

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DE LA
MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

M.Ing

PAR
MUSTAPHA RAFAF

AMÉLIORATION DE LA PRÉCISION DE LA SIMULATION À PAS FIXE DE
CIRCUITS COMMUTÉS DANS SIMPOWERSYSTEMS

MONTREAL, LE 20 NOVEMBRE 2003

© droits réservés de Mustapha Rafaf

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ PAR
UN JURY COMPOSÉ DE :

M. Louis-A Dessaint, directeur de mémoire
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Roger Champagne, codirecteur de mémoire
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Kamal Al-Haddad, président du jury
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Gilbert Sybille, examinateur externe
Institut de recherche d'Hydro-Québec

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY

Le 16 octobre 2003

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

AMELIORATION DE LA PRECISION DE LA SIMULATION À PAS FIXE DE CIRCUITS COMMUTÉS DANS SIMPOWERSYSTEMS

Mustapha Rafaf

SOMMAIRE

Le modèle de simulation actuel du Power System Blockset (PSB), nouvellement renommé SimPowerSystems (SPS), ne permet pas de corriger les erreurs dues à la simulation à pas fixe des circuits de puissance contenant des interrupteurs. Ces erreurs sont dues d'une part aux retards de commutation, lorsque la commutation ne coïncide pas avec le pas de calcul et d'autre part, à la mauvaise évaluation des conditions initiales suite à une commutation.

B. De Kelper [1] a proposé dans ses travaux une méthode dite de commutation précise (MCP) qui permet de réduire l'erreur due aux retards de commutation. La MCP est basée sur l'interpolation linéaire des signaux simulés à l'instant précis de commutation et utilise une méthode judicieuse d'évaluation des conditions initiales.

Le présent travail propose d'implanter cette méthode dans le SPS. Cette implantation passe obligatoirement par le changement non seulement du modèle de simulation du SPS mais aussi de la logique de commutation des différents interrupteurs électroniques et des générateurs d'impulsions qui les commandent pour les adapter aux exigences de la nouvelle méthode. Plusieurs montages rigoureusement choisis sont simulés en utilisant la MCP.

IMPROUVEMENT OF ACCURACY IN FIXED-STEP SIMULATION OF SWITCHED CIRCUITS IN SIMPOWERSYSTEMS

Mustapha RAFAF

ABSTRACT

The fixed step simulation model of the Power System Blockset (PSB), recently renamed SimPowerSystems (SPS), is not able to correct the errors due to switching of power circuits using fixed step simulations algorithm. These errors are partially due to the delay in commutation, since the commutation occurs between time steps, and to the erroneous computation of initial values following commutations.

B. De Kelper [1] suggested an accurate and effective method which allows to reduce the errors due to the commutation delay by linear interpolation of simulated signals at the time of commutation and starting over the simulation at that particular time by evaluating the initial values.

This thesis proposes implementation of the existing method in SPS. The implementation requires changes not only in the simulation model in SPS, but also in the commutation logic for different electronic switches and pulse generators whose signals need to change to accommodate the new method. Results from carefully chosen circuits are presented.

REMERCIEMENTS

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance et ma gratitude envers mon directeur et mon codirecteur de mémoire, Messieurs Louis-A Dessaint et Roger Champagne, professeurs au département de génie électrique à l'ÉTS, pour leur soutien, leur confiance qu'ils m'ont accordée, pour leur généreux support et leurs précieux conseils tout au long de mon travail.

Je tiens aussi à exprimer mes sincères remerciements à TransÉnergie Technologies, puisque mes travaux ont été réalisés dans le cadre de la chaire TransÉnergie sur la simulation et la commande des réseaux électriques de l'ÉTS.

Mes remerciements les plus vifs vont également à Monsieur Bruno De Kelper pour toute son aide et son soutien.

Je remercie également Monsieur Patrice Brunelle pour le temps qu'il m'a accordé, ainsi que Monsieur Gilbert Sybille et ses collègues à l'IREQ.

Je profite de cette occasion pour faire une dédicace à mes parents spécialement à mon feu père.

Mes remerciements vont également à ma femme Jamila et mes enfants Salma et Rayane pour leur patience et leur support.

TABLE DES MATIÈRES

	Page
SOMMAIRE.....	i
ABSTRACT.....	ii
REMERCIEMENTS.....	iii
TABLE DES MATIÈRES.....	iv
LISTE DES TABLEAUX.....	viii
LISTE DES FIGURES.....	ix
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES SIGLES.....	x
INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE 1 PROBLEMATIQUE.....	3
1.1 Retard de commutation.....	3
1.2 Conditions initiales après commutation.....	4
1.3 Commutations simultanées.....	4
1.4 Exemple.....	5
1.5 Modèle Simulink d'un système électrique.....	9
1.6 Simulation des interrupteurs et des dispositifs d'électronique de puissance.....	9
1.6.1 Modèle résistif binaire.....	10
1.6.2 Modèle RL.....	10
1.7 Revue de littérature.....	10
1.7.1 OPAL-RT.....	11
1.7.2 Travaux de De Kelper.....	11
1.7.3 Travaux liés à l'approche nodale.....	12
CHAPITRE 2 METHODE DE COMMUTATION PRECISE.....	15
2.1 Concept général de la méthode de la commutation précise.....	15
2.1.1 Principe de base.....	15
2.2 Détermination de l'instant de commutation.....	17
2.2.1 Étape 1: calcul des signaux à l'instant de la commutation.....	18
2.2.1.1 Rediscrétisation du système d'équation.....	19
2.2.1.2 Interpolation.....	19

2.2.2	Étape 2 : calcul des conditions initiales	20
2.2.3	Étape 3 : calcul des signaux au pas de calcul après la commutation.....	22
2.3	MCP dans l'approche par variables d'état	23
2.4	Principe de base de la MCP	25
2.4.1	Hypothèses	25
2.4.2	Procédure	25
2.4.3	Optimisation de la mise à jour du système d'équation	28
2.5	Conclusions.....	36
CHAPITRE 3	IMPLANTATION DE LA MCP DANS SPS.....	37
2.1	Nouveau modèle Simulink pour SPS	37
2.1.1	Traitement des commutations simples.....	40
2.2	Traitement des commutations multiples	41
2.2.1	Blocs de traitement conditionnel dans Simulink	45
2.2.1.1	Algorithme adopté	46
2.2.1.2	Changements apportés à SPS	47
2.2.2	Nouveau modèle Simulink.....	47
2.2.3	Nouveaux générateurs d'impulsions.....	48
2.3	Nouvelle logique de commutation des interrupteurs	49
2.4	Conclusions.....	50
CHAPITRE 4	VALIDATION	51
4.1	Pont à 12 thyristors.....	51
4.1.1	Schéma du montage	52
4.1.2	Schéma Simulink de la simulation.....	53
4.1.3	Générateur d'impulsions	54
4.1.4	Logique de commutation.....	56
4.1.5	Résultats de la simulation.....	57
4.1.6	Comparaison	58
4.1.7	Analyse des résultats	60
4.2	MLI sinus triangle	61
4.2.1	Schéma du montage	61
4.2.2	Schéma Simulink de la simulation.....	62

4.2.3	Générateur d'impulsions	64
4.2.4	Logique de commutation.....	65
4.2.5	Mise en évidence des commutations complexes	67
4.2.6	Traitement des commutations complexes	69
4.2.6.1	États des interrupteurs	70
4.2.6.2	Courants dans les interrupteurs	74
4.2.6.3	Tensions aux bornes des interrupteurs	77
4.2.7	Résultats de la simulation.....	81
4.2.8	Comparaison	84
4.2.8.1	Sans le nouvel algorithme.	88
4.2.8.2	Avec le nouvel algorithme.	90
4.2.9	Comparaison des spectres	109
4.3	MLI à hystérésis.....	98
4.3.1	Schéma du montage	98
4.3.2	Schéma Simulink de la simulation.....	99
4.3.3	Générateur d'impulsions	101
4.3.4	Logique de commutation.....	102
4.3.5	Mise en évidence des commutations complexes	103
4.3.6	Traitement des commutations complexes	105
4.3.6.1	État des interrupteurs.	106
4.3.6.2	Courant dans les interrupteurs	107
4.3.6.3	Tension des interrupteurs	108
4.3.7	Résultats de la simulation.....	109
4.3.8	Comparaison	111
4.4	Temps de simulation	117
4.5	Conclusions.....	120
CONCLUSION GENERALE ET RECOMMANDATIONS.....		121

ANNEXES

1 : Détails des calculs des différents signaux (MLI sinus-triangle).....	124
2: Détails des calculs des différents signaux (MLI à hystérisis).....	128
BIBLIOGRAPHIE	131

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau I	Retards de commutation des interrupteurs..... 68
Tableau II	Résultats de la simulation du MLI sinus triangle..... 97
Tableau III	Retards de commutation des interrupteurs..... 104
Tableau IV	Temps de simulation (en s) pour SPS sans la MCP..... 104
Tableau V	Temps de simulation (en s) pour SPS avec la MCP..... 104
Tableau VI	Temps de simulation (en s) pour SPS sans la MCP (Porteuse de 1080Hz)..... 104
Tableau VII	Temps de simulation (en s) pour SPS avec la MCP (Porteuse de 1080Hz)..... 104
Tableau VIII	Temps de simulation (en s) pour SPS sans la MCP (Porteuse de 3240Hz)..... 104
Tableau IX	Temps de simulation (en s) pour SPS avec la MCP (Porteuse de 3240Hz)..... 104

LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 1.1 Mise en évidence des retards de commutation.....	3
Figure 1.2 Circuit MLI – Générateur triangle-sinus.....	5
Figure 1.3 Tension de sortie de l'onduleur pour un pas de 5.144 μ s.....	6
Figure 1.4 Tension de sortie de l'onduleur pour un pas de 50 μ s.....	6
Figure 1.5 Fondamental de la tension de sortie de l'onduleur (5.144 μ s)	8
Figure 1.6 Fondamental de la tension de sortie de l'onduleur (50 μ s)	8
Figure 1.7 Modèle Simulink d'un système électrique.....	9
Figure 2.1 Calcul du signal avant commutation.....	16
Figure 2.2 Calcul du signal après commutation.....	16
Figure 2.3 Calcul du signal au pas de calcul.....	17
Figure 2.4 Détermination de l'instant de commutation.....	17
Figure 2.5 Calcul du signal à l'instant de commutation.....	18
Figure 2.6 Réévaluation des conditions initiales.....	22
Figure 2.7 Calcul de $y(n)$	22
Figure 2.8 Arrangement de la matrice H.....	34
Figure 3.1 Modèle Simulink d'un système électrique pour SPS	38
Figure 3.2 Nouveau modèle Simulink d'un système électrique pour SPS	39
Figure 3.3 Schéma de principe du nouveau modèle étape 1.....	40
Figure 3.4 Schéma de principe du nouveau modèle étape 2.....	40
Figure 3.5 Schéma de principe du nouveau modèle étape 3.....	41
Figure 3.6 Traitement des commutations multiples étape 1.....	42
Figure 3.7 Traitement des commutations multiples étape 2.....	43
Figure 3.8 Traitement des commutations multiples étape 3.....	43
Figure 3.9 Traitement des commutations multiples étape 4.....	44
Figure 3.10 Traitement des commutations multiples étape 5.....	45

Figure 3.11	Algorithme adopté pour les commutations	47
Figure 3.12	Nouveau schéma Simulink utilisant la boucle Do..While.....	48
Figure 3.13	Signal fourni par l'ancien générateur d'impulsions	49
Figure 3.13	Signal fourni par le nouveau générateur d'impulsions	50
Figure 4.1	Schéma du pont à 12 thyristors.....	53
Figure 4.2	Nouveau modèle Simulink pour SPS.....	54
Figure 4.3	Nouveau générateur d'impulsions	55
Figure 4.4	Ancien générateur d'impulsions	56
Figure 4.5	Signal de commande du thyristor	56
Figure 4.6	Nouvelle logique de commutation.....	57
Figure 4.7	Ancienne logique de commutation.....	58
Figure 4.8	Courant dans la charge (avec la méthode à 25,50 et 100µs).....	59
Figure 4.9	Courant dans la charge (sans la méthode à 25, 50 et 100 µs).....	60
Figure 4.10	Courant dans la charge (à pas variable).....	60
Figure 4.11	Courant dans la charge (comparaison).	61
Figure 4.12	Schéma de l'onduleur MLI.	63
Figure 4.13	Nouveau modèle Simulink pour SPS.....	64
Figure 4.14	Contenu du sous système Do..While.....	64
Figure 4.15	Nouveau générateur d'impulsions.....	65
Figure 4.16	Ancien générateur d'impulsions	66
Figure 4.17	Nouvelle logique de commutation.....	67
Figure 4.18	Ancienne logique de commutation.....	67
Figure 4.19	Disposition des interrupteurs.....	68
Figure 4.20	États des interrupteurs S1 et S2.....	71
Figure 4.21	États des interrupteurs S3 et S4.....	72
Figure 4.22	États des interrupteurs S5 et S6.....	72
Figure 4.23	État de l'interrupteur S1.....	73
Figure 4.24	État de l'interrupteur S1 (Agrandissement).....	73
Figure 4.25	État de l'interrupteur S2.....	73

Figure 4.26	État de l'interrupteur S2 (Agrandissement)	73
Figure 4.27	Courants dans les interrupteurs S1 et S2.....	75
Figure 4.28	Courants dans les interrupteurs S3 et S4.....	75
Figure 4.29	Courants dans les interrupteurs S5 et S6.....	76
Figure 4.30	Courant dans l'interrupteur S1.....	76
Figure 4.31	Courant dans l'interrupteur S1 (Agrandissement)	76
Figure 4.32	Courant dans l'interrupteur S2	77
Figure 4.33	Courant dans l'interrupteur S2 (Agrandissement)	77
Figure 4.34	Tensions aux bornes des interrupteurs S1 et S2.....	78
Figure 4.35	Tensions aux bornes des interrupteurs S3 et S4.....	79
Figure 4.36	Tensions aux bornes des interrupteurs S5 et S6.....	79
Figure 4.37	Tension aux bornes de l'interrupteur S1.....	80
Figure 4.38	Tension aux bornes de l'interrupteur S1 (Agrandissement)	80
Figure 4.39	Tension aux bornes de l'interrupteur S2	80
Figure 4.40	Tension aux bornes de l'interrupteur S2 (Agrandissement)	81
Figure 4.41	Fondamental de la tension de sortie de l'onduleur (avec la méthode à 25 μ s).....	82
Figure 4.42	Fondamental de la tension de sortie de l'onduleur (avec la méthode à 50 μ s).....	83
Figure 4.43	Fondamental de la tension de sortie de l'onduleur (avec la méthode à 100 μ s)	83
Figure 4.44	Tension de sortie de l'onduleur (avec la méthode à 25 μ s)	84
Figure 4.45	Tension de sortie de l'onduleur (avec la méthode à 50 μ s)	84
Figure 4.46	Tension de sortie de l'onduleur (avec la méthode à 100 μ s)	85
Figure 4.47	Fondamental de la tension de sortie de l'onduleur (sans la méthode à 25 μ s)	86
Figure 4.48	Fondamental de la tension de sortie de l'onduleur (sans la méthode à 50 μ s)	86

Figure 4.49	Fondamental de la tension de sortie de l'onduleur (sans la méthode à 100 μ s)	86
Figure 4.50	Tension de sortie de l'onduleur (sans la méthode à 25 μ s)	87
Figure 4.51	Tension de sortie de l'onduleur (sans la méthode à 50 μ s)	87
Figure 4.52	Tension de sortie de l'onduleur (sans la méthode à 100 μ s)	88
Figure 4.53	Fondamental de la tension de sortie de l'onduleur (sans la méthode à 25 μ s)	89
Figure 4.54	Fondamental de la tension de sortie de l'onduleur (sans la méthode à 50 μ s)	89
Figure 4.55	Fondamental de la tension de sortie de l'onduleur (sans la méthode à 100 μ s)	89
Figure 4.56	Tension de sortie de l'onduleur (sans la méthode à 25 μ s)	90
Figure 4.57	Tension de sortie de l'onduleur (sans la méthode à 50 μ s)	90
Figure 4.58	Tension de sortie de l'onduleur (sans la méthode à 100 μ s)	91
Figure 4.59	Fondamental de la tension de sortie de l'onduleur (avec la méthode à 25 μ s)	91
Figure 4.60	Fondamental de la tension de sortie de l'onduleur (avec la méthode à 50 μ s)	92
Figure 4.61	Fondamental de la tension de sortie de l'onduleur (avec la méthode à 100 μ s)	92
Figure 4.62	Tension de sortie de l'onduleur (avec la méthode à 25 μ s)	93
Figure 4.63	Tension de sortie de l'onduleur (avec la méthode à 50 μ s)	93
Figure 4.64	Tension de sortie de l'onduleur (avec la méthode à 100 μ s)	94
Figure 4.65	Spectre de la tension de sortie de l'onduleur (avec la méthode à 5.144 μ s).....	95
Figure 4.66	Spectre de la tension de sortie de l'onduleur (avec la méthode à 5 μ s)	95

Figure 4.67	Spectre de la tension de sortie de l'onduleur (avec la méthode à 25 μ s)	96
Figure 4.68	Spectre de la tension de sortie de l'onduleur (avec la méthode à 25.72 μ s)	97
Figure 4.69	Schéma de l'onduleur MLI.....	99
Figure 4.70	Nouveau modèle simulink pour SPS.....	98
Figure 4.71	Contenu du sous système Do..Whil.....	101
Figure 4.72	Nouveau générateur d'impulsions.....	102
Figure 4.73	Ancien générateur d'impulsions.....	103
Figure 4.74	Nouvelle logique de commutation.....	104
Figure 4.75	États des interrupteurs S3 et S4.....	107
Figure 4.76	États des interrupteurs S5 et S6.....	107
Figure 4.77	Courants dans les interrupteurs S3 et S4.....	108
Figure 4.78	Courants dans les interrupteurs S5 et S6.....	108
Figure 4.79	Tensions aux bornes des interrupteurs S3 et S4.....	109
Figure 4.80	Tensions aux bornes des interrupteurs S5 et S6.....	109
Figure 4.81	Erreur de courant (avec la méthode à 10 μ s)	110
Figure 4.82	Erreur de courant (avec la méthode à 25 μ s)	111
Figure 4.83	Erreur de courant (avec la méthode à 50 μ s).....	111
Figure 4.84	Erreur de courant (sans la méthode à 5 μ s)	112
Figure 4.85	Erreur de courant (sans la méthode à 10 μ s)	113
Figure 4.86	Erreur de courant (sans la méthode à 25 μ s)	113
Figure 4.87	Erreur de courant (sans la méthode à 100 μ s)	114
Figure 4.88	Erreur de courant dans les phases 1 et 2, étape 1	116
Figure 4.89	Erreur de courant dans les phases 1 et 2, étape 1.....	117

LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES SIGLES

I_L	courant dans l'inductance
$i_L(\theta^+)$	courant dans l'inductance
$i_L(\theta^-)$	courant dans le condensateur après commutation
IGBT	Insulated-gate-bipolar transistor
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
MOSFET	Metal oxide semiconductor field effect
PSB	Power System Blockset
PWM	Pulse With Modulation
R_{on}	Résistance interne à la conduction
L_{on}	Inductance interne à la conduction
T, T_s	période échantillonnage
SPS	SimPowerSystems
A	matrice des paramètres du système
B	matrice de couplage des entrées
C	matrice de couplage des sorties
D	matrice liant les entrées aux sorties
u	vecteur des entrées
y	vecteur des sorties
x	vecteur des variables d'état
\dot{x}	dérivée de la variable x par rapport au temps
θ	l'instant de commutation
θ^-	l'instant avant la commutation
θ^+	l'instant après la commutation
$y(\theta)$	valeur de la sortie à l'instant de commutation
$y(\theta^-)$	valeur de la sortie avant la commutation
$y(\theta^+)$	valeur de la sortie après la commutation

$y(n-1)$	valeur du signal à l'instant $T(n-1)$
$y(n)$	valeur du signal à l'instant $T(n)$
$y(n+1)$	valeur du signal à l'instant $T(n+1)$
y_s	valeur seuil
T	période échantillonnage

INTRODUCTION

L'utilisation d'un pas de calcul fixe pour la simulation des circuits de puissance contenant des interrupteurs est une source d'imprécisions. Ces imprécisions sont d'autant plus grandes que le pas de calcul choisi est relativement grand par rapport à la dynamique du système et surtout à la dynamique des interrupteurs. Pour réduire ces imprécisions, les utilisateurs ont tendance à opter pour un pas de calcul plus petit qui a pour effet d'augmenter le temps de simulation sans pour autant annuler ces imprécisions.

Des travaux antérieurs à la méthode de commutation précise (MCP) ont proposé plusieurs solutions pour réduire ces imprécisions en utilisant une méthode basée sur l'interpolation linéaire des différents signaux mais ne permettant pas de recalculer convenablement les conditions initiales. La MCP développée par De Kelper permet non seulement d'interpoler les différents signaux suite à une ou plusieurs commutations dans un pas de calcul mais aussi d'évaluer correctement les nouvelles conditions initiales.

Le présent travail consiste à implanter cette nouvelle méthode dans le SPS et ceci en utilisant plusieurs montages de puissance présentant plusieurs types de commutations (simples, complexes) à l'intérieur d'un pas de calcul.

Le chapitre 1 de ce document présente la problématique de la simulation à pas fixe des circuits électriques contenant des interrupteurs électroniques selon le modèle adopté par SPS. Ensuite, on présente une revue de littérature où différentes solutions sont identifiées pour réduire les imprécisions dues aux retards de commutation et à la mauvaise évaluation des conditions initiales. Dans le chapitre 2, un rappel de la méthode de commutation précise est présenté en portant une attention particulière à son application dans l'approche par variables d'état. Le chapitre 3 présente la méthode adoptée pour l'implantation de la MCP dans le SPS ainsi que les principaux

changements que doit subir SPS pour répondre aux exigences de la méthode de commutation précise. L'implantation de la MCP dans SPS est validée par un certain nombre de circuits de puissance dans le chapitre 4 et enfin une conclusion ainsi qu'un certain nombre de recommandations complètent ce document.

CHAPITRE 1

PROBLÉMATIQUE

Les imprécisions responsables de la dégradation de la qualité des simulations à pas fixe des circuits de puissance proviennent essentiellement:

- des retards de commutation;
- de la mauvaise évaluation des conditions initiales;
- du traitement des commutations simultanées.

1.1 Retard de commutation

Le retard de commutation représente le décalage entre l'instant de commutation réel et l'instant de commutation simulé. Ce décalage est observé lors de l'utilisation d'une méthode de simulation à pas fixe.

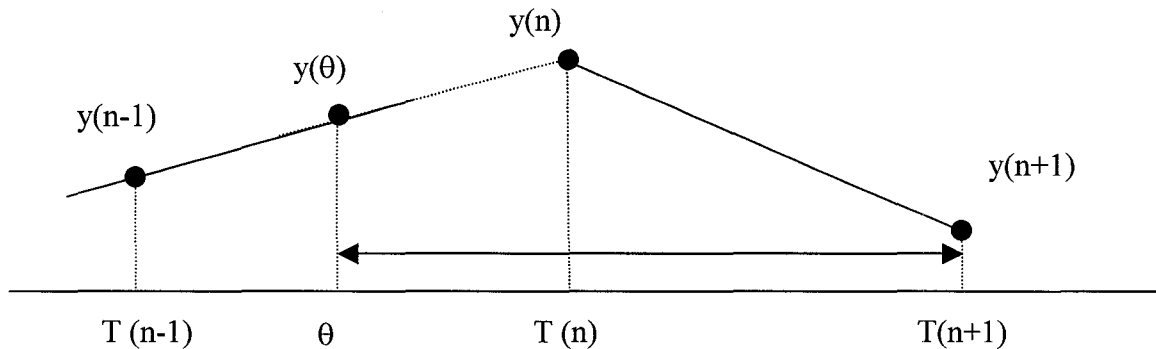


Figure 1.1 Mise en évidence des retards de commutation.

La figure 1.1 met en évidence le phénomène du retard de commutation. Si une commutation se produit à l'intérieur du pas de calcul (à l'instant θ entre les instants $T(n-1)$ et $T(n)$) alors le logiciel de simulation ne prendra la décision de commutation

qu'à l'instant $T(n)$ et le premier point obtenu avec le nouvel état de l'interrupteur se situe à l'instant $T(n+1)$, ce qui provoque un retard de commutation. Ce retard peut avoir un impact plus au moins important sur les résultats de la simulation, selon les topologies des montages.

1.2 Conditions initiales après commutation

Les conditions initiales après commutation sont les valeurs des différents signaux immédiatement après la commutation. La bonne évaluation de ces conditions initiales est d'une importance capitale, lors d'une simulation, car ces conditions initiales déterminent le point d'opération initial du système à partir duquel le système va évoluer. Lors d'une commutation, il est essentiel de déterminer avec exactitude les conditions initiales qui définissent le nouveau point de fonctionnement du système après cette commutation.

1.3 Commutations simultanées

Les commutations simultanées apparaissent lorsque, suite à une commutation, il arrive que les conditions soient présentes pour entraîner la commutation d'un autre interrupteur (conséquence immédiate de l'hypothèse que les commutations sont instantanées). La commutation de cet interrupteur établit un nouveau point d'opération.

1.4 Exemple

La figure 1.2 montre un circuit MLI alimentant une charge via un transformateur. La commande des interrupteurs est réalisée par un générateur MLI sinus-triangle.

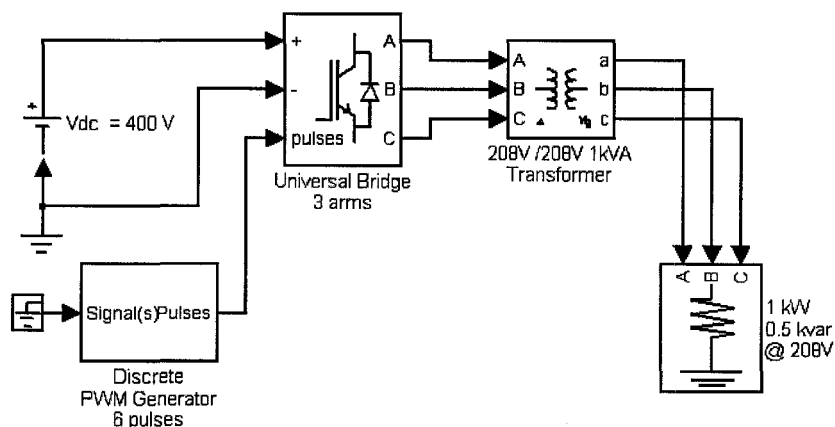


Figure 1.2 Circuit MLI – Générateur sinus-triangle.

Le circuit est simulé avec deux pas de calcul différents, soit $50\ \mu\text{s}$ et $5.144\ \mu\text{s}$ ($5.144\ \mu\text{s} = 1/60/3240\ \text{s}$). Ce second pas est choisi afin d'obtenir un spectre de fréquence le plus proche du cas théorique; la porteuse est à la fréquence de 1080Hz et le signal de sortie est à une fréquence de 60Hz, donc on a choisi un pas de calcul qui soit aussi bien proportionnel à la fréquence de la porteuse ($1080 \times 3 = 3240$) qu'à la fréquence qu'on veut avoir en sortie (60Hz). Les résultats des deux simulations sont montrés dans les figures 1.3, 1.4, 1.5 et 1.6.

Les figures 1.3 et 1.4 montrent la forme d'onde de la tension de sortie de l'onduleur ainsi que le spectre fréquentiel de cette tension pour les pas de calcul de $5.144 \mu\text{s}$ et $50 \mu\text{s}$.

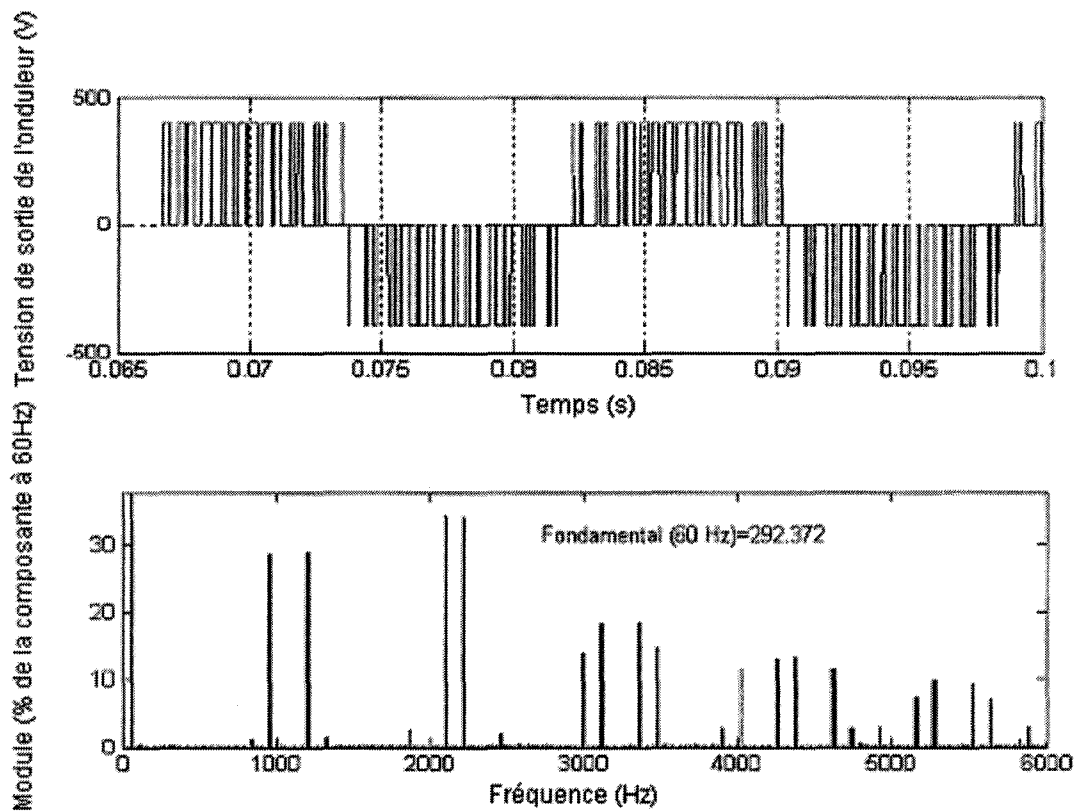


Figure 1.3 Tension de sortie de l'onduleur pour un pas de $5.144 \mu\text{s}$.

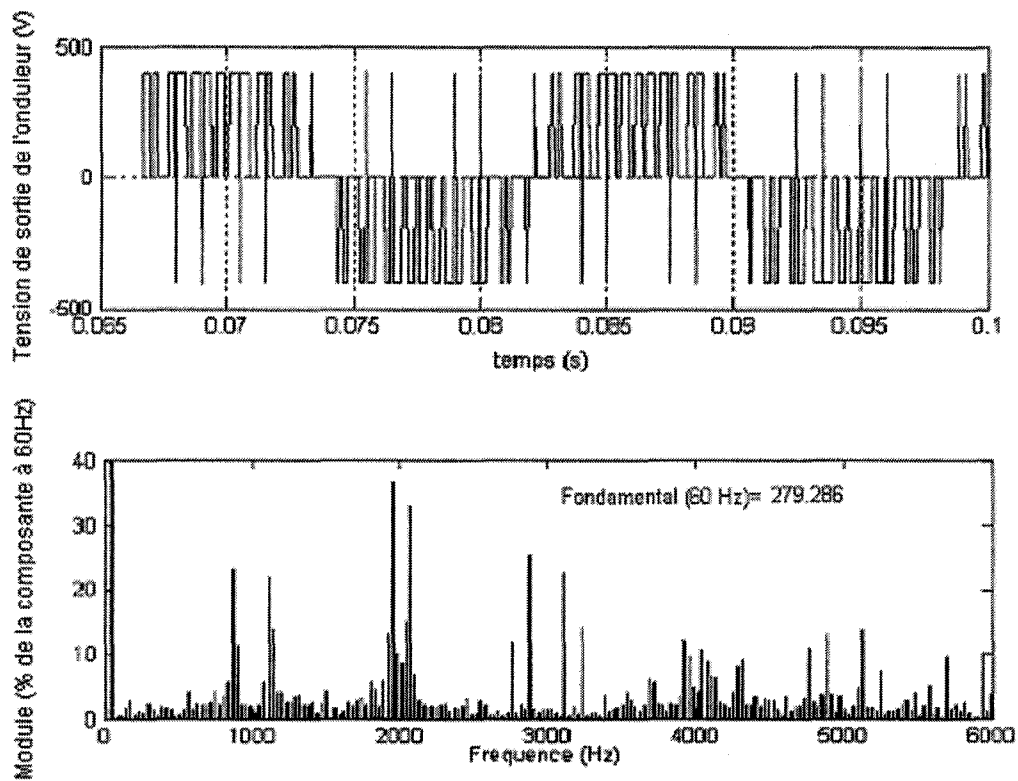


Figure 1.4 Tension de sortie de l'onduleur pour un pas de $50 \mu\text{s}$.

Les figures 1.5 et 1.6 montrent le fondamental de la tension de sortie de l'onduleur respectivement pour un pas de calcul de $5.144 \mu\text{s}$ et $50 \mu\text{s}$.

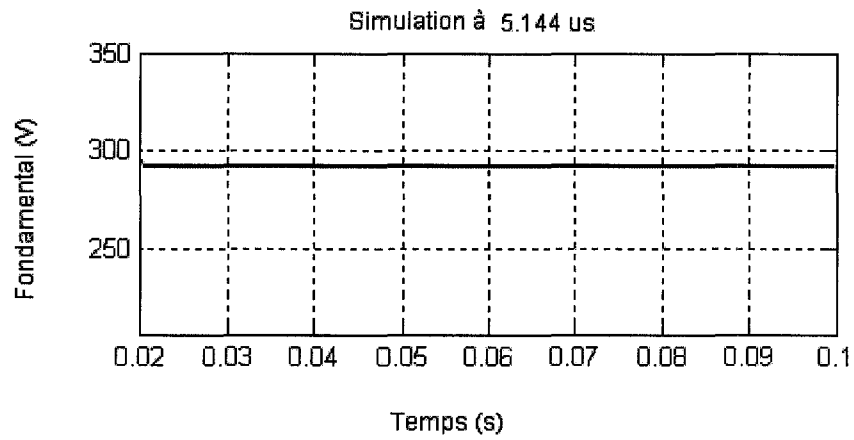


Figure 1.5 Fondamental de la tension de sortie de l'onduleur (5.144 μs).

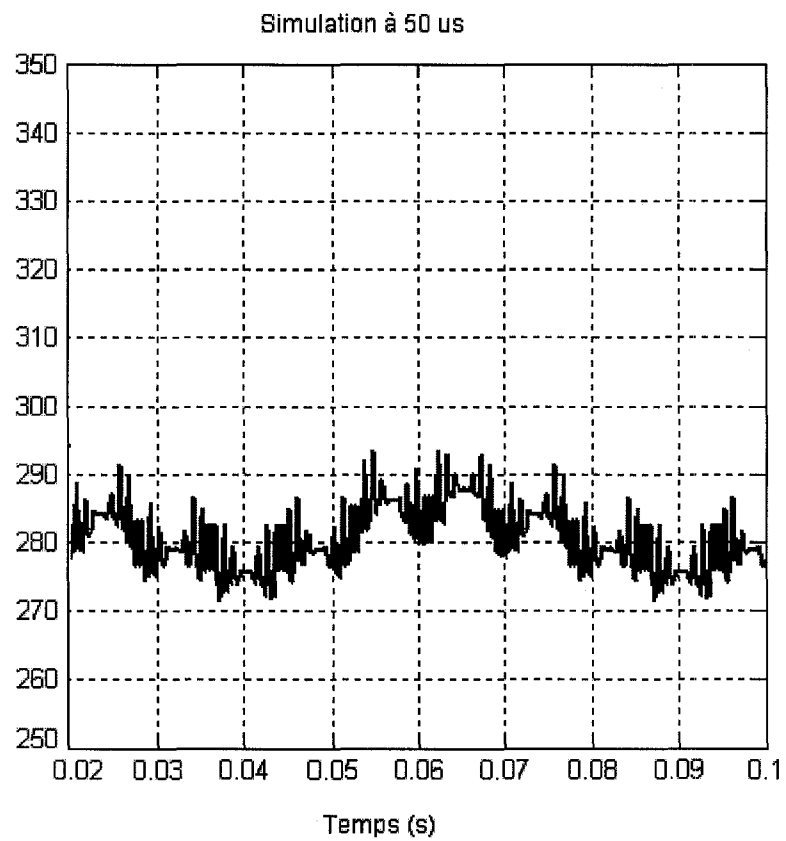


Figure 1.6 Fondamental de la tension de sortie de l'onduleur (50 μs).

On remarque que dans la simulation à $50 \mu\text{s}$ il y a présence d'harmoniques non caractéristiques dans la tension à la sortie de l'onduleur et des fluctuations du fondamental de cette tension. On remarque aussi une certaine migration du niveau moyen de cette tension, comparativement aux résultats obtenus avec un pas de $5.114 \mu\text{s}$. Ceci est dû essentiellement aux retards de commutations et à la mauvaise évaluation des conditions initiales après une commutation.

1.5 Modèle Simulink d'un système électrique

SPS utilise le modèle Simulink présenté à la figure 1.7. Dans ce modèle Simulink, la partie linéaire du circuit est simulée par un système d'état tandis que les blocs non-linéaires (machines, transformateurs saturables, interrupteurs, etc.) sont simulés comme des boucles de contre-réaction, les courants des éléments non-linéaires étant calculés à partir des tensions à leurs bornes et injectés aux entrées du bloc d'état.

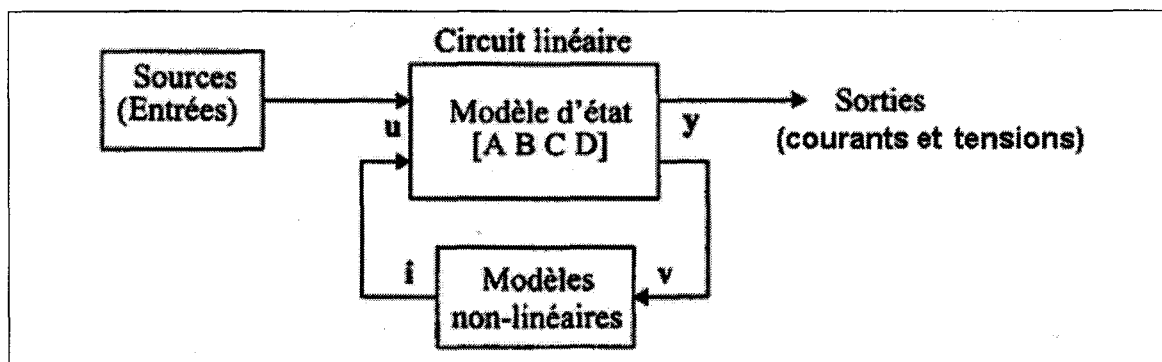


Figure 1.7 Modèle Simulink d'un système électrique.

1.6 Simulation des interrupteurs et dispositifs d'électronique de puissance.

Deux méthodes sont utilisées pour la simulation des interrupteurs et des dispositifs de puissance dans le SPS: le modèle résistif binaire et le modèle RL.

1.6.1 Modèle résistif binaire

Si l'interrupteur est modélisé par une résistance pure, il est considéré comme une partie du circuit linéaire. Le modèle d'état du circuit, incluant l'état ouvert ou fermé de l'interrupteur, est ainsi calculé à chaque changement d'état. La même méthode est généralement utilisée avec le modèle de disjoncteur et le modèle d'interrupteur idéal car ces éléments n'ont pas d'inductance interne. Elle est aussi utilisée pour les diodes et les thyristors avec $R_{on} > 0$ et $L_{on} = 0$ et pour le modèle de pont universel avec les dispositifs à commutation forcée.

1.6.2 Modèle RL

Si l'interrupteur est modélisé par une résistance avec une inductance en série, l'interrupteur est simulé comme une source de courant pilotée par la tension à ses bornes. L'élément non linéaire est connecté en contre-réaction avec le circuit linéaire, comme le montre la figure 1.7.

