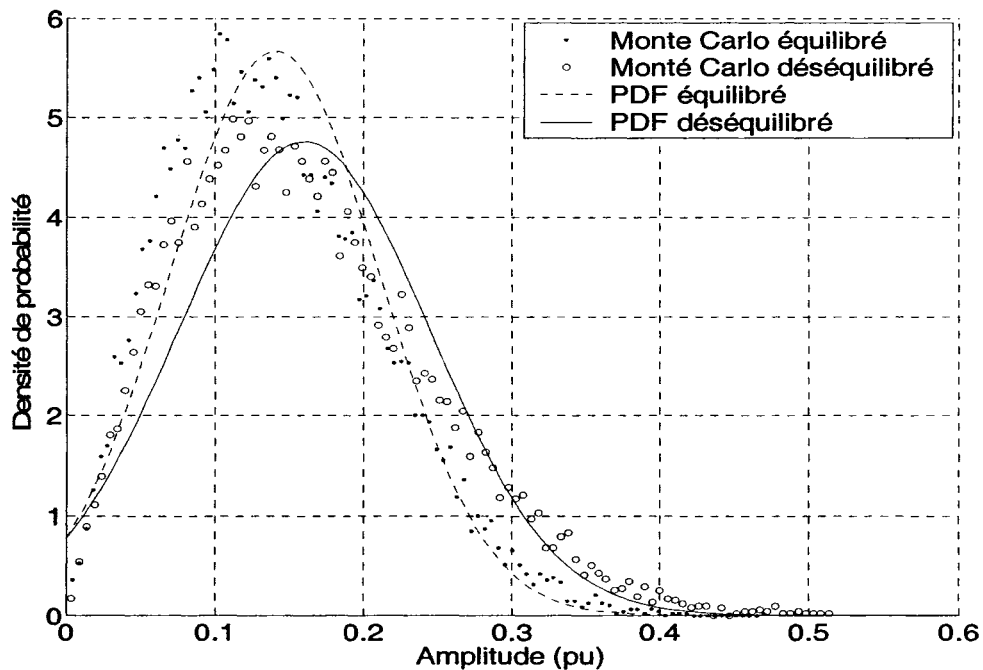


Figure G. 32 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 23 de la phase C, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

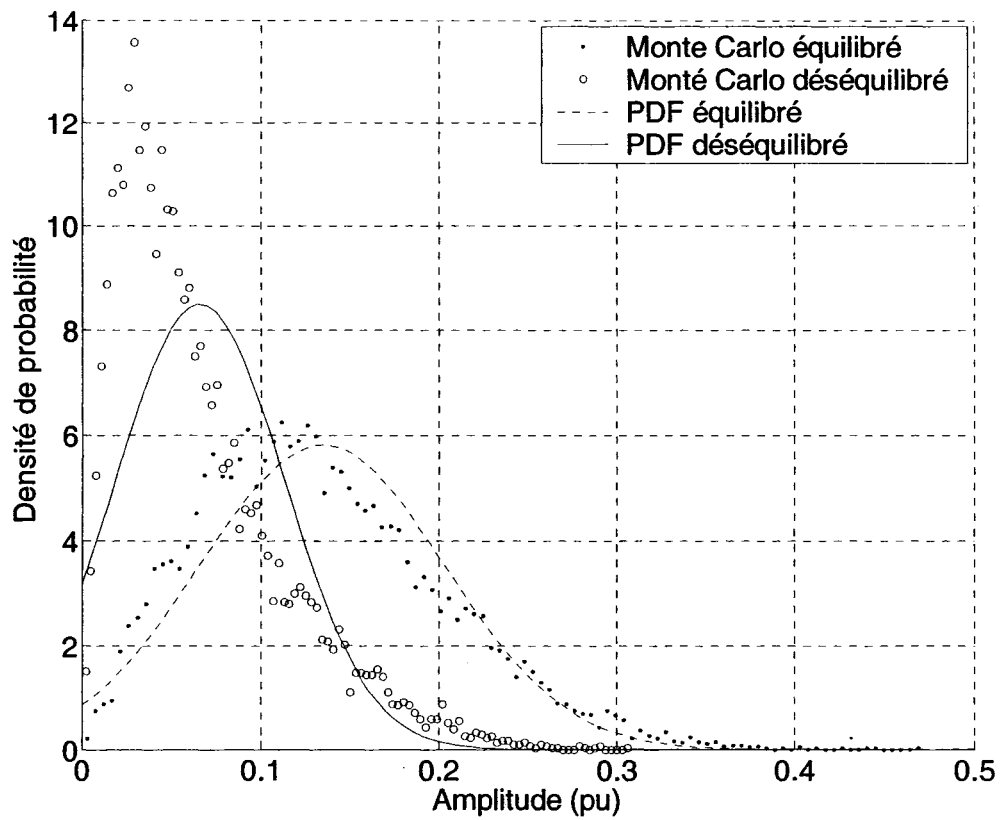


Figure G. 33 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 25 de la phase C, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est nul

Annexe H

PDF des harmoniques de la phase A, de rang 9 à 25, pour la simulation avec paramètres réalistes avec tensions d'alimentation déséquilibrées (angle de déséquilibre de 60°), comparés aux PDF obtenus avec des tensions d'alimentation équilibrées

Les PDF de l'annexe H sont calculées à partir des résultats de simulation de la deuxième étude de cas de la section 6.3.2.

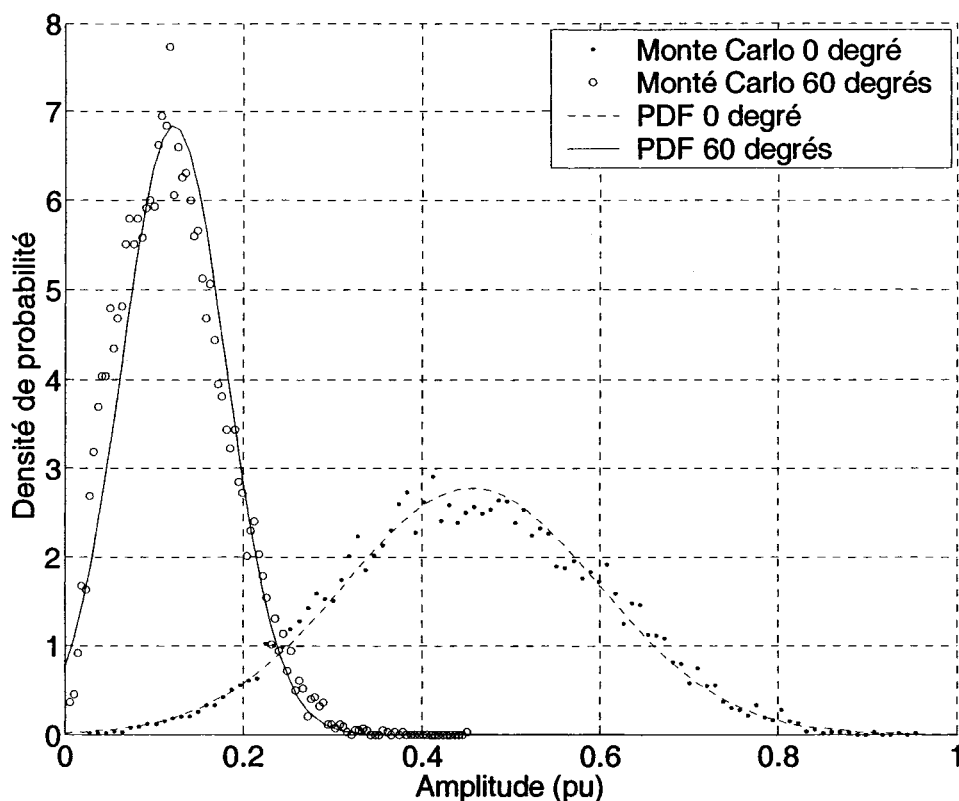


Figure H. 1 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 9 de la phase A, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

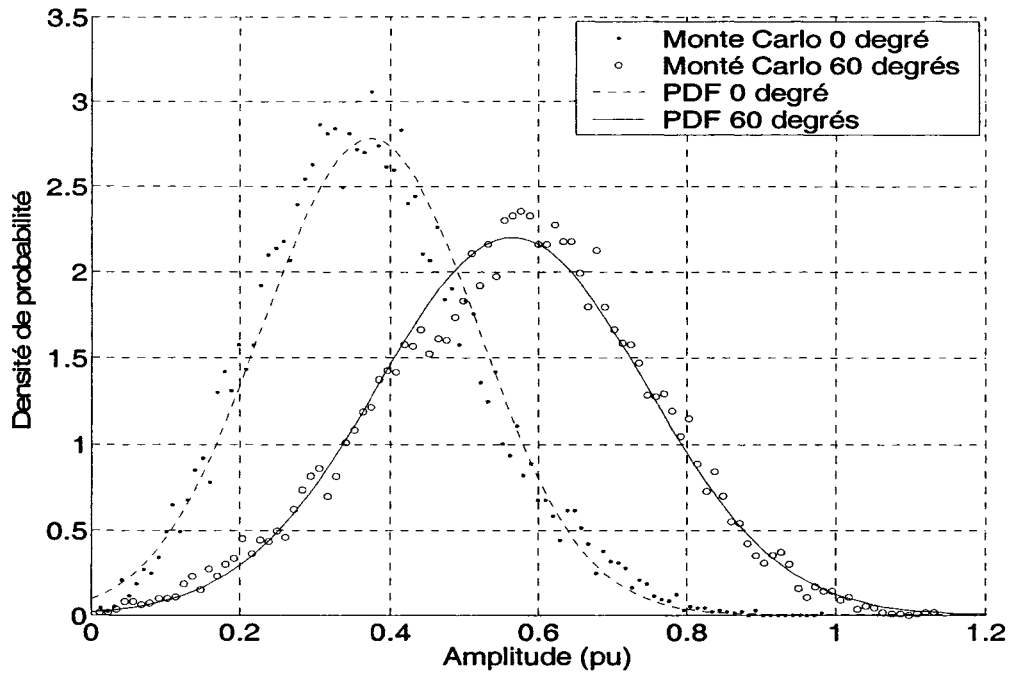


Figure H. 2 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 11 de la phase A, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

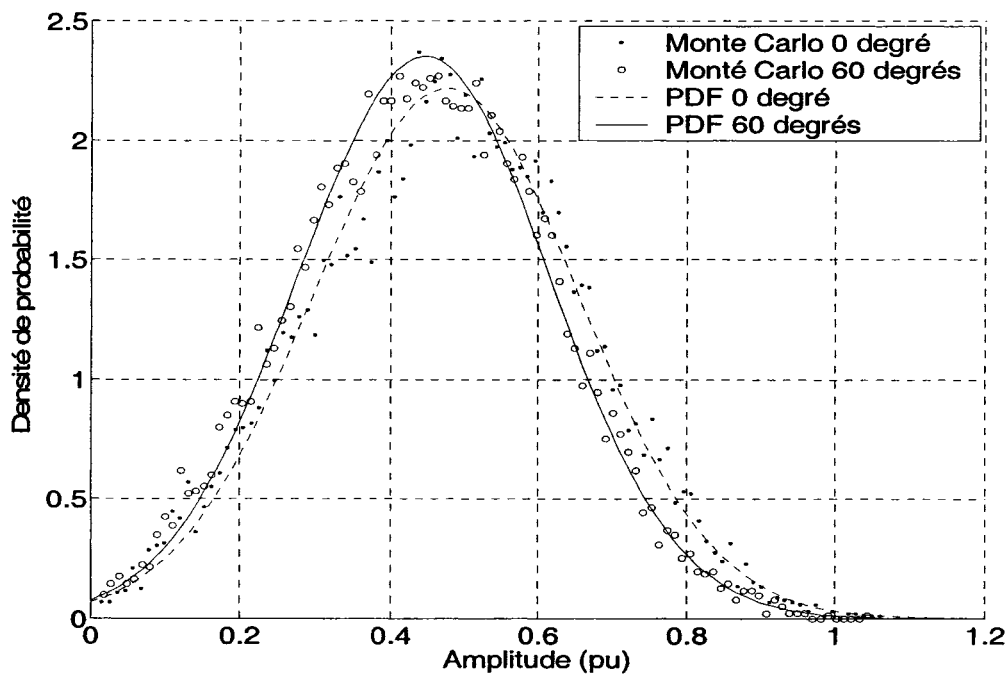


Figure H. 3 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 13 de la phase A, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

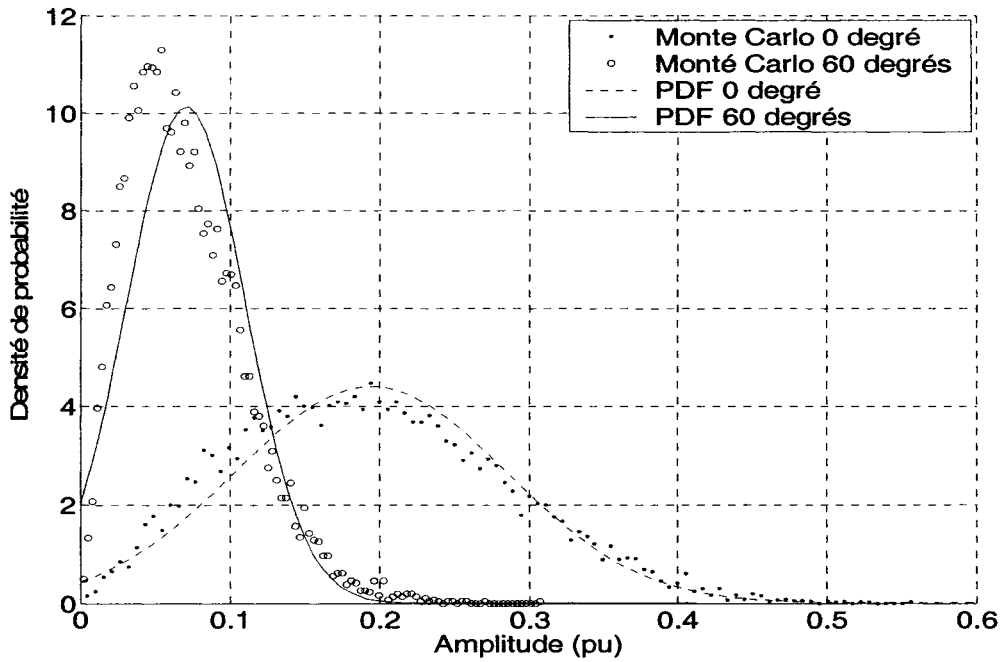


Figure H. 4 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 15 de la phase A, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