1.7 Revue de littérature

SimPowerSystems (SPS) est un logiciel de simulation de réseaux électriques et de systèmes à électronique de puissance [17]. Il fonctionne dans l'environnement MATLAB/Simulink. SPS a été développé par l'Institut de recherche d'Hydro-Québec

(IREQ) avec l'École de technologie supérieure ainsi que l'Université Laval. Il est commercialisé par The Mathworks Inc. et TransÉnergie Technologies [17]. SPS a connu ces dernières années une avancée spectaculaire grâce entre autres aux travaux de [1] [6] [7] [8] [9] [10] [11] [13]. Beaucoup de travaux ont été effectués pour améliorer l'environnement de SPS. Des travaux concernant surtout la discrétisation des circuits de puissance ont été effectués mais peu de travaux ont concerné la résolution des problèmes liés à la simulation des circuits d'électronique de puissance contenant des interrupteurs. Voici quelques travaux effectués dans l'environnement du SPS pour résoudre cette problématique.

1.7.1 OPAL-RT (Dufour, Bélanger et Abourida)

OPAL-RT propose de résoudre cette problématique en introduisant une nouvelle méthode d'intégration nommée DTCSE (Discrete Time Compensation of Switching Events) [14] [15] [16]. OPAL-RT propose donc de substituer la méthode d'intégration trapézoïdale, utilisée dans SPS, par cette nouvelle méthode d'intégration. Des résultats ont été présentés entre autre lors de la conférence Electrimacs 2002 mais plusieurs questions restent en suspens, notamment la façon dont OPAL-RT procède pour détecter et traiter convenablement les commutations simples et complexes ainsi que la façon dont la méthode DTCSE fonctionne pour évaluer convenablement les conditions initiales. En fait, les articles qui traitent de ce sujet ne présentent que des résultats de simulation en se basant sur cette méthode mais ne présentent ni comment ni par quel moyen les commutations simples et complexes sont décelées et traitées.

1.7.2 Travaux de De Kelper

De Kelper [1] [2] [3] [5] propose une nouvelle méthode, dite de commutation précise, essentiellement basée sur la technique d'interpolation linéaire des signaux à l'intérieur

du pas de calcul et aussi sur une méthode ingénieuse d'évaluation des conditions initiales et de mise à jour des équations après commutations. Cette méthode permet non seulement de détecter mais aussi de traiter convenablement les commutations qui peuvent survenir à l'intérieur d'un pas de calcul lors de la simulation à pas fixe d'un circuit électrique contenant des interrupteurs. Cette méthode est utilisable aussi bien dans l'approche nodale que dans l'approche par variable d'état.

1.7.3 Travaux liés à l'approche nodale

D'autres travaux ont concerné la simulation à pas fixe des circuits à électronique de puissance contenant des interrupteurs dans l'approche nodale.

Opal [18] [19] a travaillé sur l'estimation des conditions initiales pour les circuits ne contenant que des éléments linéaires et des interrupteurs; Opal [19] a étendu ses travaux par la suite sur des circuits contenant des éléments non linéaires et des interrupteurs. Opal [19] modélise le circuit en utilisant une méthode nodale modifiée permettant de détecter les commutations simultanées et d'évaluer les conditions initiales après commutation.

Une autre méthode dite ZZ est proposée par Zuhao [20], qui suggère de remplacer le modèle du circuit par deux modèles équivalents après commutation: un modèle avant impulsion et un autre modèle après impulsion. Dans le modèle avant impulsion:

- les condensateurs sont remplacés par une résistance équivalente en série avec une source idéale de tension dont la valeur est égale à la tension aux bornes du condensateur avant la commutation (si le condensateur est considéré comme linéaire);
- les inductances sont remplacées par une résistance équivalente en série avec une source idéale de tension dont la valeur est égale au produit du courant dans

l'inductance avant la commutation et de la résistance équivalente (si l'inductance est considérée comme linéaire).

Les résistances équivalentes sont calculées en utilisant la méthode Euler arrière. Lorsque les condensateurs et les inductances sont considérés comme non-linéaires alors le modèle équivalent avant est obtenu de la même manière que dans le cas linéaire sauf qu'on utilise la charge du condensateur et le flux dans l'inductance au lieu de la tension et du courant.

La méthode de Zuhao [20] permet de traiter la commutation qui peut survenir au cours de la simulation mais sans pour autant déterminer avec précision l'instant de cette commutation. Zuhao [20] n'a pas traité le problème des commutations simultanées.

Bedrosian [21] propose une méthode d'estimation de l'instant de commutation en se basant sur la méthode itérative de Newton-Raphson. Cette méthode permet aussi de détecter la présence des commutations simultanées.

Trois autres méthodes ont été développées spécifiquement pour la simulation en temps réel des circuits de puissance et des réseaux électriques et utilisent l'approche nodale.

La première méthode est celle de Kuffel [22]. Elle permet d'interpoler les signaux pour corriger l'erreur due au retard de commutation. Les interrupteurs sont testés après chaque pas de calcul pour vérifier s'ils auraient dû changer d'état [1]. L'instant de commutation est alors déterminé par simple interpolation linéaire. Le premier instant de commutation est conservé alors que les autres instants sont ignorés. L'instant de commutation étant connu, on procède en une interpolation linéaire des différents signaux. La méthode de Kuffel [22] ne permet pas de traiter les commutations simultanées.

La deuxième méthode est celle de Strunz [23]. Elle permet d'estimer l'instant de commutation par une simple interpolation linéaire. Elle ne permet ni de traiter les commutations simultanées ni de mettre à jour les équations du système.

La troisième méthode a été proposée par Do [24]. C'est une méthode plus exigeante en effort de calcul que les méthodes de Kuffel [22] et Strunz [23]. Elle permet d'estimer l'instant de commutation et de déterminer, par interpolation linéaire, la valeur du courant un pas de calcul avant l'instant de commutation. Le circuit est ensuite évalué à l'instant de commutation et enfin la simulation est avancée d'un pas de calcul puis interpolé au pas de calcul normal. La méthode de Do [24] permet de mettre à jour les équations du système en utilisant la décomposition LU mais ne donne aucune information à propos des commutations simultanées.

CHAPITRE 2

METHODE DE COMMUTATION PRECISE

La méthode de commutation précise, mise au point par De Kelper [1], est une méthode qui a été développée pour pallier aux problèmes liés aux imprécisions causées lors d'une simulation à pas fixe d'un circuit de puissance contenant des interrupteurs. Ces imprécisions sont en grande partie imputées:

- aux retards de commutation, lorsqu'une ou plusieurs commutations surviennent à l'intérieur d'un pas de calcul et ne sont pas prises en compte par le logiciel de simulation;
- au calcul des conditions initiales et aux commutations simultanées.

Dans ce chapitre, nous resumons la méthode de commutation précise telle que décrite par De Kelper [1] [2] [3].

2.1 Concept général de la méthode de la commutation précise

2.1.1 Principe de base

La méthode de commutation précise est basée sur les hypothèses suivantes:

- les interrupteurs sont représentés par un modèle simplifié, dans lequel l'état de l'interrupteur est représenté par une impédance (petite pour l'état fermé et très grande pour l'état ouvert);
- les commutations sont instantanées.

La méthode consiste en une procédure à 3 étapes:

- étape 1: les signaux sont d'abord calculés à l'instant précis de la commutation avant le changement d'état des interrupteurs (instant θ^-)(figure 2.1);

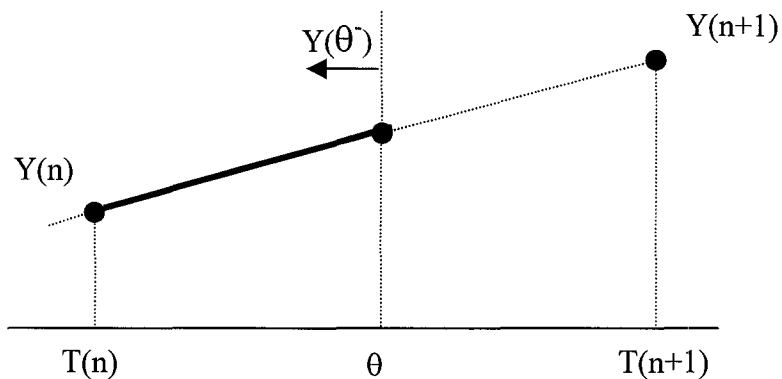


Figure 2.1 Calcul du signal avant commutation.

- étape 2: les signaux sont calculés juste après le changement d'état des interrupteurs (instant θ^+)(figure 2.2);

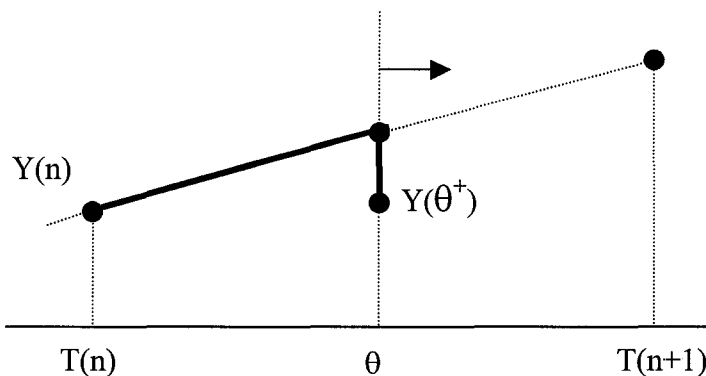


Figure 2.2 Calcul du signal après commutation.

- étape 3: la procédure se termine par le calcul des signaux au pas de calcul normal (figure 2.3).

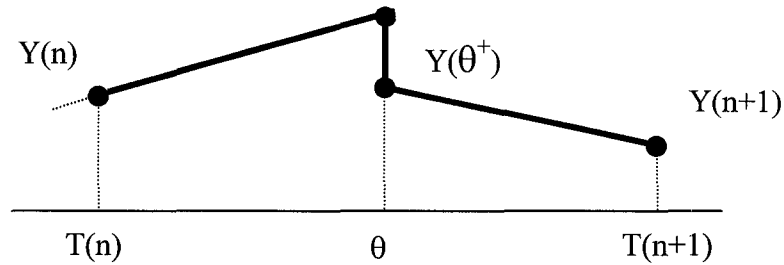


Figure 2.3 Calcul du signal au pas de calcul.

2.2 Détermination de l'instant de commutation

Les trois étapes décrites dans les figures 2.1, 2.2 et 2.3 se basent essentiellement sur l'instant de commutation θ . Cet instant de commutation est déterminé par la logique de commutation des interrupteurs en procédant à une simple interpolation linéaire. Après chaque pas de calcul, la logique de commutation des interrupteurs est évaluée. Si un interrupteur doit changer d'état alors l'instant de commutation θ est évalué par une interpolation linéaire.

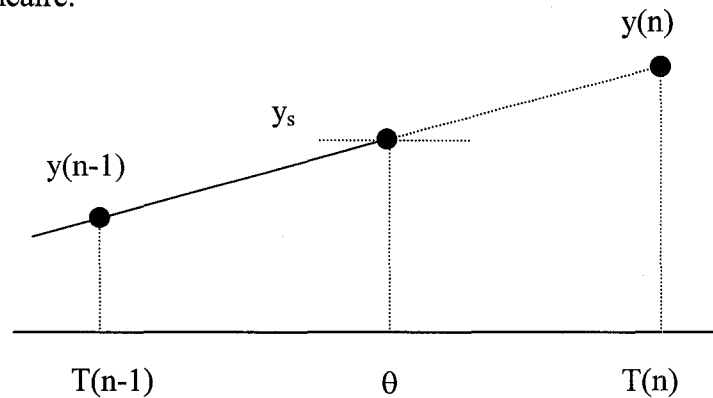


Figure 2.4 Détermination de l'instant de commutation.

$y(n-1)$ et $y(n)$ sont les signaux aux instants $T(n-1)$ et $T(n)$ d'un signal sur lequel se base la logique de commutation des interrupteurs pour décider si une commutation doit avoir lieu et en supposant que y_s représente la valeur "seuil" de commutation. L'instant de commutation est alors obtenu par l'équation d'interpolation linéaire suivante:

$$\theta = T(n-1) + T \frac{y_s - y(n-1)}{y(n) - y(n-1)} \quad (2.1)$$

Connaissant l'instant de commutation, le processus de commutation est enclenché selon les trois étapes suivantes:

- étape 1: calcul des signaux à l'instant de la commutation;
- étape 2: calcul des conditions initiales;
- étape 3: calcul des signaux au pas de calcul après la commutation.

2.2.1 Étape 1: calcul des signaux à l'instant de la commutation

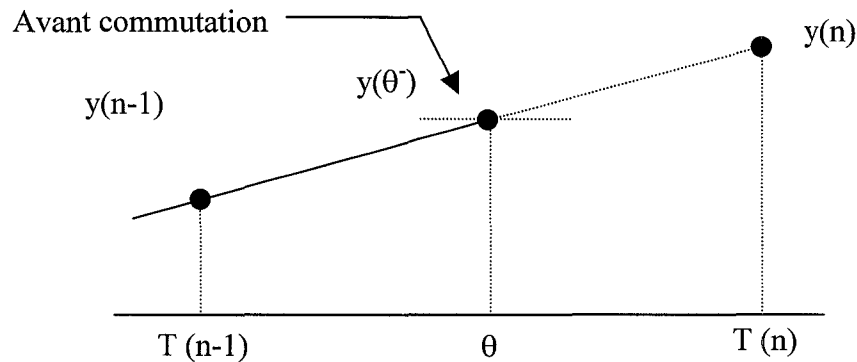


Figure 2.5 Calcul du signal à l'instant de commutation.

Dans la figure 2.5, $y(n-1)$ et $y(n)$ représentent le signal de sortie respectivement aux instants $T(n-1)$ et $T(n)$ alors que $y(\theta)$ représente le signal de sortie avant l'instant de la commutation θ (θ^- représente l'instant juste avant la commutation). Les tensions et les

courants du circuit à l'instant de la commutation sont faciles à obtenir à partir du moment où l'instant de commutation est connu. Puisque les interrupteurs n'ont pas encore changé d'état à ce moment, ces signaux peuvent être évalués par deux méthodes, soit une rediscrétisation du système d'équations ou via une interpolation.

2.2.1.1 Rediscrétisation du système d'équations

Elle consiste à recalculer le système d'équations du circuit en utilisant comme nouveau pas de calcul l'intervalle entre le pas de calcul précédent $T(n-1)$ et l'instant de commutation θ . Le système d'équations du circuit est donc rediscrétisé avec ce nouveau pas de calcul. C'est la méthode la plus précise pour évaluer les signaux du circuit à l'instant de la commutation. Par contre, elle est très exigeante en effort de calcul car de nombreuses opérations matricielles doivent être effectuées (à cause de la rediscrétisation du système d'équations).

2.2.1.2 Interpolation

L'interpolation consiste en une interpolation linéaire entre les valeurs des signaux obtenus aux instants $T(n-1)$ et $T(n)$ de part et d'autre de l'instant de commutation θ .

$$y(\theta^-) = y(n-1) + [y(n) - y(n-1)] \frac{(\theta - T(n-1))}{T} \quad (2.2)$$

avec :

$y(\theta^-)$: valeur du signal à l'instant θ^-

$y(n-1)$: valeur du signal à l'instant $T(n-1)$

$y(n)$: valeur du signal à l'instant $T(n)$

La deuxième méthode est moins précise que la première, car elle suppose que la courbe des signaux entre les deux pas de calcul est représentée par une droite ce qui est vrai si le pas de calcul est suffisamment petit. Le pas de calcul est choisi selon la dynamique du système à simuler (ex: un pas de calcul de $50\mu\text{s}$ est adéquat pour simuler un phénomène à 60 Hz). Le choix d'un pas calcul trop grand rend la simulation imprécise, car les signaux à simuler changent trop entre deux pas de calcul. Le pas de calcul utilisé est habituellement suffisamment petit pour que l'interpolation soit précise.

La deuxième méthode est moins exigeante en effort de calcul que la première méthode, car elle n'exige aucune mise à jour du système d'équations.

2.2.2 Étape 2 : calcul des conditions initiales

Le calcul des conditions initiales (CI) est l'étape la plus importante de la méthode de commutation précise. Le calcul des CI permet à la simulation de se poursuivre correctement, car il détermine le nouveau point d'opération du circuit à partir de l'instant où les interrupteurs ont changé d'état. Au moment de la commutation, le circuit a accumulé une certaine quantité d'énergie, répartie dans les composants réactifs du circuit tels que les condensateurs et les inductances. L'énergie accumulée dans les éléments réactifs est conservée. L'écoulement d'énergie dans une inductance est déterminé par la tension à ses bornes. Son énergie accumulée est déterminée par le flux magnétique ou le courant qui la traverse. Le flot d'énergie dans l'inductance correspond à la variation de l'énergie en fonction du temps à $t = \theta$.

$$\left. \frac{dE_L(t)}{dt} \right|_{t=\theta} = \frac{1}{2} L \left. \frac{di_L^2(t)}{dt} \right|_{t=\theta} = Li_L(\theta) \left. \frac{di_L(t)}{dt} \right|_{t=\theta} = i_L(\theta) v_L(\theta) \quad (2.3)$$

$$v_L(\theta) = L \left. \frac{di_L(t)}{dt} \right|_{t=\theta} \quad (2.4)$$

Le flot d'énergie est discontinu (puisque la commutation est instantanée) et $\frac{dE_L(t)}{dt}$ est indéfini. De même la tension $v_L(\theta)$ est aussi indéfinie à $t = \theta$. Cependant on peut définir une limite à gauche $v_L(\theta^-)$ et une autre à droite $v_L(\theta^+)$.

$$v_L(\theta^-) = L^* \lim_{\Delta t \rightarrow 0^-} \frac{i_L(\theta + \Delta t) - i_L(\theta)}{\Delta t} \quad (2.5)$$

$$v_L(\theta^+) = L^* \lim_{\Delta t \rightarrow 0^+} \frac{i_L(\theta + \Delta t) - i_L(\theta)}{\Delta t} \quad (2.6)$$

$v_L(\theta^-)$ est facile à déterminer (par interpolation linéaire); $v_L(\theta^+)$ est obtenue indirectement en connaissant les tensions des autres composants et en appliquant les lois de Kirchhoff.

De la même manière, l'écoulement d'énergie dans un condensateur est déterminé par le courant qui circule dans le condensateur. Son énergie accumulée est déterminée par sa charge. Le courant traversant le condensateur correspond à la dérivée de la tension à ses bornes. $ic(\theta^-)$ est déterminé par interpolation linéaire. $ic(\theta^+)$ est déterminé en connaissant les courants des autres composants du circuit et en utilisant la loi du courant de Kirchhoff. Pour simplifier, les inductances sont remplacées par des sources de courant et les condensateurs sont remplacés par des sources de tension.

Les conditions initiales sont évaluées en respectant le principe de la conservation de l'énergie. Il arrive que le nouveau point d'opération obtenu grâce au calcul des conditions

initiales déclenche la commutation d'un autre interrupteur (la nouvelle commutation est alors simultanée), tel que montré à la figure 2.6.

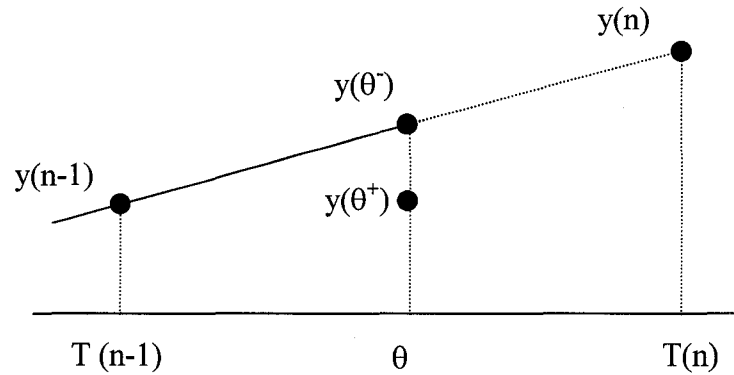
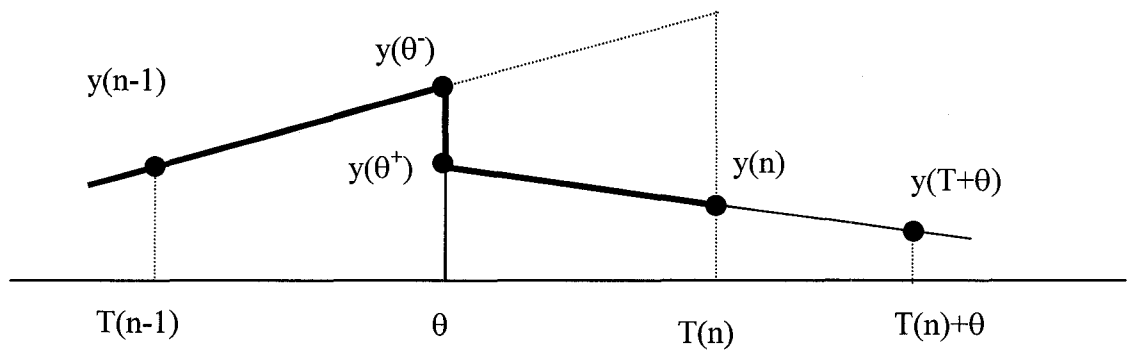


Figure 2.6 Réévaluation des conditions initiales.

2.2.3 Étape 3 : calcul des signaux au pas de calcul après la commutation

La troisième étape du processus de commutation permet de déterminer la valeur du signal à l'instant $t = T(n)$.

Figure 2.7 Calcul de $y(n)$.

Deux méthodes sont utilisées pour déterminer la valeur du signal à l'instant $T(n)$. La première méthode consiste à avancer la simulation d'un pas de calcul égal à $[T(n)-\theta]$, le système d'équation doit être rediscrétisé (méthode trop exigeante en temps

de calcul). La deuxième méthode consiste à avancer la simulation d'un pas de calcul normal T ce qui nous ramène à l'instant $[T(n)+\theta]$ (on dépasse l'instant désiré). Les signaux ainsi obtenus sont interpolés à l'instant $T(n)$:

$$y(n) = y(\theta) + [y(\theta + T) - y(\theta)] \frac{(T(n) - \theta)}{T} \quad (2.7)$$

avec :

$y(\theta+T)$: valeur du signal à l'instant $\theta+T$.

$y(\theta)$: valeur du signal à l'instant θ .

La deuxième méthode est souvent préférée à la première méthode pour les raisons citées à la page 20.

2.3 MCP dans l'approche par variables d'état

La méthode de commutation précise a été développée dans l'optique d'être utilisée aussi bien dans l'approche nodale que dans l'approche par variables d'état [1]. Dans la suite du présent chapitre, on mettra l'accent sur l'utilisation de la MCP dans l'approche par variables d'état, car SPS est basé sur cette approche.

Un système linéaire invariant dans le temps est régi par les équations suivantes :

$$\dot{X}(t) = AX(t) + BU(t) \quad (2.8)$$

$$Y(t) = CX(t) + DU(t) \quad (2.9)$$

avec:

$X(t)$: Le vecteur des variables d'état.

$Y(t)$: Le vecteur des sorties du système.

$U(t)$: Le vecteur des entrées du système.

A, B, C, D : Les matrices contenant les paramètres du système.

Les deux équations (2.8) et (2.9) représentent le système continu. Le système discrétisé par la discrétisation trapézoïdale est représenté par les équations:

$$X(n+1) = A_d X(n) + B_d U(n) \quad (2.10)$$

$$Y(n+1) = C_d X(n) + D_d U(n) \quad (2.11)$$

les matrices A_d et B_d sont calculées, à partir des matrices A et B et la période d'échantillonnage T , à l'aide des équations (2.12) et (2.13).

$$A_d = \left[I - \frac{T}{2} A \right]^{-1} \left[I + \frac{T}{2} A \right] \quad (2.12)$$

$$B_d = \left[I - \frac{T}{2} A \right]^{-1} \frac{T}{2} B \quad (2.13)$$

Les deux matrices A_d et B_d sont donc mises à jour après chaque pas de calcul. Quant aux matrices C_d et D_d elles restent inchangées après discrétisation du système et elles valent :

$$C_d = C \quad (2.14)$$

$$D_d = D \quad (2.15)$$

La mise à jour des deux matrices A_d et B_d nécessite l'inversion de la matrice

$$\left[I - \frac{T}{2}A \right].$$

Deux cas se présentent:

- le système ne change pas au cours de la simulation. Dans ce cas on peut procéder à l'inversion de la matrice avant le début de la simulation [1];
- le système change au cours de la simulation. C'est le cas de la plupart des circuits contenant des interrupteurs, la matrice $\left[I - \frac{T}{2}A \right]$ change et doit être inversée à nouveau [1].

La MCP propose une méthode simple et efficace qui permet de réduire l'effort de calcul nécessaire pour mettre à jour le système d'équations.

2.4 Principe de base de la MCP

2.4.1 Hypothèses

Les variables d'état représentent une accumulation d'énergie, donc elles ne changent pas lors d'une commutation instantanée, ce qui facilite la détermination des conditions initiales [1].

2.4.2 Procédure

Comme mentionné ci-haut, la MCP est une méthode à trois étapes. Ces étapes démarrent après identification de l'instant de commutation θ par la logique de commutation des

interrupteurs. Dans un premier temps une interpolation linéaire des signaux, nécessaires à l'évaluation des conditions initiales, se fait à l'instant θ^- , situé entre l'instant $T(n-1)$ et $T(n)$, ce qui permet d'évaluer les signaux avant la commutation avec les équations (2.16) et (2.17)

$$X(\theta^-) = X(n-1) + \frac{[\theta^- - T(n-1)]}{T} [X(n) - X(n-1)] \quad (2.16)$$

$$U(\theta^-) = U(n-1) + \frac{[\theta^- - T(n-1)]}{T} [U(n) - U(n-1)] \quad (2.17)$$

Dans un deuxième temps, on calcule les variables d'état ainsi que la sortie. Puisque les variables d'état ne changent pas, alors:

$$X(\theta^+) = X(\theta^-) \quad (2.18)$$

La sortie Y est calculée à l'instant θ^+ juste après l'instant de commutation par:

$$Y(\theta^+) = C^+ X(\theta^+) + D^+ U(\theta^+) \quad (2.19)$$

Les matrices C^+ et D^+ sont les mise à jour des matrices C et D suite aux changements du circuit causés par la commutation des interrupteurs. La sortie $Y(\theta^+)$ étant calculée, la logique de commutation est réévaluée. Si les conditions sont telles qu'une commutation simultanée doit se produire alors une nouvelle mise à jour des matrices C^+ et D^+ est effectuée et une réévaluation de la sortie Y est effectuée en conséquence. Si le circuit ne présente aucune commutation simultanée alors la troisième étape de la méthode est enclenchée. Cette ultime étape a pour objectif de calculer les signaux à l'instant $T(n)$.

Elle commence par une réévaluation des matrices A_d et B_d qui changent suite aux différentes commutations qui sont survenues.

$$A_d^+ = \left[I - \frac{T}{2} A^+ \right]^{-1} \left[I + \frac{T}{2} A^+ \right] \quad (2.20)$$

$$B_d^+ = \left[I - \frac{T}{2} A^+ \right]^{-1} \frac{T}{2} B^+ \quad (2.21)$$

Les matrices A_d et B_d ont été déjà calculées dans la deuxième étape. Connaissant les matrices A_d^+, B_d^+, C^+ et D^+ on procède au calcul des différents signaux à l'instant $T(n)$ en deux temps. D'abord, la simulation est avancée d'un pas de calcul de θ^+ à $T + \theta^+$:

$$X(\theta^+ + T) = A_d^+ X(\theta^+) + B_d^+ [U(\theta^+ + T) + U(\theta^+)] \quad (2.22)$$

$$Y(\theta^+ + T) = C_d^+ X(\theta^+) + D_d^+ U(\theta^+ + T) \quad (2.23)$$

Par la suite, on procède à une simple interpolation linéaire à l'instant $T(n)$ et on obtient :

$$X(n) = X(\theta^+) + \frac{T(n) - \theta^+}{T} [X(\theta^+ + T) - X(\theta^+)] \quad (2.24)$$

et

$$Y(n) = Y(\theta^+) + \frac{T(n) - \theta^+}{T} [Y(\theta^+ + T) - Y(\theta^+)] \quad (2.25)$$

2.4.3 Optimisation de la mise à jour du système d'équations d'état

Les équations (2.20) et (2.21) doivent être évaluées après chaque commutation. Cette évaluation passe obligatoirement par une inversion de la matrice $\left[I - \frac{T}{2} A^+ \right]$

Le système d'équations devient :

$$X(n) = A_d X(n-1) + B_d U(n-1) + [B_1 \ : \ B_2] \begin{bmatrix} I_{SW}(n) \\ V_S(n) \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

$$Y(n) = \begin{bmatrix} V_{SW}(n) \\ Y_1(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \end{bmatrix} X(n) + \begin{bmatrix} D_{11} \ : \ D_{12} \\ D_{21} \ : \ D_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{SW}(n) \\ V_S(n) \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

sachant que:

$$I_{SW}(n) = G_{SW} V_{SW}(n) \quad (2.28)$$

Avec

$$B_d = [B_1 \ : \ B_2] \quad (2.29)$$

$$U(n) = \begin{bmatrix} I_{SW}(n) \\ V_S(n) \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

$$D = \begin{bmatrix} D_{11} & \vdots & D_{12} \\ D_{21} & \vdots & D_{22} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

$$C = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Le vecteur d'entrée u contient :

I_{sw} : un sous vecteur qui représente les sources de courant des interrupteurs.

V_s : un sous vecteur qui représente les sources autres que les interrupteurs.

B_1 et B_2 sont les sous matrices de la matrice B_d . D_{11} , D_{12} , D_{21} et D_{22} sont les sous matrices de la matrice D .

Le vecteur des sorties Y contient :

V_{sw} : un sous vecteur qui représente les tensions des interrupteurs.

Y_1 : un sous vecteur qui représente les sorties autres que les interrupteurs.

G_{sw} est la matrice qui représente les admittances des interrupteurs.

Les équations (2.26), (2.27) et (2.28) deviennent :

$$X(n) = A_d X(n-1) + B_d U(n-1) + B_1 I_{sw}(n) + B_2 V_s(n) \quad (2.33)$$

$$V_{sw}(n) = C_1 X(n) + D_{11} I_{sw}(n) + D_{12} V_s(n) \quad (2.34)$$

$$Y_1(n) = C_2 X(n) + D_{21} I_{sw}(n) + D_{22} V_s(n) \quad (2.35)$$

$$I_{SW}(n) = G_{SW} V_{SW}(n) \quad (2.36)$$

Lors d'une commutation, la matrice G_{SW} change. Par contre les autres matrices ne changent pas et donc peuvent être calculées avant le début de la simulation.

Les équations (2.33), (2.34), (2.35) et (2.36) forment une boucle algébrique. Celle-ci est résolue en remplaçant l'équation (2.33) dans l'équation (2.34):

$$V_{SW}(n) = C_1 A_d X(n-1) + C_1 B_d U(n-1) + (C_1 B_1 + D_{11}) I_{SW}(n) + (C_1 B_2 + D_{12}) V_S(n) \quad (2.37)$$

En remplaçant l'équation (2.37) dans l'équation (2.36) on aura :

$$I_{SW}(n) = G_{SW} \left[C_1 A_d X(n-1) + C_1 B_d U(n-1) + (C_1 B_2 + D_{12}) V_S(n) \right] + G_{SW} \left[(C_1 B_1 + D_{11}) I_{SW}(n) \right] \quad (2.38)$$

$$I_{SW}(n) = \left[I - G_{SW} (C_1 B_1 + D_{11}) \right]^{-1} G_{SW} \left[C_1 A_d X(n-1) + C_1 B_d U(n-1) + (C_1 B_2 + D_{12}) V_S(n) \right] \quad (2.39)$$

Dans le but de simplifier les équations posons:

$$\Phi(n) = A_d X(n-1) + B_d U(n-1) + B_2 V_S(n) \quad (2.40)$$

$$H = I - G_{SW} (C_1 B_1 + D_{11}) \quad (2.41)$$

En introduisant (2.40) et (2.41) dans (2.39), les équations qui régissent notre système sont :

$$I_{sw}(n) = H^{-1}G_{sw} [C_1\Phi(n) + D_{12}V_s(n)] \quad (2.42)$$

$$X(n) = \Phi(n) + B_1I_{sw}(n) \quad (2.43)$$

$$V_{sw}(n) = C_1X(n) + D_{11}I_{sw}(n) + D_{12}V_s(n) \quad (2.44)$$

$$Y_1(n) = C_2X(n) + D_{21}I_{sw}(n) + D_{22}V_s(n) \quad (2.45)$$

Dans le présent système d'équations les seules matrices qui changent, suite à une commutation, sont G_{sw} et H [1] [5]. La matrice H , qui lie les courants des interrupteurs aux tensions des interrupteurs, est une matrice symétrique [1], donc elle peut profiter des techniques très performantes d'inversion des matrices symétriques telle que la méthode LDL^T. De plus sa taille dépend du nombre d'interrupteurs contenus dans le circuit. Ces deux caractéristiques font que l'inversion de la matrice H n'exige pas un effort considérable comparativement à l'inversion de la matrice $\left[I - \frac{T}{2}A^+ \right]$.

De plus les travaux de De Kelper [1] ont permis d'optimiser et de réduire considérablement cet effort de calcul surtout si l'on considère un modèle d'interrupteur semi-idéal, ce qui veut dire que l'interrupteur est remplacé dans le schéma par une simple impédance dont la valeur dépend de l'état de cet interrupteur. Si l'interrupteur est fermé, on le remplace par est une impédance de très faible valeur. S'il est ouvert on le remplace par est une impédance infinie.

En posant :

$$C_1B_1 + D_{11} = Q \quad (2.46)$$

Alors l'équation (2.41) devient :

$$H = I - G_{SW} Q \quad (2.47)$$

On définit:

$$H_{ON} = I - (G_{SW})_{ON} Q \quad (2.48)$$

$$H_{OFF} = I - (G_{SW})_{OFF} Q \quad (2.49)$$

H_{ON} : matrice obtenue pour tous les interrupteurs fermés.

H_{OFF} : matrice obtenue pour tous les interrupteurs ouverts.

2.4.3.1 Exemple

Soit un circuit contenant 6 interrupteurs. Supposons qu'à un instant donné on a la situation suivante: les interrupteurs 2 et 4 sont ouverts, les interrupteurs 1, 3, 5 et 6 sont fermés. Déterminons les matrices H_{ON} , H_{OFF} et H^{++} . La figure 2.8 résume la méthode de réarrangement de la matrice H .

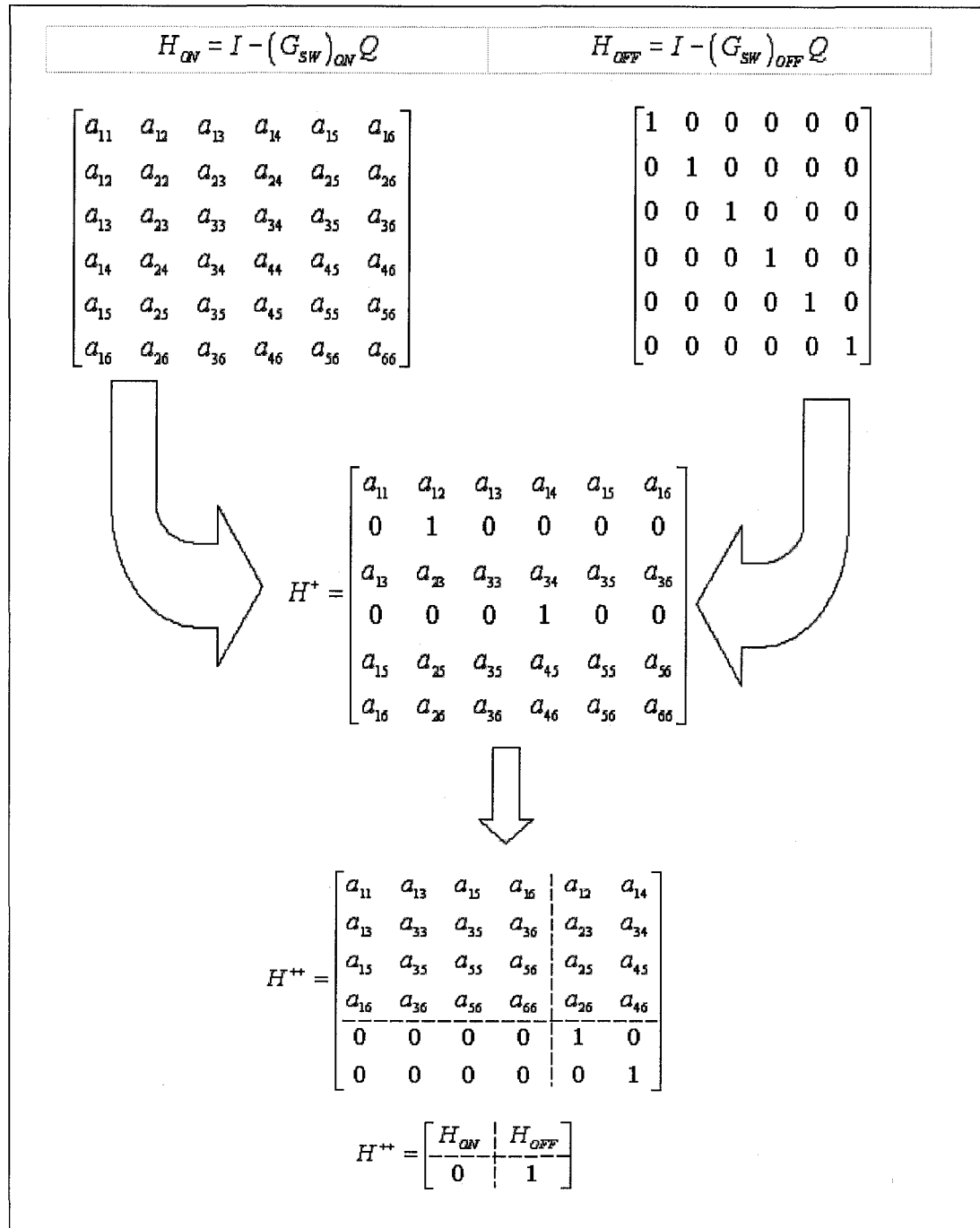


Figure 2.8 Arrangement de la matrice H.

La matrice H^+ est obtenue à partir de la matrice H et la matrice identité. On remplace les rangées 2 et 4 de la la matrice H par les mêmes rangées de la matrice identité. Puis on procède à une réorganisation de la matrice H^+ pour obtenir la matrice H^{++} . Les courants des interrupteurs sont calculés par :

$$I_{SW}(n) = H^{-1}G_{SW} [C_1\Phi(n) + D_{12}V_S(n)] \quad (2.50)$$

En utilisant la matrice H^{++} , l'équation (2.50) devient :

$$I_{SW}(n) = (H^{++})^{-1} G_{SW}^{++} [C_1\Phi(n) + D_{12}V_S(n)] \quad (2.51)$$

Posons :

$$P(n) = C_1\Phi(n) + D_{12}V_S(n) = \begin{bmatrix} P_{ON}(n) \\ P_{OFF}(n) \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

Donc (2.51) devient :

$$I_{SW}(n) = \begin{bmatrix} (I_{SW})_{ON}(n) \\ (I_{SW})_{OFF}(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (G_{SW})_{ON} (H_{ON})^{-1} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{ON}(n) \\ P_{OFF}(n) \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

Donc:

$$(I_{SW})_{ON}(n) = (G_{SW})_{ON} (H_{ON})^{-1} P_{ON}(n) \quad (2.54)$$

$$(I_{SW})_{OFF}(n) = 0 \quad (2.55)$$

À partir des équations (2.54) et (2.55), le calcul des courants dans les interrupteurs se limite uniquement au calcul des courants dans les interrupteurs fermés ce qui revient à inverser uniquement la matrice H_{ON} , dont la taille est associée au nombre d'interrupteurs fermés [1]. Cette façon utilisée par De Kelper [1] pour réorganiser la matrice H permet de réduire considérablement l'effort de calcul des différents signaux. Pour le calcul des conditions initiales on procède comme suit. Étant donné que les variables d'état ne changent pas lors de la commutation alors on détermine les différents signaux par:

$$X(\theta^+) = X(\theta^-) \quad (2.56)$$

$$Y_1(\theta^+) = C_2 X(\theta^+) + D_{21} I_{SW}(\theta^+) + D_{22} V_S(\theta^+) \quad (2.57)$$

$$V_{SW}(\theta^+) = C_1 X(\theta^+) + D_{11} I_{SW}(\theta^+) + D_{12} V_S(\theta^+) \quad (2.58)$$

$$I_{SW}(\theta^+) = G_{SW} V_{SW}(\theta^+) \quad (2.59)$$

Les courants dans les interrupteurs sont calculés par :

$$I_{SW}(\theta^+) = [I - G_{SW} D_{11}]^{-1} G_{SW} [C_1 X(\theta^+) + D_{12} V_S(\theta^+)] \quad (2.60)$$

Posons :

$$H^* = [I - G_{SW} D_{11}] \quad (2.61)$$

$$I_{SW}(\theta^+) = H^{*-1} G_{SW} [C_1 X(\theta^+) + D_{12} V_S(\theta^+)] \quad (2.62)$$

donc:

$$(I_{SW})_{ON}(\theta^+) = (H_{ON}^*)^{-1} (G_{SW})_{ON} [C_1 X(\theta^+) + D_{12} V_s(\theta^+)] \quad (2.62)$$

$$Y_1(\theta^+) = C_2 X(\theta^+) + D_{21} I_{SW}(\theta^+) + D_{22} V_s(\theta^+) \quad (2.63)$$

$$V_{SW}(\theta^+) = C_1 X(\theta^+) + D_{11} I_{SW}(\theta^+) + D_{12} V_s(\theta^+) \quad (2.64)$$

L'équation (2.62) permet de calculer le courant des interrupteurs à l'instant θ^+ (instant juste après la commutation). Ce calcul est obtenu en procédant à l'inversion de la matrice H_{ON} dont la taille est plus petite que celle de la matrice H . Donc l'effort de calcul est réduit. Les calculs des signaux de sortie ainsi que la mise à jour des tensions des interrupteurs sont effectués par les équations (2.63) et (2.64). Les équations (2.62), (2.63) et (2.64) permettent donc de mettre à jour les conditions initiales permettant de continuer correctement la simulation.