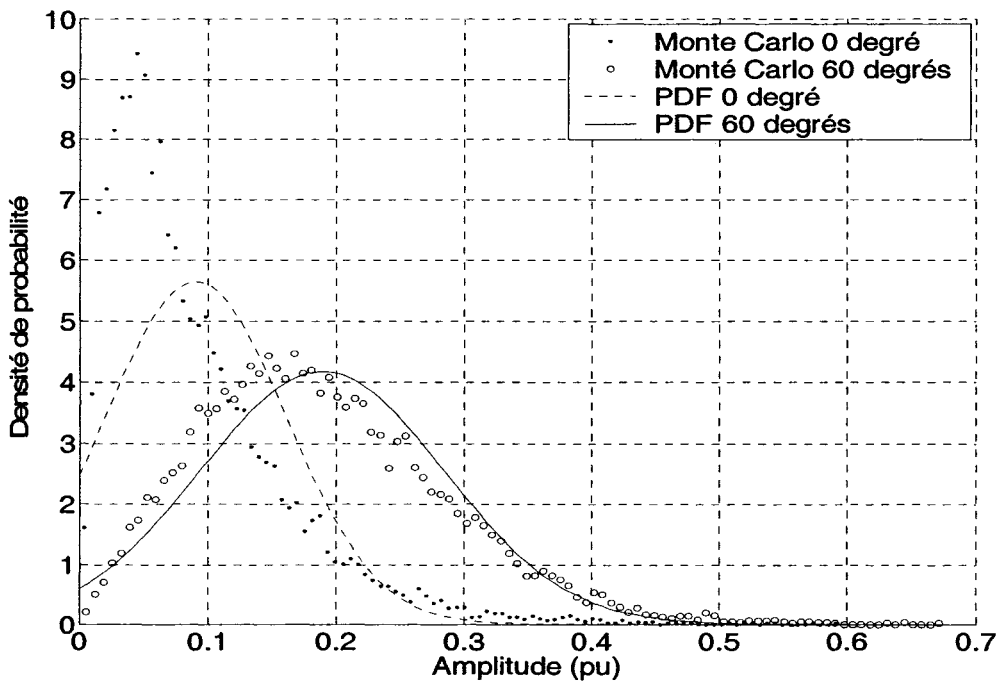


Figure H. 5 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 17 de la phase A, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

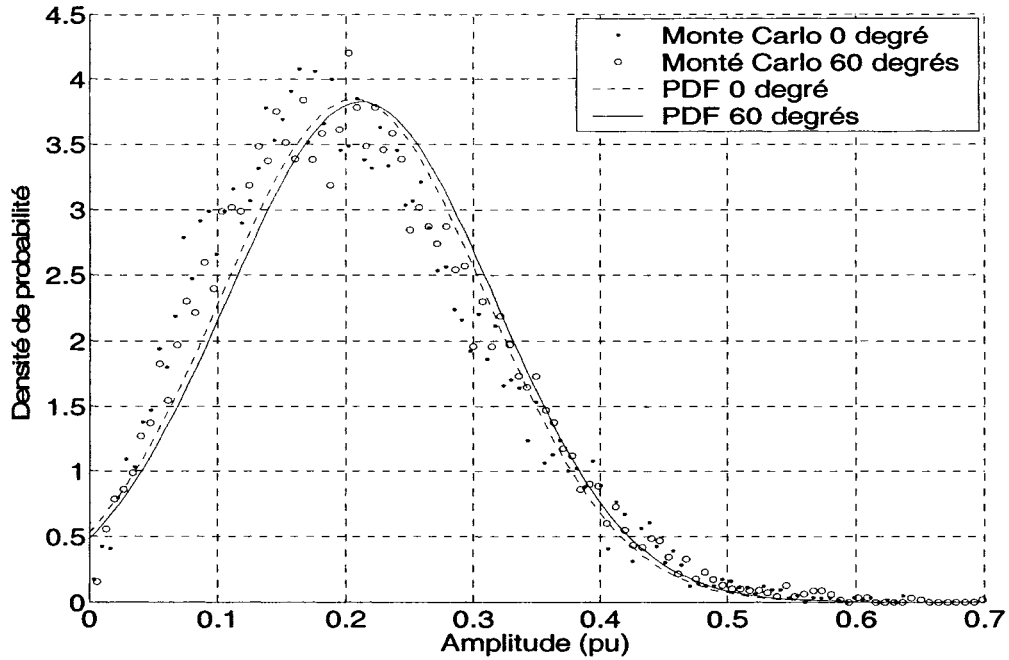


Figure H. 6 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 19 de la phase A, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

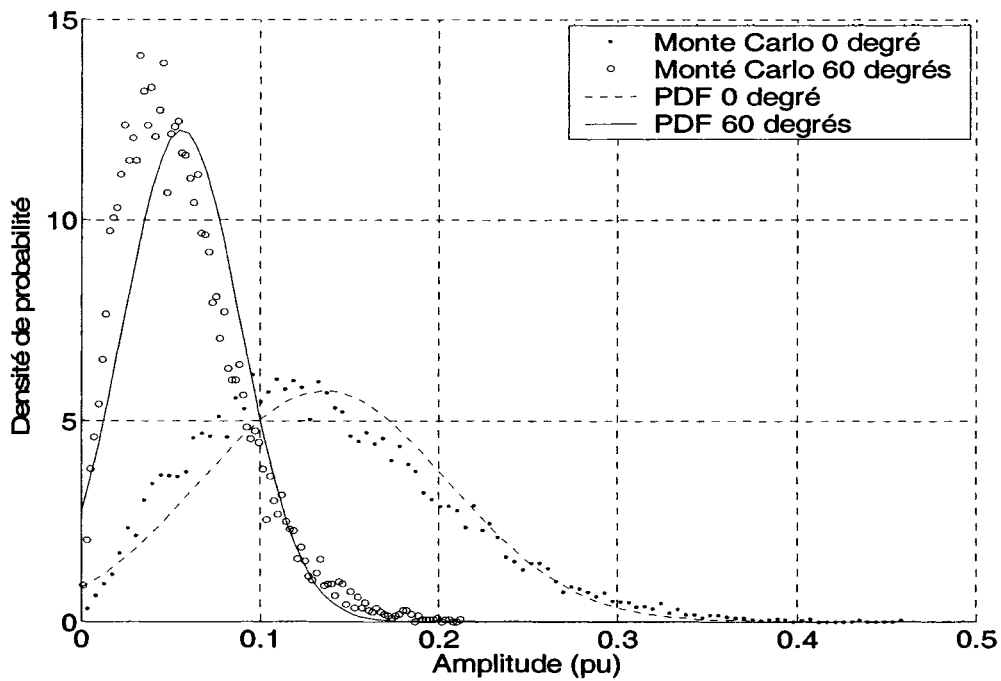


Figure H. 7 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 21 de la phase A, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

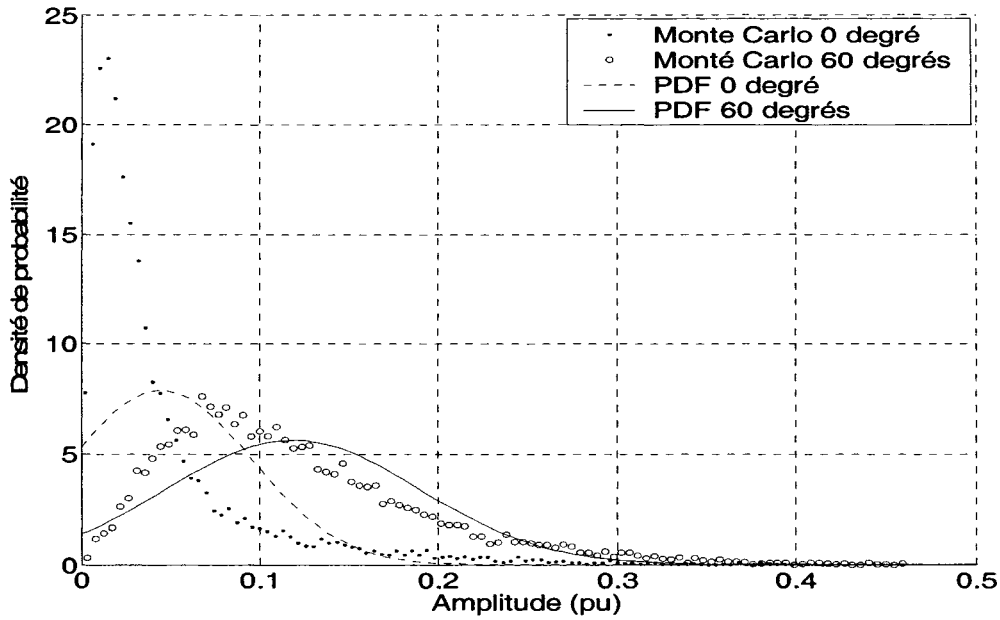


Figure H. 8 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 23 de la phase A, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

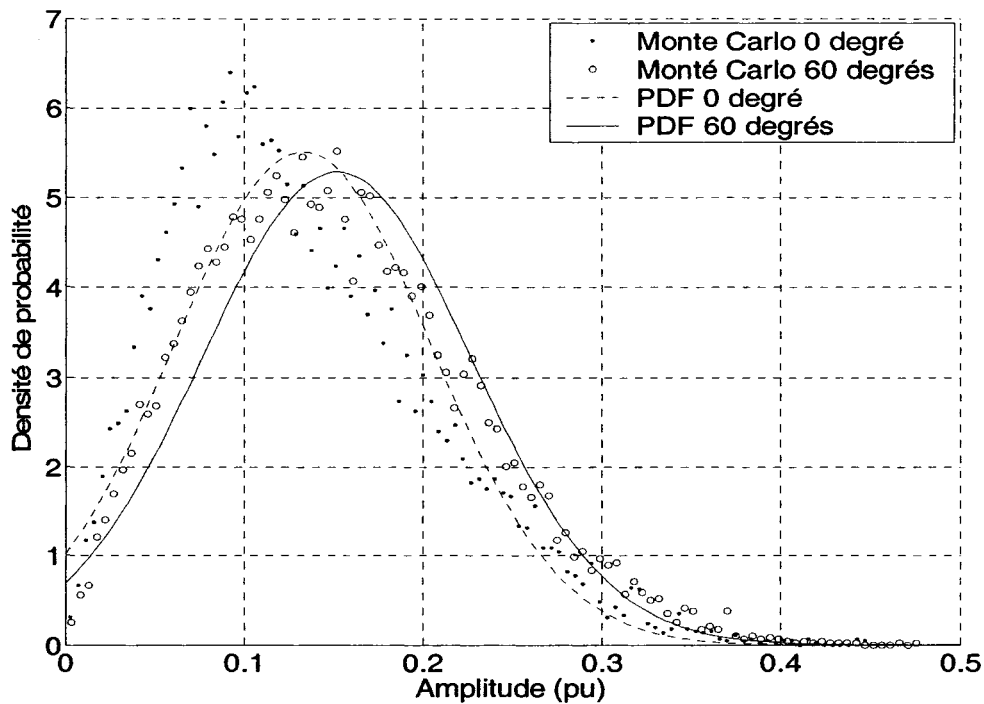


Figure H. 9 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 25 de la phase A, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

PDF des harmoniques de la phase B, de rang 3 à 25, pour la simulation avec paramètres réalistes avec tensions d'alimentation déséquilibrées (angle de déséquilibre de 60°), comparés aux PDF obtenus avec des tensions d'alimentation équilibrées

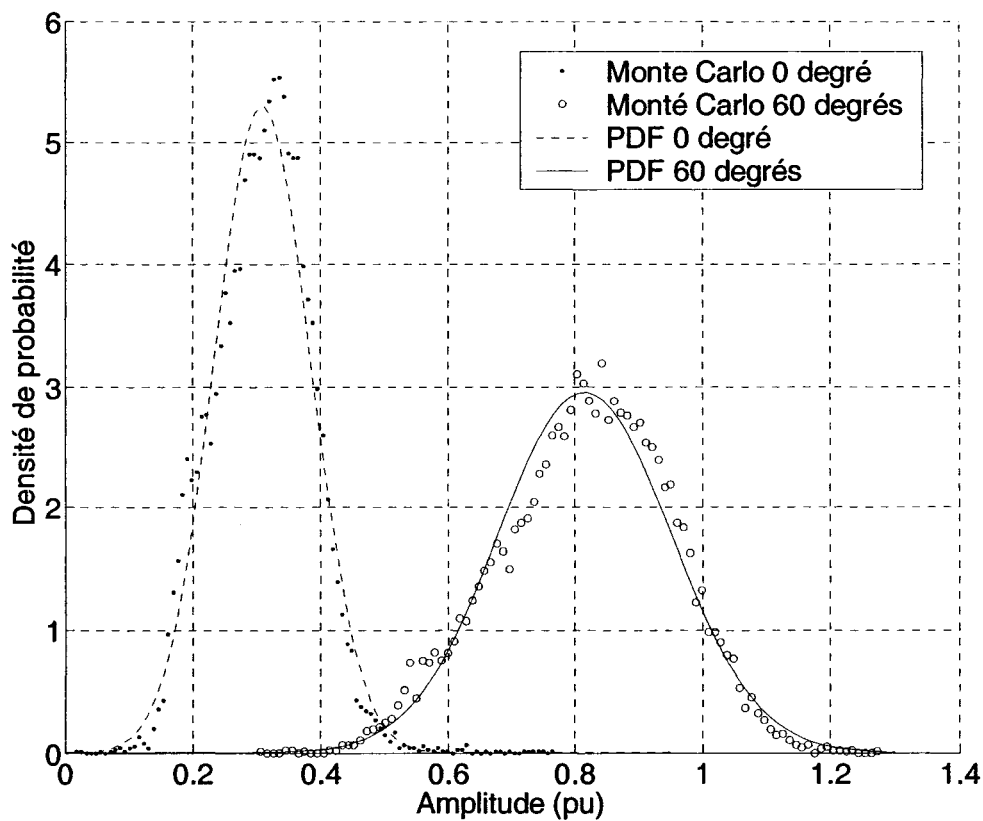


Figure H. 10 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 3 de la phase B, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