2.5 Conclusions

Ce chapitre présente un rappel de la méthode de commutation précise ainsi que son application dans l'approche par variable d'état. Une méthode de mise à jour des équations d'état est présentée. Cette méthode propose un réarrangement de la matrice H , ce qui permet de réduire considérablement l'effort de calcul.

CHAPITRE 3

IMPLANTATION DE LA MCP DANS SPS

Dans le présent chapitre, on présentera la façon adoptée pour implanter la MCP, présentée au chapitre précédent, dans SPS.

3.1 Nouveau modèle Simulink pour SPS

L'implantation de la MCP dans SPS passe obligatoirement par un changement radical au niveau du modèle Simulink d'un système électrique dans SPS. Actuellement SPS utilise le modèle présenté à la figure 3.1. Ce modèle ne permet ni de détecter ni de traiter les commutations qui peuvent survenir à l'intérieur d'un pas de calcul. En effet, la S-fonction calcule uniquement les signaux au pas de calcul normal, après quoi la logique de commutation des différents interrupteurs présents dans le circuit détecte s'il y a ou non des commutations. S'il y a une commutation, elle ne sera prise en compte qu'au pas de calcul suivant.

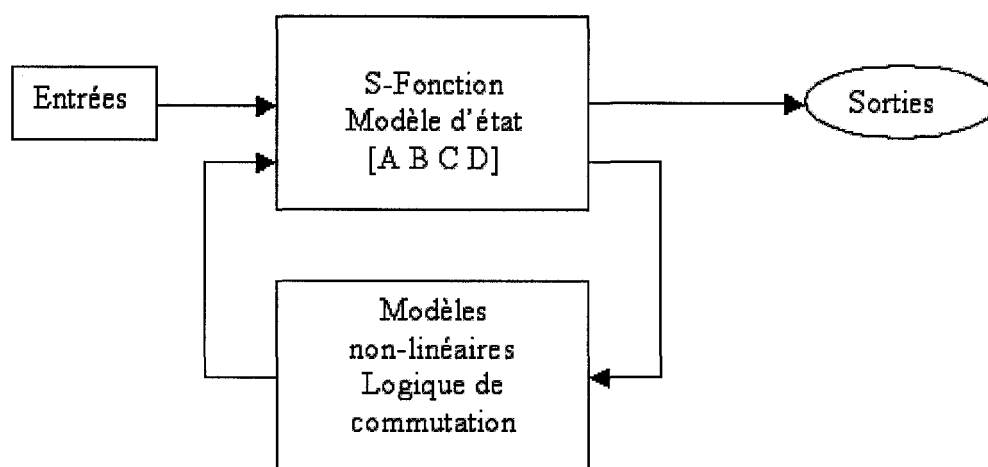


Figure 3.1 Modèle Simulink d'un système électrique dans SPS.

Donc s'il y a une ou plusieurs commutations à l'intérieur du pas de calcul actuel, elles ne seront pas prises en compte au temps de leur production, ce qui entraîne des retards de commutation avec toutes les conséquences qui en découlent. Pour éviter cette impasse et surtout dans le but de chercher les résultats de simulation les plus précis possibles, qui reflètent le fonctionnement réel des différents circuits, les utilisateurs de SPS vont adopter une stratégie qui consiste à:

- 1^{er} cas : choisir des pas de calcul le plus petits possibles et faire coïncider (si c'est possible) les commutations des différents interrupteurs avec ce pas de calcul.
- 2^{ème} cas : se contenter uniquement de choisir des pas de calcul les plus petits possibles dans le cas où il serait impossible de faire coïncider les commutations des différents interrupteurs avec le pas de calcul.

Cette stratégie a pour conséquence d'augmenter considérablement le temps de simulation.

Donc pour pouvoir pallier aux problèmes des retards de commutations, il faut modifier le modèle Simulink pour la simulation des systèmes électriques dans SPS. Le modèle proposé est présenté à la figure 3.2.

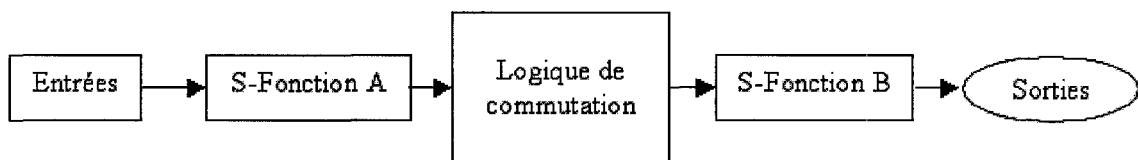


Figure 3.2 Nouveau modèle Simulink d'un système électrique pour SPS.

Le nouveau modèle de simulation est composé de 2 S-Fonctions interfacées par la logique de commutation des différents interrupteurs contenus dans le circuit à simuler. Les figures 3.3, 3.4 et 3.5 décrivent le fonctionnement du nouveau modèle.

La première étape, représentée à la figure 3.3, permet de calculer le signal au pas de calcul, soit à l'instant $T(n+1)$. Ce calcul est effectué par la première S-fonction (S-fonction A).

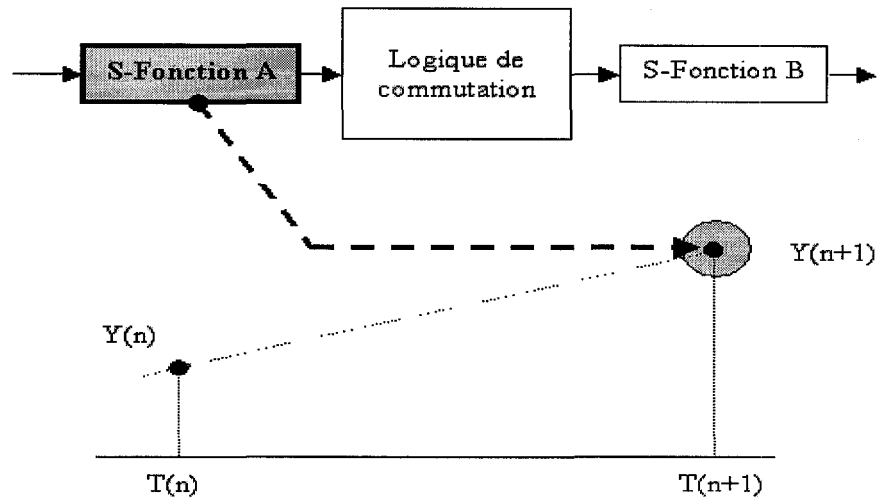


Figure 3.3 Schéma de principe du nouveau modèle étape 1.

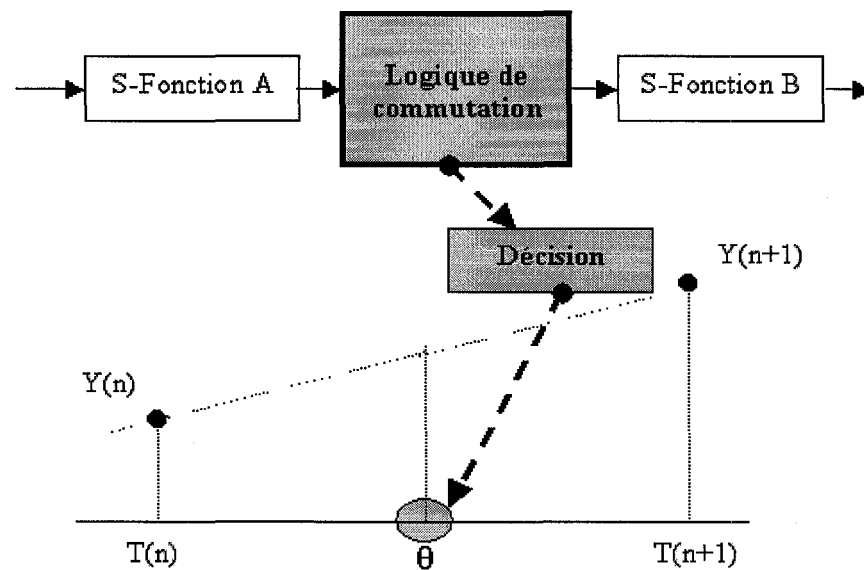


Figure 3.4 Schéma de principe du nouveau modèle étape 2.

Après le calcul du signal de sortie au pas de calcul normal, la logique de commutation des interrupteurs, contenus dans le système, détecte s'il y a présence de commutation à l'intérieur du pas de calcul actuel ($T(n)$, $T(n+1)$), calcule l'instant de commutation θ et prend la décision de changer l'état des interrupteurs qui doivent commuter (figure 3.4).

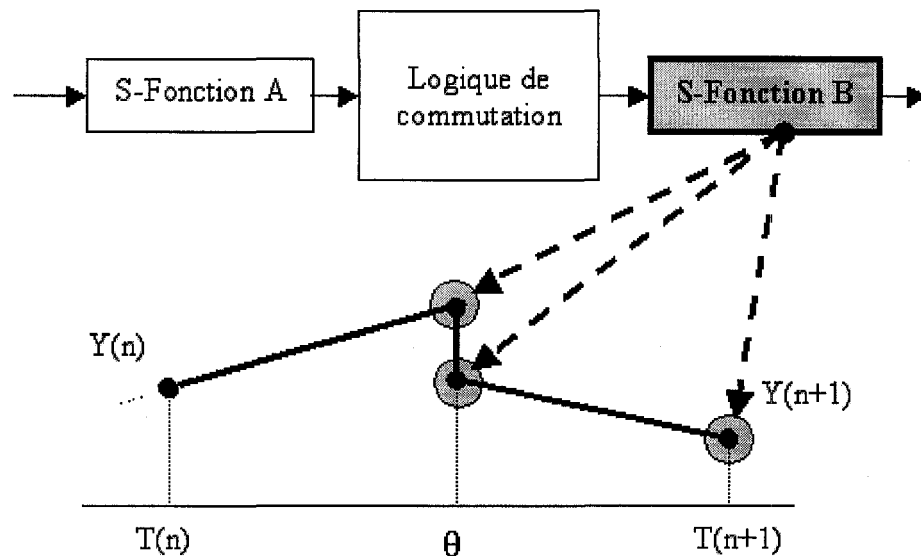


Figure 3.5 Schéma de principe du nouveau modèle étape 3.

La deuxième S-fonction évalue les conditions initiales après commutation et calcule la valeur du signal de sortie au pas de calcul normal (à l'instant $T(n+1)$) en procédant en une interpolation linéaire (figure 3.5).

3.1.1 Traitement des commutations simples

Le nouveau modèle Simulink permet de traiter les commutations simples qui peuvent survenir à l'intérieur du pas de calcul. Les figures 3.3, 3.4 et 3.5 décrivent la façon dont le nouveau modèle traite les commutations simples.

3.1.2 Traitement des commutations multiples

Le nouveau modèle permet aussi de traiter les commutations multiples. Les figures 3.6, 3.7, 3.8, 3.9 et 3.10 décrivent la manière dont on procède pour tenir compte de ces commutations et les traiter convenablement.

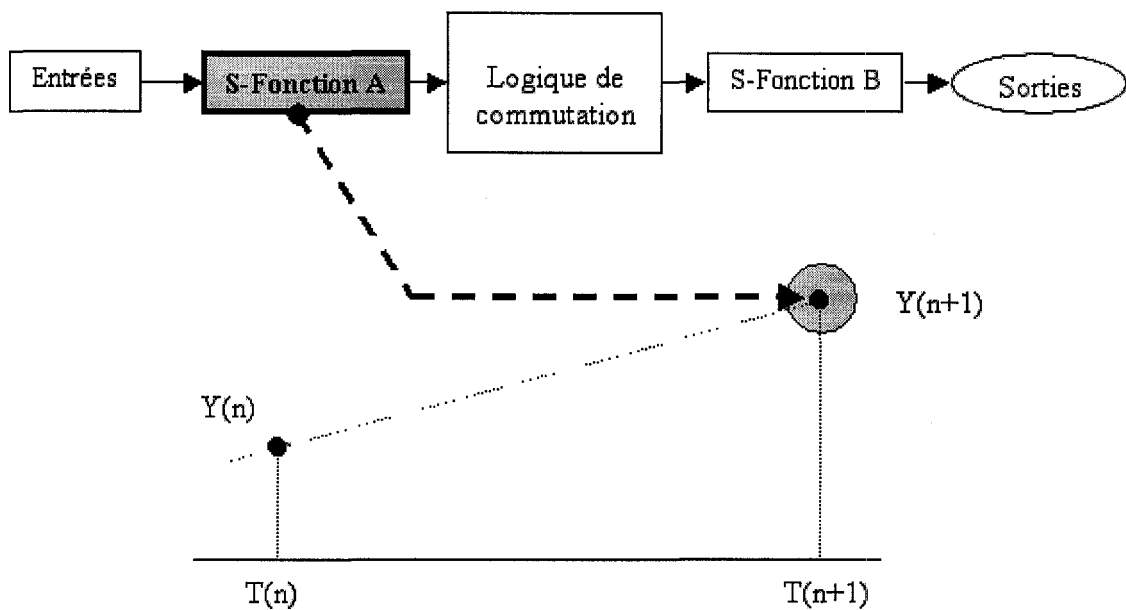


Figure 3.6 Traitement des commutations multiples étape 1.

La figure 3.6 présente la première étape pour le traitement des commutations multiples. Dans cette étape, on calcule le signal de sortie au pas de calcul normal comme dans le cas d'une commutation simple.

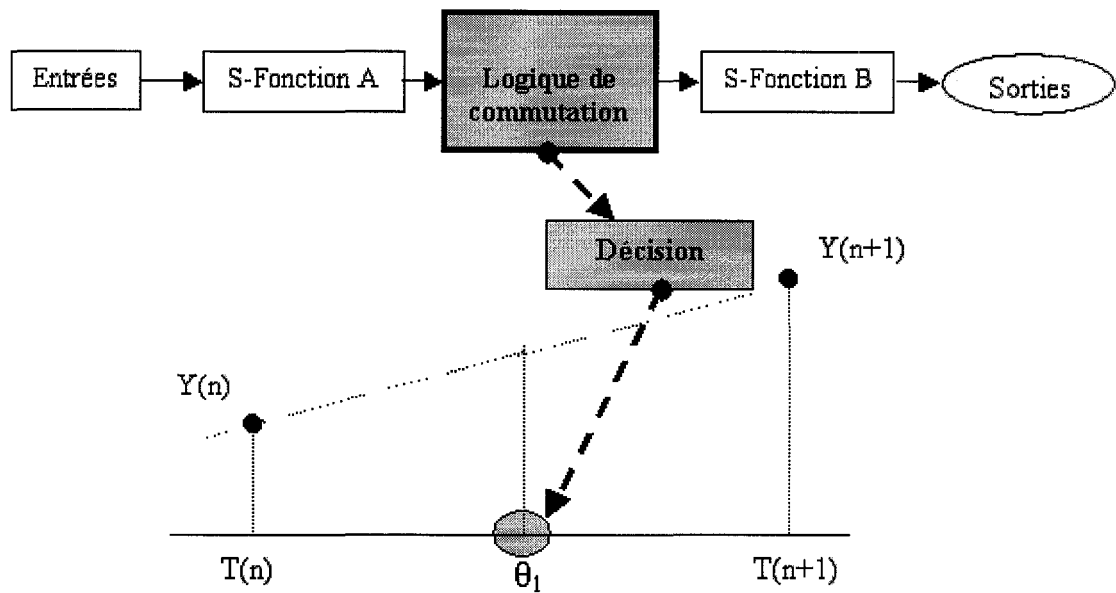


Figure 3.7 Traitement des commutations multiples étape 2.

Les étapes 2 et 3 du traitement des commutations multiples sont identiques aux étapes 2 et 3 du traitement des commutations simples.

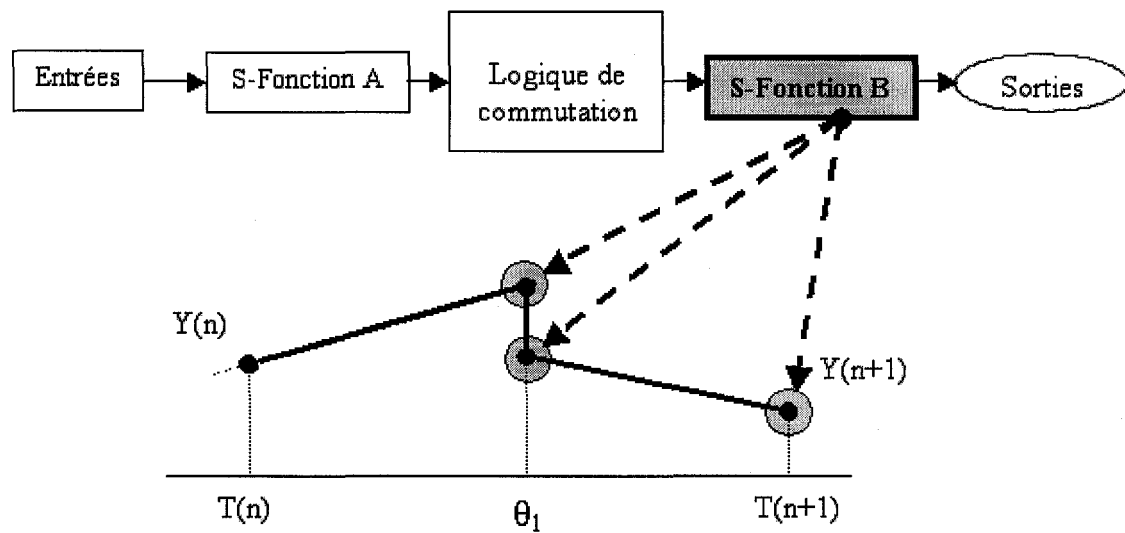


Figure 3.8 Traitement des commutations multiples étape 3.

Après le calcul du signal de sortie au pas de calcul normal, l'étape 4 est enclenchée. La logique de commutation des interrupteurs est réévaluée une autre fois, pour détecter s'il y a présence d'une autre commutation entre les instants θ_1 et $T(n+1)$. Si une commutation doit se produire, l'instant θ_2 de cette commutation est déterminé et la logique de commutation prend la décision de changer l'état des interrupteurs qui doivent commuter (figure 3.9).

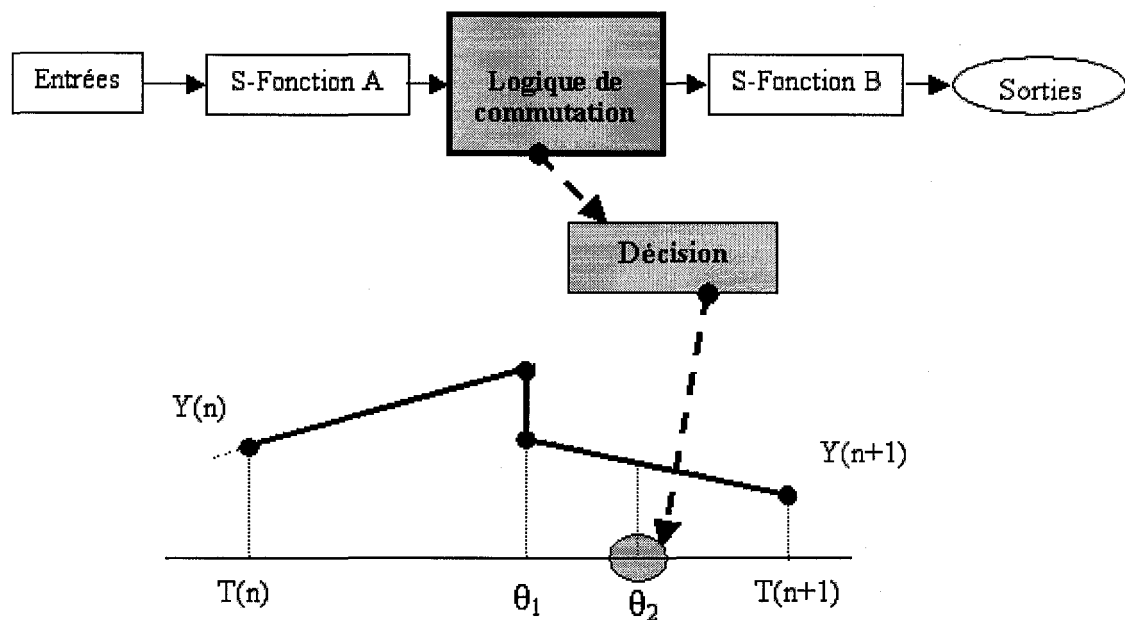


Figure 3.9 Traitement des commutations multiples étape 4.

Après la détermination de l'instant de commutation θ_2 on reprend le travail effectué dans l'étape 3, à savoir: la détermination des conditions initiales après commutation et le calcul du signal de sortie au pas de calcul normal (figure 3.10).

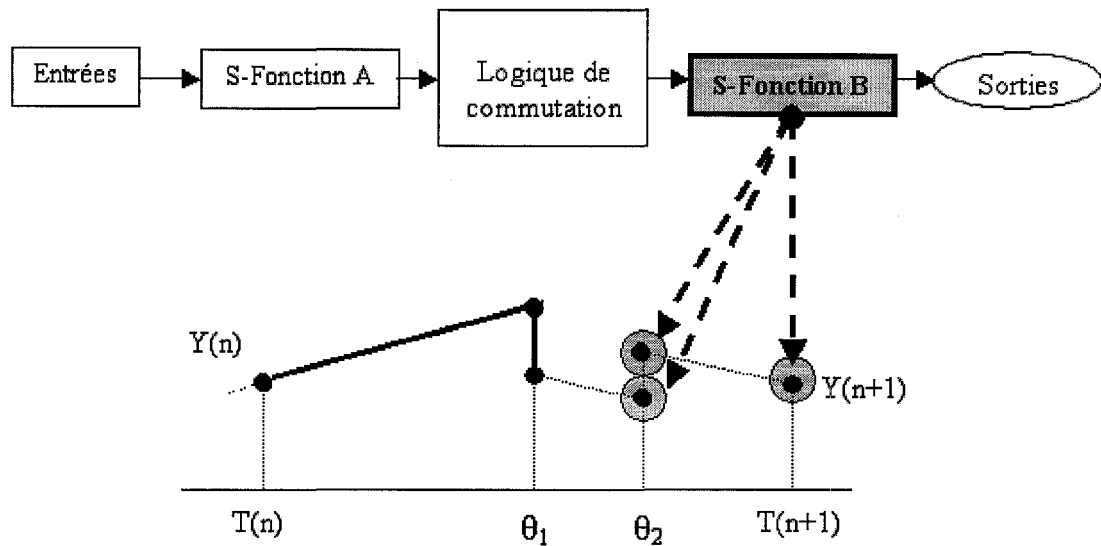
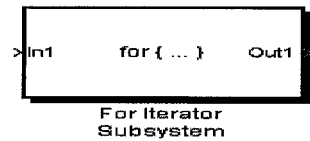


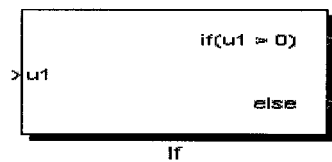
Figure 3.10 Traitement des commutations multiples étape 5.

On remarque une certaine répétition qui s'établit entre la logique de commutation et la 2ème S-Fonction. Il s'agit d'une répétition conditionnelle des deux blocs logique de commutation et S-Fonction B. Les anciennes versions de Simulink (Simulink 4.0 et antérieur) ne permettaient pas ce genre de répétition. Mais à partir de la version 4.1 de Simulink accompagnant MATLAB version 6.1.0.450 (R12.1), ce manque a été comblé en ajoutant des blocs permettant d'exécuter des traitements conditionnels.

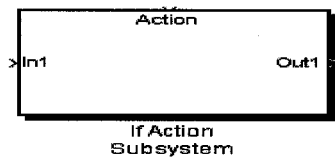
3.1.3 Blocs de traitement conditionnel dans Simulink



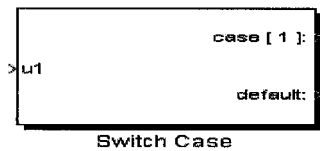
Sous-système qui s'exécute de manière répétitive un nombre de fois spécifié par la boucle for pendant un pas de calcul.



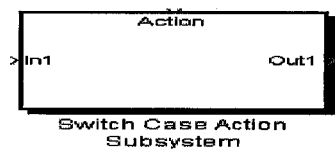
Ce bloc permet de mettre en œuvre une instruction de contrôle If..Else (de type C ou autre langage de programmation évolué) dans Simulink.



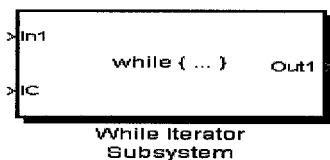
Sous-système qui s'exécute de manière conditionnelle contrôlé par un bloc If..Else.



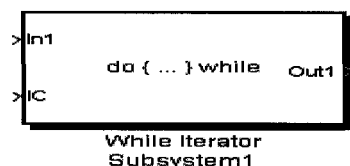
Ce bloc permet de mettre en œuvre une instruction de contrôle Switch..Case (de type C ou autre langage de programmation évolué) dans Simulink.



Sous-système qui s'exécute de manière conditionnelle contrôlé par un block Switch..Case.



Sous-système qui s'exécute de manière répétitive tant qu'une condition est satisfaite pendant un pas de calcul.



Alternative du bloc While mais mettant en œuvre la boucle Do..While, donc permet d'exécuter le sous-système au moins une fois même si la condition n'est pas satisfaite.

3.1.4 Algorithme adopté

L'algorithme donné à la figure 3.11 présente la nouvelle façon de traiter aussi bien les commutations simples que complexes.

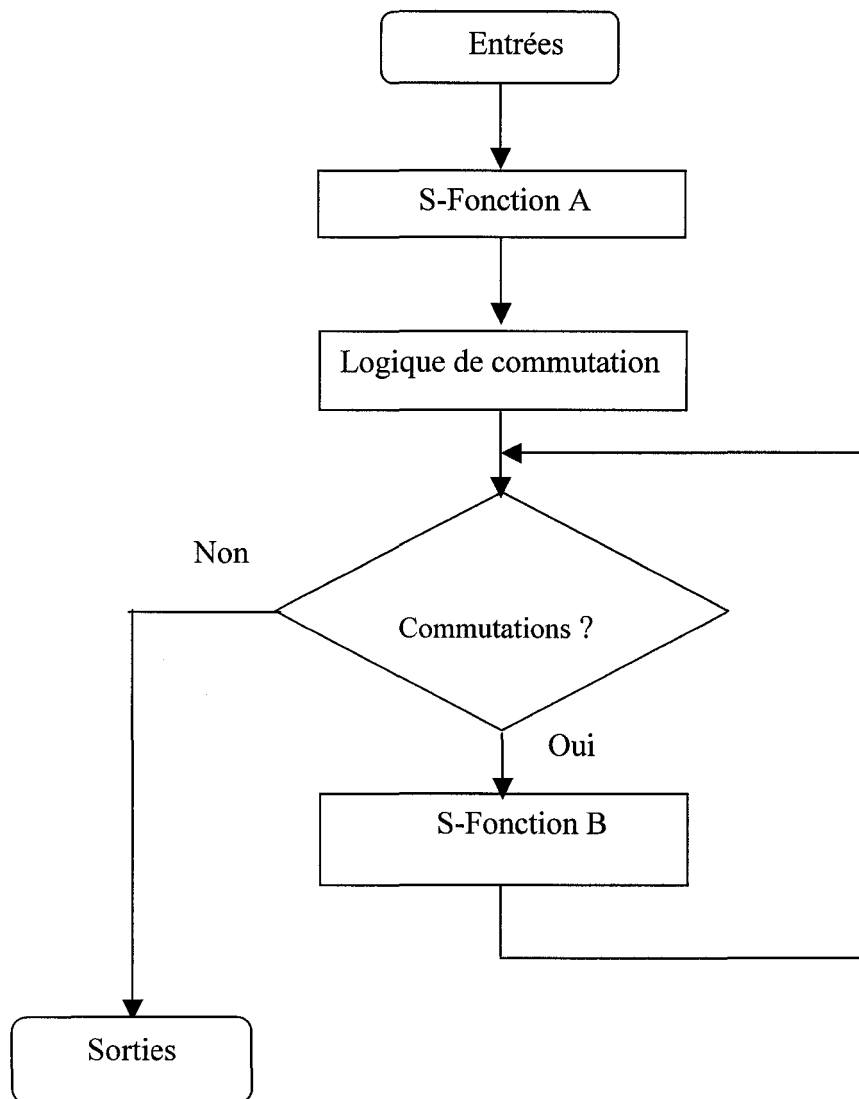


Figure 3.11 Algorithme adopté pour les commutations.

Donc les deux blocs logiques de commutation et S-Fonction B sont repris tant qu'une commutation est présente à l'intérieur du pas de calcul (si le nombre d'itérations devient excessif alors il faut arrêter la boucle).

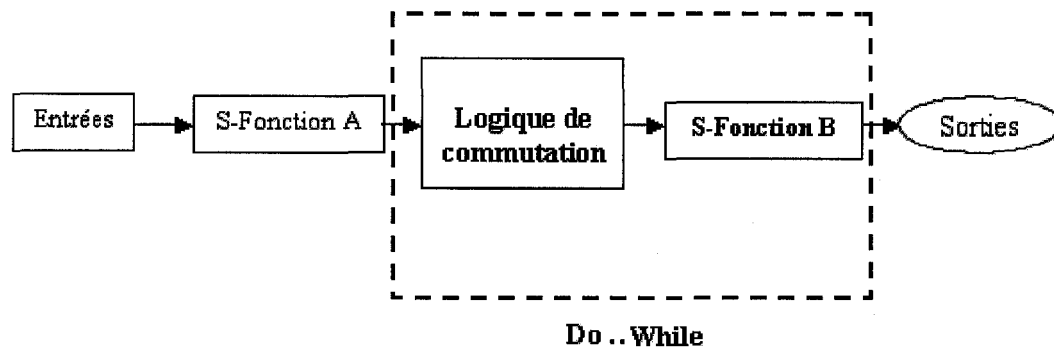


Figure 3.12 Nouveau schéma Simulink utilisant la boucle Do..While.

3.2 Changements apportés à SPS

L'implantation de la MCP dans SPS nécessite les changements suivants :

- changement du modèle Simulink de la simulation;
- changement au niveau des générateurs d'impulsions;
- changement au niveau de la logique de commutation de chaque interrupteur.

3.2.1 Nouveau modèle Simulink

Pour traiter les commutations simples et complexes, on a adopté le modèle présenté à la figure 3.12.

3.2.2 Nouveaux générateurs d'impulsions

Les générateurs d'impulsions adoptés actuellement dans SPS fournissent à la logique de commutation les signaux (0 ou 1) susceptibles d'entraîner le changement d'état des différents interrupteurs contenus dans le circuit à simuler. La logique de commutation prend la décision d'ouvrir ou de fermer les interrupteurs en tenant compte de ces signaux ainsi que des tensions et des courants des interrupteurs. Ces signaux sont fournis par les générateurs d'impulsions au pas de calcul.

Les nouveaux générateurs d'impulsions, adoptés pour la MCP, fournissent quant à eux à la logique de commutation des signaux contenant non seulement l'ordre d'ouverture ou de fermeture des interrupteurs mais aussi les retards de commutation des ces interrupteurs. Ces générateurs d'impulsions fournissent un signal qui est proportionnel aux retards de commutation. Les figures 3.13 et 3.14 montrent la particularité du signal fourni par l'ancien et le nouveau générateur d'impulsions.

L'ancien générateur génère un signal (0 ou 1) à la logique de commutation, qui, en fonction de la tension et du courant de l'interrupteur, va ouvrir ou fermer celui ci. Par exemple, en considérant la figure 3.13, entre les instants 0 et t_1 , le générateur fournit un ordre de fermer l'interrupteur alors qu'entre les instants t_1 et t_2 , il donne un ordre d'ouvrir ce même interrupteur.

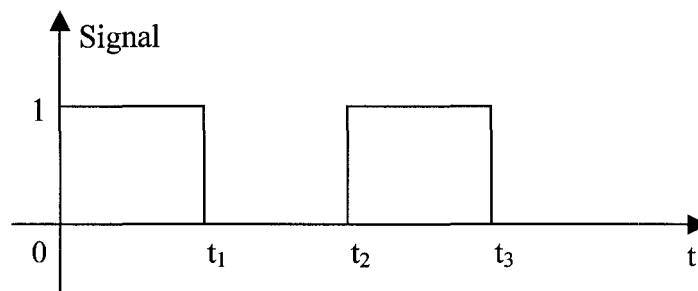


Figure 3.13 Signal fourni par l'ancien générateur d'impulsions.

Le nouveau générateur d'impulsions fournit des signaux qui sont proportionnels aux retards de commutation. Par exemple, en considérant la figure 3.14, entre les instants 0 et t_1 , le générateur fournit un signal de valeur r_1 . r_1 est une valeur qui est proportionnelle au retard de commutation, r_1 étant positive, ceci indique que l'interrupteur doit passer de l'état fermé à l'état ouvert.

Entre les instants t_1 et t_2 , le générateur fournit un signal de valeur r_3 . r_3 est une valeur qui est proportionnelle au retard de commutation, r_3 étant négative, ceci indique que l'interrupteur doit passer de l'état ouvert à l'état fermé.

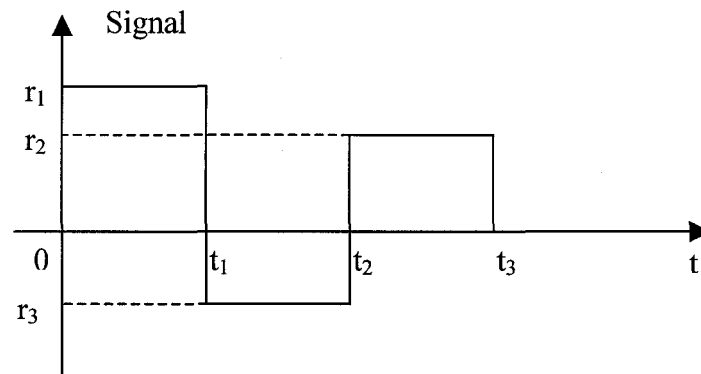


Figure 3.14 Signal fourni par le nouveau générateur d'impulsions.

3.2.3 Nouvelle logique de commutation des interrupteurs

La dernière modification que doit subir SPS pour pouvoir implanter la MCP convenablement est la logique de commutation des différents interrupteurs. La logique de commutation reçoit de la part des générateurs d'impulsions non seulement l'ordre d'ouverture ou de fermeture des interrupteurs mais aussi le retard de commutation relatif à chaque interrupteur. La logique de commutation doit en conséquence fournir à la deuxième S-fonction l'état de ces interrupteurs en fonction des ordres reçus de la part du générateur d'impulsions et aussi en fonction de la tension et du courant des différents interrupteurs.

Les exemples traités au chapitre 4, seront conçus en appliquant les changements cités dans le chapitre 3.

3.3 Conclusions

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principaux changements que doit subir SPS pour pouvoir y implanter la méthode de commutation précise. Ces changements concernent :

- le schéma Simulink d'un système électrique dans SPS;
- la logique de commutation des différents interrupteurs;
- les générateurs d'impulsions qui contrôlent les interrupteurs.

Dans le chapitre suivant, on appliquera ces changements pour trois montages soigneusement choisis.

CHAPITRE 4

VALIDATION

Dans ce chapitre, on présente un certain nombre de montages de validation. Le choix de ces montages est justifié par le type d'interrupteur électronique utilisé et par la présence ou non de commutations multiples. La validation de la méthode de commutation précise devrait être faite pour les deux types d'interrupteurs: les interrupteurs à commutation naturelle et les interrupteurs à commutation forcée.

Trois montages de validation sont choisis:

- un pont redresseur commandé à 12 thyristors;
- un onduleur MLI sinus triangle;
- un onduleur MLI à hystérésis.

Dans le premier cas, nous allons valider la méthode pour les commutations simples en utilisant des interrupteurs à commutation naturelle. Ensuite, nous allons valider la méthode pour les commutations multiples en utilisant des interrupteurs à commutation forcée.

4.1 Pont à 12 thyristors

Le choix du montage avec pont à 12 thyristors est justifié par le fait que ce montage utilise des interrupteurs à commutation naturelle et qu'il présente des commutations simples à l'intérieur du pas de calcul. La présence des commutations simples est le résultat d'un choix délibéré de faire fonctionner le montage en boucle ouverte (pas de contrôleur), permettant ainsi d'imposer un angle de retard fixe aux différents thyristors.

Les commutations à l'intérieur du pas de calcul provoquent des retards de commutation et par le fait même une mauvaise évaluation des conditions initiales lors de la simulation

de ce montage par SPS. Ces conditions sont recherchées pour valider notre algorithme de traitement des commutations à l'intérieur du pas de calcul.

4.1.1 Schéma du montage

Le schéma du montage du pont à 12 thyristors est présenté à la figure 4.1.

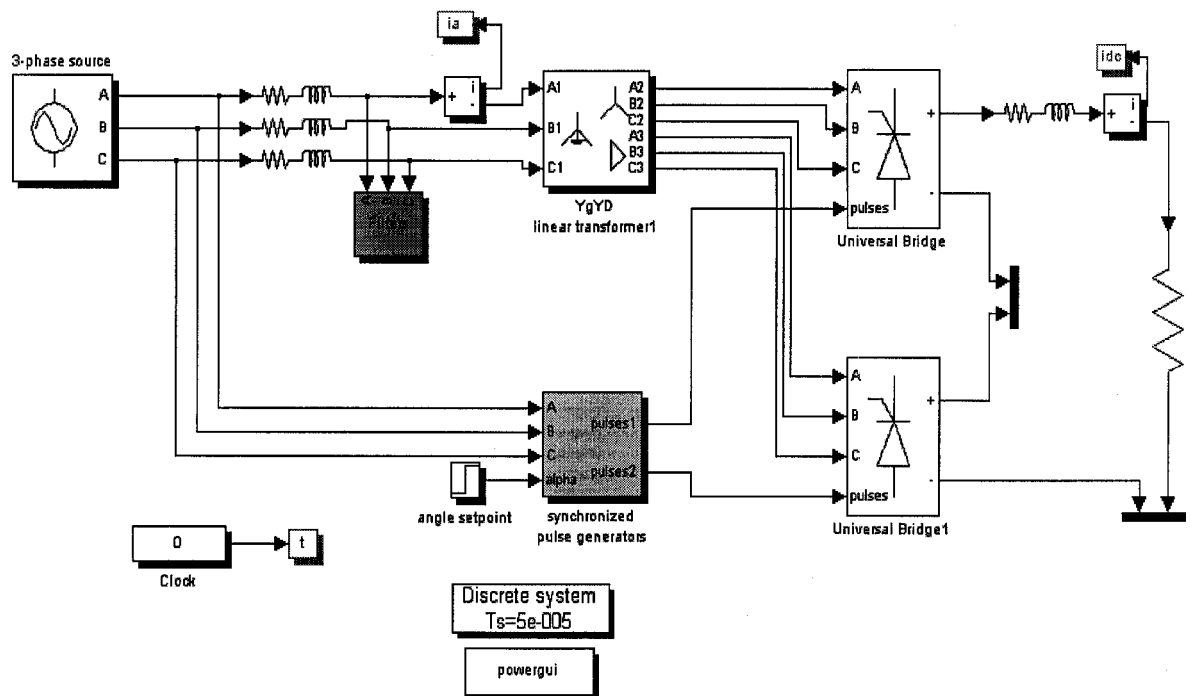


Figure 4.1 Schéma du pont à 12 thyristors.