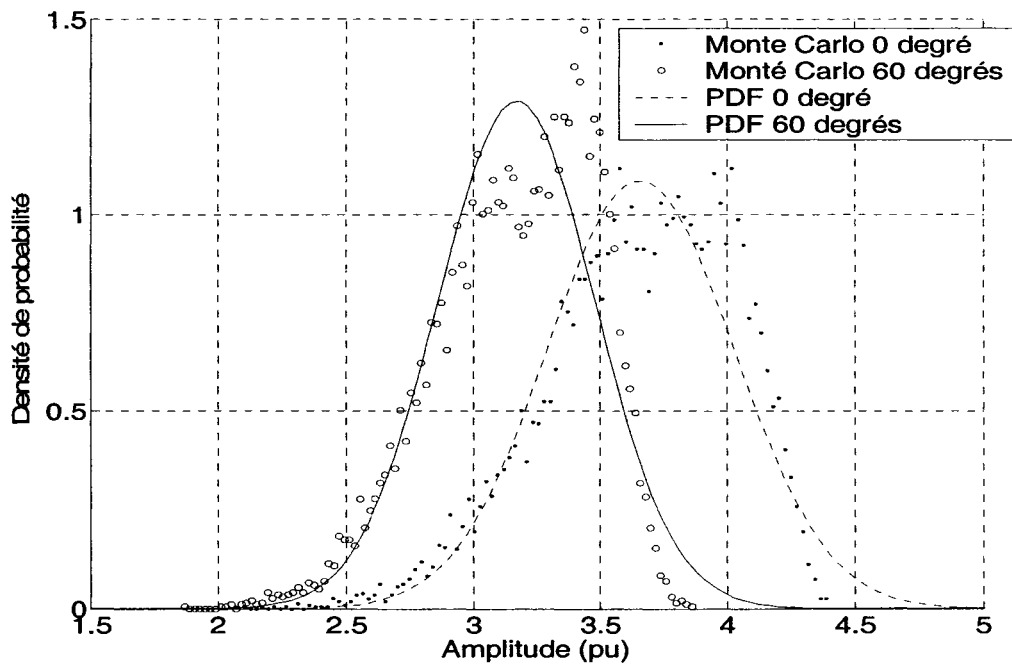


Figure H. 11 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 5 de la phase B, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

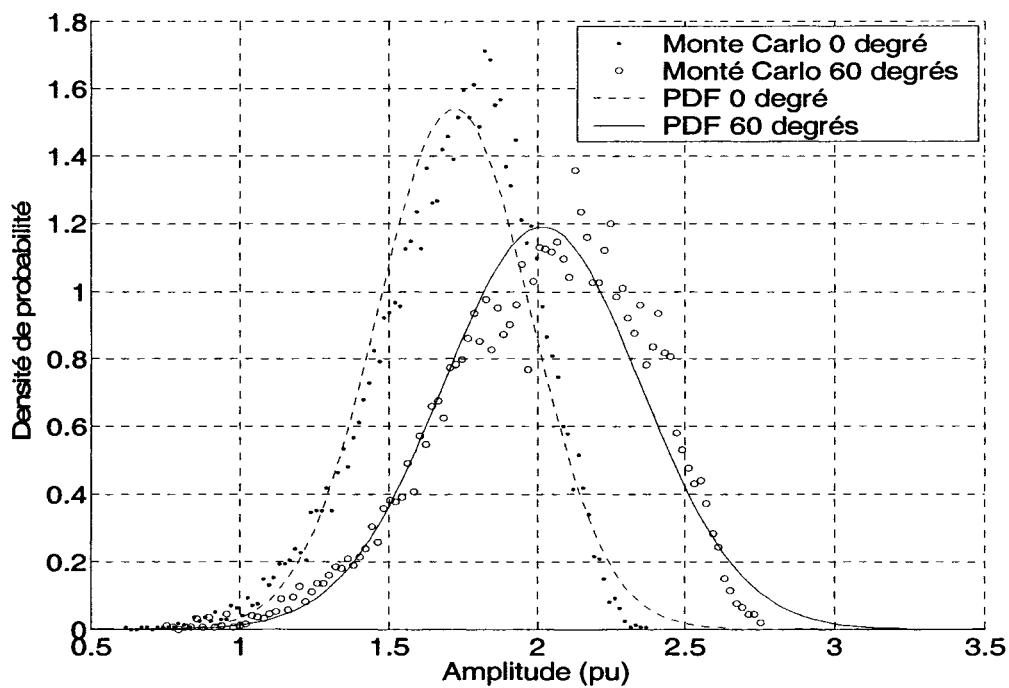


Figure H. 12 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 7 de la phase B, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

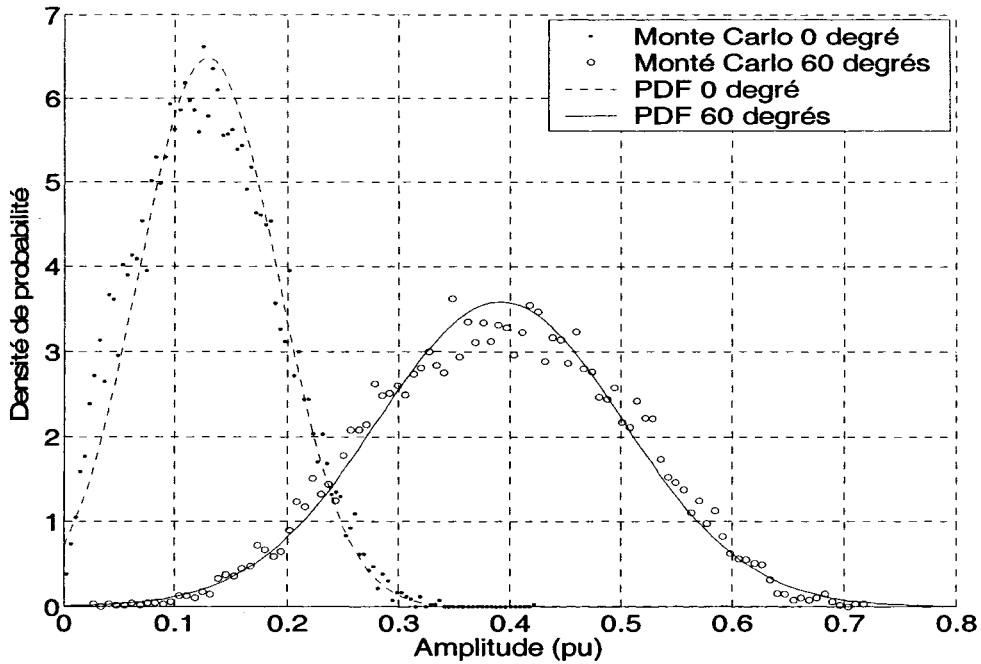


Figure H. 13 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 9 de la phase B, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

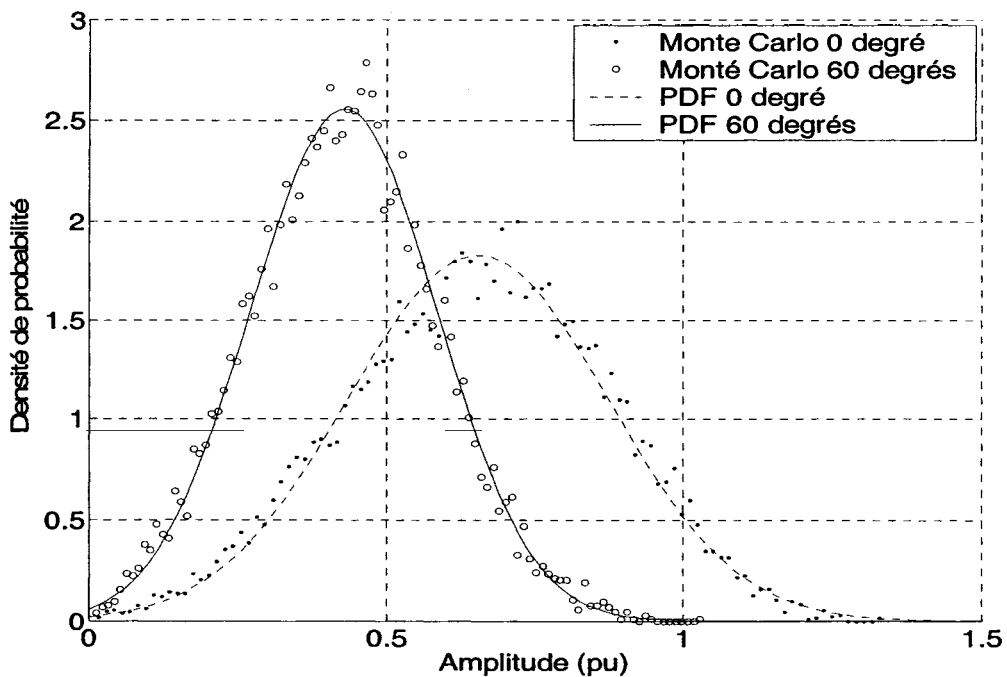


Figure H. 14 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 11 de la phase B, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

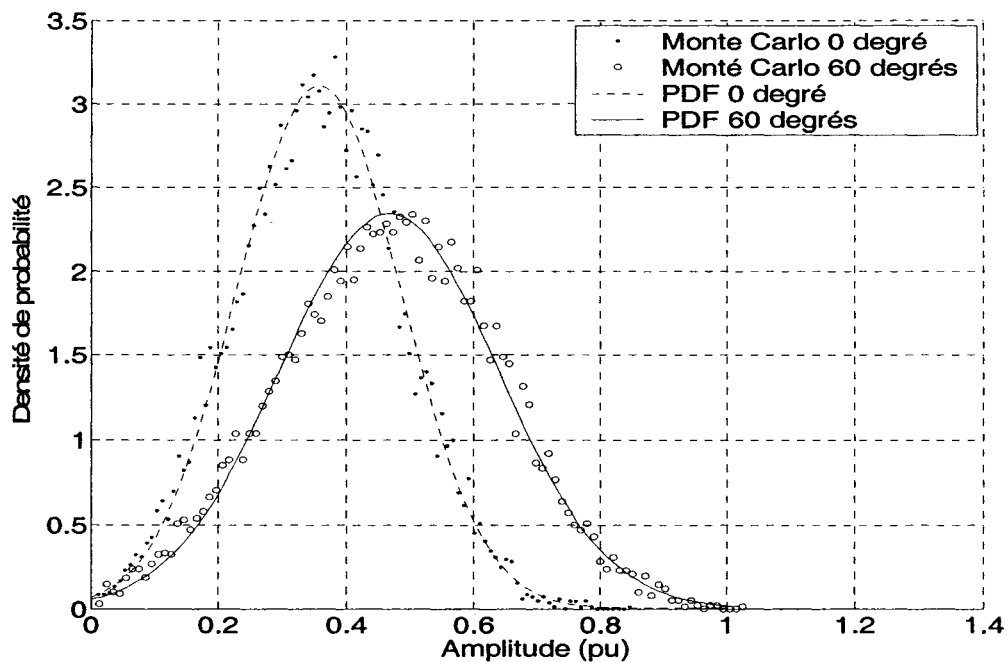


Figure H. 15 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 13 de la phase B, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

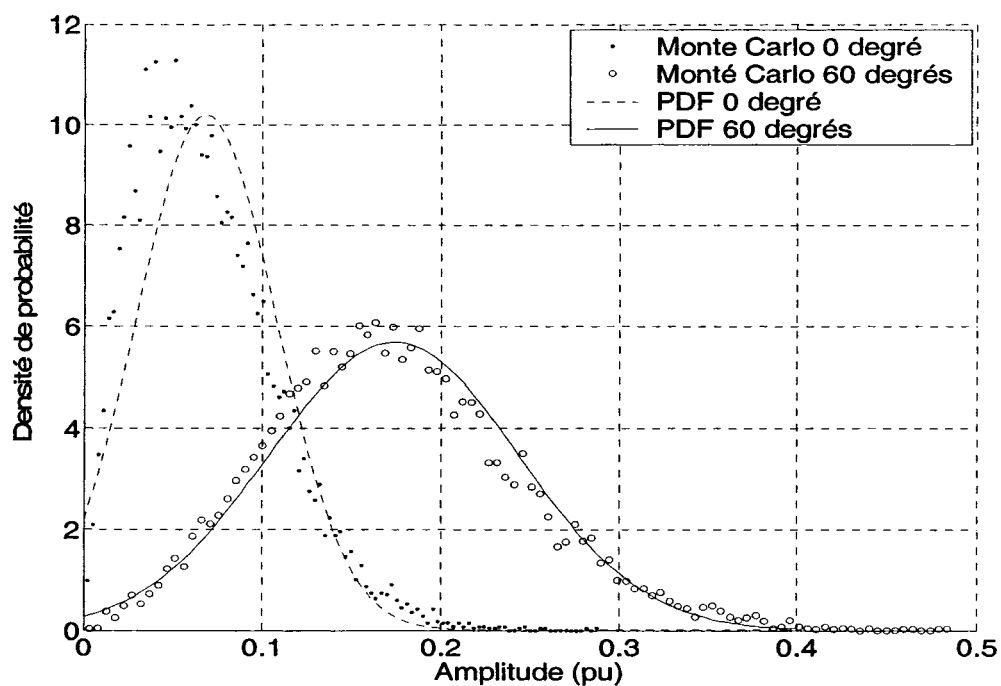


Figure H. 16 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 15 de la phase B, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