Le pont à 12 thyristors est un circuit largement utilisé en électronique de puissance, essentiellement en transport de l'énergie électrique en courant continu.

4.1.2 Schéma Simulink de la simulation

La figure 4.2 présente le schéma Simulink de la simulation du montage pont à 12 thyristors. Contrairement à SPS, on utilise deux S-fonctions interfacées par une nouvelle logique de commutation des thyristors et utilisant aussi un nouveau générateur d'impulsions conçu spécialement pour évaluer les retards de commutation.

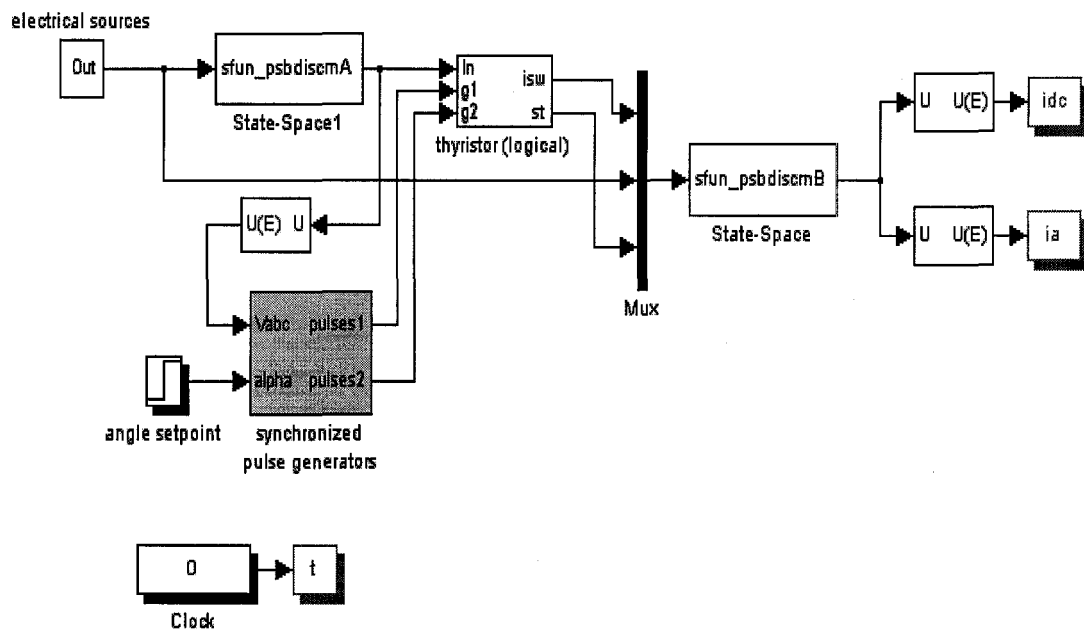


Figure 4.2 Nouveau modèle Simulink pour SPS.

Les figures 4.3 et 4.6 représentent respectivement le schéma Simulink du nouveau générateur d'impulsions, et de la nouvelle logique de commutation des thyristors.

4.1.3 Générateur d'impulsions

Le nouveau générateur d'impulsions illustré à la figure 4.3 a été conçu dans l'optique de répondre aux exigences de la méthode de commutation précise. C'est l'un des éléments clés de cette méthode. Il génère des signaux particuliers destinés à la logique de commutation. Ces signaux contiennent non seulement l'ordre d'ouverture ou de fermeture de l'interrupteur mais aussi son retard de commutation; tel qu'expliqué au chapitre précédent.

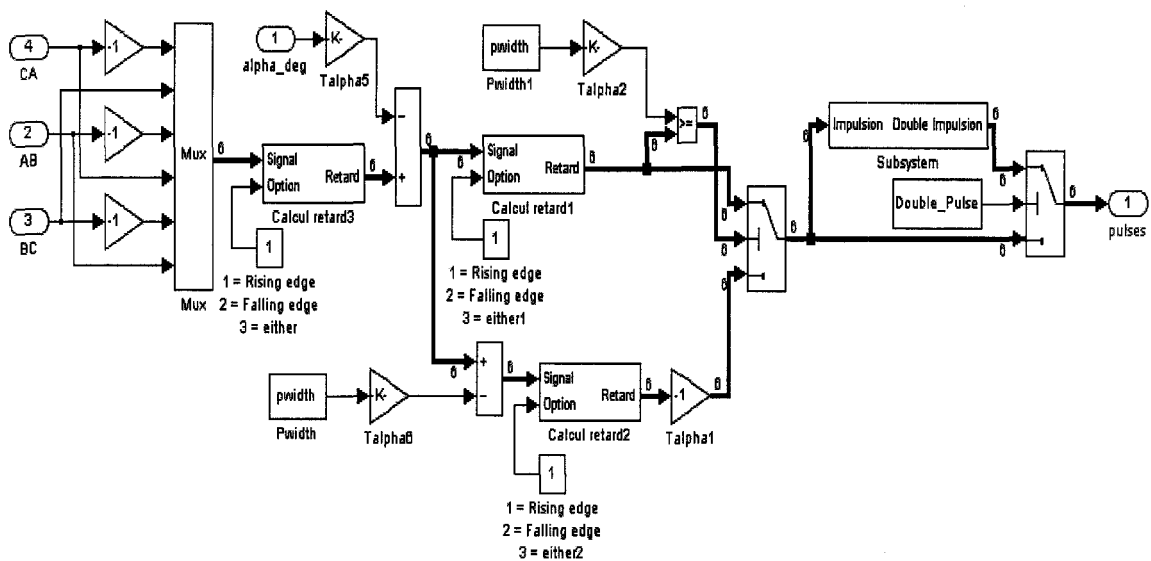


Figure 4.3 Nouveau générateur d'impulsions.

La figure 4.4 montre l'ancien générateur d'impulsions pour le montage pont à 12 thyristors. La figure 4.5 montre la forme du signal fourni par l'ancien générateur d'impulsion. Il s'agit d'un signal déphasé du signal de référence par un angle α et dont la largeur est de valeur Δt . Le nouveau générateur d'impulsions fournit non seulement un signal dont la largeur est Δt mais fournit aussi le retard de commutation $\Delta\theta$.

L'ancien générateur d'impulsions fournit uniquement un signal 0 ou 1 à la logique de commutation. Cette dernière prendra en conséquence la décision d'ouvrir ou de fermer un interrupteur.

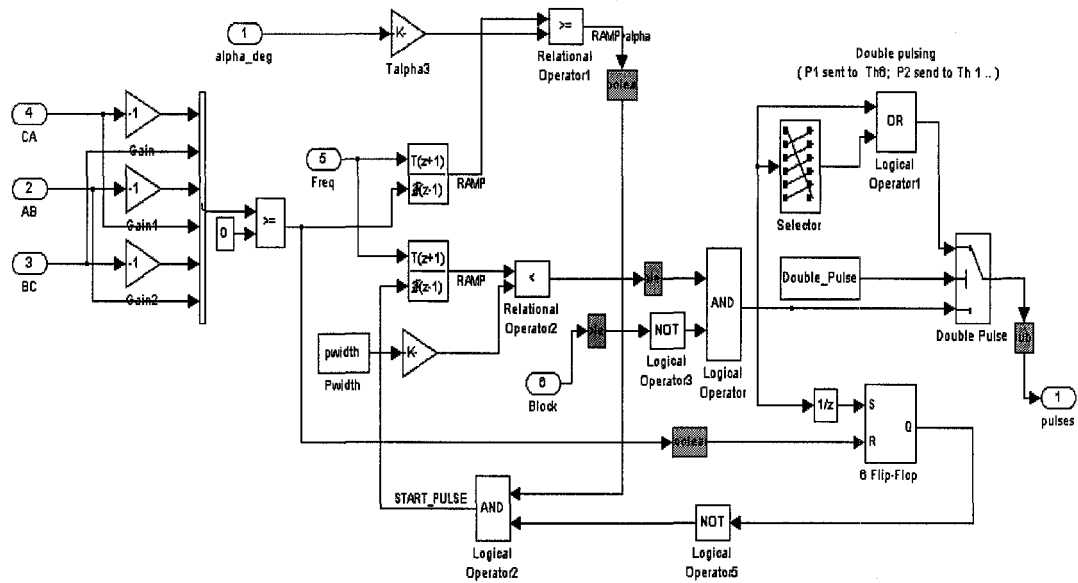


Figure 4.4 Ancien générateur d'impulsions.

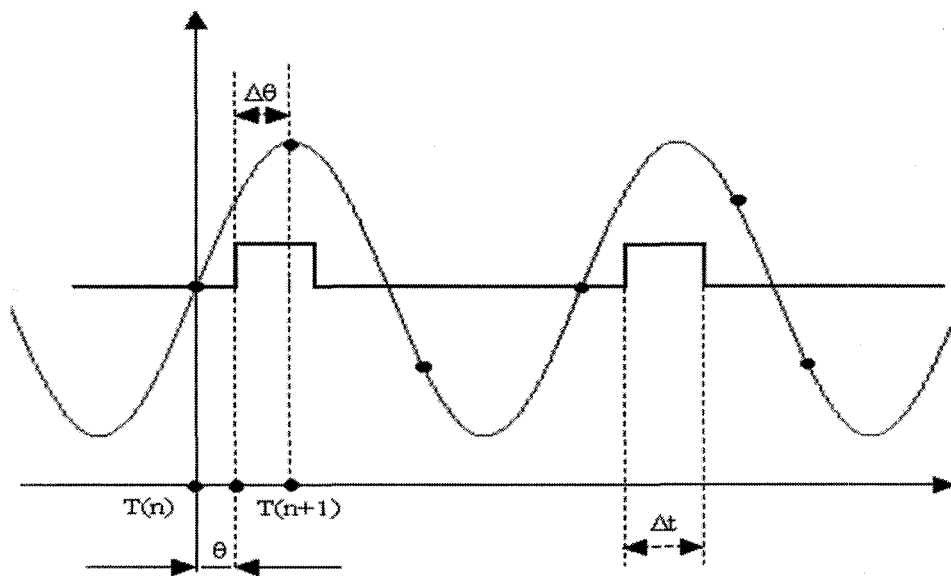


Figure 4.5 Signal de commande du thyristor.

4.1.4 Logique de commutation

La logique de commutation des thyristors est caractérisée essentiellement par l'ajout d'un nouveau modèle logique pour thyristor dont les détails sont donnés à la figure 4.6.

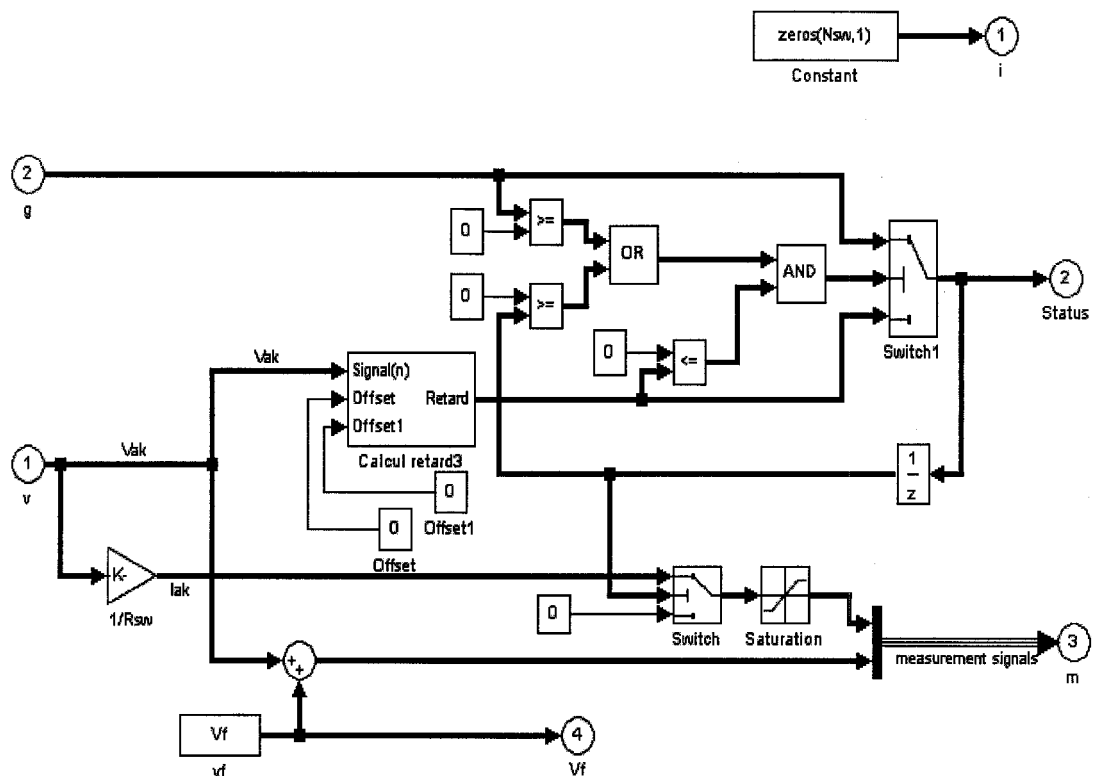


Figure 4.6 Nouvelle logique de commutation.

L'ancienne logique de commutation, présentée à la figure 4.7, fournit à la S-fonction l'état de l'interrupteur (ouvert ou fermé). La S-fonction calcule ensuite les différents signaux en fonction de la nouvelle configuration qu'aura le circuit. La nouvelle logique de commutation, quant à elle, fournit à la deuxième S-fonction un signal dont le module est proportionnel au retard de commutation de l'interrupteur et dont le signe indique l'état de cet interrupteur (le signe positif indique un état fermé alors que le signe négatif indique un état ouvert).

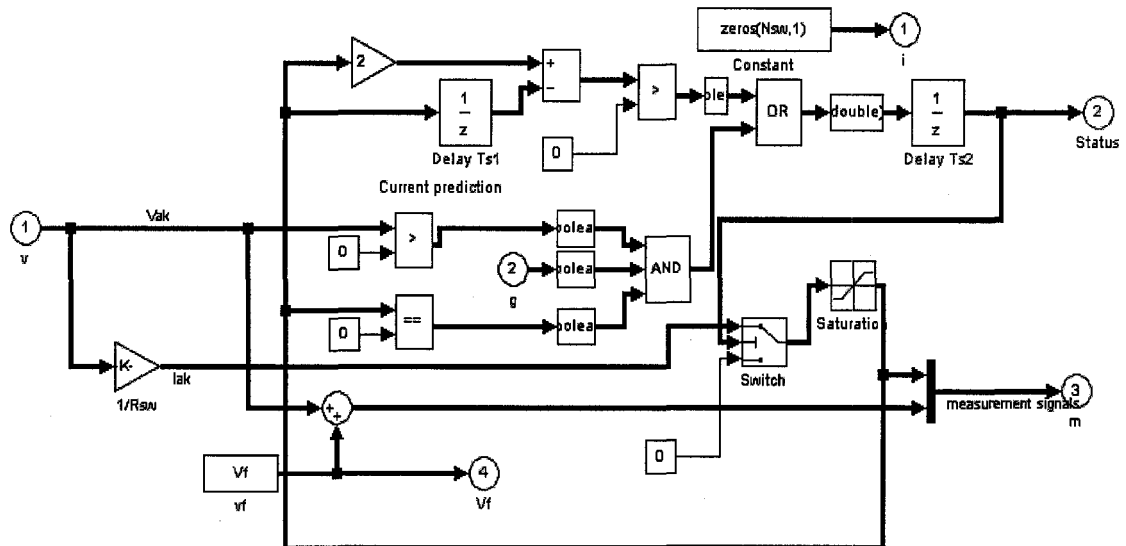


Figure 4.7 Ancienne logique de commutation.

4.1.5 Résultats de la simulation

Le montage incluant un pont à 12 thyristors est simulé en utilisant trois pas de calcul différents, soit 25, 50 et 100 μ s. La figure 4.8 montre la forme du courant CC en régime permanent. Ces résultats sont obtenus en utilisant le nouvel algorithme basé sur la méthode de commutation précise. La figure 4.8 montre le résultat des trois simulations à pas fixe (à 25, 50 et 100 μ s) représentés sur le même graphique. Le nouvel algorithme présente l'avantage d'avoir les mêmes résultats de simulations indépendamment du pas de calcul choisi.

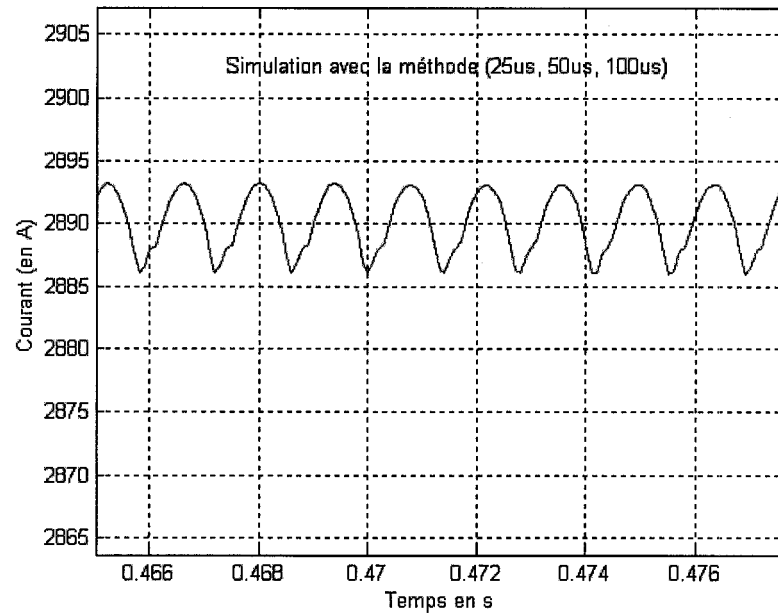


Figure 4.8 Courant dans la charge (avec la méthode MCP à 25, 50 et 100 μ s)

4.1.6 Comparaison

Le montage présenté à la figure 4.1 a été simulé aussi par SPS à pas fixe sans le nouvel algorithme et à pas variable. Les résultats de ces simulations sont présentés à la figure 4.9 (pour le pas fixe) et à la figure 4.10 (pour le pas variable).

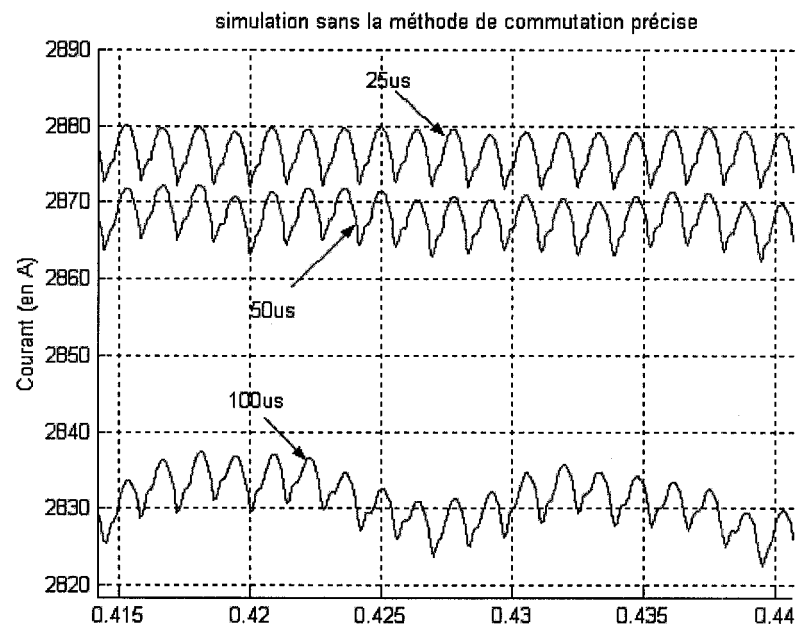


Figure 4.9 Courant dans la charge (sans la méthode MCP à 25, 50 et 100 μ s).

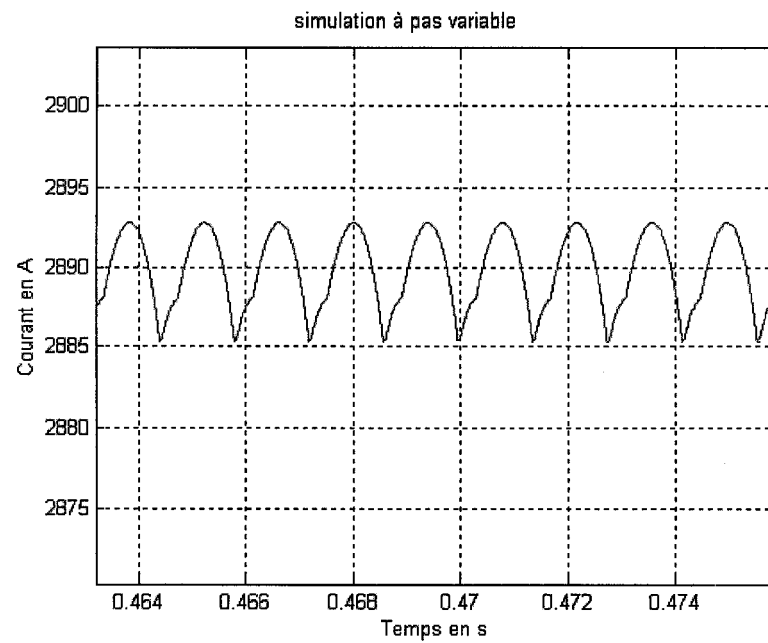


Figure 4.10 Courant dans la charge (à pas variable).

Tous les résultats concernant le pont à 12 thyristors obtenus avec SPS à pas fixe, à pas variable et avec le nouvel algorithme sont montrés à la figure 4.11. Les résultats sont présentés comme suit: en haut du graphique on retrouve les résultats de la simulation en utilisant le nouvel algorithme (CP) pour les trois pas de calcul (25, 50 et 100 μ s) et la simulation à pas variable (PV); le reste des courbes représentent le courant CC obtenu en utilisant SPS à pas fixe sans le nouvel algorithme (PF25, PF50 et PF100 pour 25, 50 et 100 μ s).

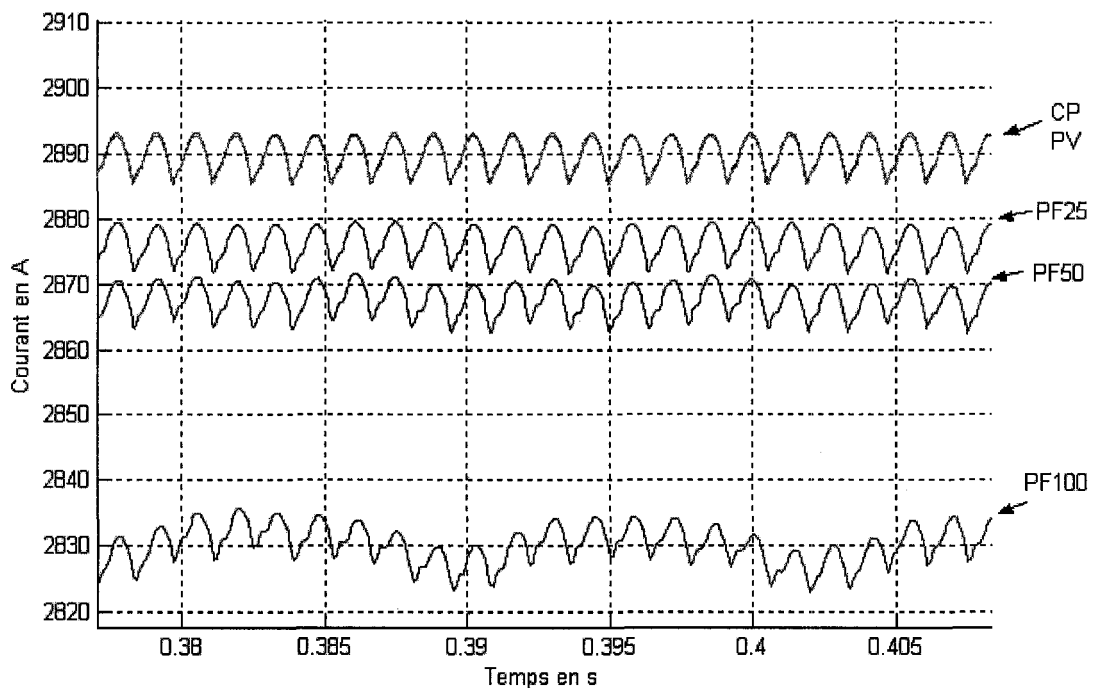


Figure 4.11 Courant dans la charge (comparaison).

4.1.7 Analyse des résultats

La figure 4.11 illustre les avantages de l'utilisation du nouvel algorithme pour la simulation à pas fixe du pont à 12 thyristors.

On observe une constance au niveau des résultats de la simulation en utilisant le nouvel algorithme. Ces résultats coïncident même avec ceux obtenus en utilisant la méthode de simulation à pas variable, ce qui prouve que le nouvel algorithme évalue correctement les différents signaux après commutation et traite convenablement les commutations qui surviennent à l'intérieur du pas de calcul. En observant les résultats obtenus en utilisant SPS sans la méthode de commutation précise, on remarque qu'il y a une certaine migration du niveau moyen du courant et qu'il y a présence d'harmoniques non caractéristiques dans le signal [1]. La différence du niveau moyen du courant dans la charge, observé entre les différents pas de calcul, est imputée aux erreurs de conditions initiales alors que la déformation du signal est due aux retards de commutation.

4.2 MLI sinus triangle

4.2.1 Schéma du montage

Le deuxième montage de validation est un onduleur MLI alimentant une charge (1kW, 0.5kVAR) à travers un transformateur (208V/208V, 1kW). La commande de l'onduleur est assurée par un générateur sinus triangle. Le schéma du montage est illustré à la figure 4.12. L'onduleur MLI a été choisi parce qu'il utilise des interrupteurs à commutation forcée et qu'il présente des commutations complexes (multiples et instantanées). Ces deux propriétés sont recherchées pour la validation de notre algorithme.

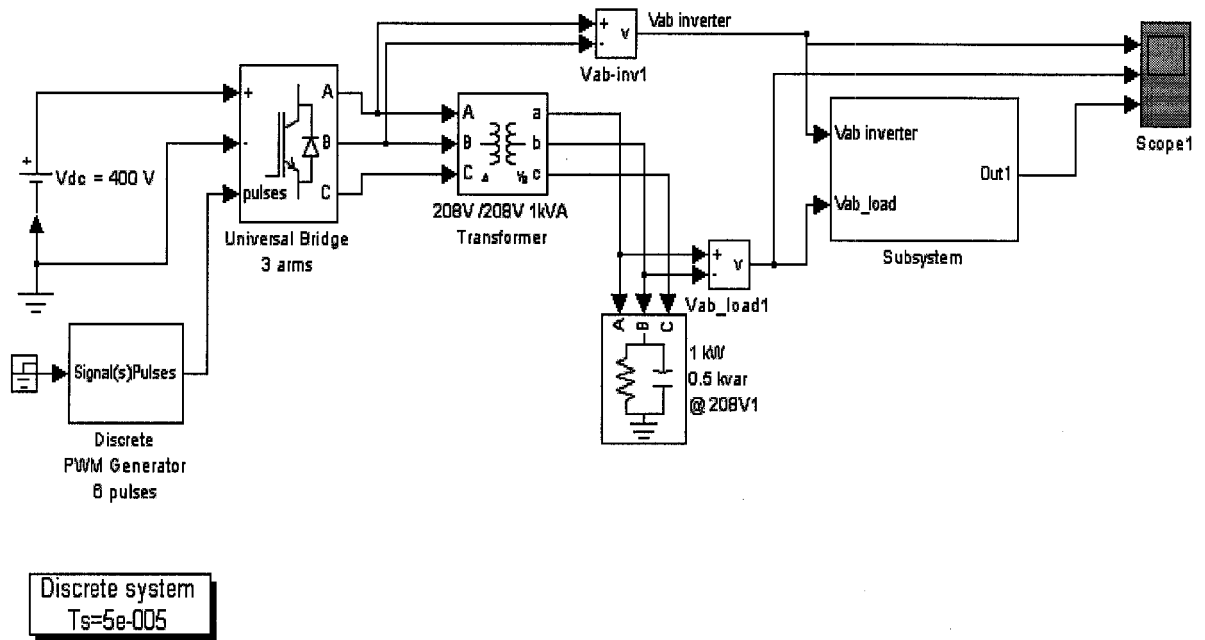


Figure 4.12 Schéma de l'onduleur MLI.

4.2.2 Schéma Simulink de la simulation

La figure 4.13 présente le schéma Simulink de la simulation de l'onduleur MLI. Ce schéma présente l'algorithme adopté pour traiter les commutations multiples par SPS. La S-fonction "SfunA" est placée en cascade avec un sous-système de traitement conditionnel Do..While. Ce sous-système contient la 2ème S-fonction "SfunB", la logique de commutation des interrupteurs ainsi qu'un artifice permettant d'alimenter la logique de commutation des interrupteurs par la mise à jour des tensions aux bornes de ces interrupteurs. Cette mise à jour est réalisée par la "SfunB". La figure 4.14 montre le contenu du sous système (Itération While).

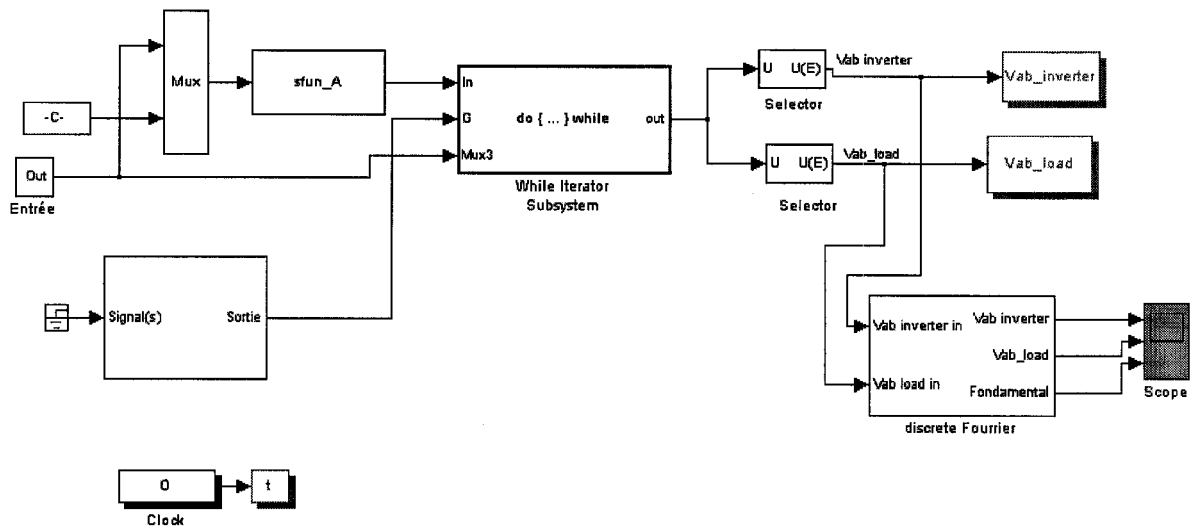


Figure 4.13 Nouveau modèle Simulink pour SPS.

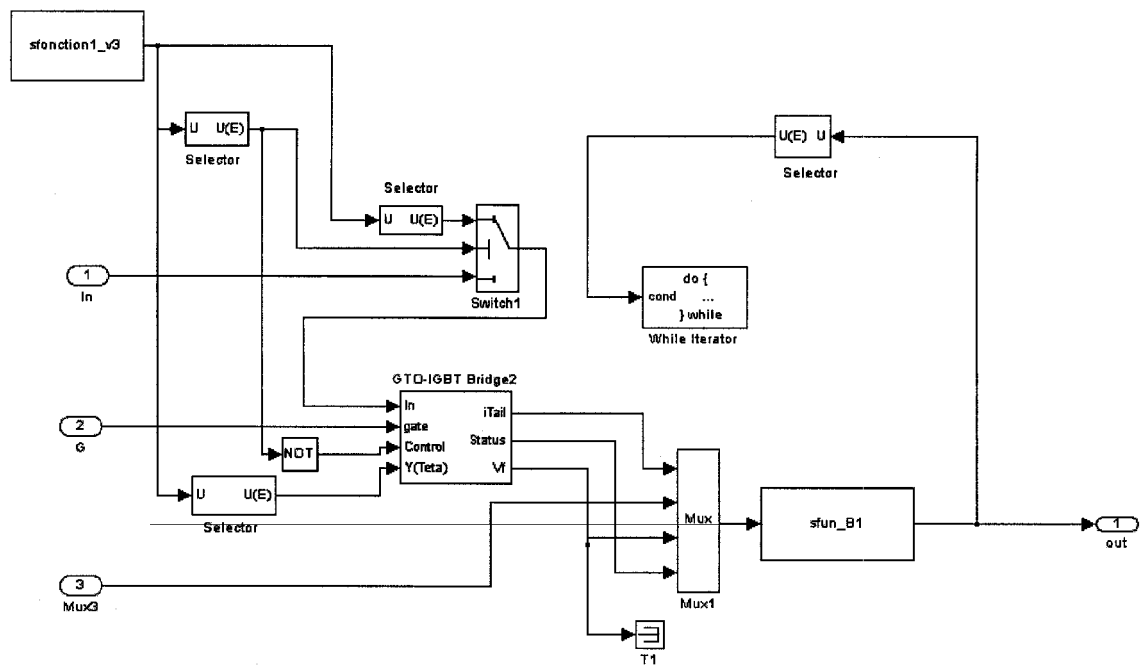


Figure 4.14 Contenu du sous système Do..While.

4.2.3 Générateur d'impulsions

Le générateur d'impulsions illustré à la figure 4.15 représente le nouveau générateur MLI sinus triangle adopté pour le nouvel algorithme de traitement des commutations multiples.

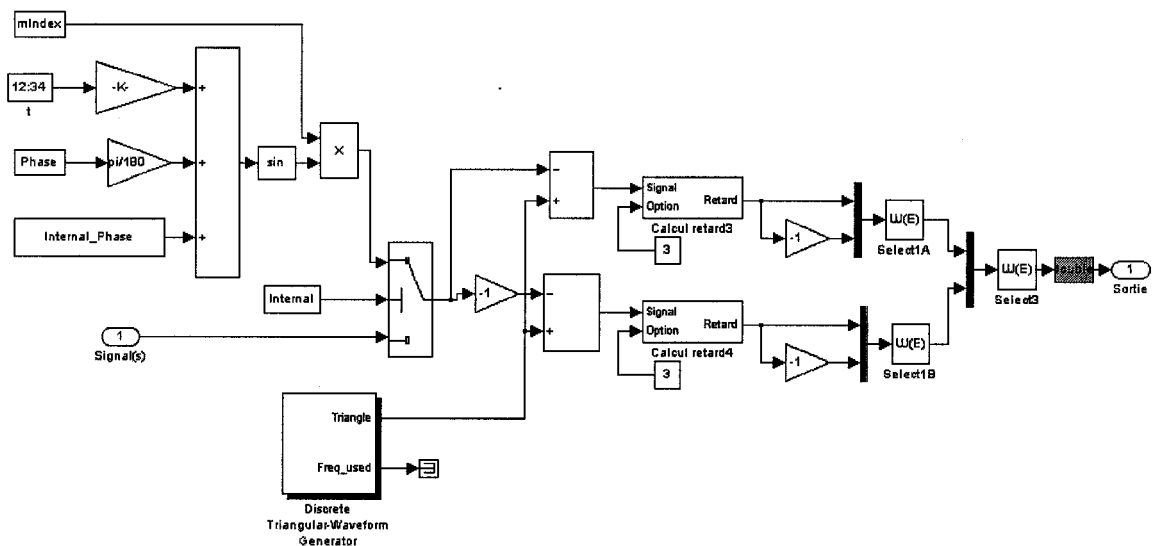


Figure 4.15 Nouveau générateur d'impulsions.

Le nouveau générateur d'impulsions est conçu dans l'optique de fournir à la deuxième S-fonction un signal dont l'amplitude est proportionnelle au retard de commutation des différents interrupteurs et dont le signe indique l'état de ces interrupteurs. La figure 4.16 montre l'ancien générateur d'impulsions pour l'onduleur MLI sinus-triangle.

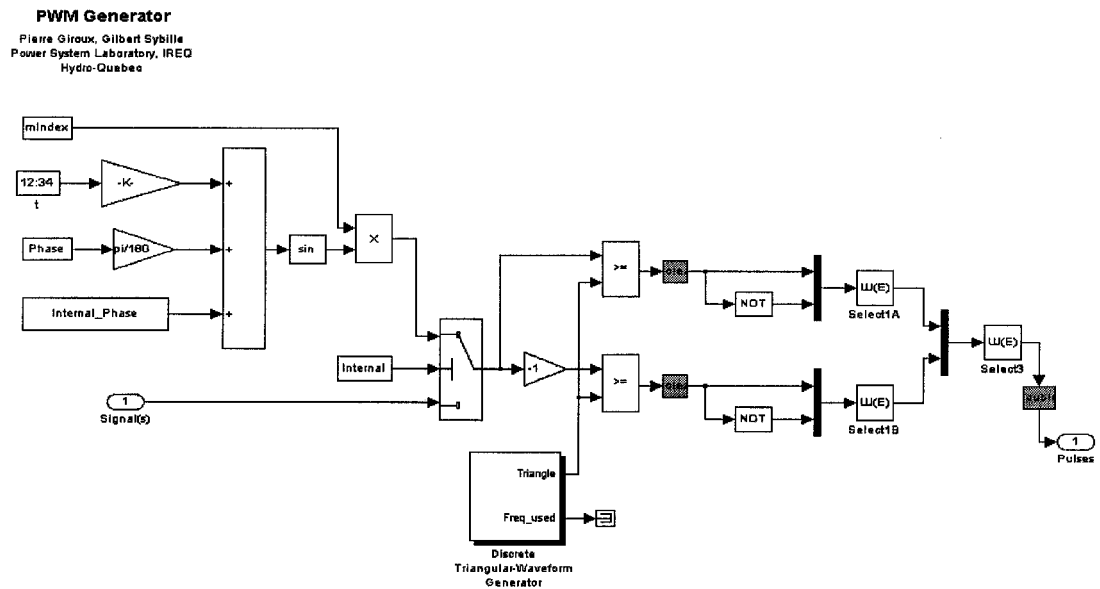


Figure 4.16 Ancien générateur d'impulsions.

4.2.4 Logique de commutation

La nouvelle logique de commutation pour l'IGBT est montrée à la figure 4.17. Elle permet de déterminer l'état de chaque interrupteur en se basant sur les informations provenant du générateur d'impulsions et des deux S-fonctions a été conçue pour répondre aux exigences de la commutation précise. La figure 4.18 montre l'ancienne logique de commutation des IGBTs.