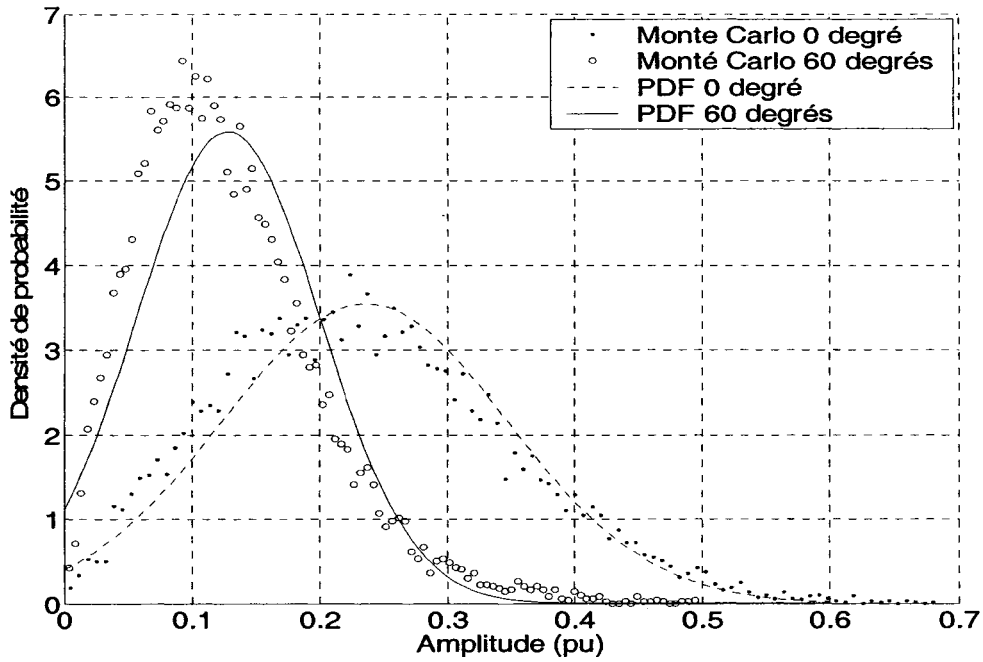


Figure H. 17 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 17 de la phase B, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

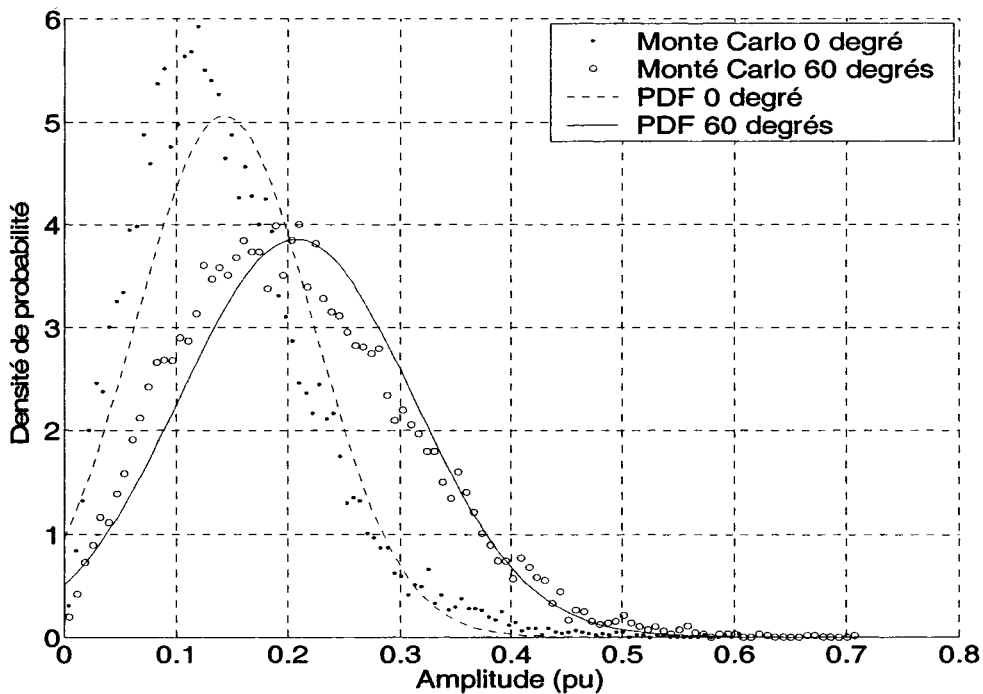


Figure H. 18 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 19 de la phase B, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

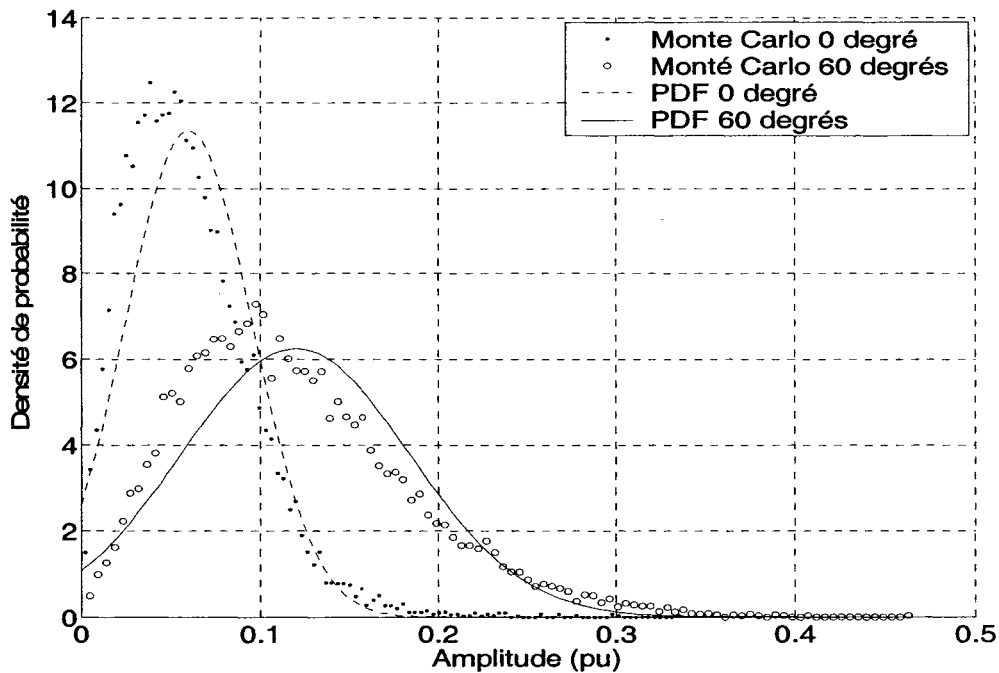


Figure H. 19 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 21 de la phase B, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

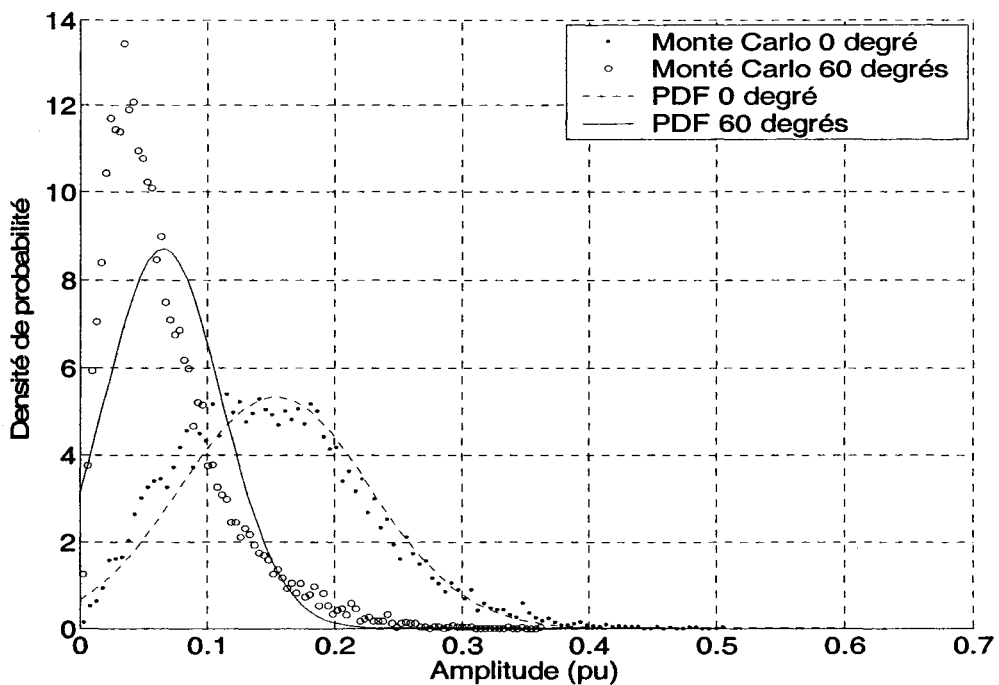


Figure H. 20 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 23 de la phase B, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

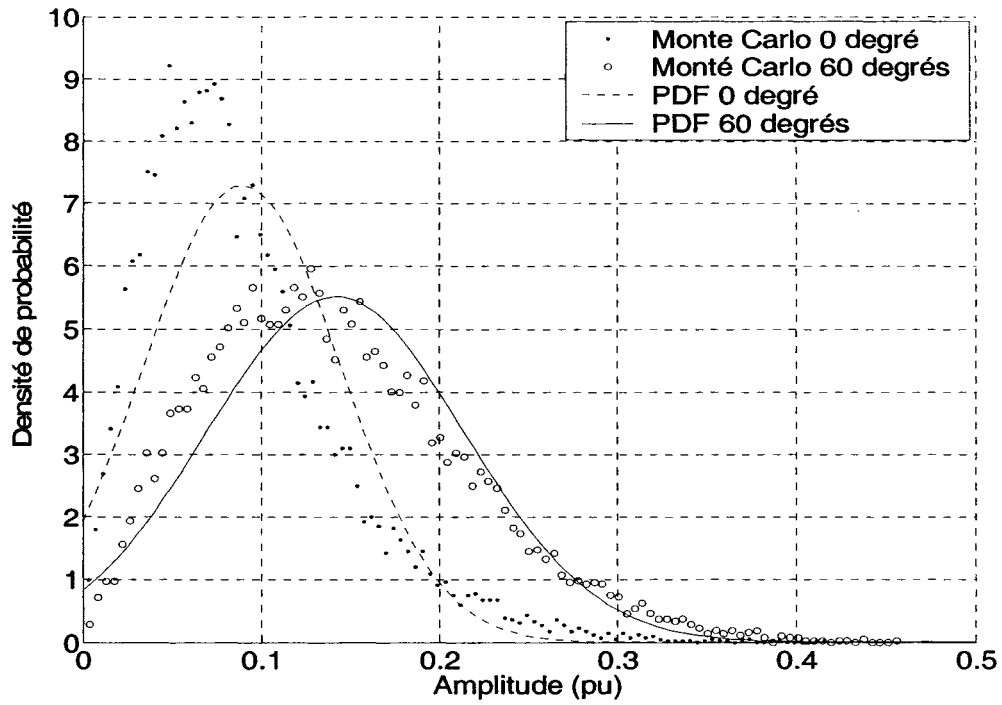


Figure H. 21 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 25 de la phase B, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

PDF des harmoniques de la phase C, de rang 3 à 25, pour la simulation avec paramètres réalistes avec tensions d'alimentation déséquilibrées (angle de déséquilibre de 60°), comparés aux PDF obtenus avec des tensions d'alimentation équilibrées

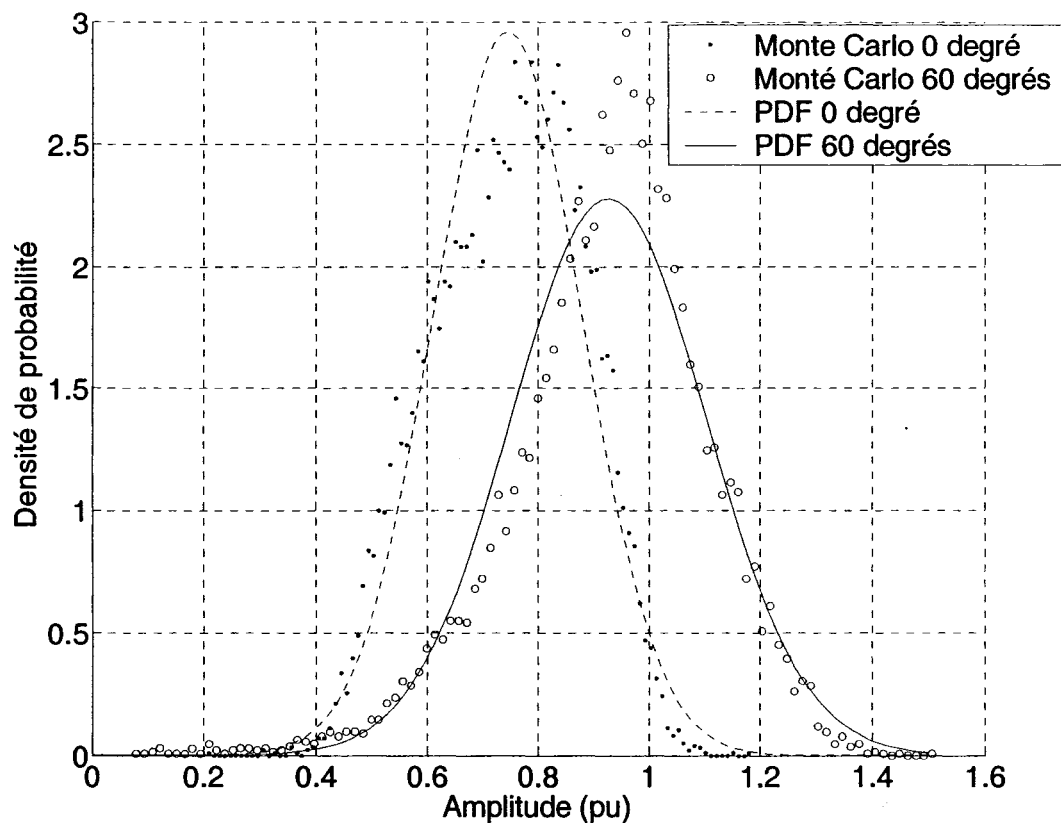


Figure H. 22 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 3 de la phase C, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

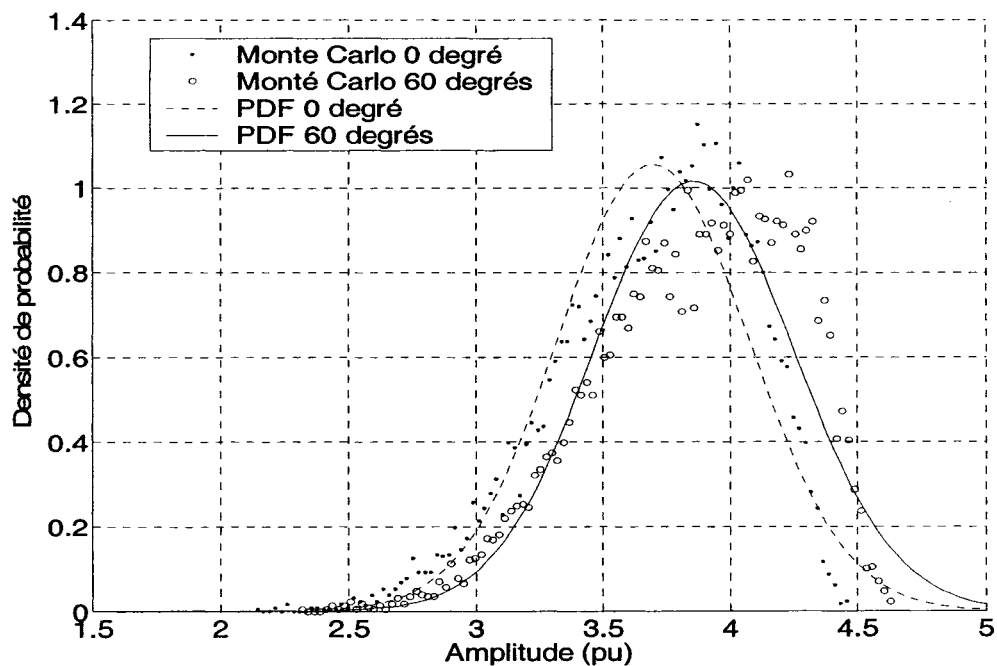


Figure H. 23 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 5 de la phase C, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

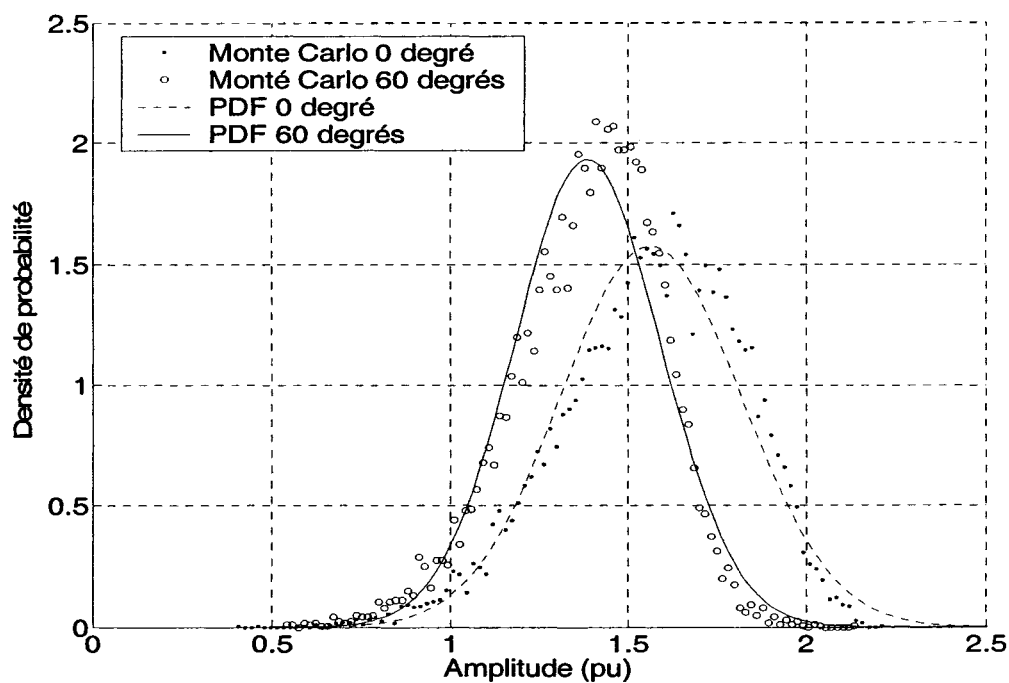


Figure H. 24 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 7 de la phase C, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

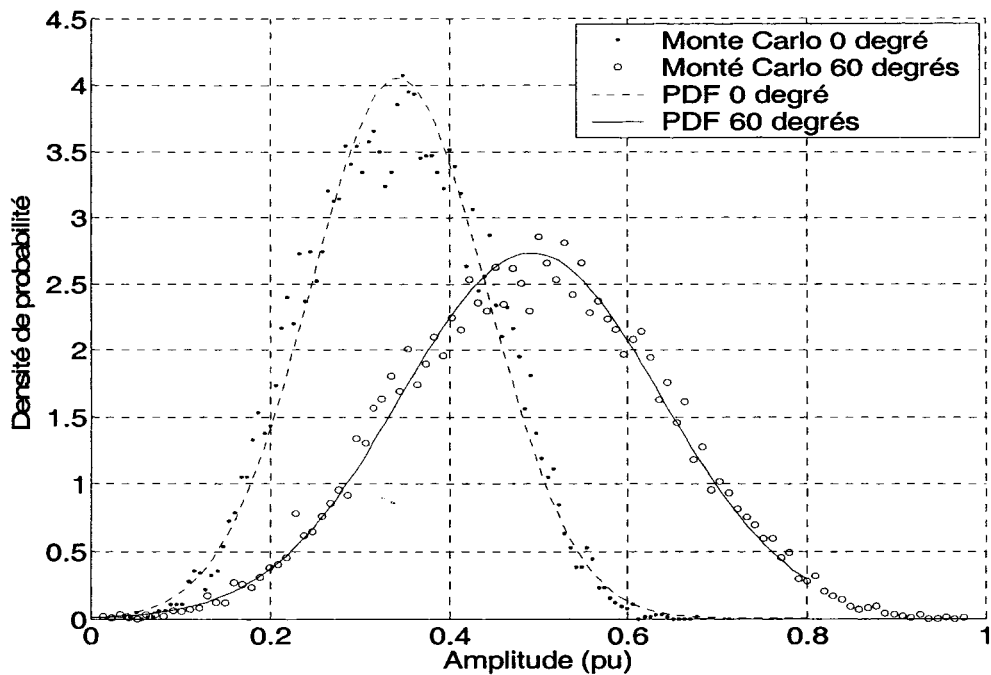


Figure H. 25 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 9 de la phase C, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

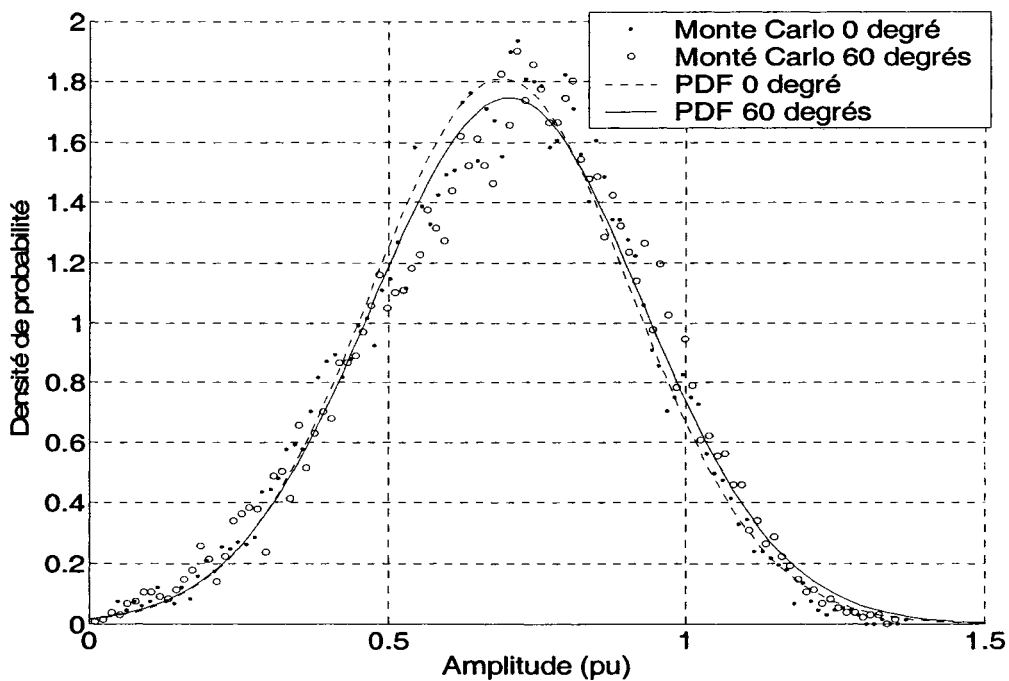


Figure H. 26 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 11 de la phase C, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

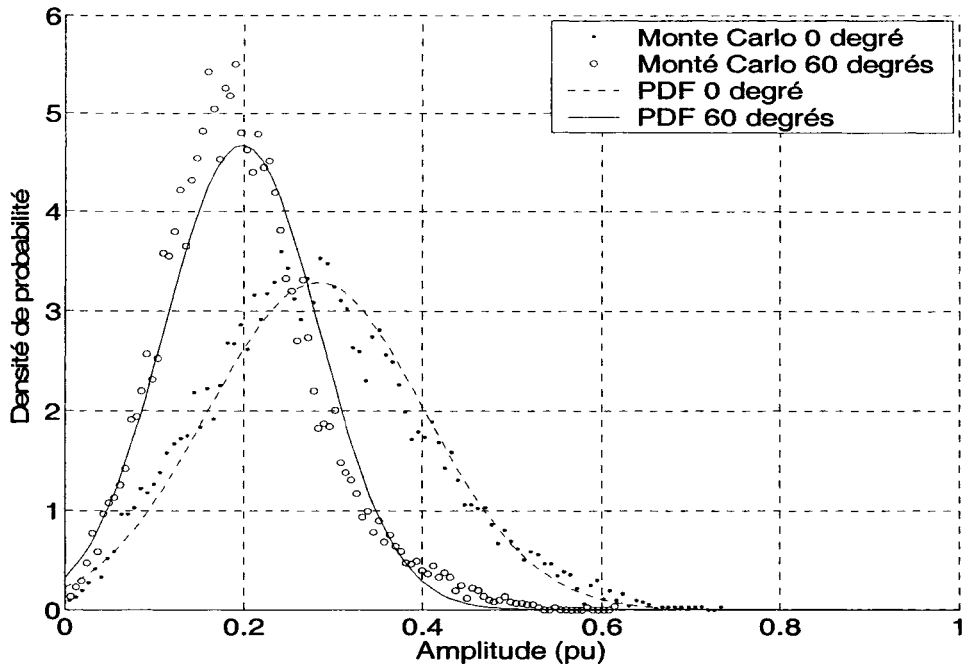


Figure H. 27 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 13 de la phase C, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