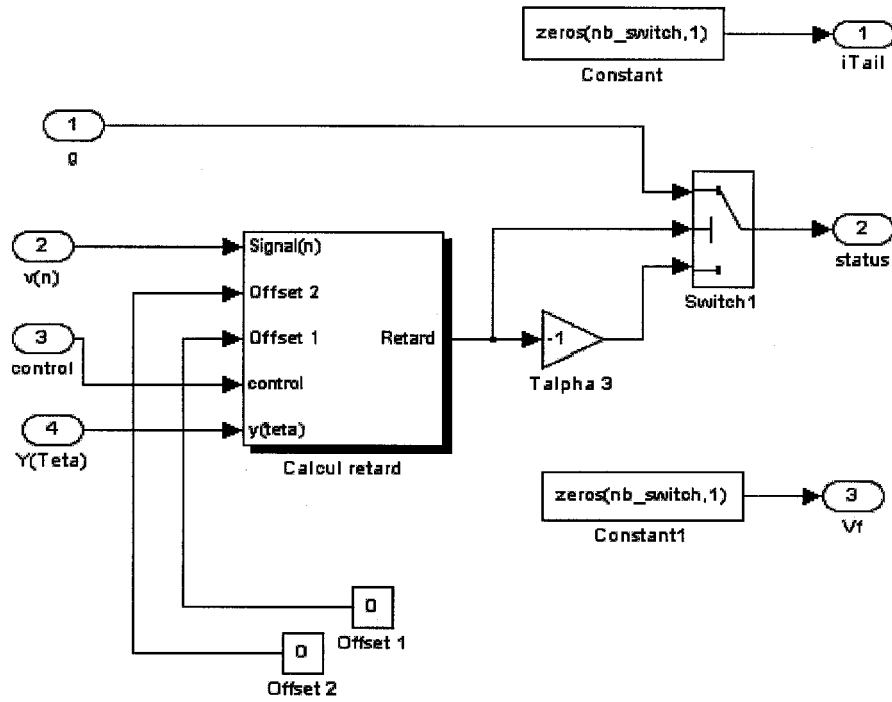


Figure 4.17 Nouvelle logique de commutation.

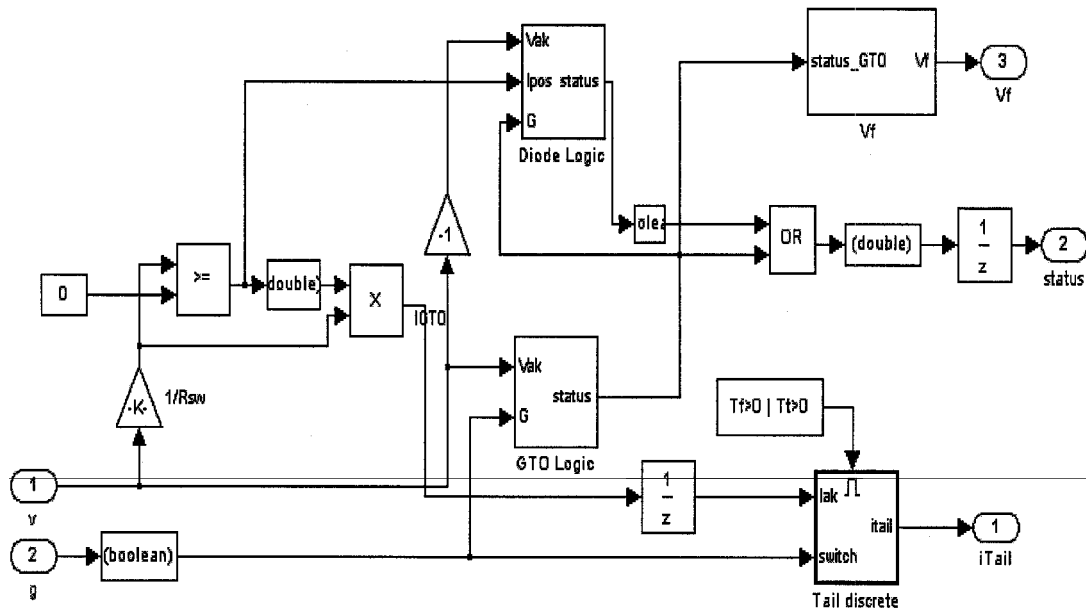


Figure 4.18 Ancienne logique de commutation.

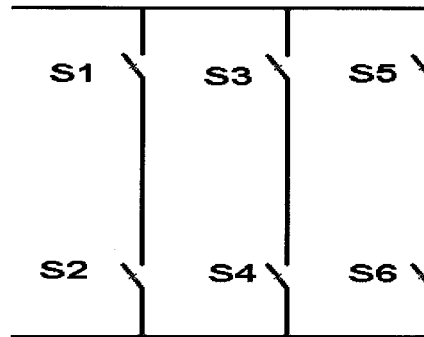


Figure 4.19 Disposition des interrupteurs.

4.2.5 Mise en évidence des commutations complexes

Avant de commencer à présenter les résultats des différentes simulations faites en utilisant le nouvel algorithme, nous mettons d'abord en évidence l'existence des commutations multiples dans ce montage et nous vérifions si cet algorithme traite convenablement ces commutations multiples. La collecte des informations issues du générateur d'impulsions et de la logique de commutation nous a permis de montrer que l'onduleur MLI présente beaucoup de commutations multiples dont voici un aperçu. On a choisi une fenêtre contenant 14 pas de calcul consécutifs .

Tableau I
Retards de commutation des interrupteurs.

Pas de calcul	Retard de commutation des interrupteurs (S1 à S6)						NChange
	(x 10 ⁻⁶) (s)						
	S1	S2	S3	S4	S5	S6	
N	-351	351	10	-10	-458	458	[3,4]
N+1	-401	401	60	-60	-508	508	[]
N+2	-451	451	110	-110	-558	558	[]
N+3	-501	501	160	-160	-608	608	[]
N+4	-551	551	210	-210	-658	658	[]
N+5	-601	601	260	-260	-708	708	[]
N+6	-651	651	310	-310	-758	758	[]
N+7	49	-49	360	-360	38	-38	[1,2,5,6]
N+8	99	-99	410	-410	088	-088	[]
N+9	149	-149	460	-460	138	-138	[]
N+10	199	-199	510	-510	188	-188	[]
N+11	249	-249	560	-560	238	-238	[]
N+12	-19	19	610	-610	288	-288	[1,2]
N+13	-69	69	660	-660	-40	40	[5,6]

NChange = Numéro de l'interrupteur qui change d'état d'un pas à l'autre. Si NChange = [], aucun interrupteur ne change d'état. la disposition des interrupteurs est donnée à la figure 4.19.

Le tableau 4.1 montre les retards de commutation déterminés par la logique de commutation des interrupteurs. Ces retards ont été obtenus pour le pas de calcul de 50 μ s. Une valeur inférieure à 50 μ s indique le retard de commutation de l'interrupteur en question durant le dernier pas de calcul. Le signe accompagnant les retards de

commutation indique que l'interrupteur passe de l'état ouvert à l'état fermé (signe positif) ou de l'état fermé à l'état ouvert (signe négatif). Si la valeur du retard est supérieure à 50 μs alors elle ne sera pas prise en considération car il s'agit seulement d'une sommation des anciens retards de commutations.

Ces informations représentent 14 pas de calcul numérotés de N à N+13. Dans cet échantillon, on décèle l'existence de commutations simples et multiples. En effet:

Au pas de calcul numéro N:

- il y a présence d'une commutation simple à l'intérieur de ce pas de calcul. L'interrupteur S3 doit être fermé alors que l'interrupteur S4 doit être ouvert et ceci à 10 μs du pas de calcul suivant (d'autres commutations simples apparaissent aux pas de calcul N+12 et N+13).

Au pas de calcul numéro N+7:

- il y'a présence d'une commutation multiple à l'intérieur de ce pas de calcul. L'interrupteur S1 doit être fermé alors que l'interrupteur S2 doit être ouvert et ceci à 49 μs du pas de calcul suivant;
- l'interrupteur S5 doit être fermé alors que l'interrupteur S6 doit être ouvert et ceci à 38 μs du pas de calcul suivant.

Donc il s'agit bien de commutations multiples à l'intérieur du pas de calcul numéro N+7.

4.2.6 Traitement des commutations complexes

Après avoir mis en évidence la présence de commutations complexes dans le présent montage, il fallait aussi montrer que l'algorithme traite convenablement les commutations multiples. On a choisi une fenêtre contenant plusieurs pas de calcul dans lesquels il y a des commutations multiples. Pour montrer que l'algorithme traite convenablement ces commutations multiples, il faut regarder:

- l'état de chaque interrupteur;
- le courants dans chaque interrupteur;

- la tension aux borne de chaque interrupteur.

Dans chaque cas, il faut relever ces données avant et après les différentes commutations qui surviennent dans le même pas de calcul. Le but est de vérifier si le nouvel algorithme détecte et traite convenablement:

- les commutations simples à l'intérieur des pas de calcul (50 μ s, 100 μ s) et (100 μ s, 150 μ s); les interrupteurs S3 et S4 changent d'état à l'intérieur de ces pas;
- les commutations multiples à l'intérieur du pas de calcul (450 μ s, 500 μ s). Les interrupteurs S1, S2, S3 et S4 changent d'état à l'intérieur de ce pas.

On observe les différents signaux (état, courant et tension) calculés par le nouvel algorithme pour les six interrupteurs. Les résultats de ces calculs sont donnés à l'annexe 1. Les figures 4.20 à 4.36 montrent ces signaux:

- les figures 4.20, 4.21 et 4.22 montrent les états des interrupteurs;
- les figures 4.27, 4.28 et 4.29 montrent les courants dans les interrupteurs;
- les figures 4.34, 4.35 et 4.36 montrent les tensions aux bornes des interrupteurs.

4.2.6.1 États des Interrupteurs

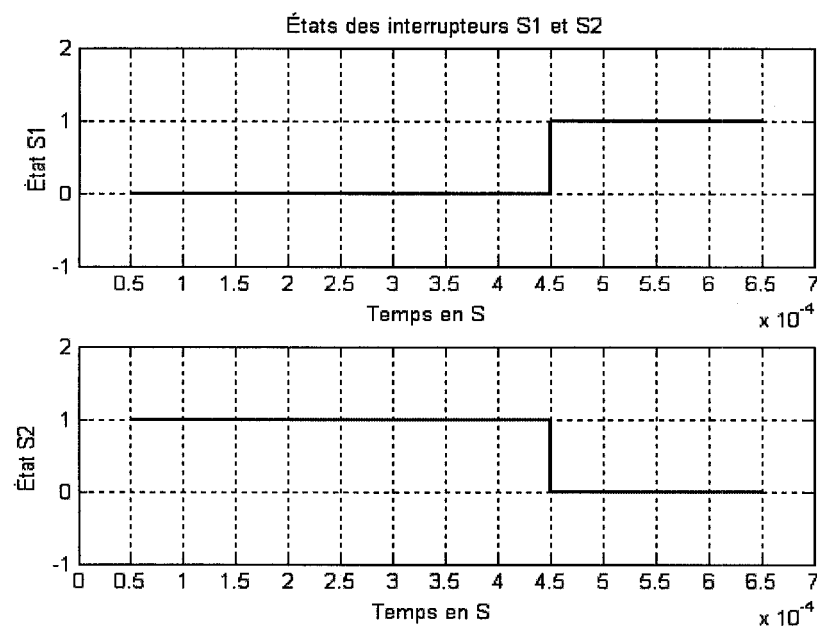


Figure 4. 20 États des interrupteur S1 et S2.

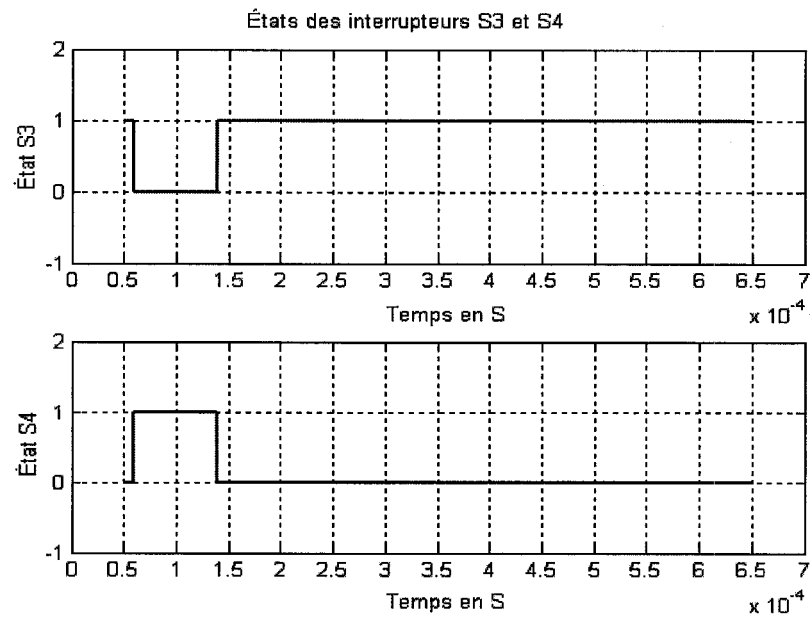


Figure 4.21 États des interrupteur S3 et S4.

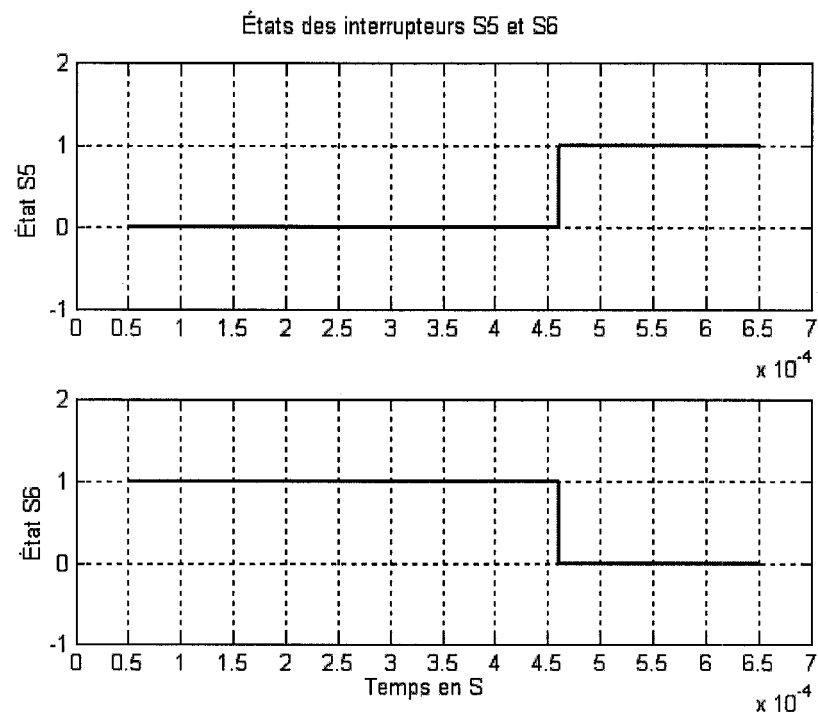


Figure 4.22 États des interrupteur S5 et S6.

4.2.6.1.1 Détails concernant les états des interrupteurs S1 et S2

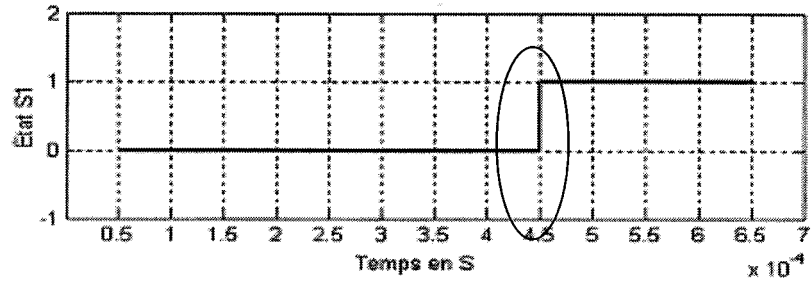


Figure 4.23 État de l'interrupteur S1.

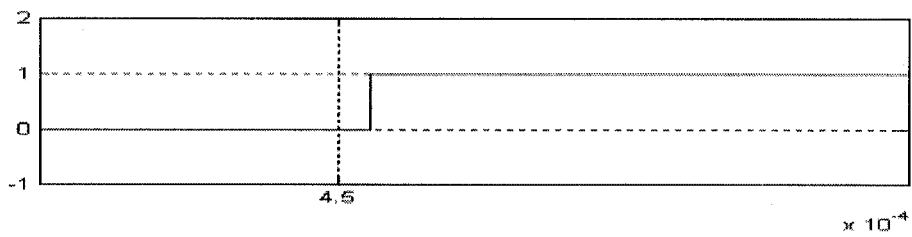


Figure 4.24 État de l'interrupteur S1 (Agrandissement).

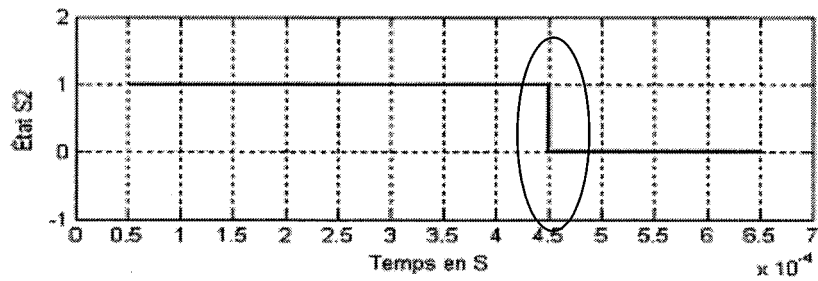


Figure 4.25 État de l'interrupteur S2.

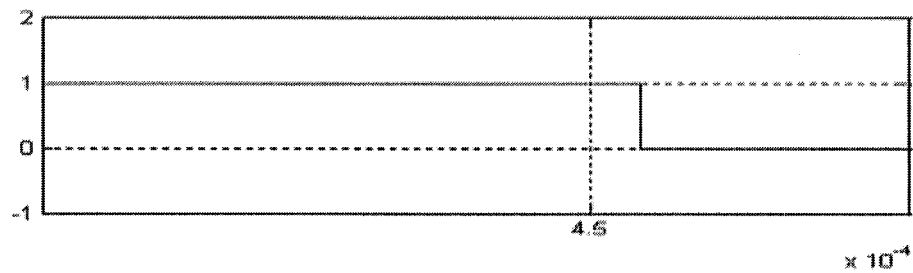


Figure 4.26 État de l'interrupteur S2 (agrandissement).

On remarque que:

- à l'intérieur du pas de calcul ($50 \mu\text{s}$, $100 \mu\text{s}$), les interrupteurs S3 et S4 changent d'état. En effet, l'interrupteur S3 passe de l'état fermé (valeur 1) à l'état ouvert (valeur 0) alors que l'interrupteur S4 passe de l'état ouvert (valeur 0) à l'état fermé (valeur 1);
- à l'intérieur du pas de calcul ($100 \mu\text{s}$, $150 \mu\text{s}$), les interrupteurs S3 et S4 changent d'état. En effet, l'interrupteur S3 passe de l'état ouvert (valeur 0) à l'état fermé (valeur 1) alors que l'interrupteur S4 passe de l'état fermé (valeur 1) à l'état ouvert (valeur 0);
- à l'intérieur du pas de calcul ($450 \mu\text{s}$, $500 \mu\text{s}$), les interrupteurs S1 et S2 changent d'état. En effet, l'interrupteur S1 passe de l'état ouvert (valeur 0) à l'état fermé (valeur 1) alors que l'interrupteur S2 passe de l'état fermé (valeur 1) à l'état ouvert (valeur 0);
- à l'intérieur du pas de calcul ($450 \mu\text{s}$, $500 \mu\text{s}$), les interrupteurs S5 et S6 changent d'état. En effet, l'interrupteur S5 passe de l'état ouvert (valeur 0) à l'état fermé (valeur 1) alors que l'interrupteur S6 passe de l'état fermé (valeur 1) à l'état ouvert (valeur 0).

Les interrupteurs S1, S2, S5 et S6 changent d'état à l'intérieur du pas de calcul ($450 \mu\text{s}$, $5 \mu\text{s}$) à des instants différents ce qui correspond bien à une commutation multiple.

4.2.6.2 Courants dans les interrupteurs

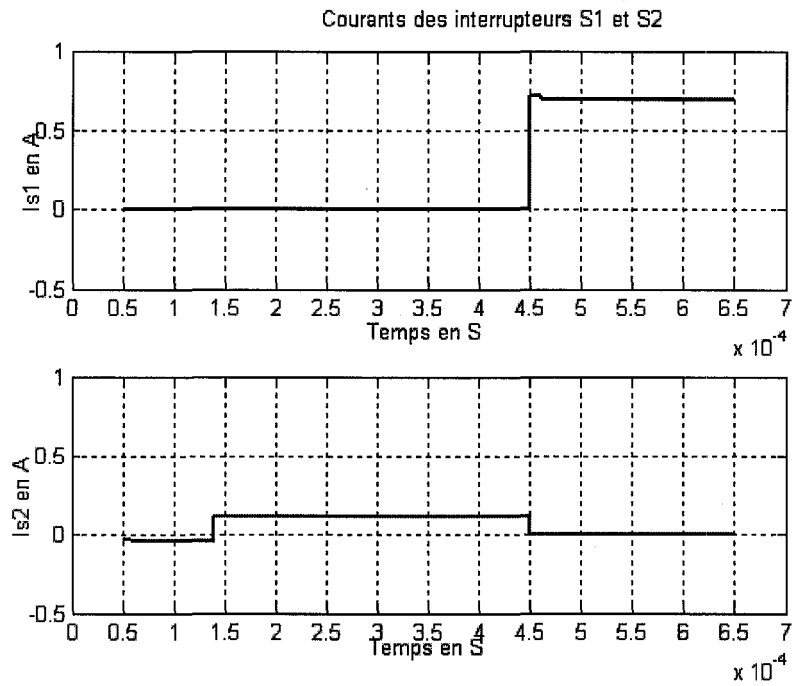


Figure 4.27 Courants dans les interrupteurs S1 et S2.

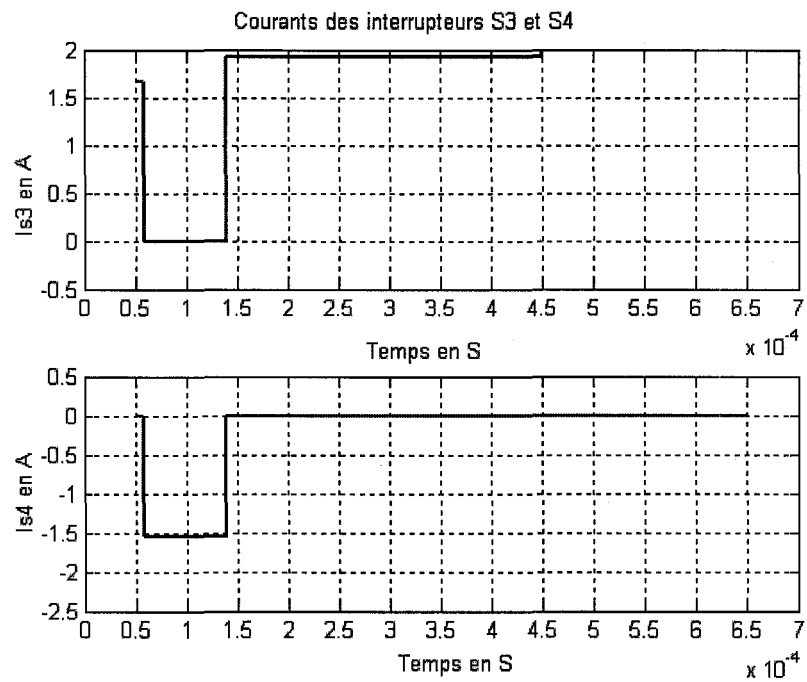


Figure 4.28 Courants dans les interrupteurs S3 et S4.

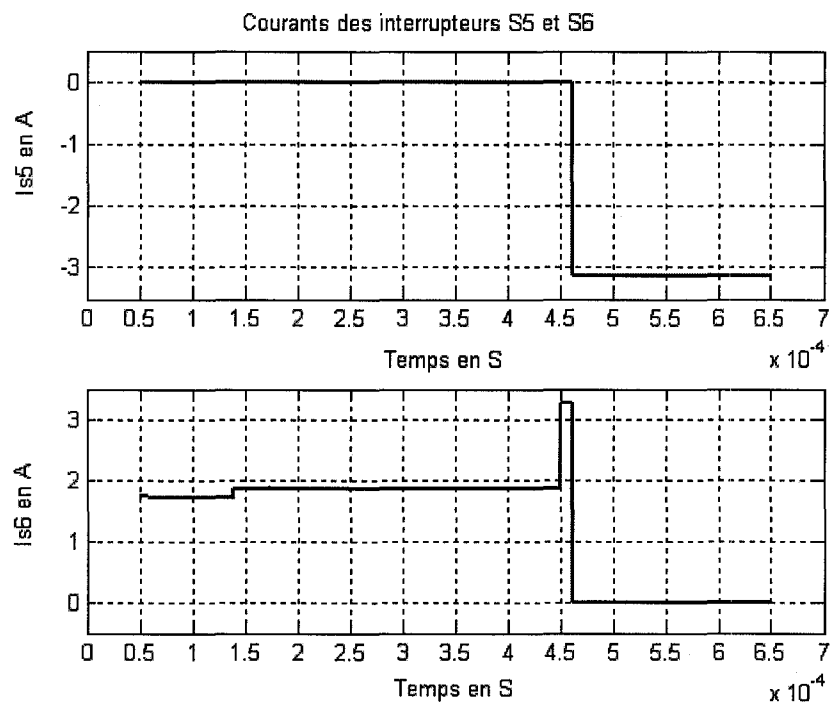


Figure 4.29 Courants dans les interrupteurs S5 et S6.

4.2.6.2.1 Détails concernant les courants dans les interrupteurs S1 et S2

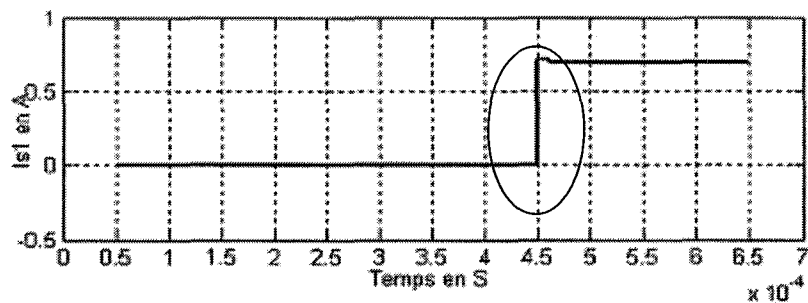


Figure 4.30 Courant dans l'interrupteur S1.

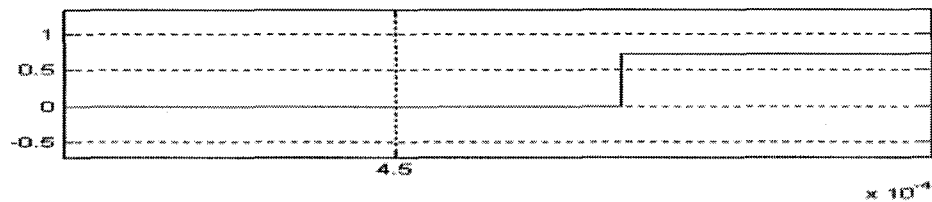


Figure 4.31 Courant dans l'interrupteur S1 (agrandissement)

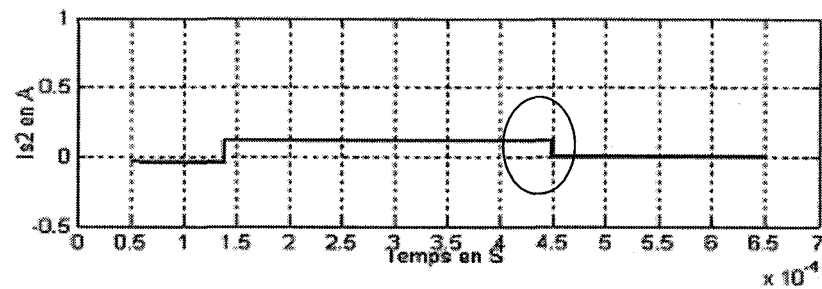


Figure 4.32 Courant dans l'interrupteur S2.

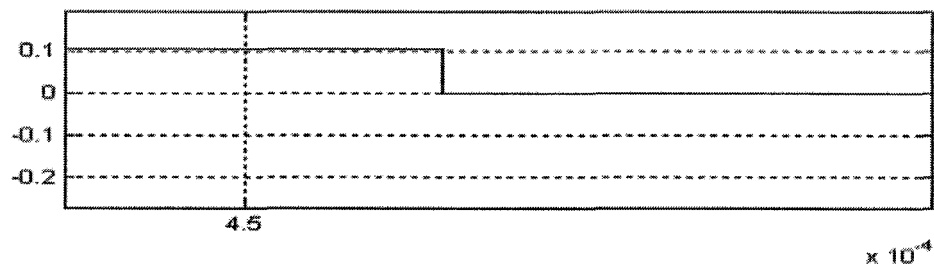


Figure 4.33 Courant dans l'interrupteur S2 (agrandissement).

L'étude des courants des différents interrupteurs confirme les changements d'état observés dans les figures 4.20 à 4.22:

- à l'intérieur du pas de calcul (50 μ s, 100 μ s), le courant dans l'interrupteur S3 passe de 1.66 A à 0 A (ce qui correspond à un passage de l'état fermé à l'état ouvert) alors que le courant dans l'interrupteur S4 passe de 0 A à -1.55 A (ce qui correspond à un passage de l'état ouvert à l'état fermé);
- à l'intérieur du pas de calcul (100 μ s, 150 μ s), le courant dans l'interrupteur S3 passe de 0 A à 1,92 A (ce qui correspond à un passage de l'état ouvert à l'état fermé) alors que le courant dans l'interrupteur S4 passe de $-1,55$ A à 0 A (ce qui correspond à un passage de l'état fermé à l'état ouvert);
- à l'intérieur du pas de calcul (450 μ s, 500 μ s), le courant dans l'interrupteur S1 passe de 0 A à 0,71 A (ce qui correspond à un passage de l'état ouvert à l'état

- fermé) alors que le courant dans l'interrupteur S2 passe de 0,10 A à 0 A (ce qui correspond à un passage de l'état fermé à l'état ouvert);
- à l'intérieur du pas de calcul (450 μ s, 500 μ s), le courant dans l'interrupteur S5 passe de 0 A à -3,11 A (ce qui correspond à un passage de l'état ouvert à l'état fermé) alors que le courant dans l'interrupteur S6 passe de 3,27 A à 0 A (ce qui correspond à un passage de l'état fermé à l'état ouvert).

4.2.6.3 Tensions aux bornes des interrupteurs

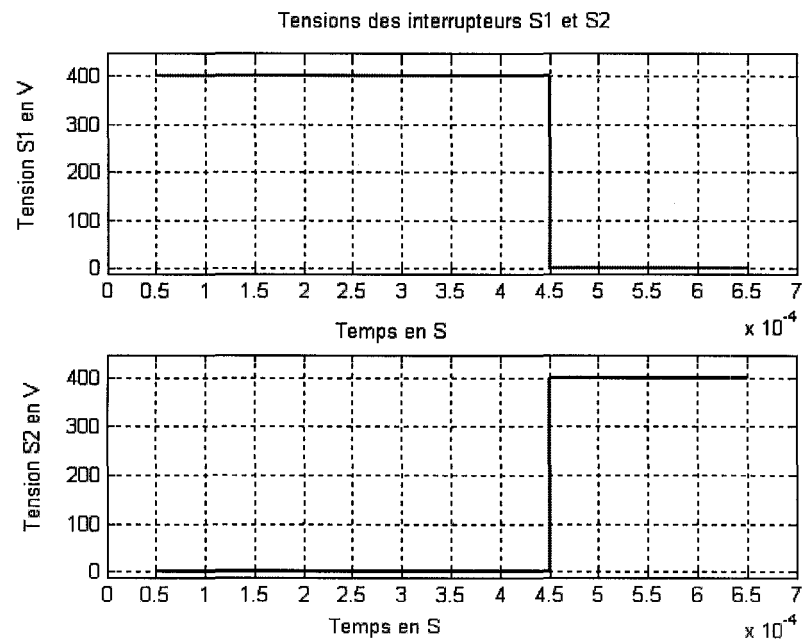


Figure 4.34 Tensions aux bornes des interrupteurs S1 et S2.

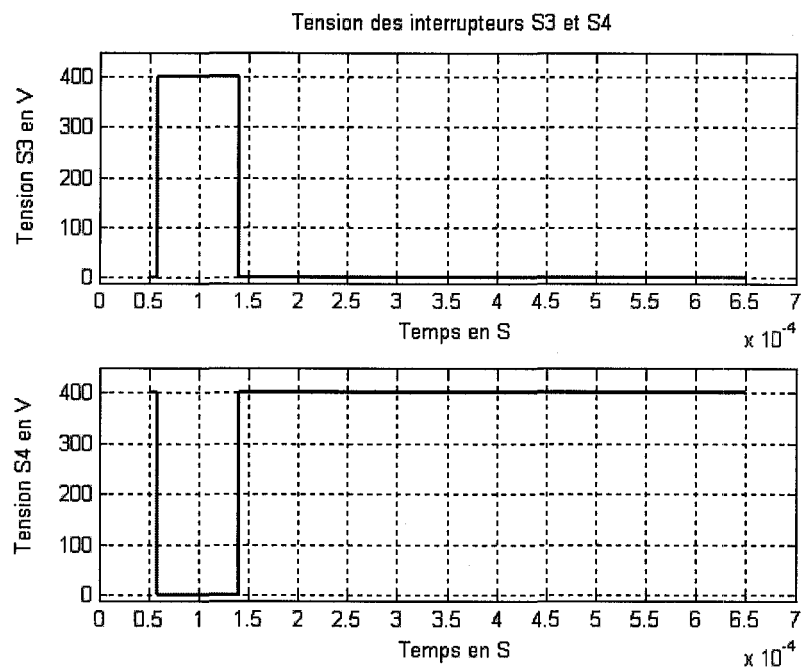


Figure 4.35 Tensions aux bornes des interrupteurs S3 et S4.

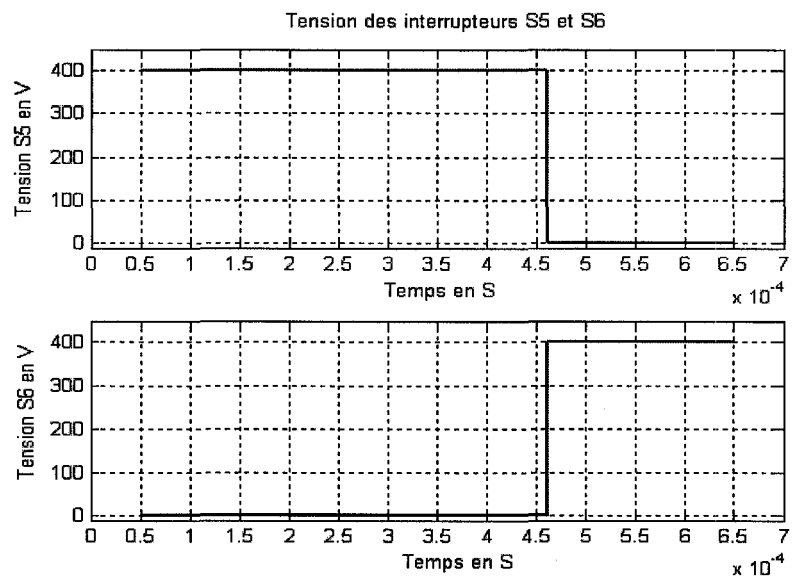


Figure 4.36 Tensions aux bornes des interrupteurs S5 et S6.

4.2.6.3.1 Détails concernant les tensions dans les interrupteurs S1 et S2

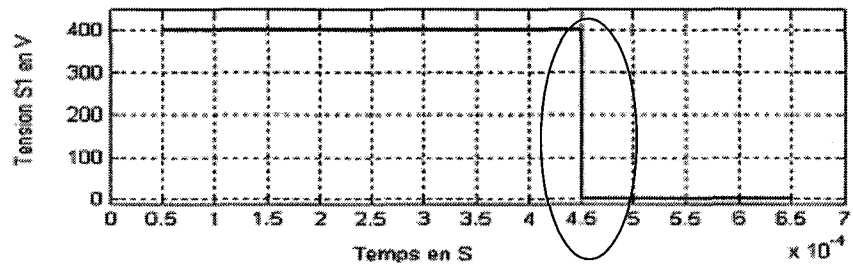


Figure 4.37 Tension aux bornes de l'interrupteur S1.

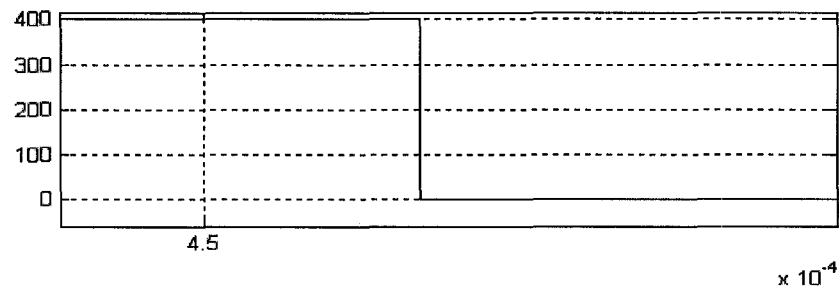


Figure 4.38 Tension aux bornes de l'interrupteur S1 (agrandissement).

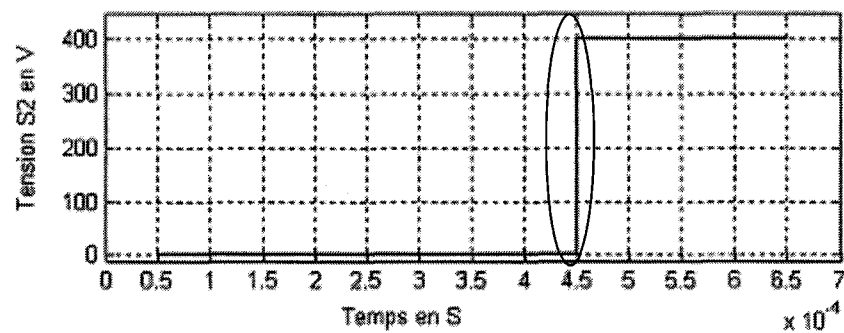


Figure 4.39 Tension aux bornes de l'interrupteur S2.

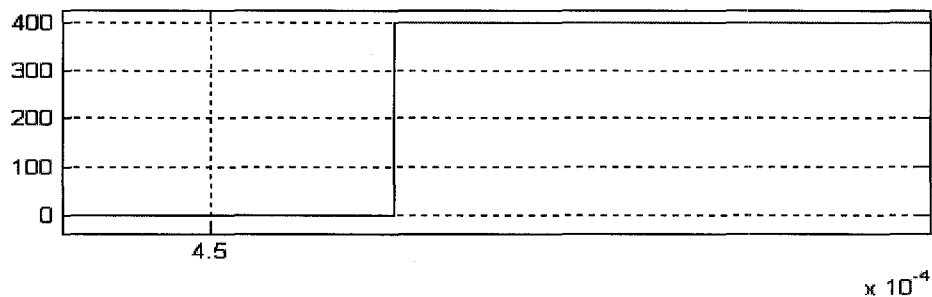


Figure 4.40 Tension aux bornes de l'interrupteur S2 (agrandissement).

L'étude des tensions aux bornes des différents interrupteurs confirme aussi les changements d'état observés dans les figures 4.20 à 4.22:

- à l'intérieur du pas de calcul (50 μ s, 100 μ s), la tension aux bornes de l'interrupteur S3 passe de 0 V à 400 V (ce qui correspond à un passage de l'état fermé à l'état ouvert) alors que la tension aux bornes de l'interrupteur S4 passe de 400 V à 0 V (ce qui correspond à un passage de l'état ouvert à l'état fermé);
- à l'intérieur du pas de calcul (100 μ s, 150 μ s), la tension aux bornes de l'interrupteur S3 passe de 400 V à 0 V (ce qui correspond à un passage de l'état ouvert à l'état fermé) alors que la tension aux bornes de l'interrupteur S4 passe de 0 V à 400 V (ce qui correspond à un passage de l'état fermé à l'état ouvert);
- à l'intérieur du pas de calcul (450 μ s, 500 μ s), la tension aux bornes de l'interrupteur S1 passe de 400 V à 0 V (ce qui correspond à un passage de l'état ouvert à l'état fermé) alors que la tension aux bornes de l'interrupteur S2 passe de 0 V à 400 V (ce qui correspond à un passage de l'état fermé à l'état ouvert);
- à l'intérieur du pas de calcul (450 μ s, 500 μ s), la tension aux bornes de l'interrupteur S5 passe de 400 V à 0 V (ce qui correspond à un passage de l'état ouvert à l'état fermé) alors que la tension aux bornes de l'interrupteur S6 passe de 0 V à 400 V (ce qui correspond à un passage de l'état fermé à l'état ouvert).