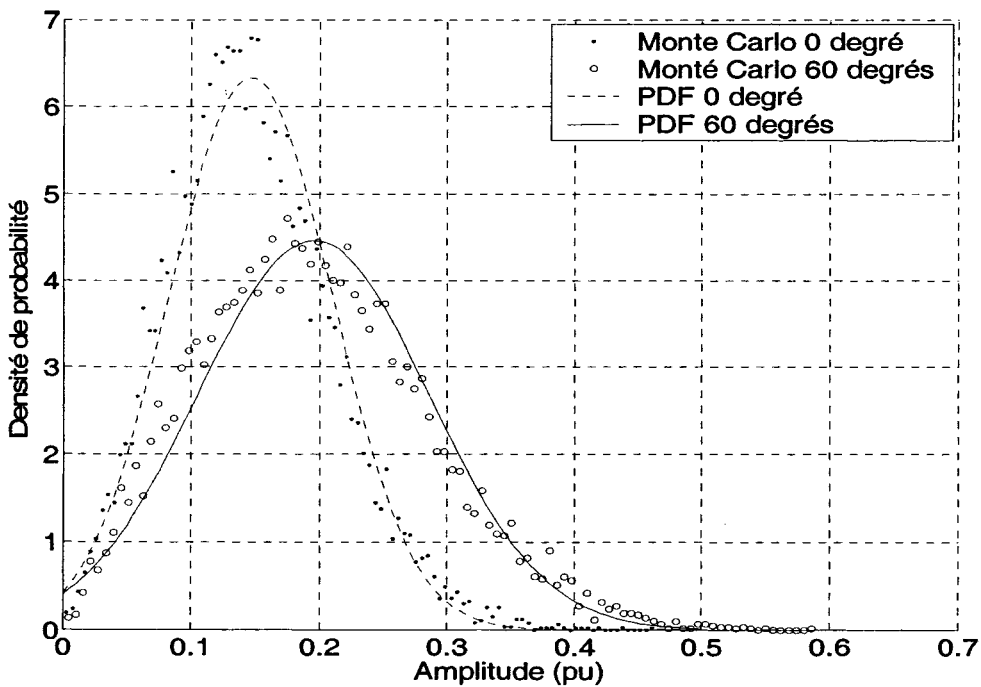


Figure H. 28 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 15 de la phase C, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

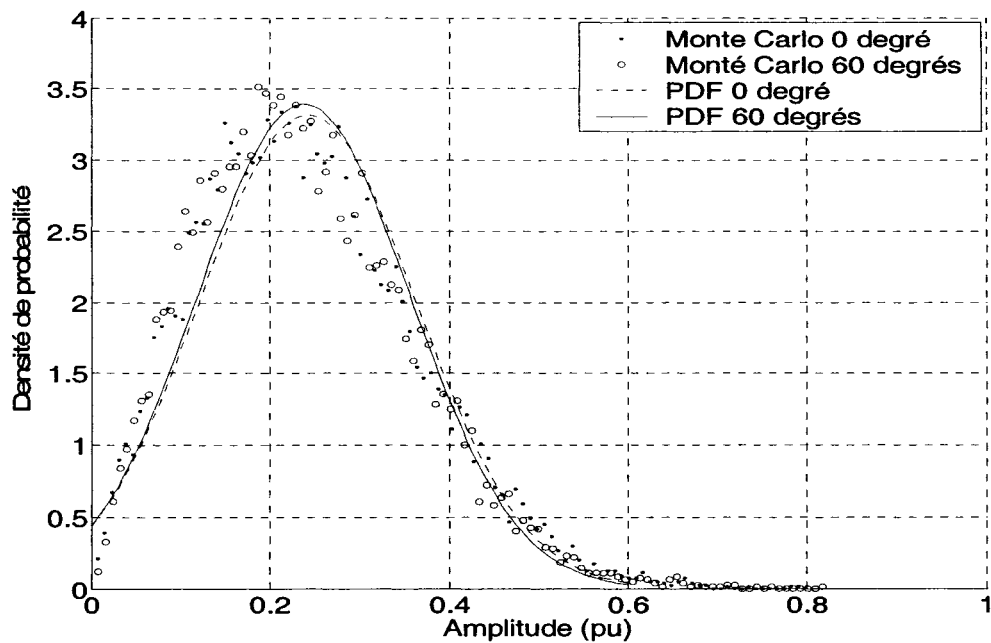


Figure H. 29 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 17 de la phase C, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

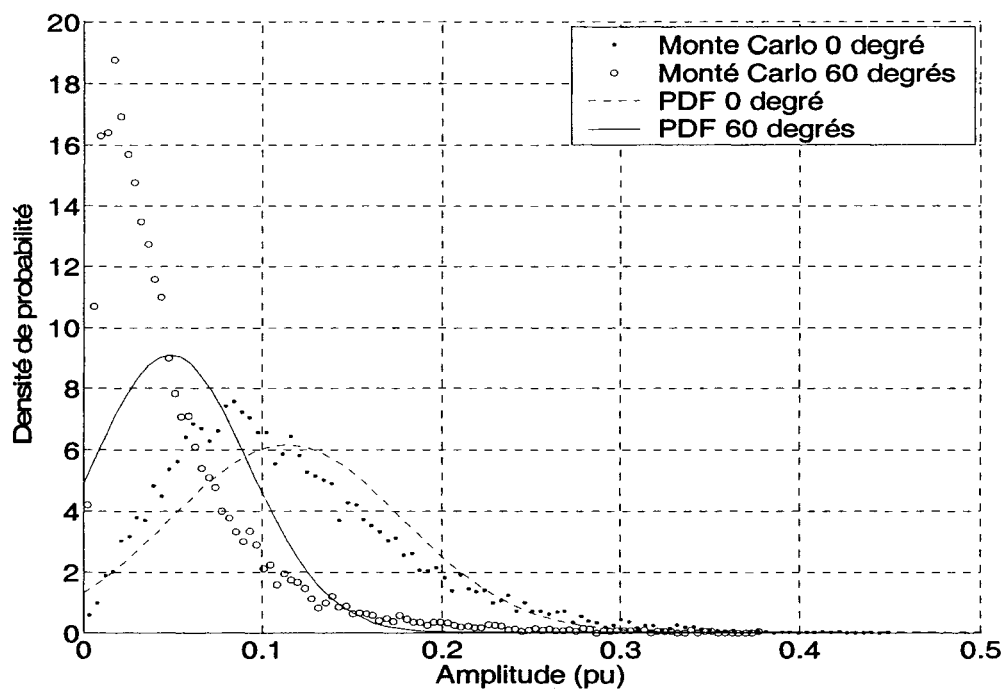


Figure H. 30 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 19 de la phase C, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

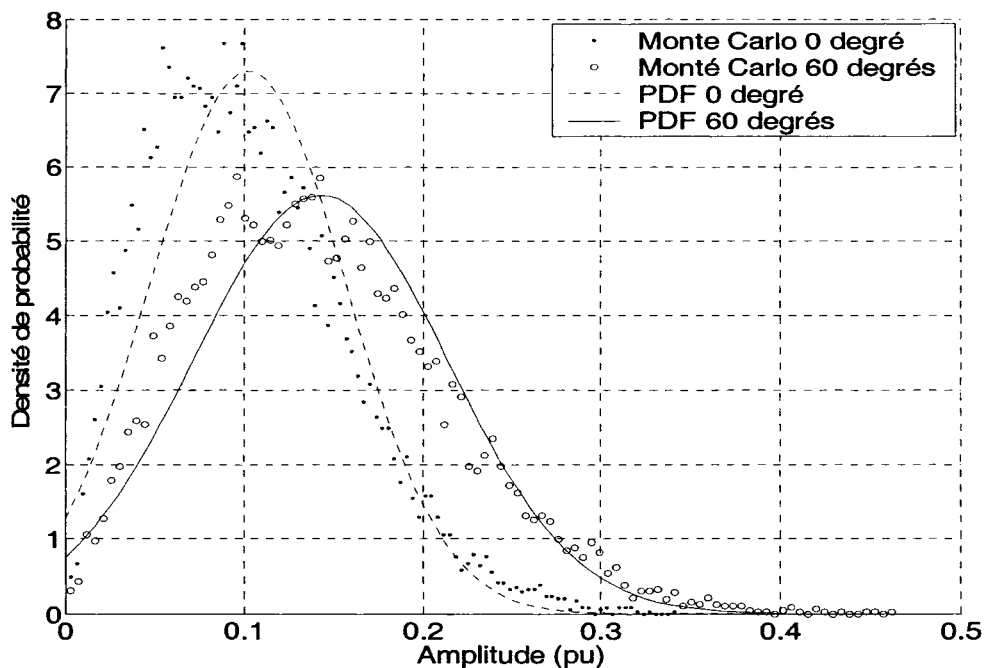


Figure H. 31 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 21 de la phase C, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

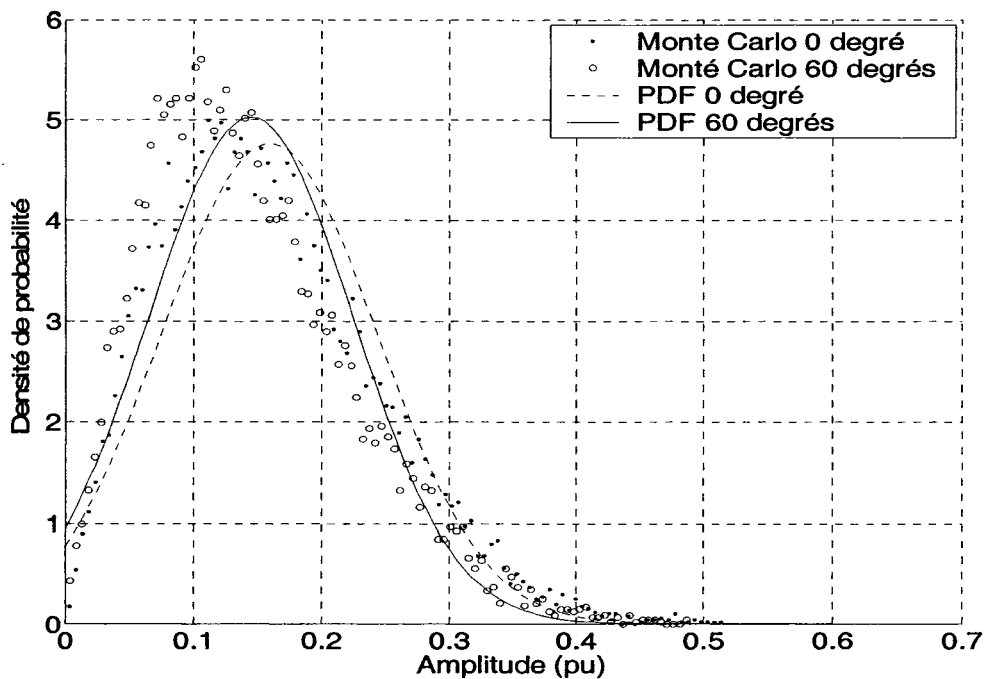


Figure H. 32 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 23 de la phase C, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

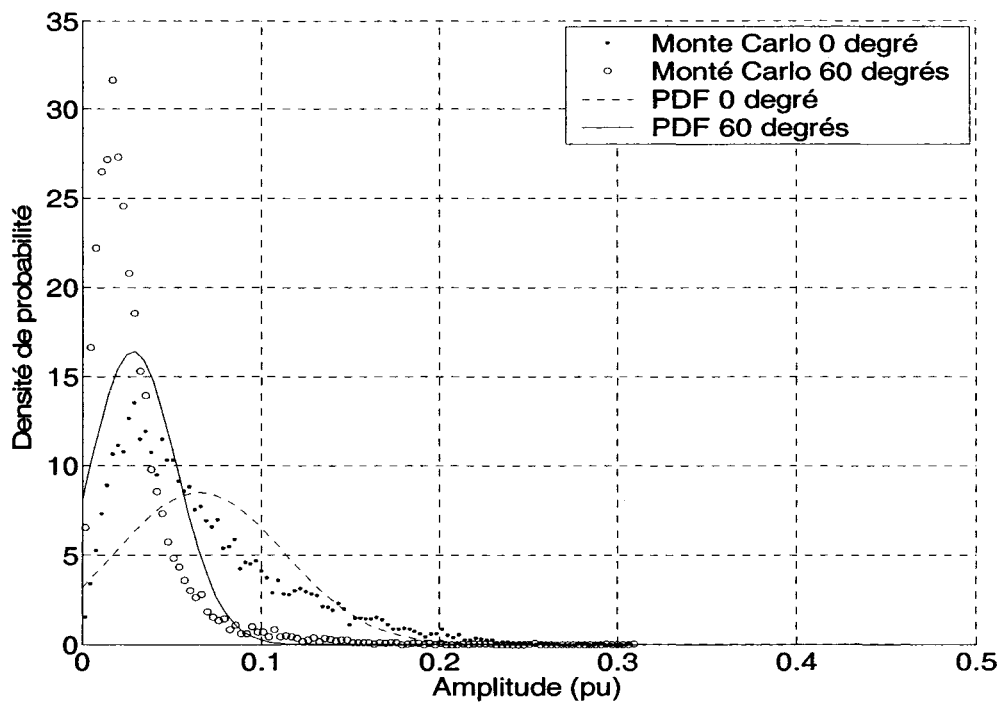


Figure H. 33 : PDF de l'harmonique de courant d'ordre 25 de la phase C, obtenue lorsque le taux de déséquilibre est de 5% et que l'angle de déséquilibre est de 60°

Annexe I

PDF et graphiques de courant pour étude diversité avec variation du nombre de convertisseurs

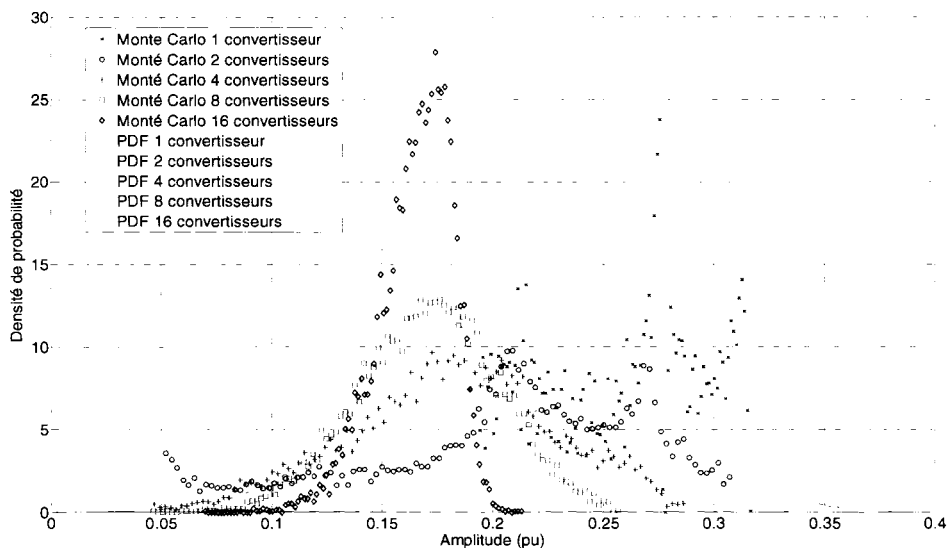


Figure I. 1 : PDF approximatives de l'amplitude normalisée de l'harmonique de rang 7, pour des systèmes composés de 1 à 16 convertisseurs