Donc à l'intérieur du pas (entre les instants 450 μ s et 500 μ s) il y a une commutation multiple: les interrupteurs S1 et S2 changent d'état à 1 μ s après le début du pas de calcul

alors que les interrupteurs S5 et S6 changent d'état $12 \mu\text{s}$ après le début de ce pas de calcul. Les figures précédentes montrent bien que le nouvel algorithme détecte ces commutations et les traite convenablement. Les résultats des calculs effectués par l'algorithme sont donnés dans l'annexe 1.

4.2.7 Résultats de la simulation

Les résultats des simulations de l'onduleur MLI (pour une porteuse de $2 \cdot 1080 \text{ Hz}$) pour différents pas de calcul fixes sont présentés aux figures 4.41, 4.42, 4.43, 4.44, 4.45 et 4.46. Ces figures montrent:

- le fondamental de la tension de sortie de l'onduleur pour les pas de calcul de 25, 50 et $100 \mu\text{s}$ (figures 4.41, 4.42 et 4.43);
- la tension de sortie de l'onduleur pour les pas de calcul de 25, 50 et $100 \mu\text{s}$ (figures 4.44, 4.45 et 4.46).

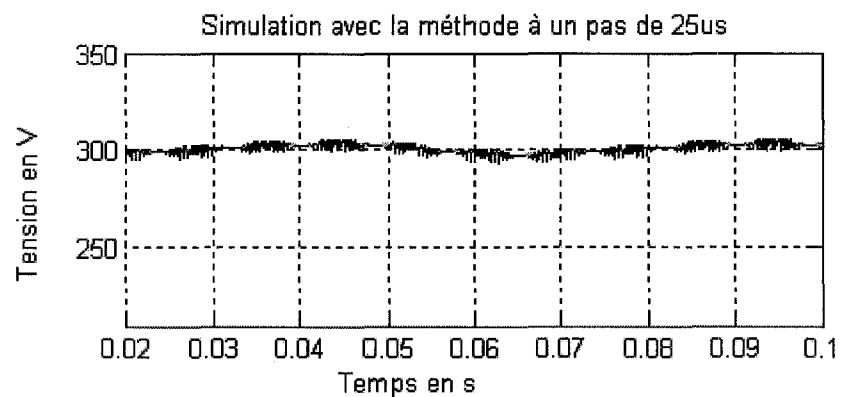


Figure 4.41 Fondamental de la tension de sortie de l'onduleur (avec la méthode à $25 \mu\text{s}$).

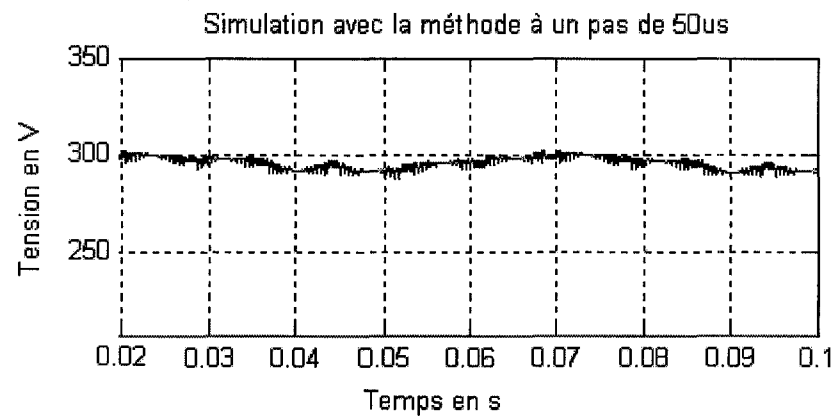


Figure 4.42 Fondamental de la tension de sortie de l'onduleur (avec la méthode à 50 μ s).

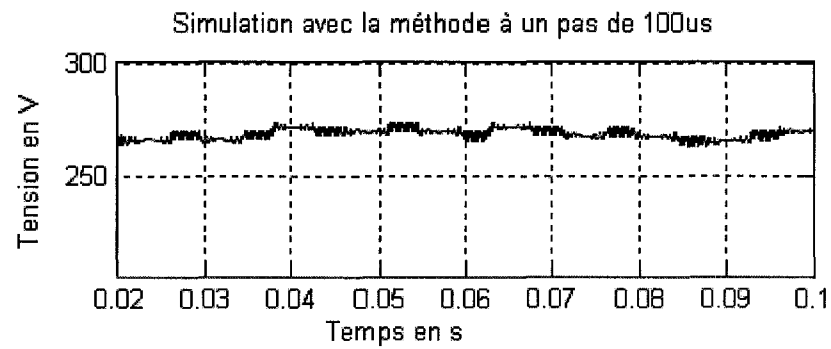


Figure 4.43 Fondamental de la tension de sortie de l'onduleur
(avec la méthode à 100 μ s).

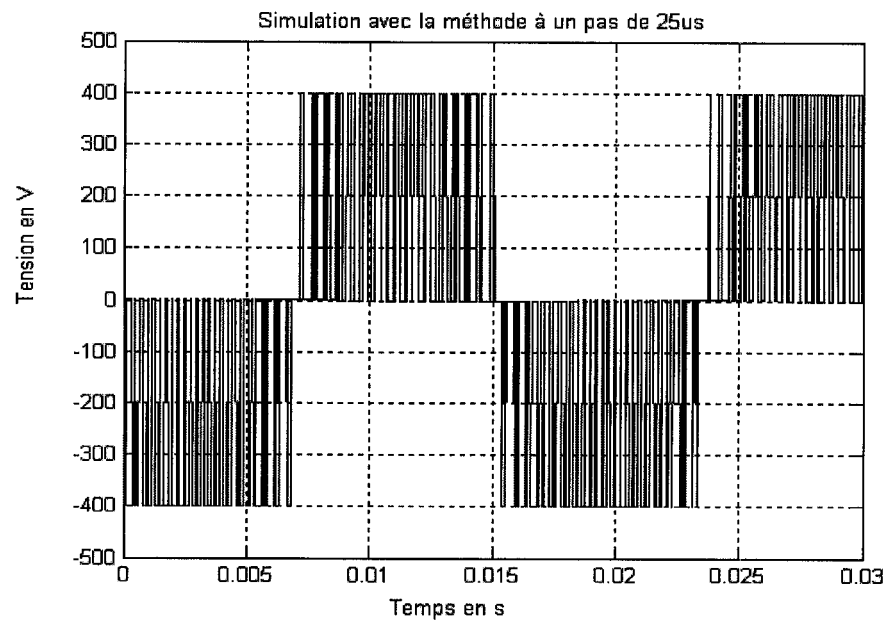


Figure 4.44 Tension de sortie de l'onduleur (avec la méthode à 25 μ s).

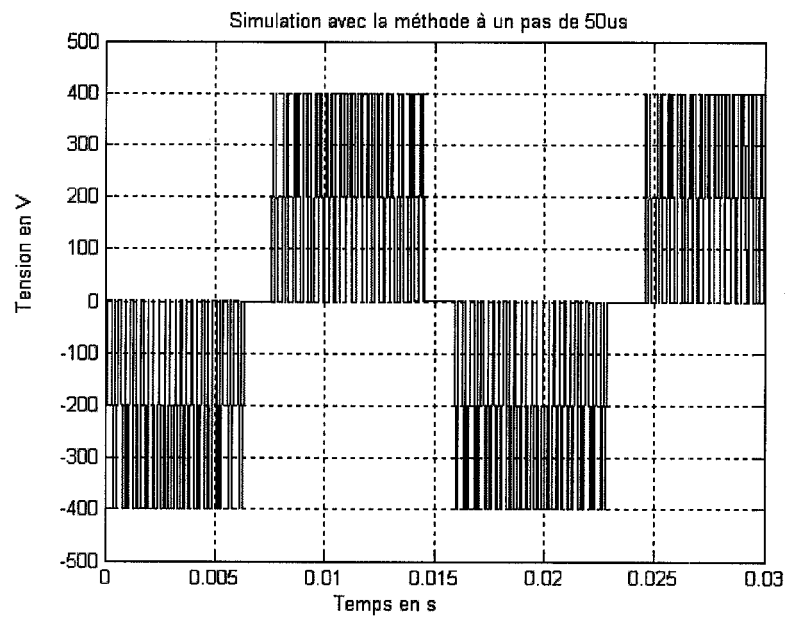


Figure 4.45 Tension de sortie de l'onduleur (avec la méthode à 50 μ s).

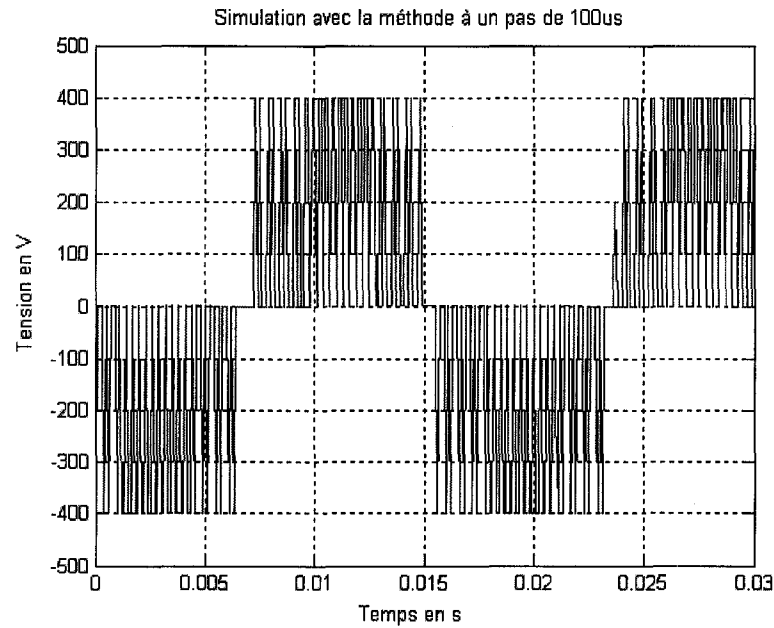


Figure 4.46 Tension de sortie de l'onduleur (avec la méthode à 100 μ s).

4.2.8 Comparaison

L'onduleur MLI a été simulé aussi par SPS à pas fixe (pour une porteuse de 2160 Hz), les résultats de ces simulations sont présentés aux figures 4.47, 4.48, 4.49, 4.50, 4.51 et 4.52. Ces figures montrent:

- le fondamental de la tension de sortie de l'onduleur pour les pas de calcul de 25, 50 et 100 μ s (figures 4.47, 4.48 et 4.49);
- la tension de sortie de l'onduleur pour les pas de calcul de 25, 50 et 100 μ s (figures 4.44, 4.46 et 4.48).

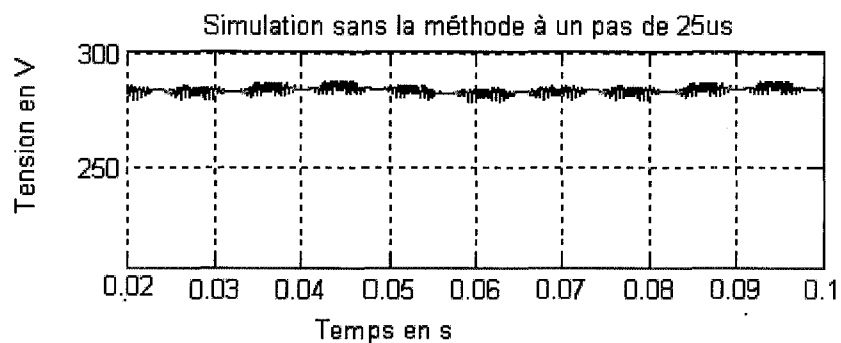


Figure 4.47 Fondamental de la tension de sortie de l'onduleur (sans la méthode à 25 μ s).

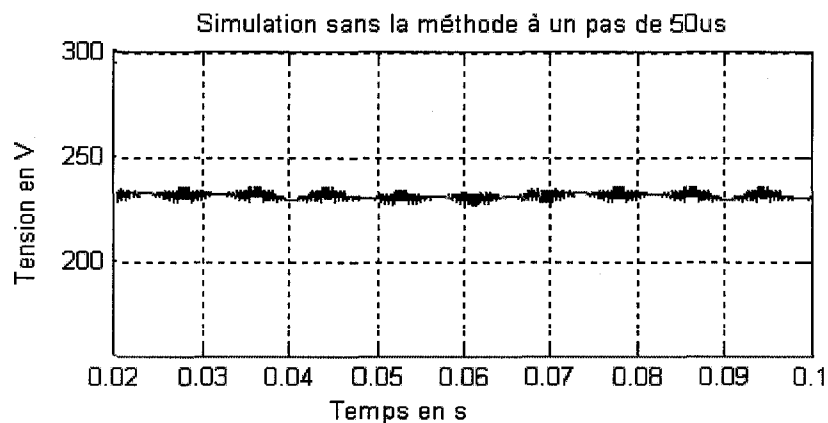


Figure 4.48 Fondamental de la tension de sortie de l'onduleur (sans la méthode à 50 μ s)

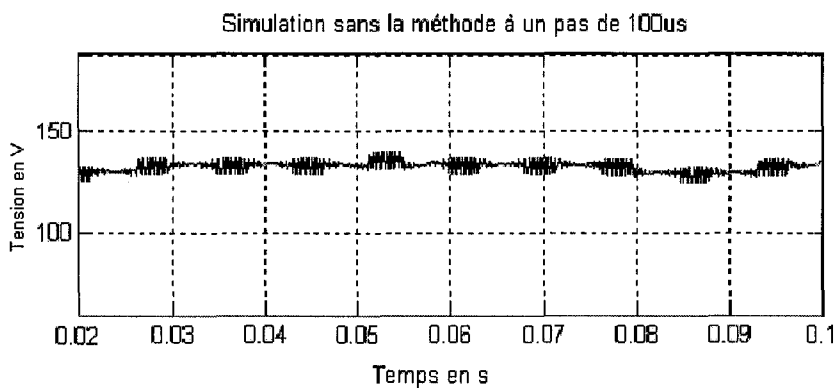


Figure 4.49 Fondamental de la tension de sortie de l'onduleur
(sans la méthode à 100 μ s).

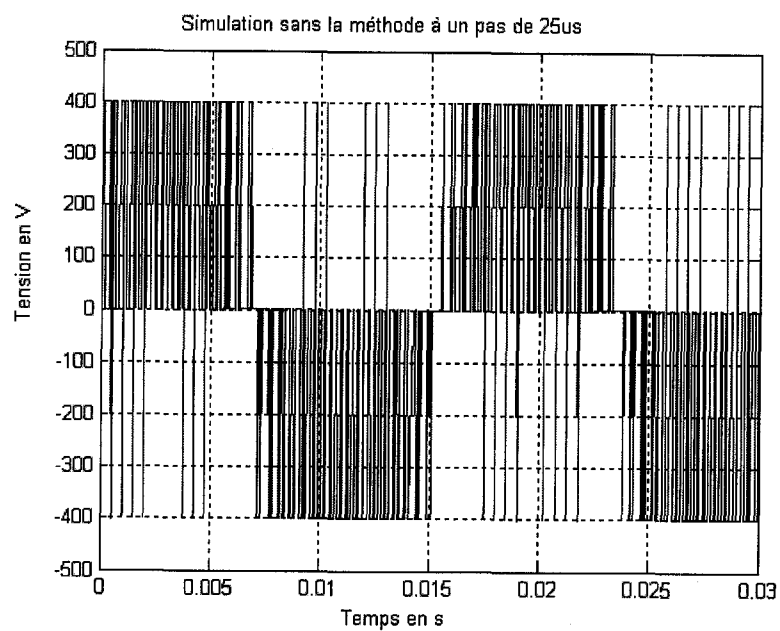


Figure 4.50 Tension de sortie de l'onduleur (sans la méthode à 25 μ s).

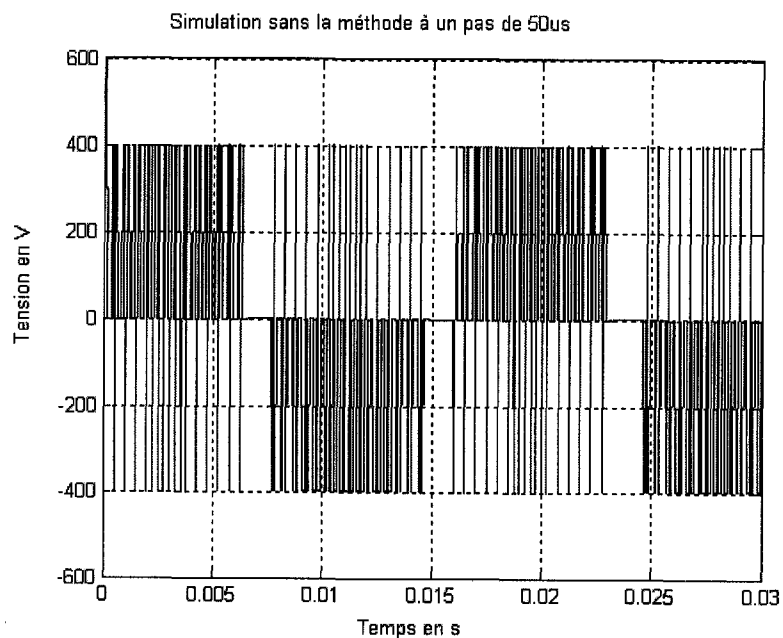


Figure 4.51 Tension de sortie de l'onduleur (sans la méthode à 50 μ s).

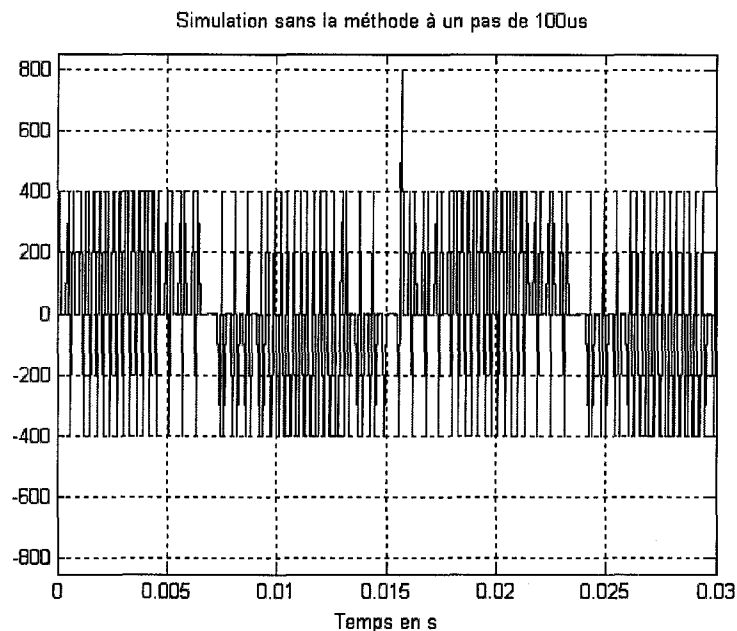


Figure 4.52 Tension de sortie de l'onduleur (sans la méthode à 100 μ s).

Les résultats obtenus en utilisant SPS sans notre algorithme sont caractérisés d'une part, par une certaine migration du niveau du fondamental de la tension de sortie de l'onduleur et d'autre part par le non-respect de la forme d'onde des tensions qui doivent apparaître à la sortie de l'onduleur. On assiste parfois même à l'apparition du double de la tension normale de sortie de l'onduleur (des pics de 800V au lieu de 400V), surtout pour les pas de calcul de 50 μ s et 100 μ s.

En simulant l'onduleur MLI avec notre algorithme, on observe une certaine stabilité au niveau des résultats de la simulation. En effet la perte du niveau moyen du fondamental de la tension de sortie de l'onduleur est moins importante, que celle observée lors de la simulation du même montage avec SPS sans le nouvel l'algorithme. De plus, il y a respect de la forme d'onde des tensions de sortie de l'onduleur (pour les comparaisons voir tableau 4.2 page 95).

D'autres simulations confirment ces observations. En augmentant la fréquence de la porteuse (signal triangulaire) à trois fois la fréquence initiale (porteuse de 1080×3 Hz) on a obtenu les résultats présentés aux figures 4.53 à 4.64.

4.2.8.1 Sans le nouvel algorithme

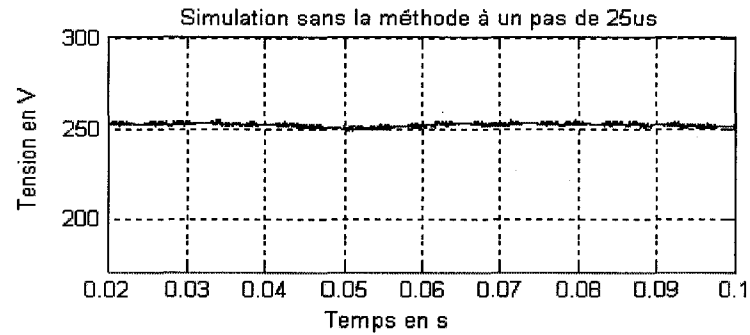


Figure 4.53 Fondamental de la tension de sortie de l'onduleur (sans la méthode à 25 μ s).

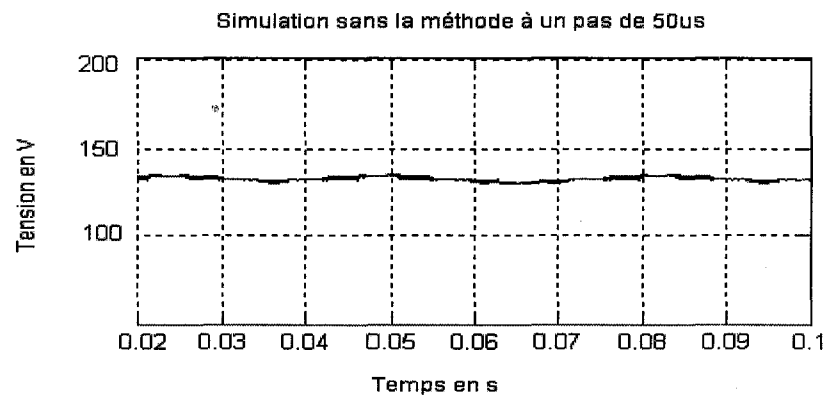


Figure 4.54 Fondamental de la tension de sortie de l'onduleur (sans la méthode à 50 μ s).

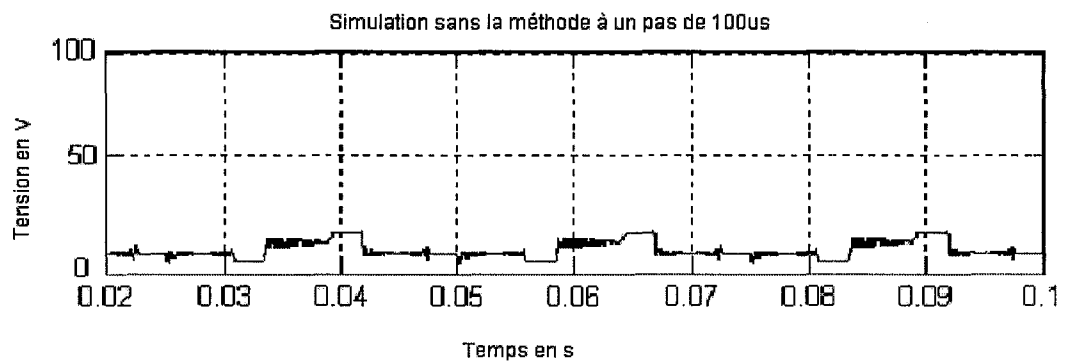


Figure 4.55 Fondamental de la tension de sortie de l'onduleur
(sans la méthode à 100 μ s).

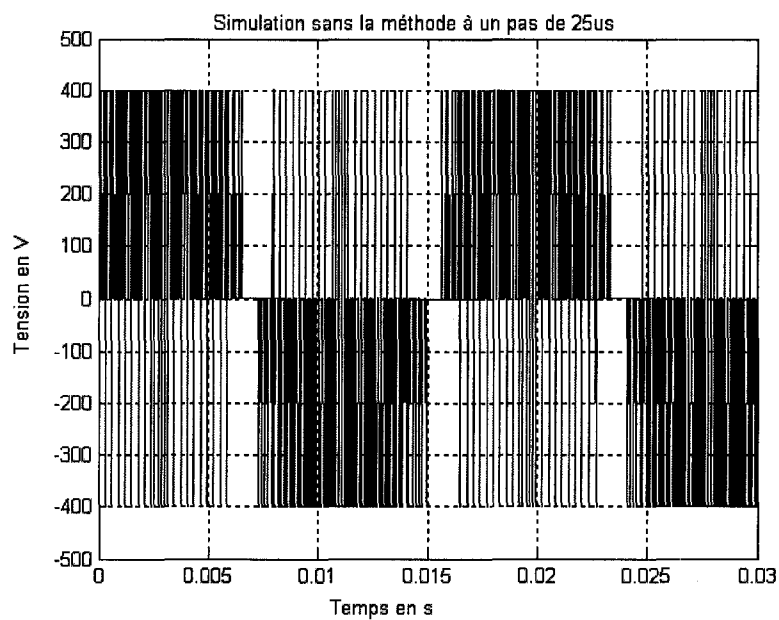


Figure 4.56 Tension de sortie de l'onduleur (sans la méthode à 25 μ s).

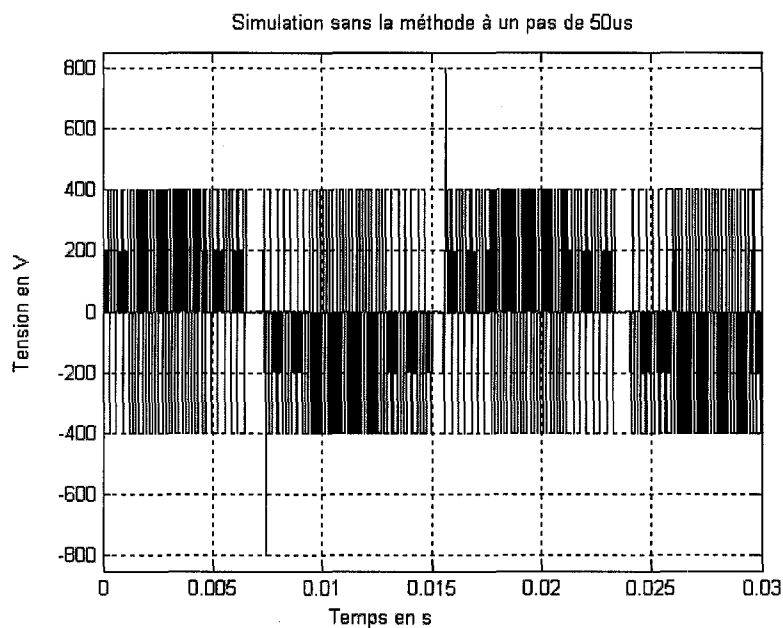


Figure 4.57 Tension de sortie de l'onduleur (sans la méthode à 50 μ s).

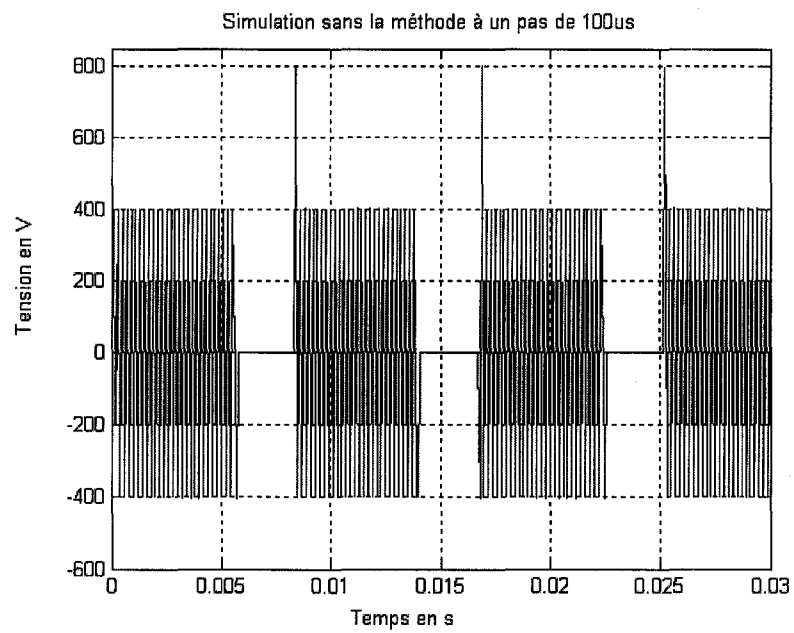


Figure 4.58 Tension de sortie de l'onduleur (sans la méthode à 100 μ s).

4.2.8.2 Avec le nouvel algorithme

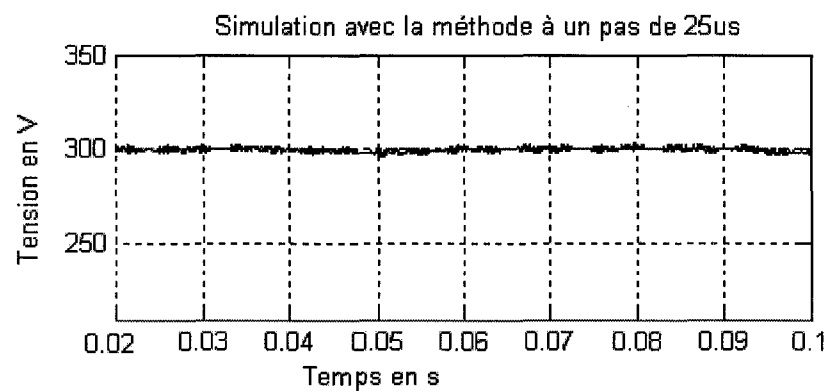


Figure 4.59 Fondamental de la tension de sortie de l'onduleur (avec la méthode à 25 μ s).

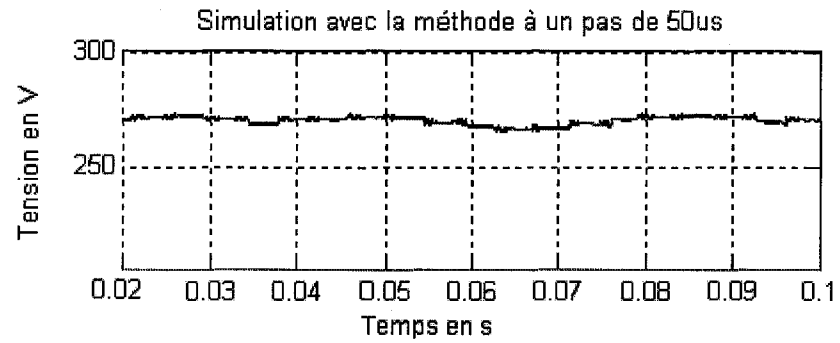


Figure 4.60 Fondamental de la tension de sortie de l'onduleur (avec la méthode à 50 μ s).

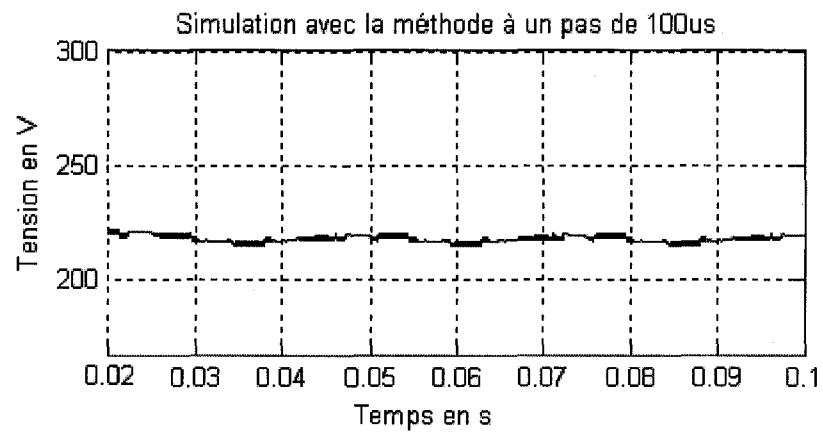


Figure 4.61 Fondamental de la tension de sortie de l'onduleur
(avec la méthode à 100 μ s).

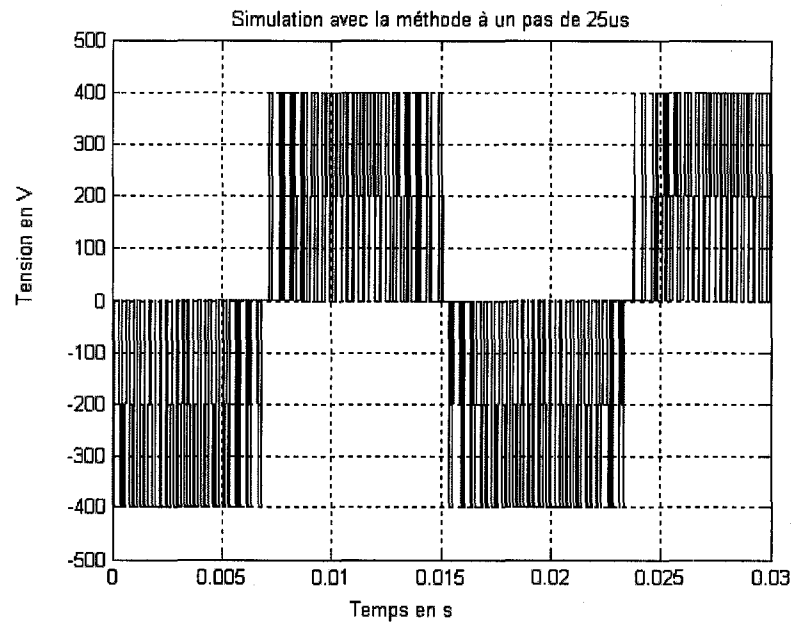


Figure 4.62 Tension de sortie de l'onduleur (avec la méthode à 25 μ s).

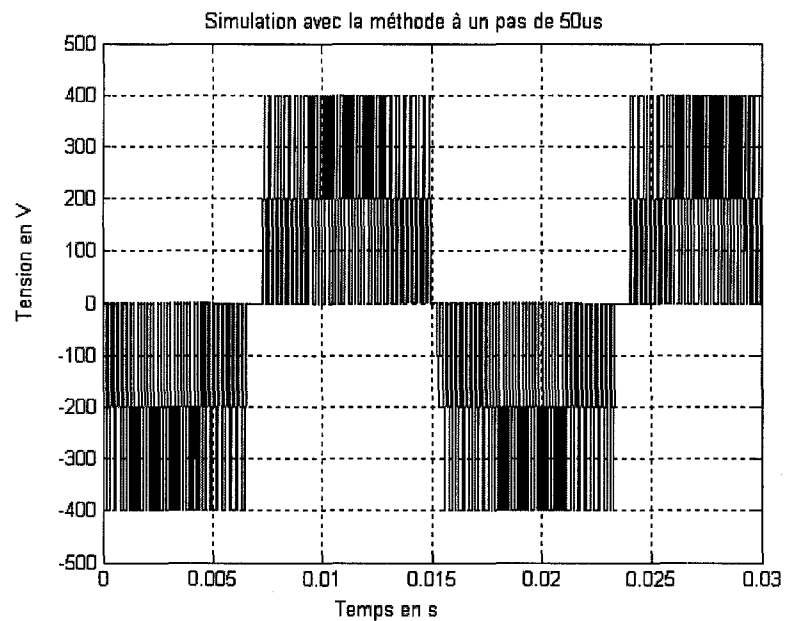


Figure 4.63 Tension de sortie de l'onduleur (avec la méthode à 50 μ s).

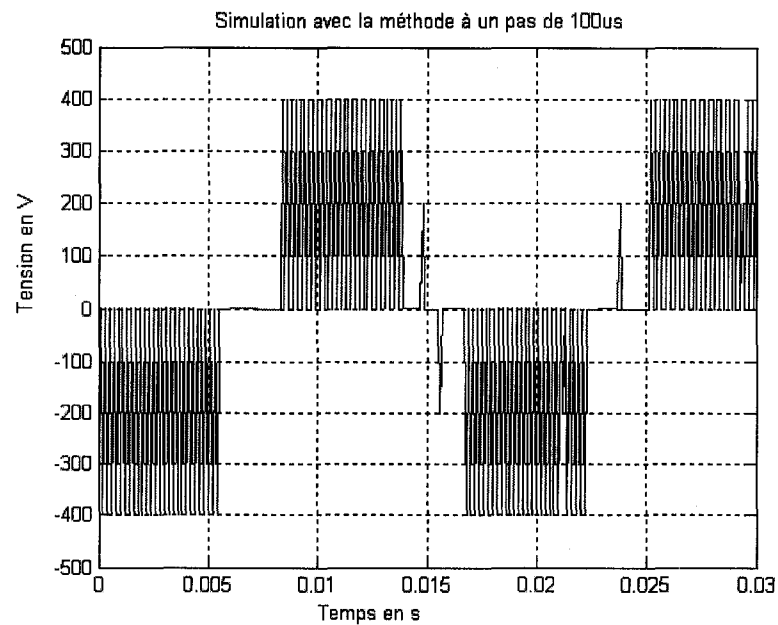


Figure 4.64 Tension de sortie de l'onduleur (avec la méthode à 100 μ s).

Les résultats de la simulation pour trois pas de calcul (25, 50 et 100 μ s), obtenus sans l'utilisation du nouvel algorithme, sont caractérisés par une migration importante du niveau moyen du fondamental de la tension de sortie de l'onduleur d'une part (voir figures 4.53, 4.54 et 4.55) et d'autre part par le non-respect de la forme d'onde de cette tension (voir figures 4.56, 4.57 et 4.58). L'utilisation du nouvel algorithme résulte en une perte du niveau moyen qui est moins importante (voir figures 4.59, 4.60 et 4.61) et la forme d'onde de la tension de sortie de l'onduleur est bien respectée (voir figures 4.62, 4.63 et 4.64).

4.2.9 Comparaison des spectres

Les figures 4.65 et 4.66 présentent les spectres de la tension aux bornes de l'onduleur respectivement pour les pas de 5.144 μ s (pas de calcul de 1/60/3240) et de 5 μ s; ces

spectres ont été obtenus en simulant le circuit avec SPS sans la méthode de commutation précise (pour une porteuse de 3240 Hz).

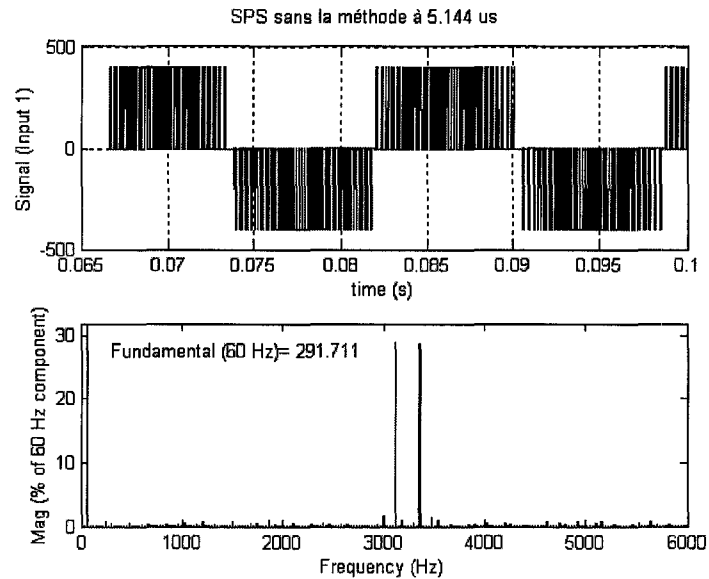


Figure 4.65 Spectre de la tension de sortie de l'onduleur (sans la méthode à 5.144 μ s).

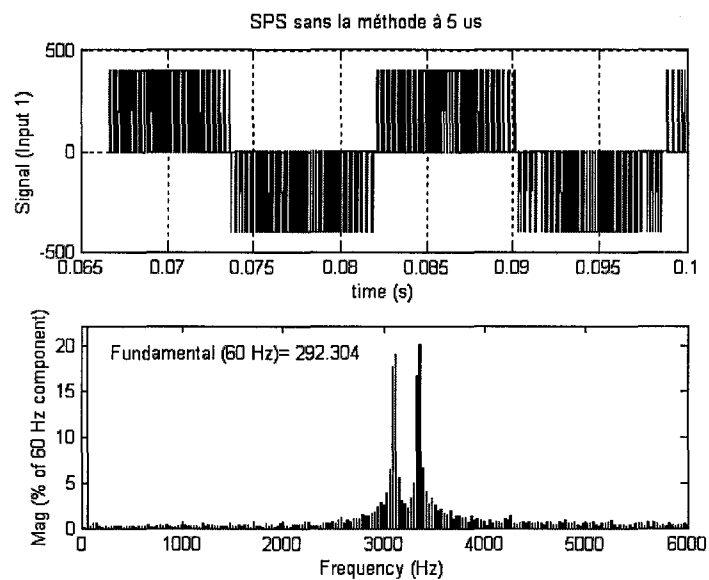


Figure 4.66 Spectre de la tension de sortie de l'onduleur (sans la méthode à 5 μ s).

Les figures 4.67 et 4.68 présentent les spectres de la tension aux bornes de l'onduleur respectivement pour les pas de $25 \mu\text{s}$ et de $25.72 \mu\text{s}$ (pas de $1/60/648$); ces spectres ont été obtenus en simulant le circuit avec SPS avec la méthode de commutation précise (pour une porteuse de 3240 Hz).

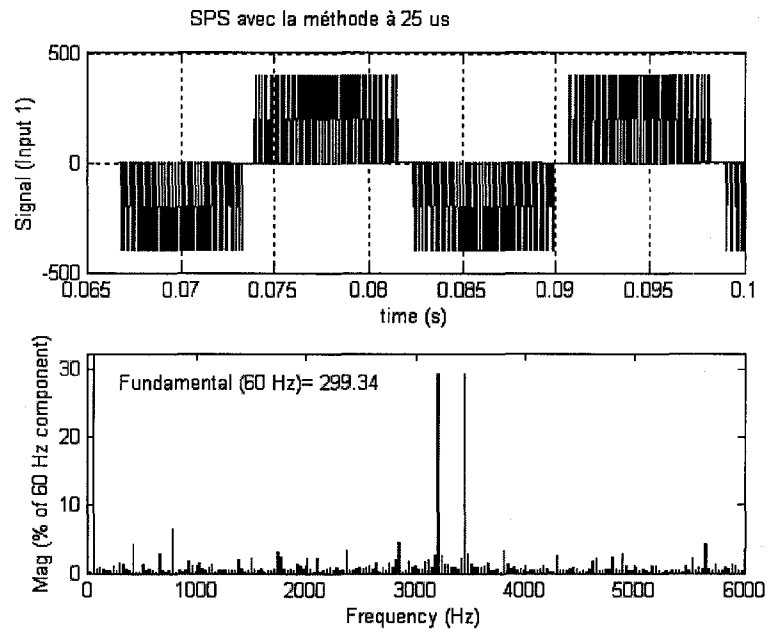


Figure 4.67 Spectre de la tension de sortie de l'onduleur (avec la méthode à $25 \mu\text{s}$).

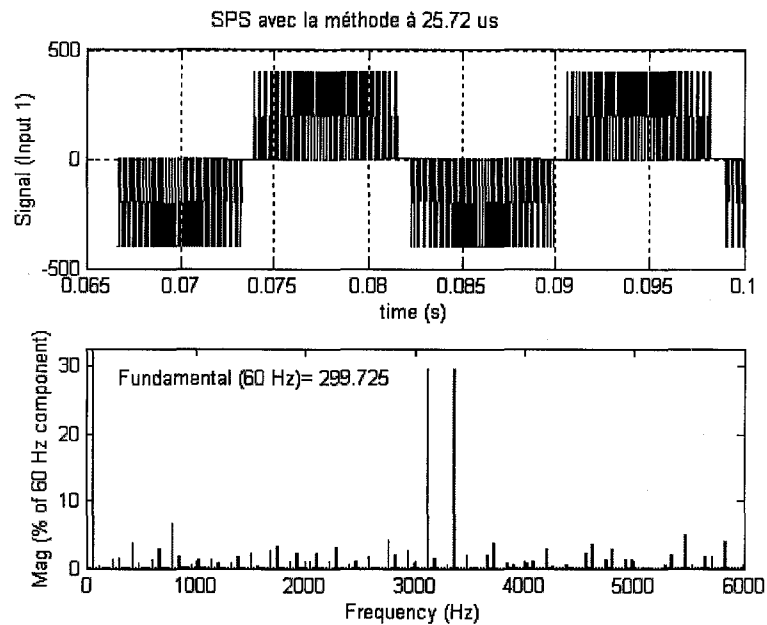


Figure 4.68 Spectre de la tension de sortie de l'onduleur (avec la méthode à $25.72 \mu\text{s}$).

Le spectre de la tension de sortie de l'onduleur, pour le pas de calcul de $5.144 \mu\text{s}$ (figure 4.65), respecte la forme du spectre théorique [25], alors que celui pour le pas de calcul de $5 \mu\text{s}$ (figure 4.66) ne le respecte plus. Donc la forme du spectre dépend du pas de calcul lorsqu'on utilise SPS sans la méthode de commutation précise.

Les spectres de la tension de sortie de l'onduleur, pour les pas de calcul de $25 \mu\text{s}$ et $25.72 \mu\text{s}$ (figures 4.67 et 4.68), respectent la forme du spectre théorique [25]. Donc la forme du spectre ne dépend plus du pas de calcul lorsqu'on utilise SPS avec la méthode de commutation précise. De plus l'utilisation de la MCP nous a permis de simuler le circuit avec des pas de calcul de l'ordre de $25 \mu\text{s}$ et $50 \mu\text{s}$, chose qui n'est pas possible sans une grande perte de précision si on simule le même circuit avec SPS mais sans la MCP.

Le tableau II résume les résultats obtenus pour ce montage.

Tableau II
Résultats de la simulation du MLI sinus triangle.

Pas de calcul (μ s)	Porteuse à 2160 Hz				Porteuse à 3240 Hz			
	Niveau moyen du fondamental de la tension de sortie de l'onduleur (V)				Niveau moyen du fondamental de la tension de sortie de l'onduleur (V)			
	Sans la méthode		Avec la méthode		Sans la méthode		Avec la méthode	
	Tension en V	Perte (%)	Tension en V	Perte (%)	Tension en V	Perte (%)	Tension en V	Perte (%)
25	280	-	295	-	255	-	295	-
50	235	17.5	290	1.6	135	47	270	6.7
100	135	50.8	275	6.7	10	96	220	25.4

La perte du niveau moyen dans le cas des résultats obtenus en utilisant SPS sans le nouvel algorithme est beaucoup plus importante que dans le cas où on a utilisé le nouvel algorithme. En effet :

- pour une porteuse de 2160 Hz , on constate une perte de 51% du niveau moyen, du fondamental de la tension de sortie de l'onduleur, lorsqu'on passe du pas de calcul de 25 μ s à 100 μ s (sans le nouvel algorithme) ; alors que cette perte est de 6% (avec le nouvel algorithme);
- pour une porteuse de 3240 Hz (3*1080), on constate une perte de 96% du niveau moyen, du fondamental de la tension de sortie de l'onduleur, lorsqu'on passe du pas de calcul de 25 μ s à 100 μ s (sans le nouvel algorithme) ; alors que cette perte est de 25% (avec le nouvel algorithme).

Ces données illustrent l'avantage de l'utilisation du nouvel algorithme pour la simulation du MLI sinus triangle.

4.3 Onduleur MLI à hystérésis

4.3.1 Schéma du montage

Le troisième montage de validation est un onduleur MLI alimentant un moteur asynchrone. La commande de l'onduleur est assurée en boucle fermée par un contrôleur à hystérésis assurant la régulation des courants de ligne du moteur [1] [2]. Le schéma du montage est illustré à la figure 4.69. L'onduleur a été conçu autour d'un pont à 6 MOSFETs.

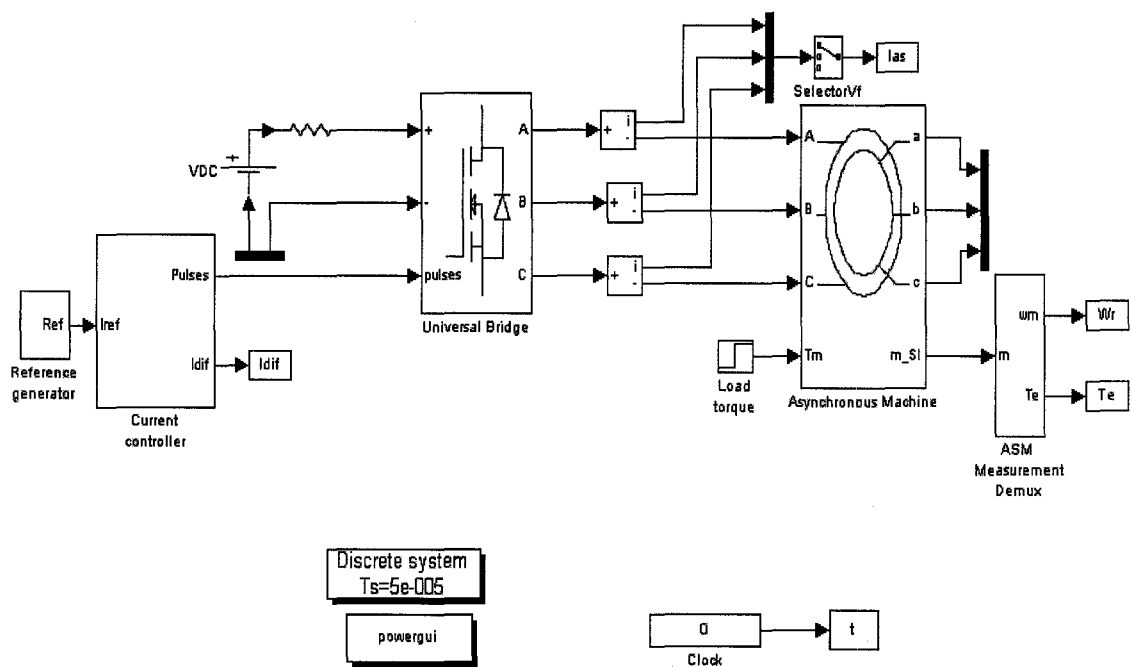


Figure 4.69 Schéma de l'onduleur MLI.

Le présent montage a été choisi pour les raisons suivantes:

- il utilise des interrupteurs à commutation forcée;
- il présente des commutations complexes (multiples et instantanées);
- il présente plus de commutations complexes que le montage précédent.

Ces propriétés sont recherchées pour la validation de notre algorithme. Les interrupteurs du présent montage commutent avec une fréquence moyenne de 4KHz [1].

4.3.2 Schéma Simulink de la simulation

La figure 4.70 présente le schéma Simulink de la simulation de l'onduleur MLI. Ce schéma présente l'algorithme adopté pour traiter les commutations multiples par SPS. La S-fonction "Sfun_A" est placée en cascade avec un sous-système de traitement conditionnel While. Ce sous-système contient la deuxième S-fonction "Sfun_B", la logique de commutation des interrupteurs utilisés dans le circuit ainsi qu'un artifice permettant d'alimenter la logique de commutation des interrupteurs par la mise à jour des tensions aux bornes de ces interrupteurs. Cette mise à jour est réalisée par la "Sfun_B". La figure 4.71 montre le contenu du sous système (Itération DoWhile).

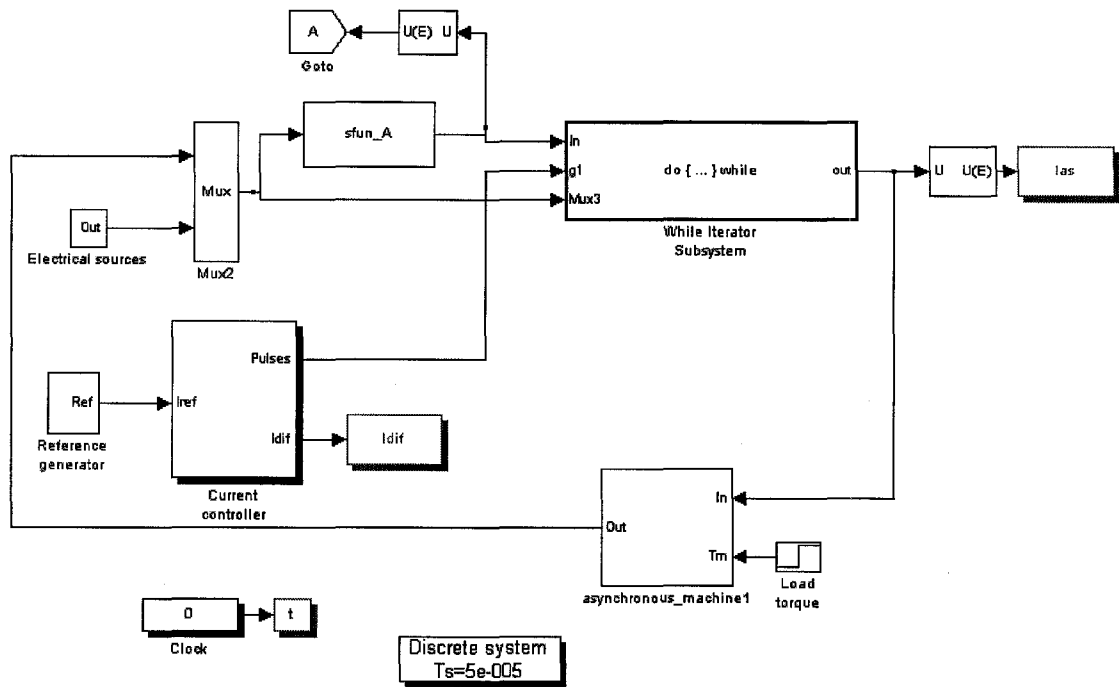


Figure 4.70 Nouveau modèle Simulink pour SPS.

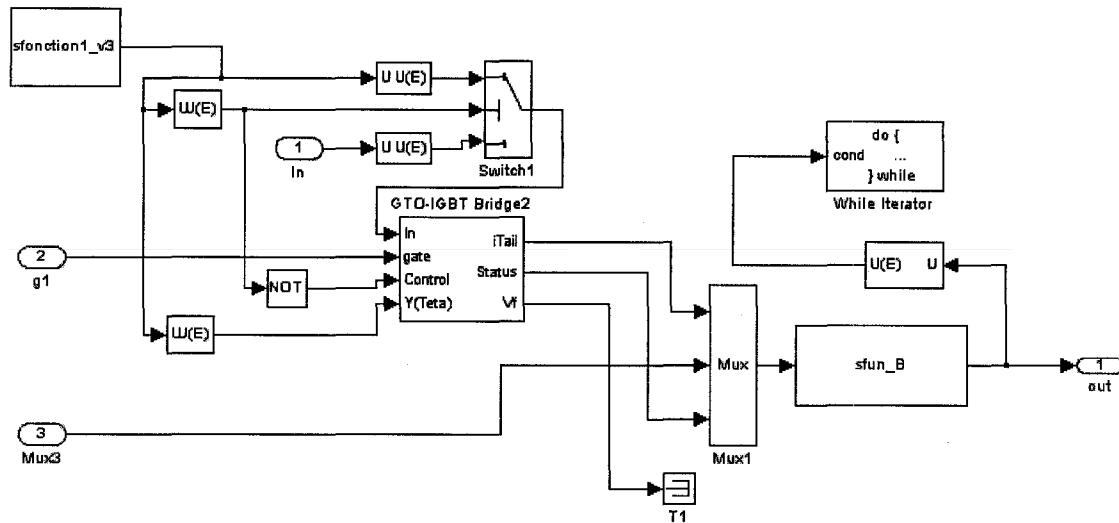


Figure 4.71 Contenu du sous système Do..While.

4.3.3 Générateur d'impulsions

La figure 4.72 présente le générateur MLI à hystérésis adopté pour le nouvel algorithme de traitement des commutations multiples.

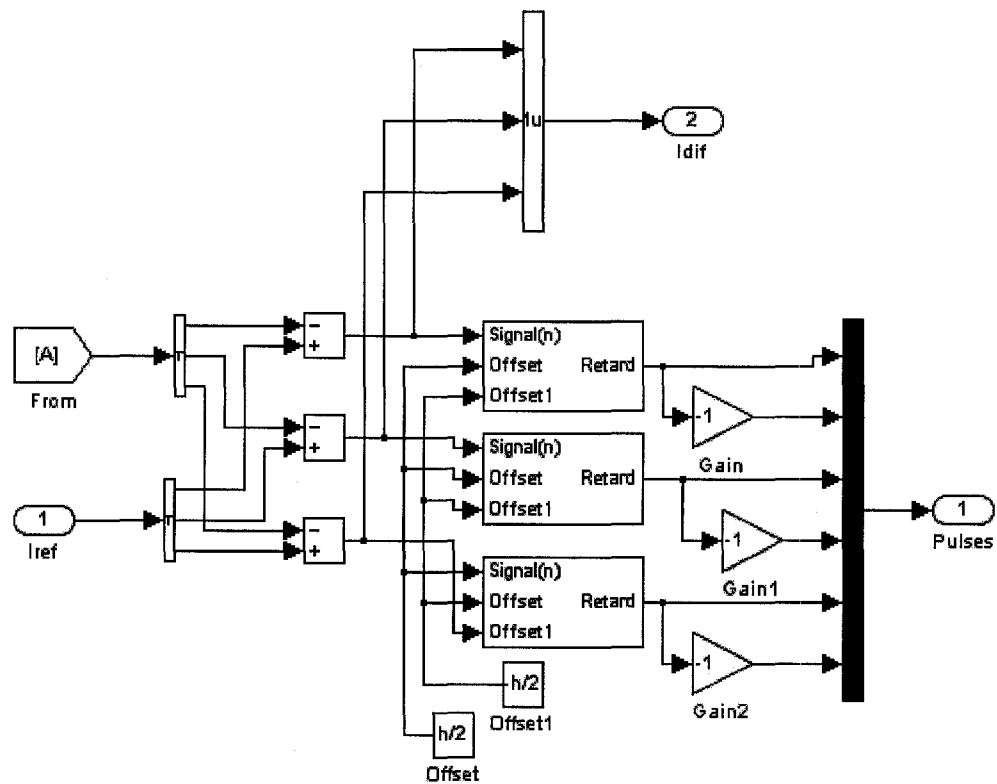


Figure 4.72 Nouveau générateur d'impulsions

L'ancien générateur d'impulsions est présenté à la figure 4.73.

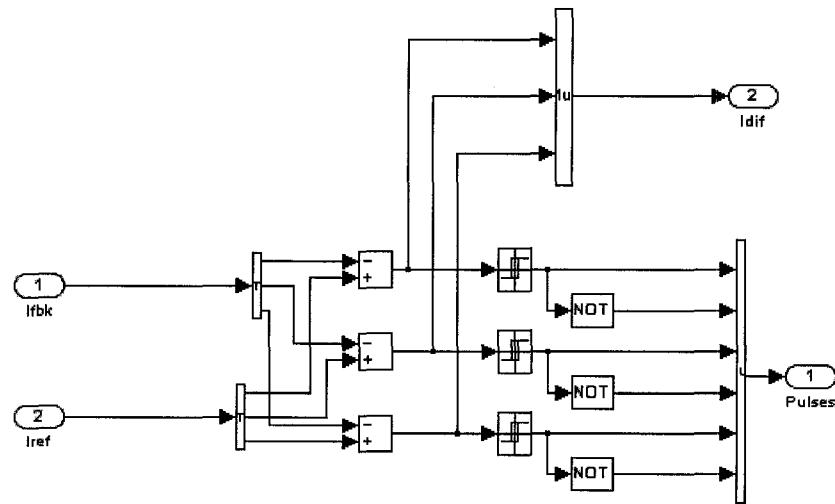


Figure 4.73 Ancien générateur d'impulsions.

4.3.4 Logique de commutation

La nouvelle logique de commutation du MOSFET est illustrée à la figure 4.74. Elle permet de déterminer l'état de chaque interrupteur en se basant sur les informations provenant du générateur d'impulsions et des deux S-fonctions et a été conçue pour répondre aux exigences de la commutation précise. L'ancienne logique de commutation des MOSFETs est présentée à la figure 4.18 (page 66) (dans SPS on utilise la même logique de commutation pour tous les interrupteurs à commutation forcée).

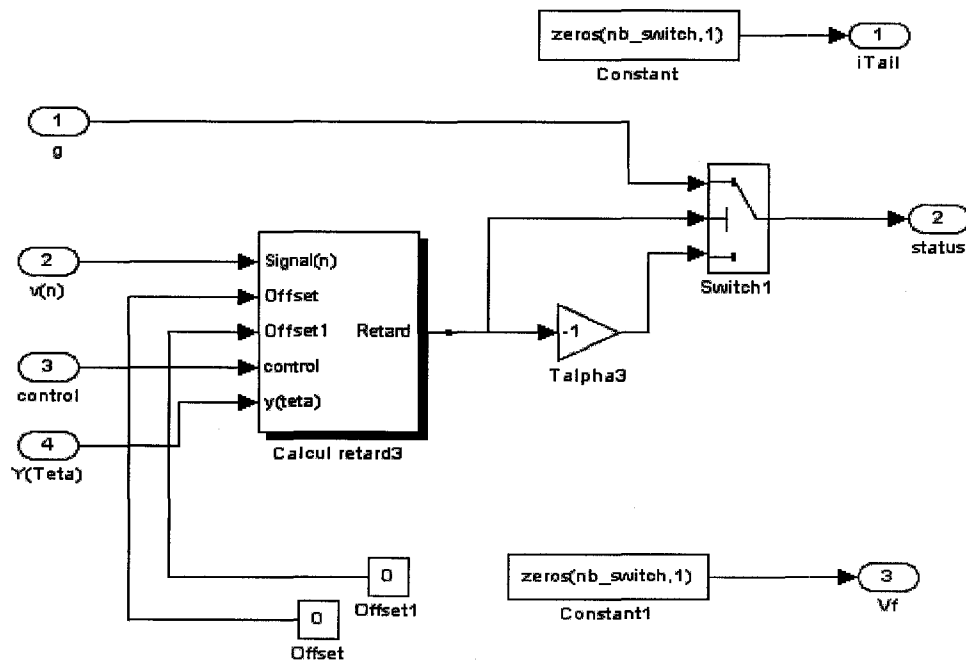


Figure 4.74 Nouvelle logique de commutation.

4.3.5 Mise en évidence des commutations complexes

Avant de commencer à présenter les résultats des différentes simulations faites en utilisant le nouvel algorithme, nous mettons d'abord en évidence l'existence des commutations multiples dans ce montage. Nous vérifions aussi si cet algorithme traite convenablement les commutations multiples. La collecte des informations issues du générateur d'impulsions et de la logique de commutation nous a permis de montrer que l'onduleur MLI présente beaucoup de commutations multiples dont voici un aperçu. On a choisi huit pas de calcul consécutifs. Le tableau III présente les retards de commutation pour chaque interrupteur.

Tableau III
Retards de commutation des interrupteurs.

Pas de calcul	Retard de commutation des interrupteurs (S1 à S6)						NChange
	(x 10 ⁻⁶) (s)						
	S1	S2	S3	S4	S5	S6	
N	-305	305	773	-773	-21	21	[5,6]
N+1	-355	355	-21	21	-71	71	[3,4]
N+2	-405	405	-71	71	-121	121	[]
N+3	-455	455	-121	121	-171	-171	[]
N+4	-505	505	-171	171	-221	221	[]
N+5	-555	555	-221	221	-271	271	[]
N+6	-605	605	11	-11	1,4	-1,4	[3,4,5,6]
N+7	-655	655	61	-61	51	-51	[]

NChange = Numéro de l'interrupteur qui change d'état d'un pas à l'autre. Si NChange = [], aucun interrupteur ne change d'état. Ces informations représentent huit pas de calcul numérotés de N à N+7. Dans cet échantillon on décele l'existence de commutations simples et multiples:

- au pas de calcul numéro N, il y a présence d'une commutation simple à l'intérieur de ce pas de calcul. L'interrupteur S5 doit être ouvert alors que l'interrupteur S6 doit être fermé et ceci à 21 μ s du pas de calcul suivant;
- au pas de calcul numéro N+6, il y a présence d'une commutation multiple à l'intérieur de ce pas de calcul. L'interrupteur S3 doit être fermé alors que l'interrupteur S4 doit être ouvert et ceci à 11 μ s du pas de calcul. L'interrupteur S5 doit être fermé alors que l'interrupteur S6 doit être ouvert et ceci à 14 μ s du pas de calcul.

Donc il s'agit bien de commutations multiples à l'intérieur du pas de calcul numéro N+6.

4.3.6 Traitement des commutations multiples

Après avoir mis en évidence la présence de commutations multiples dans le présent montage, il faut montrer aussi que l'algorithme traite convenablement les commutations multiples. Pour cela on a choisi une fenêtre contenant plusieurs pas de calcul et dans lesquels il y a commutations multiples. Nous procédons ici de la même manière qu'on a procédé pour l'onduleur MLI sinus-triangle. Pour montrer que l'algorithme traite convenablement ces commutations multiples, il faut regarder:

- l'états de chaque interrupteur;
- le courant dans chaque interrupteur;
- la tension aux bornes chaque interrupteur.

Dans chaque cas, il faut relever ces données avant et après les différentes commutations qui surviennent dans le même pas de calcul. Les figures 4.75 et 4.76 montrent les états des interrupteurs. Les figures 4.77 et 4.78 montrent les courants dans les interrupteurs. Les figures 4.79 et 4.80 montrent les tensions aux bornes des interrupteurs. Nous n'avons pas représenté les états, les courants et les tensions des interrupteurs S1 et S2 car ces interrupteurs ne changent pas d'état pendant les pas choisis.

4.3.6.1 États des Interrupteurs

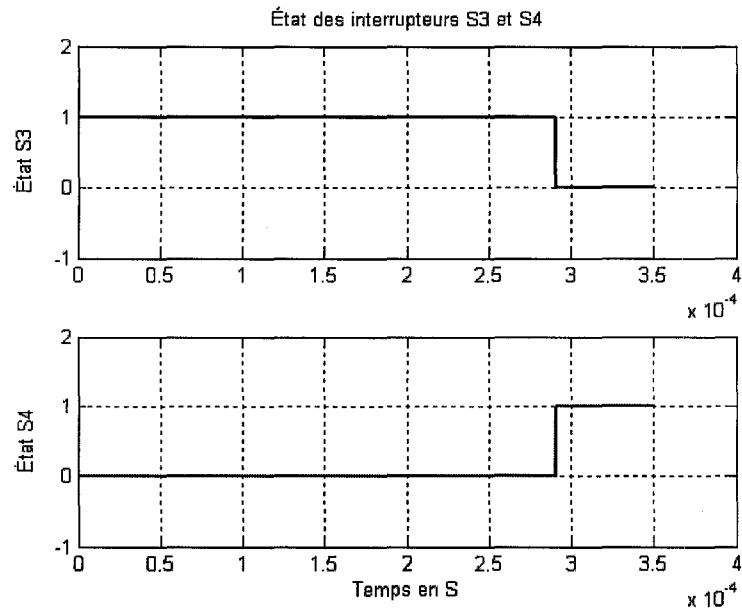


Figure 4.75 États des interrupteur S3 et S4.

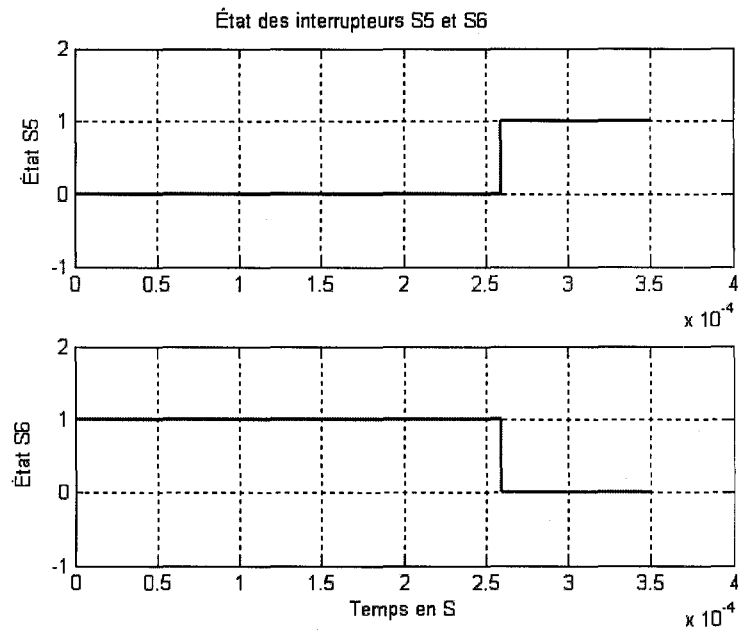


Figure 4.76 États des interrupteur S5 et S6.

4.3.6.2 Courants dans les interrupteurs

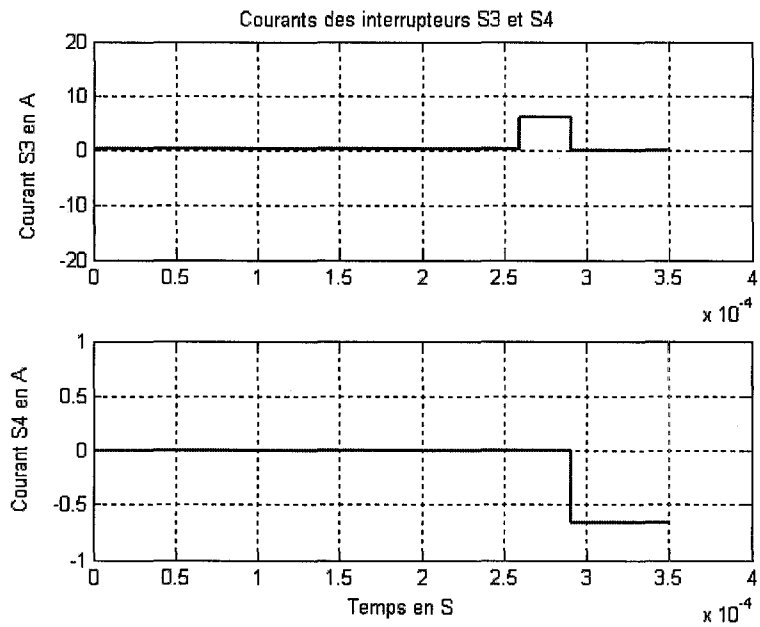


Figure 4.77 Courants dans les interrupteurs S3 et S4.

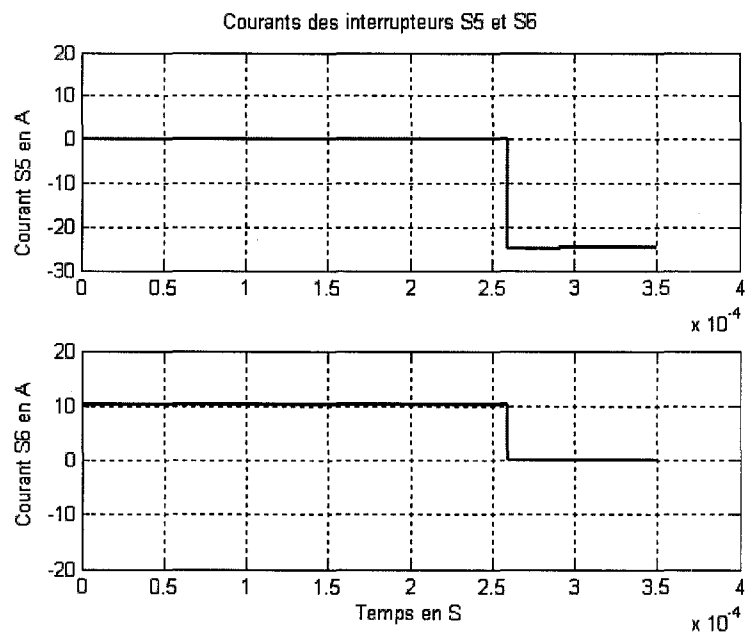


Figure 4.78 Courants dans les interrupteurs S5 et S6.

4.3.6.3 Tensions aux bornes des interrupteurs

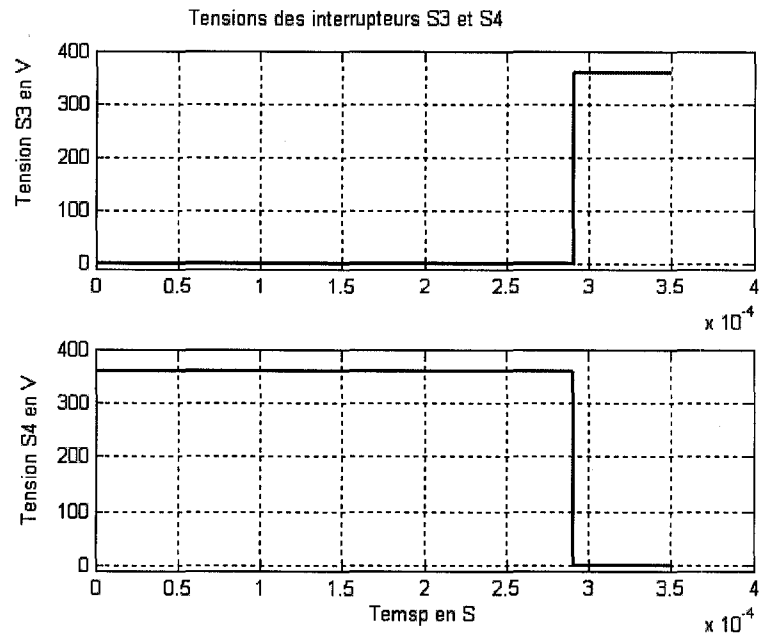


Figure 4.79 Tensions aux bornes des interrupteurs S3 et S4.

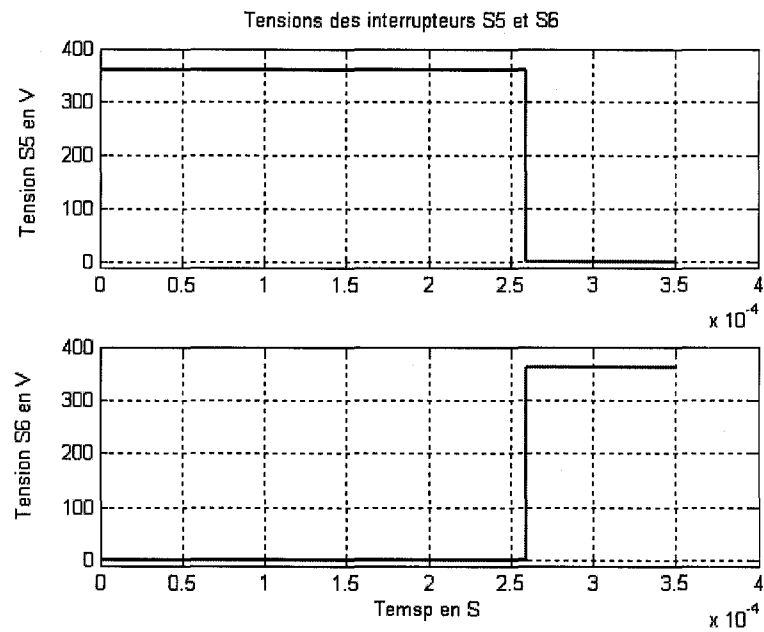


Figure 4.80 Tensions aux bornes des interrupteurs S5 et S6

Dans le pas entre les instants (250 μs , 300 μs) il y a une commutation multiple: les interrupteurs S5 et S6 changent d'état à 9 μs du début du pas alors que les interrupteurs S3 et S4 changent d'état à 40 μs du début de ce même pas. Les figures précédentes montrent bien que l'algorithme détecte ces commutations et les traite convenablement. Les résultats des calculs effectués par l'algorithme sont donnés dans l'annexe 2.

4.3.7 Résultats de la simulation

Les résultats des simulations de l'onduleur MLI à hystérésis, en utilisant le nouvel algorithme pour différents pas, sont présentés aux figures 4.81, 4.82, et 4.83. Ces figures montrent l'erreur de courant à des pas de calcul de 10, 25 et 50 μs . L'erreur de courant représente l'erreur entre le courant de référence et le courant dans la phase correspondante.

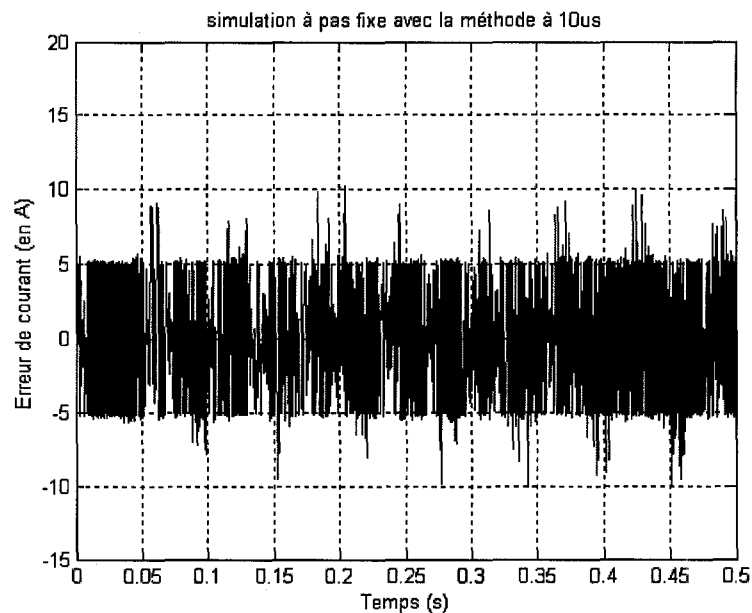
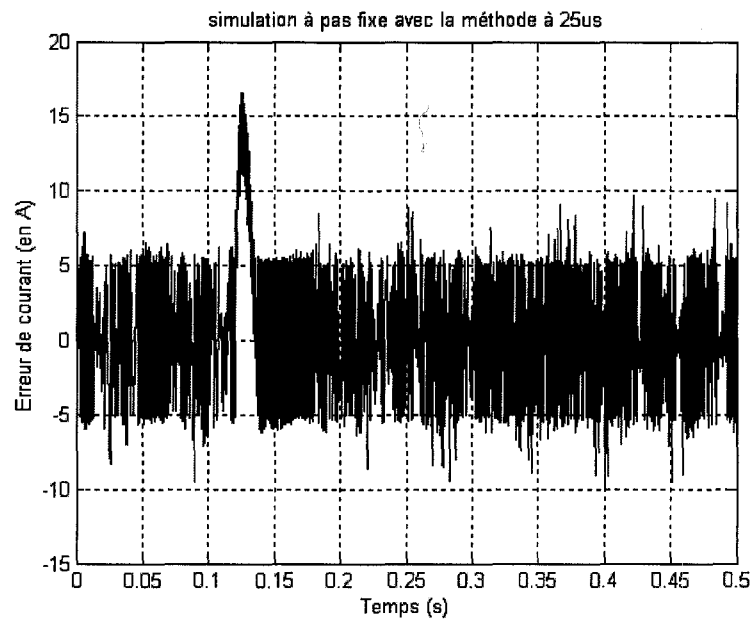
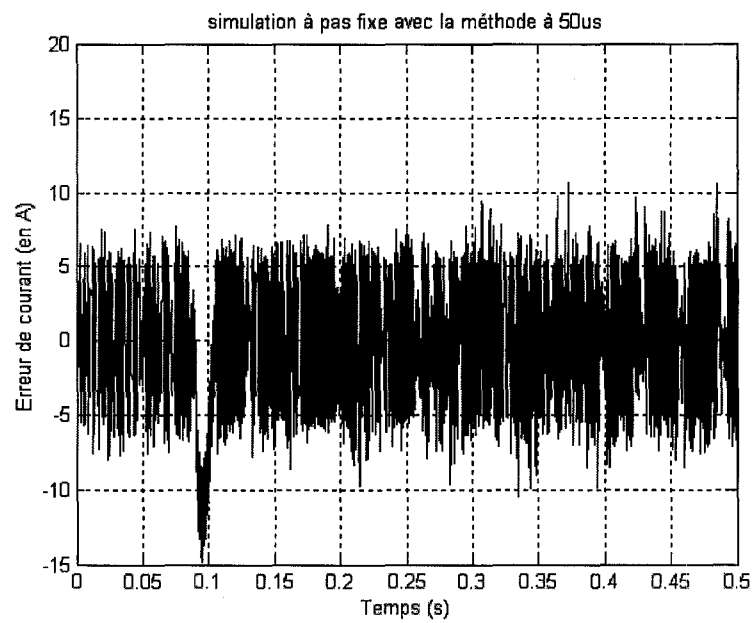


Figure 4.81 Erreur de courant (avec la méthode à 10 μs)

Figure 4.82 Erreur de courant (avec la méthode à 25 μ s)Figure 4.83 Erreur de courant (avec la méthode à 50 μ s).