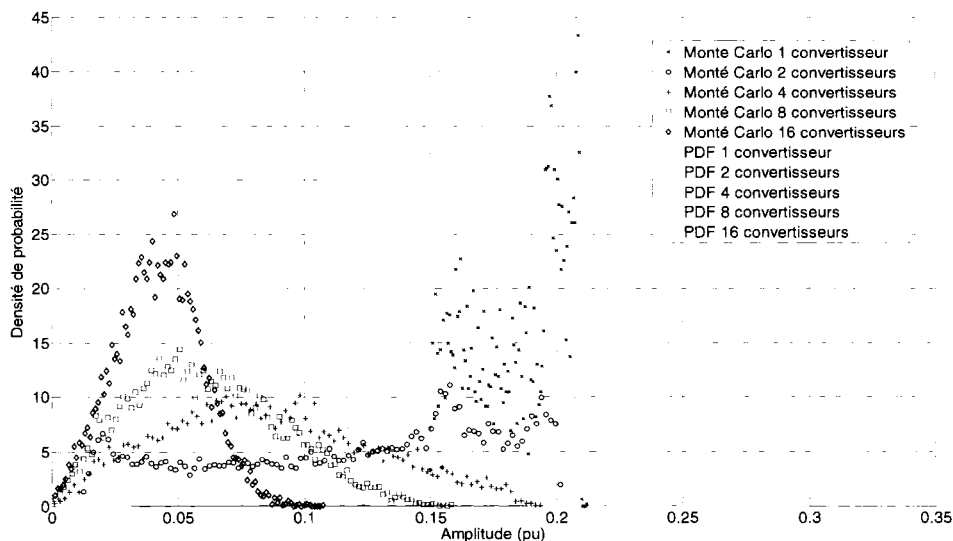


Figure I. 2 : PDF approximatives de l'amplitude normalisée de l'harmonique de rang 11, pour des systèmes composés de 1 à 16 convertisseurs

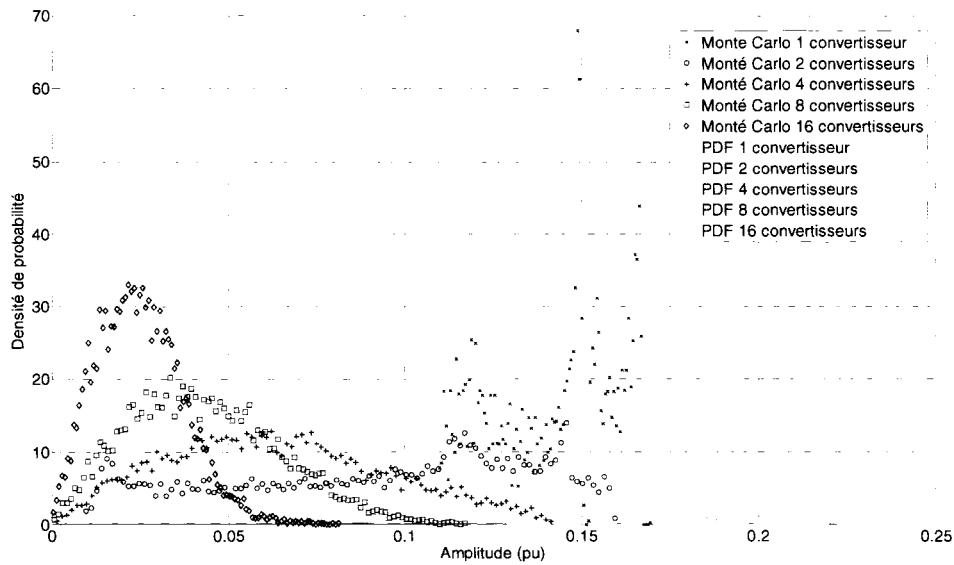


Figure I. 3 : PDF approximatives de l'amplitude normalisée de l'harmonique de rang 13, pour des systèmes composés de 1 à 16 convertisseurs

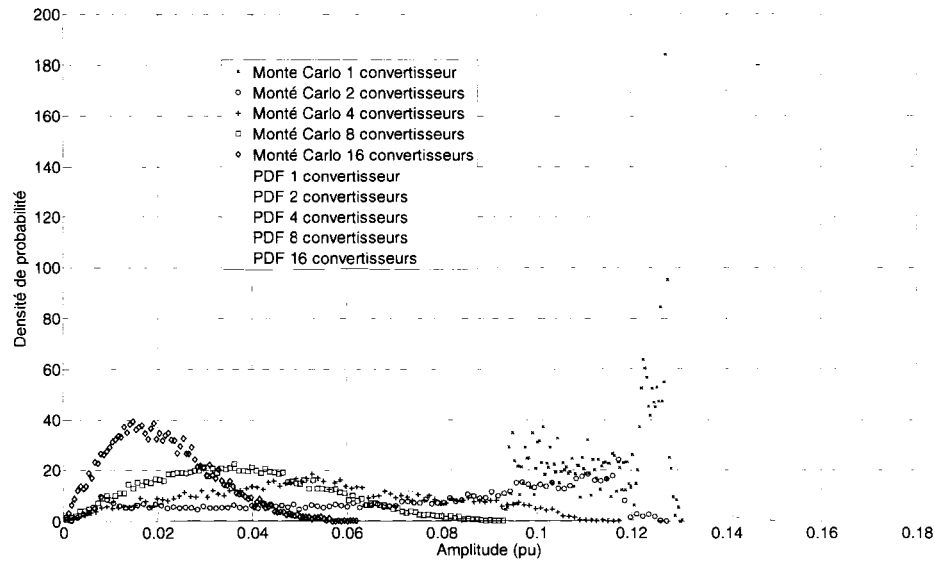


Figure I. 4 : PDF approximatives de l'amplitude normalisée de l'harmonique de rang 17, pour des systèmes composés de 1 à 16 convertisseurs

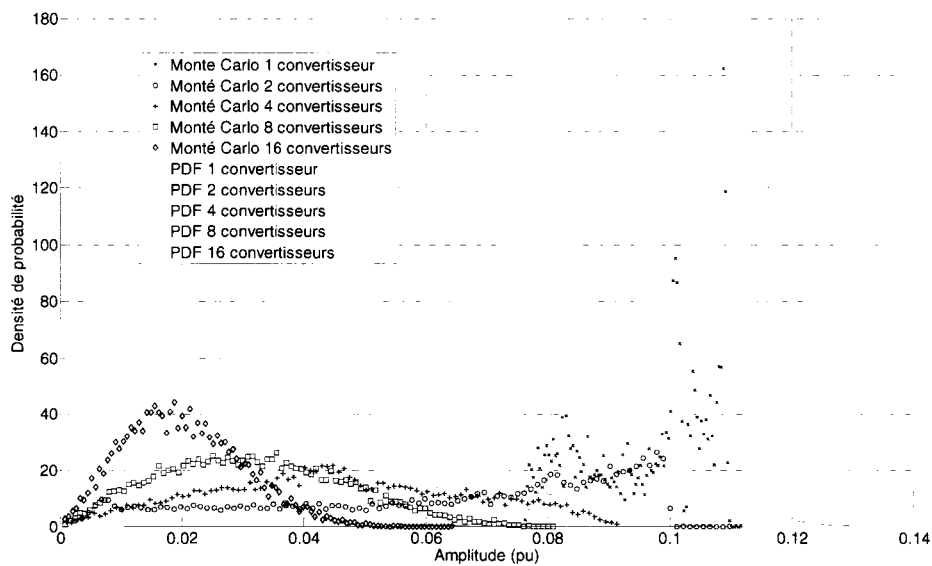


Figure I. 5 : PDF approximatives de l'amplitude normalisée de l'harmonique de rang 19, pour des systèmes composés de 1 à 16 convertisseurs

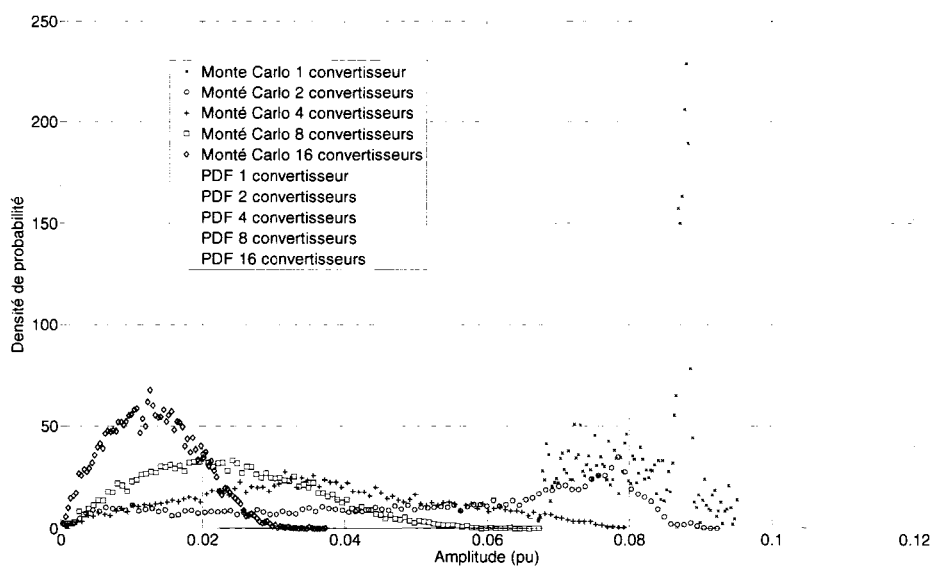


Figure I. 6 : PDF approximatives de l'amplitude normalisée de l'harmonique de rang 23, pour des systèmes composés de 1 à 16 convertisseurs

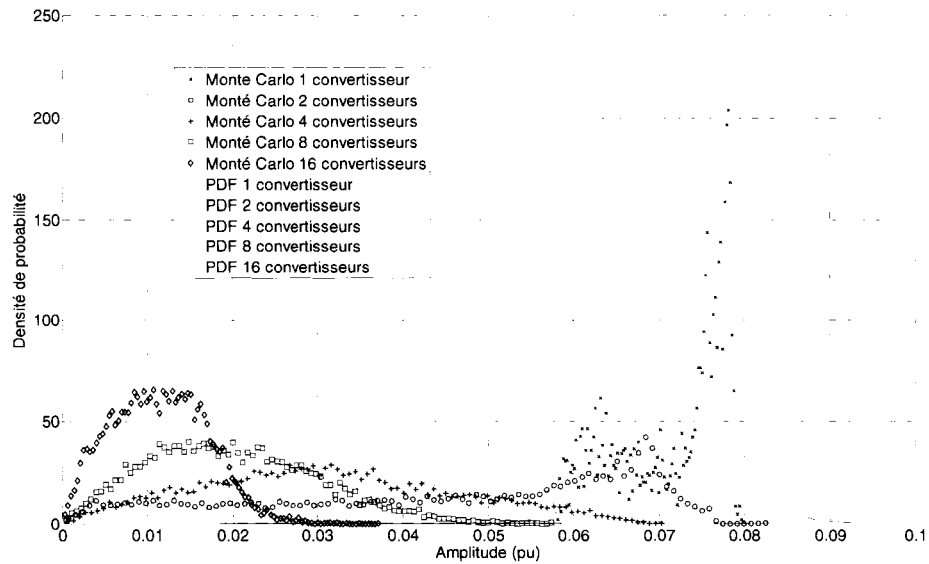


Figure I. 7 : PDF approximates de l'amplitude normalisée de l'harmonique de rang 25, pour des systèmes composés de 1 à 16 convertisseurs

Annexe J

Implantation des l'algorithmes de calcul distribué sur Matlab

J.1 Programme de gestion des tâches du nœud maître pour la simulation distribuée

```

% appelm.m
tic
% Initialisation des constantes %%
init_constante;
NMCT=10000; % Nombre de points de fonctionnement a simuler pour la simulation
de Monte-Carlo
NESCLAVES=4; % Nombre d'esclaves
% Création du fichier maitre
clear taches.m
h=-1;
while h==-1 % force l'ouverture du fichier
    h=fopen('taches.m','w+'); % création/troncation du fichier de taches
end
% Construction de la chaine de caracteres d'attribution des taches aux
% esclaves
chaine='0';
for ch2=2:NESCLAVES
    chaine=[chaine,',0'];
end
fprintf(h,'function [NSE,ntae,SPP]=taches();\n%% Fichier de taches a
accomplir par les
esclaves\nNSE=%d;\nntae=[%s];\nSPP=[%s];',NMCT,chaine,chaine); % ntae:
numeros de taches attribués aux esclaves
fclose(h);

disp('fin de création du fichier de taches')
[NSE,ntae,SPP]=taches % Exécution du fichier de taches