4.3.8 Comparaison

L'onduleur MLI à hystérésis a été simulé aussi par SPS à pas fixe sans utiliser la méthode, les résultats de ces simulations sont présentés aux figures 4.84, 4.85, 4.86 et 4.87. Ces figures montrent respectivement l'erreur de courant pour les pas de calcul de 5, 10, 25 et 50 μs

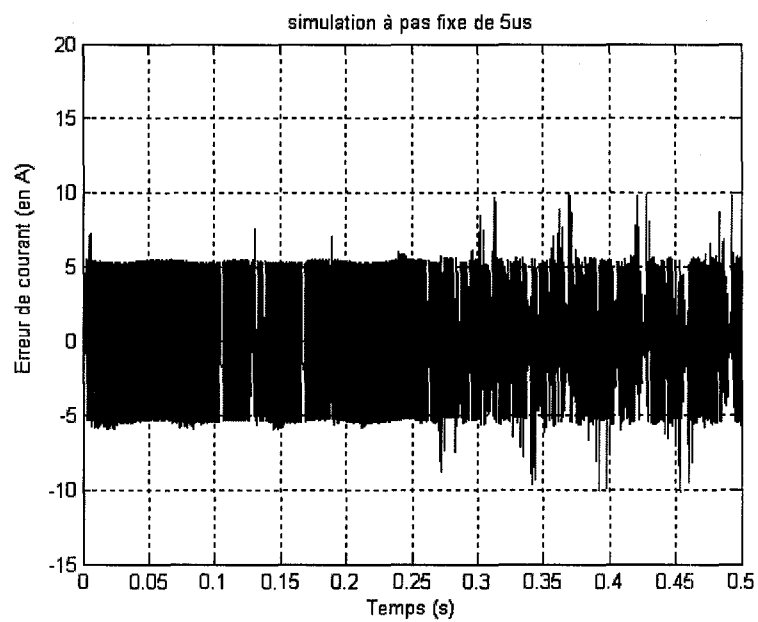
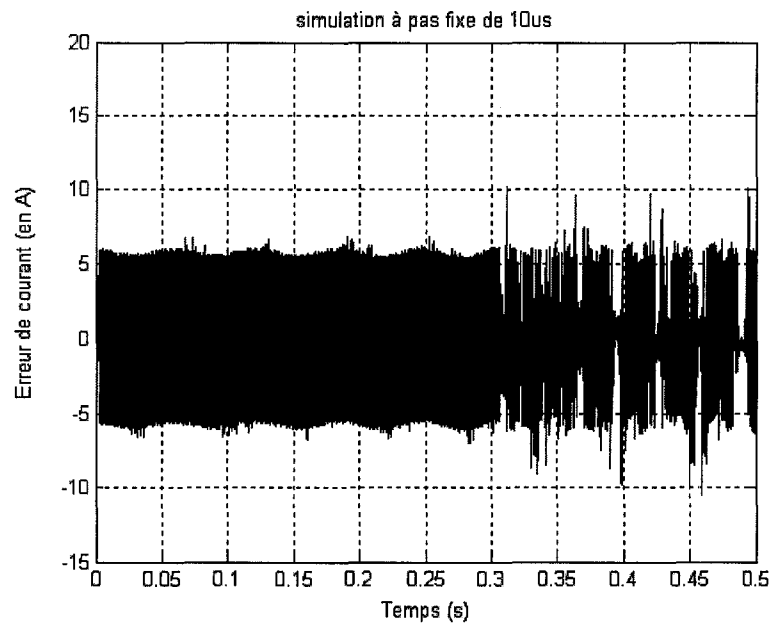
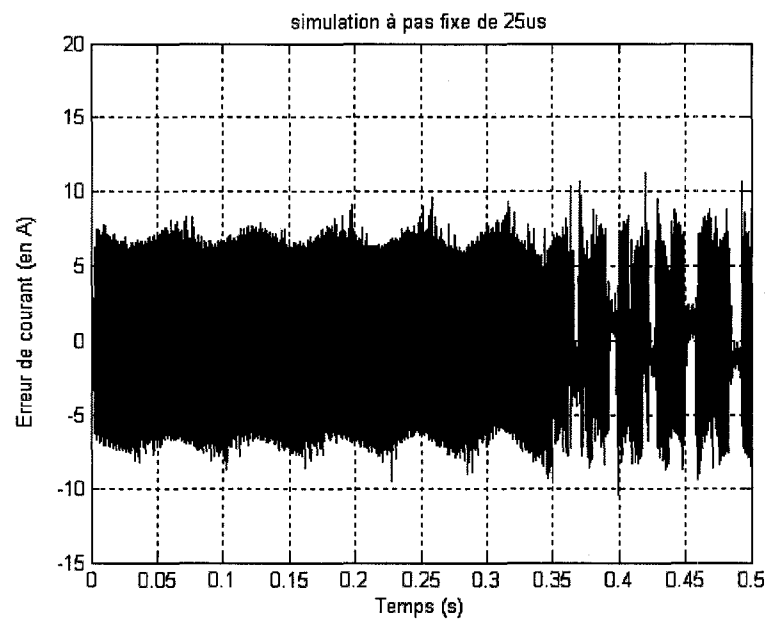


Figure 4.84 Erreur de courant (sans la méthode à 5 μs)

Figure 4.85 Erreur de courant (sans la méthode à 10 μ s)Figure 4.86 Erreur de courant (sans la méthode à 25 μ s)

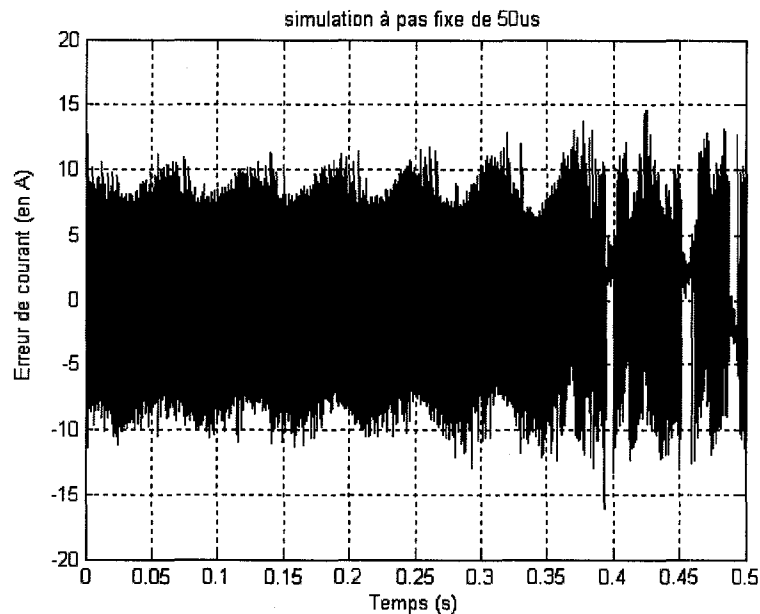


Figure 4.87 Erreur de courant (sans la méthode à $50\mu\text{s}$)

Selon le principe de fonctionnement d'un contrôleur à hystérésis, le respect de la bande d'hystérésis est un moyen pratique pour vérifier la qualité de la simulation [1]. Ainsi le respect de cette bande d'hystérésis montre bien que les commutations complexes sont décelées et traitées convenablement. Les résultats obtenus en utilisant SPS sans notre algorithme sont caractérisés essentiellement par le non-respect fréquent de la bande d'hystérésis surtout en augmentant le pas de calcul. La seule occasion où il y a respect de cette bande d'hystérésis est observé dans le cas du pas de calcul de $5\mu\text{s}$. En simulant l'onduleur MLI à hystérésis avec l'utilisation de notre algorithme, on observe une amélioration notable au niveau du respect de la bande d'hystérésis.

Toutefois, pour les pas de calcul de 25 et $50\mu\text{s}$ on assiste à un décrochage du point de fonctionnement à un certain moment de la simulation, sans pour autant dégrader la qualité de la simulation. En fait, ce décrochage est prévu par la méthode de commutation précise étant donné que le générateur d'impulsions n'est pas incorporé dans la répétition

conditionnelle et que dans ce cas là, ce générateur fournit ses signaux uniquement au pas de calcul.

Le générateur d'impulsions génère une impulsion dès que l'erreur de courant dépasse la bande d'hystérésis. Le présent générateur n'est pas incorporé dans la boucle Do..While donc n'est pas mis à jour à la même cadence que les autres signaux. Le décrochage occasionnel, observé lors de la simulation du dernier montage avec le nouvel algorithme, est expliqué par l'intermédiaire des figures 4.88 et 4.89.

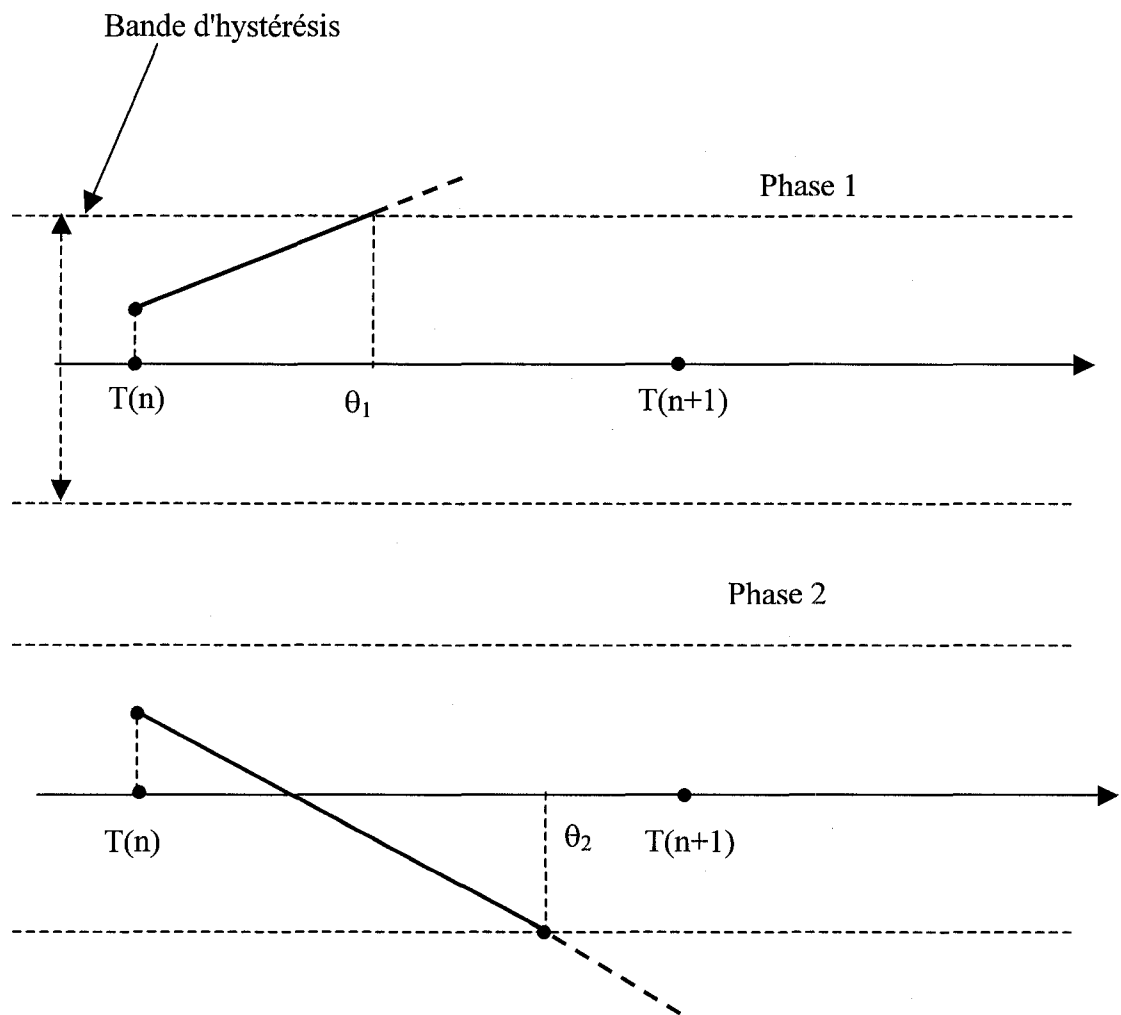


Figure 4.88 Erreur de courant dans les phases 1 et 2, étape 1.

Le générateur d'impulsions fournit à la logique de commutation les instants θ_1 et θ_2 . Ces instants correspondent respectivement aux instants où l'erreur des courants dans les phases 1 et 2 dépassent la bande d'hystérésis et sont calculés par le générateur d'impulsions au pas de calcul (figure 4.88).

À l'instant θ_1 , l'erreur du courant de la phase 1 dépasse la bande d'hystérésis. Or, le générateur d'impulsions a déjà fourni cet instant à la logique de commutation. La deuxième S-fonction met à jour l'erreur de ce courant et la ramène à l'intérieur de la bande d'hystérésis et calcule même cette erreur au pas de calcul normal, soit à l'instant $T(n+1)$. Au même instant le courant de la phase 2 doit changer de direction (car les courants dans les 3 phases sont interdépendants). Supposons que ce changement de direction est tel que l'erreur dépasse la bande d'hystérésis à l'instant θ_3 . En principe, le générateur d'impulsions doit générer une impulsion pour ramener l'erreur de ce courant dans la bande d'hystérésis. Mais étant donné que le générateur d'impulsions n'est pas réévalué à l'intérieur du pas de calcul, l'instant θ_3 pas n'est pas déterminé. L'erreur de courant n'est pas corrigée, ce qui explique les dépassements occasionnels observés lors de la simulation du MLI à hystérésis avec le nouvel algorithme (figure 4.89).

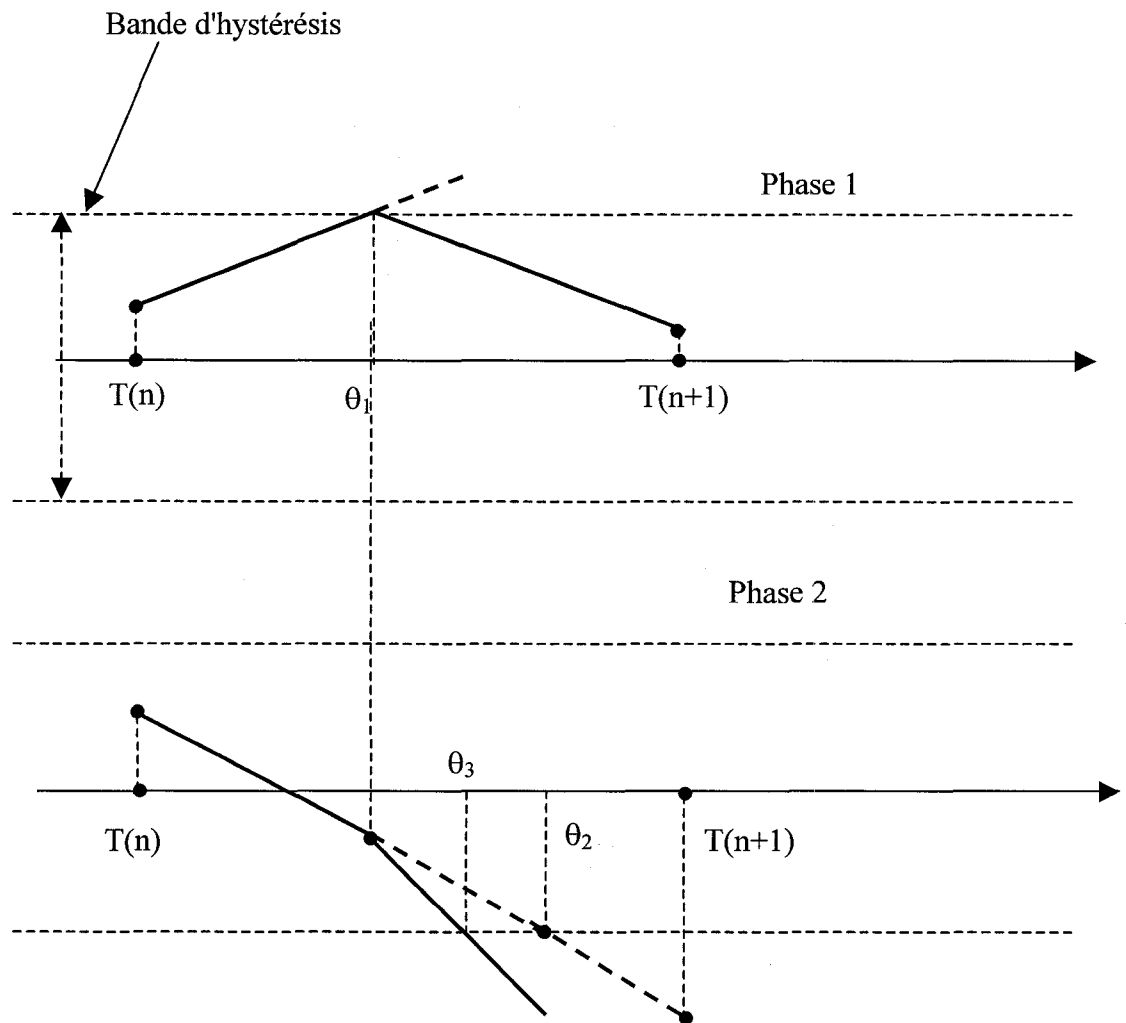


Figure 4.89 Erreur de courant dans les phases 1 et 2, étape 2.

4.4 Temps de simulation

Les tableaux IV et V présentent les temps de simulation du montage pont à 12 thyristors respectivement en utilisant SPS sans et avec la méthode de commutation précise.

Ces résultats ont été obtenus en simulant le montage avec des S-fonctions en langage Matlab (simulation de 0.1 s).

Tableau IV
Temps de simulation (en s) pour SPS sans la MCP

Pas de calcul	Temps de simulation
25 μ s	7.18 s
50 μ s	4.78 s
100 μ s	3.55 s
Pas variable	43.25 s

Tableau V
Temps de simulation (en s) pour SPS avec la MCP

Pas de calcul	Temps de simulation
25 μ s	16.02 s
50 μ s	8.36 s
100 μ s	4.41 s

Le temps de simulation, en utilisant SPS avec la MCP (pour un pas de 100 μ s), est de 4.41 s alors que le temps de simulation, en utilisant SPS sans la MCP (avec le pas variable), est de 43.25 s. Donc à précision égale le temps de simulation du pont à 12 thyristors est presque 10 fois moins si on utilise la MCP

Les tableaux VI et VII présentent les temps de simulation de l'onduleur MLI sinus-triangle respectivement pour SPS sans et avec la méthode de commutation précise.

Ces résultats ont été obtenus en simulant le montage avec des S-fonctions en langage Matlab (simulation de 0.1 s) et pour une porteuse de 1080Hz.

Tableau VI

Temps de simulation (en s) pour SPS sans la MCP (Porteuse de 1080Hz)

Pas de calcul	Temps de simulation
25 μ s	4.50 s
50 μ s	2.50 s
100 μ s	1.36 s
5.144 μ s	19.60 s

Tableau VII

Temps de simulation (en s) pour SPS avec la MCP (Porteuse de 1080Hz)

Pas de calcul	Temps de simulation en s
25 μ s	56.79 s
50 μ s	28.33 s
100 μ s	15.30 s

Les tableaux VIII et IX présentent les temps de simulation de l'onduleur MLI sinus-triangle respectivement pour SPS sans et avec la méthode de commutation précise.

Ces résultats ont été obtenus en simulant le montage avec des S-fonctions en langage Matlab (simulation de 0.1 s) et pour une porteuse de 3240Hz.

Tableau VIII

Temps de simulation (en s) pour SPS sans la MCP (Porteuse de 3240Hz)

Pas de calcul	Temps de simulation
25 μ s	6.50 s
50 μ s	4.12 s
100 μ s	2.35 s
5.144 μ s	24.91 s

Tableau IX

Temps de simulation (en s) pour SPS avec la MCP (Porteuse de 3240Hz)

Pas de calcul	Temps de simulation
25 μ s	58.14 s
50 μ s	32.54 s
100 μ s	21.79 s

Pour une porteuse de 1080 Hz, le temps de simulation de l'onduleur en utilisant SPS avec la MCP (pour un pas de 25 μ s) est de 56.79 s alors que le temps de simulation en utilisant SPS sans la MCP (pour le pas de 5.144 μ s) est de 19.60 s.

Pour une porteuse de 3240 Hz, le temps de simulation de l'onduleur en utilisant SPS avec la MCP (pour un pas de 25 μ s) est de 58.14 s alors que compare le temps de simulation en utilisant SPS sans la MCP (pour le pas de 5.144 μ s) est de 24.91s.

Donc à précision égale le temps de simulation de l'onduleur MLI sinus-tirangle est presque 2.5 fois plus si on utilise SPS avec la méthode de commutation précise, néanmoins la simulation de l'onduleur MLI à 25 μ s avec SPS sans la méthode de commutation précise n'est plus possible vue la perte totale de précision.

Le temps additionnel est dû essentiellement au fait que le schéma simulink modifié de l'onduleur MLI sinus-triangle (pour tenir compte des exigences de la MCP) utilise trois S-fonctions, alors que le schéma simulink de la simulation actuel de SPS utilise uniquement une seule S-fonction.

En optimisant le schéma simulink de SPS avec la MCP, on peut réduire d'une façon notable le temps de simulation.

4.5 Conclusions

Dans le présent chapitre on a validé le nouvel algorithme par l'intermédiaire de trois montages:

- pont à 12 thyristors;
- onduleur MLI triangle sinus;
- onduleur MLI à hystérésis.

Les trois montages ont été soigneusement choisis pour leur particularité. Le pont à 12 thyristors utilise des interrupteurs à commutation naturelle et il est caractérisé par la présence de nombreuses commutations simples. Les deux derniers montages utilisent des interrupteurs à commutation forcée et ils sont caractérisés par la présence de nombreuses commutations multiples.

Les résultats des simulations du pont à 12 thyristors, obtenus en utilisant notre algorithme, sont insensibles au changement du pas de calcul. En plus, ils sont aussi précis que les résultats obtenus avec la méthode de simulation à pas variable. Dans le cas du deuxième et troisième montage on remarque une nette amélioration de la précision des résultats de simulation par rapport aux résultats obtenus par SPS sans le nouvel algorithme.

Enfin, le dernier montage permet de mettre en évidence une limitation de la MCP. En effet, les décrochages observés avec ce montage pourraient uniquement être évités en incluant la commande dans la boucle do...while.

CONCLUSION GÉNÉRALE ET RECOMMANDATIONS

La simulation à pas fixe des circuits de puissance contenant des interrupteurs est une source d'imprécisions. Ces imprécisions sont dues aux retards de commutation et à la mauvaise évaluation des conditions initiales. Elles sont d'autant plus grandes que les pas de calcul utilisés sont grands. Pour pallier à ces imprécisions, les utilisateurs de SPS ont tendance à adopter une stratégie qui consiste à utiliser des petits pas de calcul, ce qui a pour effet d'augmenter considérablement le temps de simulation sans pour autant éliminer ces imprécisions.

Une nouvelle méthode dite de commutation précise permet de réduire ces imprécisions en éliminant les retards de commutations et en évaluant correctement les conditions initiales après commutation. L'objectif de ce mémoire était l'implantation de cette méthode dans le logiciel de simulation SPS (SimPowerSystems). Pour assurer cette implantation, il a fallu procéder à plusieurs modifications :

- modification du schéma Simulink de la simulation de SPS;
- modification des blocs "logique de commutation" pour les différents interrupteurs;
- modification des générateurs d'impulsions pour les différents montages de validation.

Ces différentes modifications sont nécessaires pour répondre aux exigences de la méthode de commutation précise. En effet, pour tenir compte des commutations qui peuvent survenir à l'intérieur d'un pas de calcul lors de la simulation à pas fixe d'un circuit contenant des interrupteurs, il faut remplacer le schéma de simulation du SPS actuel (schéma séquentiel ne permettant pas de procéder à des itérations dans le même pas de calcul) par un autre schéma Simulink où certaines parties peuvent être calculées plusieurs fois dans un même pas de calcul.

Les générateurs d'impulsions doivent être capables de fournir à la nouvelle logique de commutation des signaux contenant non seulement l'ordre de commuter mais aussi quand cet ordre doit avoir lieu. Autrement dit, ils fournissent un signal proportionnel au retard de commutation. Dans le présent travail, nous avons présenté trois nouveaux générateurs d'impulsions répondant aux exigences de la méthode de commutation précise. Le premier générateur d'impulsions est destiné à commander un pont à 12 thyristors, le deuxième est un générateur d'impulsions pour une modulation sinus-triangle et le dernier est destiné à contrôler un onduleur MLI à hystérésis. La construction de ces générateurs d'impulsions se fait cas par cas. Autrement dit, il n'existe pas actuellement de méthode générale permettant de concevoir un nouveau générateur d'impulsions à partir de l'ancien. La généralisation de la méthode de commutation précise ne peut se faire sur d'autres montages sans trouver une approche permettant de transformer n'importe quel générateur d'impulsions pour le rendre compatible avec la méthode de commutation précise.

Le nouvel algorithme utilise aussi de nouveaux blocs pour commander les différents interrupteurs à commutation naturelle ou à commutation forcée. Ceci permet de fournir à la deuxième S-fonction non seulement l'état de ces interrupteurs mais aussi l'instant quand cet état doit avoir lieu. Une nouvelle logique de commutation pour les interrupteurs à commutation naturelle et à commutation forcée a été présentée au chapitre 4. Elle permet d'établir l'état des interrupteurs à partir des signaux calculés par les deux S-fonctions et à partir aussi des retards de commutation. Cette logique de commutation est valable pour tous les types d'interrupteurs actuellement simulés dans SPS.

L'utilisation de notre algorithme dans SPS apporte une nette amélioration quand aux résultats de la simulations des circuits de puissance utilisant des interrupteurs avec des pas de 25 et 50 μ s. En effet les résultats des simulations du pont à 12 thyristors, obtenus

en utilisant notre algorithme avec des pas de calcul de 25, 50 et même 100 μs sont identiques. De plus ils sont aussi précis que les résultats obtenus avec la méthode de simulation à pas variable. Pour des circuits utilisant des interrupteurs à commutation forcée comme dans le cas du deuxième et du troisième montage, on assiste à une nette amélioration de la précision des résultats de simulation par rapport aux résultats obtenus par SPS sans le nouvel algorithme.

Le décrochage occasionnel observé lors de la simulation du dernier montage est prévu par la méthode de commutation précise. Ce décrochage est dû essentiellement au fait que les signaux, fournis par le générateur d'impulsions, ne sont pas mis à jour à la même cadence que les autres signaux. Le générateur d'impulsions, étant à l'extérieur de la boucle Do..While, génère des impulsions uniquement au pas de calcul. Il faut aussi scruter la possibilité d'insérer les générateurs d'impulsions dans la boucle « Do..While » afin qu'il soit réévalué à la même cadence que les autres signaux.

Une comparaison, au niveau des temps de simulation entre SPS dans son état actuel et le nouvel algorithme, a montré qu'à précision égale et utilisant la MCP dans SPS, on assiste à un gain substantiel au niveau du temps de simulation dans le cas des interrupteurs à commutation naturelle, par contre on observe un effort supplémentaire dans le cas des interrupteurs à commutation forcée. Cette comparaison a été effectuée en utilisant les S-fonctions en langage Matlab.

Les commutations qui peuvent survenir au même instant pour les interrupteurs du même bras sont traitées par notre algorithme. Par contre, les commutations simultanées, pouvant survenir au même instant entre des interrupteurs appartenant à des bras différents, ne sont pas traitées dans ce document. Donc le traitement des commutations simultanées au sens large du terme reste une autre tâche à finaliser.

ANNEXE 1

Détails des calculs des différents signaux (MLI Triangle-sinus)

Pas de calcul		Interrupteurs (S1 à S6)					
		S1	S2	S3	S4	S5	S6
N	Retard (10^{-3} s)	-251	251	884	-884	-358	358
	Courant (A)	0	-0,040	1,660	0	0	1,741
	Tension (V)	400	0	0	399.99	399.99	0
	État	0	1	1	0	0	1
N+1	Retard (10^{-6} s)	-301	301	-40	40	-408	408
	Courant (A)	0	-0,042	0,104	-1,552	0	1,715
	Tension (V)	400	0	400	0	399.99	0
	État	0	1	0	1	0	1
N+2	Retard (10^{-6} s)	351	-351	10	-10	-458	458
	Courant (A)	0	0,104	1,920	0	0	1,855
	Tension (V)	399.99	0	0	399.99	399.99	0
	État	0	1	1	0	0	1
N+3	Retard (10^{-6} s)	-401	401	60	-60	-508	508
	Courant (A)	0	0,104	1,920	0	0	1,855
	Tension (V)	399.99	0	0	399.99	399.99	0
	État	0	1	1	0	0	1
N+4	Retard (10^{-6} s)	-451	451	110	-110	-558	558
	Courant (A)	0	0,104	1,920	0	0	1,855
	Tension (V)	399.99	0	0	399.99	399.99	0
	État	0	1	1	0	0	1

Pas de calcul		Interrupteurs (S1 à S6)					
		S1	S2	S3	S4	S5	S6
N+5	Retard (10^{-6} s)	-501	501	160	-160	-608	608
	Courant (A)	0	0,104	1,920	0	0	1,855
	Tension (V)	399.99	0	0	399.99	399.99	0
	État	0	1	1	0	0	1
N+6	Retard (10^{-6} s)	-401	401	60	-60	-508	508
	Courant (A)	0	0,104	1,920	0	0	1,855
	Tension (V)	399.99	0	0	399.99	399.99	0
	État	0	1	1	0	0	1
N+7	Retard (10^{-6} s)	-451	451	110	-110	-558	558
	Courant (A)	0	0,104	1,920	0	0	1,855
	Tension (V)	399.99	0	0	399.99	399.99	0
	État	0	1	1	0	0	1
N+8	Retard (10^{-6} s)	-501	501	160	-160	-608	608
	Courant (A)	0	0,104	1,920	0	0	1,855
	Tension (V)	399.99	0	0	399.99	399.99	0
	État	0	1	1	0	0	1
N+9	Retard (10^{-6} s)	-551	551	210	-210	-658	658
	Courant (A)	0	0,104	1,920	0	0	1,855
	Tension (V)	399.99	0	0	399.99	399.99	0
	État	0	1	1	0	0	1
N+10	Retard (10^{-6} s)	-601	601	260	-260	-708	708
	Courant (A)	0	0,104	1,920	0	0	1,855
	Tension (V)	399.99	0	0	399.99	399.99	0
	État	0	1	1	0	0	1

Pas de calcul		Interrupteurs (S1 à S6)					
		S1	S2	S3	S4	S5	S6
N+11	Retard (10^{-6} s)	-651	651	310	-310	-758	758
	Courant (A)	0	0,104	1,920	0	0	1,855
	Tension (V)	399.99	0	0	399.99	399.99	0
	État	0	1	1	0	0	1
N+12	Retard (10^{-6} s)	49	-49	360	-360	38	-38
	Courant (A)	0,712	0	2,600	0	0	3,272
	Tension (V)	0	399.99	0	399.99	399.99	0
	État	1	0	1	0	0	1
N+12	Retard (10^{-6} s)	49	-49	360	-360	38	-38
	Courant (A)	0,695	0	2,540	0	-3,115	0
	Tension (V)	0	399.99	0	399.99	0	400
	État	1	0	1	0	1	0
N+13	Retard (10^{-6} s)	99	-99	410	-410	88	-88
	Courant (A)	0,695	0	2,540	0	-3,115	0
	Tension (V)	0	399.99	0	399.99	0	400
	État	1	0	1	0	1	0
N+14	Retard (10^{-6} s)	149	-149	460	-460	138	-138
	Courant (A)	0,695	0	2,540	0	-3,115	0
	Tension (V)	0	399.99	0	399.99	0	400
	État	1	0	1	0	1	0

ANNEXE 2

Détails des calculs des différents signaux (MLI - hystérésis)

Pas de calcul		Interrupteurs (S1 à S6)					
		S1	S2	S3	S4	S5	S6
N	Retard (10^{-6} s)	2290	-2290	2110	-2110	660	-660
	Courant (A)	12,56	0	0,004	0	0	10,23
	Tension (V)	0.62	359.3	0	359.9	359.4	0.5
	État	1	0	1	0	0	1
N+1	Retard (10^{-6} s)	2340	-2340	2160	-2160	1160	-1160
	Courant (A)	12,56	0	0,004	0	0	10,23
	Tension (V)	0.62	359.3	0	359.9	359.4	0.5
	État	1	0	1	0	0	1
N+2	Retard (10^{-6} s)	2390	-2390	2210	-2210	1660	-1660
	Courant (A)	12,56	0	0,004	0	0	10,23
	Tension (V)	0.62	359.3	0	359.9	359.4	0.5
	État	1	0	1	0	0	1
N+3	Retard (10^{-6} s)	2440	-2440	2260	-2260	-1710	1710
	Courant (A)	12,56	0	0,004	0	0	10,23
	Tension (V)	0.62	359.3	0	359.9	359.4	0.5
	État	1	0	1	0	0	1

Pas de calcul		Interrupteurs (S1 à S6)					
		S1	S2	S3	S4	S5	S6
N+4	Retard (10^{-6} s)	2490	-2490	9	-9	40	-40
	Courant (A)	17.76	0	5.93	0	-24.87	0
	Tension (V)	0.08	359.1	0.2	359.7	-0.1	361
	État	1	0	1	0	1	0
N+4	Retard (10^{-6} s)	2490	-2490	9	-9	40	-40
	Courant (A)	17.76	0	0	-0,66	-24,55	0
	Tension (V)	0.08	359.1	360	0	-0.1	361
	État	1	0	0	1	1	0
N+5	Retard (10^{-6} s)	2540	-2540	59	-59	90	-90
	Courant (A)	17.76	0	0	-0,66	-24,55	0
	Tension (V)	0.08	359.1	360	0	-0.1	361
	État	1	0	0	1	1	0

BIBLIOGRAPHIE

- [1] De Kelper, B (2001). Simulation à pas fixe et en temps réel de circuit électrique contenant des interrupteurs. Thèse de doctorat, École de Technologie Supérieure Montréal, Canada.
- [2] De Kelper, B.; Dessaint, L.A.; Do, V.Q.; Soumagne, J-C., (2000), An algorithm for accurate switching representation in fixed-step simulation of power electronics Power Engineering Society Winter Meeting, 2000. IEEE, Volume: 1, 2000 Page(s): 762 -767 vol.1
- [3] De Kelper, B.; Dessaint, L.A.; Al-Haddad, K.; Nakra, H. (2002) A comprehensive approach to fixed-step simulation of switched circuits. IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 216 -224 vol 1
- [4] Sybille, G.; Brunelle, P.; Le-Huy, H.; Dessaint, L.A.; Al-Haddad, K., (2000) Theory and applications of power system blockset, a MATLAB/Simulink-based Simulation tool for power systems. Power Engineering Society Winter Meeting, 2000. IEEE, Volume: 1, 2000 Page(s): 774 -779 vol.1
- [5] De Kelper, B.; Dessaint, L.A.; Al-Haddad, K.; Nakra, H.(2002) Dissociated Equation Sets for the optimization of switched circuit simulation Proceedings of Electrimacs 2002 Aug 18-21.
- [6] Al-Haddad, K.; Dessaint, L.-A.; Tou, M.; Champagne, R. (1998) Investigations on power quality issues in industrial distribution systems using the Power System Blockset simulation software. ; Harmonics and Quality of Power Proceedings, 1998. Proceedings. 8th International Conference On, 1998 Page(s): 114 -121 vol.1
- [7] Kaddouri, A.; Khodabakhchian, B.; Dessaint, L.-A.; Champagne, R.; Snider, L.A (1999) new generation of simulation tools for electric drives and power electronics Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS '99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on, Volume: 1, 1999, Page(s): 348 -354 vol.1
- [8] Sybille, G.; Le-Huy, H. (2000), Digital simulation of power systems and power

- [8] Sybille, G.; Le-Huy, H. (2000), Digital simulation of power systems and power electronics using the MATLAB/Simulink Power System Blockset, Power Engineering Society Winter Meeting, 2000. IEEE, Volume: 4, 2000 Page(s): 2973 -2981 vol.4
- [9] Le-Huy, H. (2001), Modeling and simulation of electrical drives using MATLAB/Simulink and power system blockset, Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE, Volume: 3, 2001 Page(s): 1603 -1611
- [10] Le-Huy, H.; Sybille, G.,(2000), MATLAB/Simulink and PSPice as modeling tools for power systems and power electronics IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, 2000. Volume: 2, 2000, Page(s): 766 -767
- [11] Dessaint, L.-A.; Al-Haddad, K.; Le-Huy, H.; Sybille, G.; Brunelle, P., (1999) A power system simulation tool based on Simulink, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Volume: 46, Dec. 1999 Page(s): 1252 -1254
- [12] Bozin, A.S., (1998), Electrical power systems modeling and simulation using SIMULINK, The Use of Systems Analysis and Modeling Tools: Experiences and Applications (Ref. No. 1998/413), IEE Colloquium on , 1998, Page(s): 10/1 -10/8
- [13] Champagne, R.; Dessaint, L.-A.; Sybille, G.; Khodabakhchian, B., (2000), An approach for real-time simulation of electric drives, Electrical and Computer Engineering, 2000 Canadian Conference on, Volume: 1 , 2000, Page(s): 340 -344 vol.1
- [14] Dufour, C.; Bélanger, J.; Abourida, S.; (2002) Accurate simulation of 6-pulse inverter with Real Time Event compensation in ARTEMIS Proceedings of Electrimacs 2002 Aug 18-21.
- [15] Dufour, C.; Bélanger, J.; Abourida, S.; (2002) Accurate real-time simulation of AC inverter with switching event compensation in ARTEMIS (<http://www.opal-rt.com/>)
- [16] Dufour, C.; Bélanger, J.; Abourida, S.; (2002) Real time closed-loop of 6-pulse rectifier with switching event compensation in ARTEMIS (<http://www.opal-rt.com/>)

- [17] Power System Blockset User's Guide (1998). The Mathworks inc.
- [18] Opal, A., Vlach, J. (1991). Consistent Initial Conditions of Nonlinear Networks with Switches. IEEE Transactions on Circuits and systems, 38(7), pp. 698-710
- [19] Opal, A., Vlach, J. (1990). Consistent Initial Conditions of Linear Networks with Switches. IEEE Transactions on Circuits and systems, 37(3), pp. 364-372.
- [20] Zuhao, Z. (1991). ZZ Model Method for Initial Condition Analysis of Dynamics Networks. IEEE Transactions on Circuits and systems, 38(8), pp. 937-941.
- [21] Bedrosian, D., Vlach, J. (1992). Time-Domain Analysis of Networks with Internally Controlled Switches. IEEE Transactions on Circuits and systems, 39(3), pp. 199-212.
- [22] Kuffel, P., Kent, K., Irwin, G. (1995). The Implementation and effectiveness of Linear Interpolation Within Digital Simulation. International Conference on Power Systems Transients, pp. 499-504.
- [23] Strunz, K., Linares, L., Marti, J.R., Huet, O., Lombard, X. (2000). Efficient and Accurate Representation of Asynchronous Network Structure Changing Phenomena in Digital Real Time Simulators. IEEE Transactions on Power systems, 15(2), pp. 586-592.
- [24] Do, V.-Q., MacCallum, D., Giroux, P., De Kelper, B. (2001). A Backward-Forward Interpolation Technique for a Precise Modeling of Power Electronic in HYPERSYM. IEEE Proceedings of the Power Engineering Society-Winter Meeting 2001.
- [25] Mohan N., Undeland T., Robbins W. Converters, Applications, and Design John Willey & Sons, inc, USA, 1995