```



```

prochaine_tache=1; % numéro de tache du premier lot de simulations a
effectuer

ntam=0; % numéro de tache attribué au maitre (numéros de lots de résultats
des simulations effectuées par le maitre)
drapeau=1; % drapeau=0 lorsque toutes les simulations sont attribuées
while (drapeau)
    esclaves_libres=zeros(NESCLAVES,1); % chaque élément = 1 si l'esclave est
    pret a recevoir une autre tache
    % Vérification d'occupation des esclaves
    b=dir('resmc*.mat');
    c=strvcat(b.name); % extraction des noms des fichiers de résultats
    [lon,dummy]=size(c);
    for ch=1:NESCLAVES
        % Recherche du dernier numéro de lot attribué a l'esclave "ch"
        if (ntae(ch)==0)
            esclaves_libres(ch)=1;
        elseif (NSE>0) % Recherche des esclaves libres ssi NSE>=1
            % Passe les noms un par un en ordre inverse jusqu'a ce qu'un
            % nom contienne le numéro d'esclave "ch" ou qu'on ait passé
            % tous les noms disponibles.
            drapeaul=1;
            chl=lon; % chl : pointeur de numéro de fichier de résultat,
            classés par numéros de tache
            while (drapeaul&&(chl>=1))
                % Si le numéro de lot de simulation de la ligne "chl" du
                tableau de noms de
                % fichiers de résultats correspond au lot qui avait été
                % attribué dans le fichier de taches),
                % alors l'esclave "ch" est libre et il faut lui attribuer une
                tache.

                %
                % Si les NMCT simulations ont été effectuées, alors terminer.
                % resmc_XXXXX_yy.mat
                % XXXXX : numéro de lot
                % yy : numéro d'esclave

```

```

        if (str2num(c(ch1,7:11))==ntae(ch))
            esclaves_libres(ch)=1;
        end
        if (str2num(c(ch1,13:14))==ch)
            drapeaul=0; % On sort de la boucle while si on trouve le
fichier de résultat le plus récent obtenu par l'esclave "ch"
        end
        ch1=ch1-1; % décrémentation de ch1 pour prendre le résultat
précédent
    end %while
end %if (ntae(ch)==0)

if esclaves_libres(ch)
    % Esclave numéro "ch" est libre
    % Remise a zéro de l'état de liberté de l'esclave "ch" car
    % une tache lui sera bientôt assignée (il ne faudrait pas
    % lui assigner une autre tache avant que les résultats des
    % simulations qui commenceront bientôt soient envoyés au
    % maitre)
    esclaves_libres(ch)=0;

    % Calcul du nombre de simulation par paquet (SPP)
    % On s'arrange pour que tous les noeuds restent occupés
    % autant que possible jusqu'a la fin des simulations.
    if (NSE>200)
        SPP(ch)=100;
    elseif ((NSE>20)&&(NSE<=200))
        SPP(ch)=10;
    else

        SPP(ch)=1;
    end
    % Calcul du nouveau NSE (nombre de simulations a effectuer
NSE=NSE-SPP(ch);

    % Attribution de la tache a l'esclave "ch":

```

```

% Création du fichier maitre (troncation)
clear taches.m
h=-1;
while h==-1 % force l'ouverture du fichier
    h=fopen('taches.m','w+'); % création/troncation du fichier de
taches
end
% Construction de la chaine de caracteres d'attribution des
taches aux
% esclaves
ntae(ch)=prochaine_tache; % donne la tache numéro
"prochaine_tache" a l'esclave "ch1"
prochaine_tache=prochaine_tache+1; % incrémentation du numéro de
tache du prochain lot de simulations
chaine=num2str(ntae(1));
chaine2=num2str(SPP(1));
for ch2=2:NESCLAVES
    chaine=[chaine,',',num2str(ntae(ch2))];
    chaine2=[chaine2,',',num2str(SPP(ch2))];
end
fprintf(h,'function [NSE,ntae,SPP]=taches();\n%% Fichier de
taches a accomplir par les
esclaves\nNSE=%d;\nntae=[%s];\nSPP=[%s];',NSE,chaine,chaine2); % ntae:
numeros de taches attribués aux esclaves
fclose(h);
clear taches

[NSE,ntae,SPP]=taches; % Exécution du fichier de taches
end %if esclaves_libres(ch)

end %for ch=1:NESCLAVES

if ((min(SPP)>1)|| (NESCLAVES==1)) && (NSE>0)
disp('simulation sur moeud maitre')
% Modification du fichier de taches pour prendre compte qu'une
% simulation sera effectuée sur le noeud maitre (NSE=NSE-1)

```

```

NSE=NSE-1; % pour le noeud maitre

    ntam=prochaine_tache; % incrément du numéro de simulation pour
l'enregistrement des résultats
    prochaine_tache=prochaine_tache+1; % incrémentation du numéro de
tache du prochain lot de simulations

h=-1;
while h==-1 % force l'ouverture du fichier
    h=fopen('taches.m','w+'); % création/troncation du fichier de
taches
end
% Construction de la chaine de caracteres d'attribution des taches
aux
% esclaves
%%ntae(ch)=prochaine_tache; % donne la tache numéro "prochaine_tache"
a l'esclave "ch1"
%%prochaine_tache=prochaine_tache+1; % incrémentation du numéro de
tache du prochain lot de simulations
chaine=num2str(ntae(1));
chaine2=num2str(SPP(1));
for ch2=2:NESCLAVES
    chaine=[chaine,',',num2str(ntae(ch2))];
    chaine2=[chaine2,',',num2str(SPP(ch2))];
end
fprintf(h,'function [NSE,ntae,SPP]=taches();\n%% Fichier de taches a
accomplir                par                les
esclaves\nNSE=%d;\nntae=[%s];\nSPP=[%s];',NSE,chaine,chaine2); % ntae:
numeros de taches attribués aux esclaves
fclose(h);
clear taches
[NSE,ntae,SPP]=taches; % Exécution du fichier de taches

% Simulation (une seule) sur le noeud maitre en attendant que les
% noeuds esclaves se liberent
alpha_mc=init_alpha(1); % génération des angles d'amorçage

```

```

p1.alv=alpha_mc(:,1); % initialisation de alpha et cos(alpha)
p1.cosal=cos(p1.alv);
% calcul du point xxn initial en fonction de l'estimé des courants
harmoniques
init_xxn;
p1.u=zeros(3*p1.NCONV,1); % Estimation de la valeur initiale de u
modele1; % appel du modele pour estimer les grandeurs nécessaires a
la premiere itération du calcul de u
carre=1;
compteur=1;
while ((carre(compteur)>1e-6)&&(compteur<=10))
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% critere d'arret = 1e-6 !!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
    up=p1.u; % propagation de "u actuel" vers "u précédent"
    calculu_seq01; % calcul de u
    [xxn,p1]=principall(xxn,p1); % calcul des harmo de courants et de
gamma en simultané
    modele1; % appel du modele pour la mise a jour des grandeurs
nécessaires au calcul de u
    compteur=compteur+1; % incrémentation du compteur d'itérations
principales
    carre(compteur,1)=(p1.u-up).'*(p1.u-up);
end
% sauvegarde des courants harmoniques phases a,b et c
Ia_mc=sum(Ia,2);
Ib_mc=sum(Ib,2);
Ic_mc=sum(Ic,2);

% enregistrement des résultats (nom de fichier contient le numéro de
% lot et le numéro d'esclave) (numéro 0 pour le maitre)
nombre1=num2str(ntam); % transformation en chaine de caracteres du
numéro de lot de simulations
temp=(5-length(nombre1)); % complete avec des zéros a gauche du
numéro de lot jusqu'a ce que le nombre de caracteres soit égal a 5
for d=1:temp
    nombre1=['0',nombre1];

```

```

        end
        nom_fichier=['resmc_',nombre1,'_00'];
        eval(['save ',nom_fichier,' Ia_mc Ib_mc Ic_mc']); % enregistrement
des résultats
        clear Ia_mc Ib_mc Ic_mc % ménage pour éviter que des lots de
simulations ultérieurs, contenant moins de résultats, trainent de vieux
résultats.
        end

        disp('iteration maitre')
        % Sortir de la boucle (terminer) lorsqu'il ne reste plus de simulation a
effectuer
        if NSE==0
            drapeau=0;
        end
end %while principal (drapeau)

% Attente des esclaves avant de réinitialiser le fichier taches.m
drapeau=1;
while drapeau
    b=dir('resmc*.mat');
    c=strvcat(b.name); % extraction des noms des fichiers de résultats
    [lon,dummy]=size(c);
    if (lon==(prochaine_tache-1))
        drapeau=0;
    end
end
pause(1) % pause pour laisser le temps aux esclaves de sortir de la boucle
principale

% Remise du fichier "dummy" taches pour que la fonction soit prise en
% compte lors de la prochaine exécution de appelm
clear taches
!copy tachesd.m taches.m

% Assemblage des résultats

```

```

Ia_mct=[];
Ib_mct=[];
Ic_mct=[];
for a=1:lon
    eval(['load ',c(a,:)]);
    Ia_mct=[Ia_mct,Ia_mc];
    Ib_mct=[Ib_mct,Ib_mc];
    Ic_mct=[Ic_mct,Ic_mc];
    eval(['clear ',c(a,:)]);
    eval(['!del ',c(a,:)]);
end
Ia_mc=Ia_mct;
Ib_mc=Ib_mct;
Ic_mc=Ic_mct;
% Sauvegarde des résultats
save res_monte_carlo Ia_mc Ib_mc Ic_mc
toc

```

J.2 Programme de gestion des tâches de chaque nœud esclave pour la simulation distribuée

```

% Parametres du noeud esclave
chemin_esclave='C:\travail\mc_esclave_30octobre2005'; % Chemin du répertoire
de travail du noeud esclave
numero_esclave=1; % Numéro d'esclave

% Copie du fichier d'initialisation des constantes du noeud maitre dans le
% répertoire de travail du noeud esclave
eval(['!copy x:\init_constante.m ',chemin_esclave]);
eval(['!copy x:\gencode_desequilibre1.m ',chemin_esclave]);
eval(['!copy x:\init_alpha.m ',chemin_esclave]);
clc

% Ménage
clear init_constante % pour s'assurer de l'utilisation du fichier venant
d'etre copié

```

```

clear gencode_desequilibre1
clear init_alpha

% Initialisation des constantes %%
init_constante;

drapeau=1; % Simule tant qu'il reste des simulations a attribuer
ancien_numero_tache=0; % initialisation de l'ancien numéro de tache pour que
le noeud esclave ne fasse rien tant que le noeud maitre ne lui a pas assigné
une tache
while drapeau

    eval(['!copy x:\taches.m ',chemin_esclave]);
    clear taches
    [NSE,ntae,SPP]=taches;

    % Lance une tache si demandé par le noeud maitre
    if ((NSE~=-1)&&(ancien_numero_tache~=ntae(numero_esclave)))
        ancien_numero_tache=ntae(numero_esclave); % mise a jour de l'ancien
numéro de tache pour que le noeud esclave exécute cette tache une seule fois
        alpha_mc=init_alpha(SPP(numero_esclave)); % génération des angles
d'amorçage
        for co=1:SPP(numero_esclave)
            pl.alv=alpha_mc(:,co); % initialisation de alpha et cos(alpha)
            pl.cosal=cos(pl.alv);
            % calcul du point xxn initial en fonction de l'estimé des
courants harmoniques
            init_xxn;
            pl.u=zeros(3*pl.NCONV,1); % Estimation de la valeur initiale de u
            modele1; % appel du modele pour estimer les grandeurs nécessaires
a la premiere itération du calcul de u
            carre=1;
            compteur=1;
            while ((carre(compteur)>1e-6)&&(compteur<=10))
                %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% critere d'arret = 1e-6
                up=pl.u; % propagation de "u actuel" vers "u précédent"

```



```

        calculu_seq01; % calcul de u
        [xxn,p1]=principall(xxn,p1); % calcul des harmo de courants
et de gamma en simultané
        modele1; % appel du modele pour la mise a jour des grandeurs
nécessaires au calcul de u
        compteur=compteur+1; % incrémentation du compteur
d'itérations principales
        carre(compteur,1)=(p1.u-up).'(p1.u-up);
    end
    % sauvegarde des courants harmoniques phases a,b et c
    Ia_mc(:,co)=sum(Ia,2);
    Ib_mc(:,co)=sum(Ib,2);
    Ic_mc(:,co)=sum(Ic,2);
end % for (boucle de lot de simulations)

% enregistrement des résultats (nom de fichier contient le numéro de
% lot et le numéro d'esclave)
nombre1=num2str(ntae(numero_esclave)); % transformation en chaine de
caracteres du numéro de lot de simulations
temp=(5-length(nombre1)); % complete avec des zéros a gauche du
numéro de lot jusqu'a ce que le nombre de caracteres soit égal a 3
for d=1:temp
    nombre1=['0',nombre1];
end
nombre2=num2str(numero_esclave); % transformation en chaine de
caracteres du numéro de lot de simulations
temp=(2-length(nombre2)); % complete avec des zéros a gauche du
numéro de lot jusqu'a ce que le nombre de caracteres soit égal a 3
for d=1:temp
    nombre2=['0',nombre2];
end
nom_fichier=['resmc_',nombre1,'_',nombre2];
eval(['save ',nom_fichier,' Ia_mc Ib_mc Ic_mc']); % enregistrement
des résultats
clear Ia_mc Ib__mc Ic_mc % ménage pour éviter que des lots de
simulations ultérieurs, contenant moins de résultats, trainent de vieux

```

résultats.

```
eval(['!copy ',nom_fichier,'.mat x:\']); % copie du fichier dans le
répertoire du noeud maitre
```

```
end % if (lancement de tache)
```

```
if NSE==--1
```

```
    disp('Attente des instructions du noeud maitre')
```

```
    pause(.1) % pause de 2 secondes si le maitre n'a pas encore été
démarré
```

```
elseif NSE==0
```

```
    drapeau=0; % Sortie de la boucle principale s'il ne reste plus de
simulations à effectuer
```

```
end
```

```
end % while (principal)
```

```
delete taches.m
```

```
delete resmc*.mat
```