



COMPENSATION DES TEMPS MORTS D'UN CONVERTISSEUR TRIPHASE

Lina-Maria RUIZ

*Projet de fin d'études CPE-Lyon
ETI-3*

Septembre 2004

Maîtres de stage :

M. Jean-Marie RETIF

Mme. Xeaufang SHI-LIN

Tuteur école

M. Alain AUBERT



INSA de Lyon
69100 Villeurbanne Cedex
FRANCE

Universidad Industrial de Santander
Cr 27, Calle 9.
Bucaramanga
COLOMBIE



43 bd du 11 novembre 1918
BP 2077
69616 Villeurbanne Cedex
FRANCE

REMERCIEMENTS

Dans la cadre d'une échange académique entre l'Ecole Supérieure de Chimie, Physique et Electronique (ESCPE) de Lyon et l'Université Industriel de Santander (UIS) en Colombie, cette étude a été menée au laboratoire Centre de Génie Electrique de Lyon (CEGELY) - Equipe de Sûreté et fonctionnement des systèmes électriques de l'Institut National des Sciences Appliquées (INSA) de Lyon.

A ce titre, je souhaite remercier particulièrement à Monsieur le Professeur Jean-Marie RETIF, directeur du thème C « Sûreté et fonctionnement des systèmes électriques », et Madame Xuefang SHIN-LI, Maître de conférence à l'INSA de Lyon de m'avoir accueilli au sein du laboratoire CEGELY et de m'avoir dirigé pour le développement de mon Projet de Fin d'Etudes durant ces six mois.

J'exprime tout ma reconnaissance à Monsieur Gerardo LATORRE, Professeur de l'Université Industriel de Santander en Colombie d'avoir accepté la validation de ce projet et de m'avoir accompagné en la suite de cette expérience.

Je suis très honorée que Monsieur AUBERT, Professeur de l'Ecole Supérieure de Chimie, Physique et Electronique de Lyon aie accepté d'être le tuteur de cette étude.

Tout au long de mon séjour au CEGELY, de nombreuses personnes m'ont donné leur support d'une façon ou d'une autre. Je souhaite remercier Franck MORAND, Pierre BROSELARD et Ana LLOR pour son aide désintéressée et ses compétences techniques.

J'adresse aussi mes remerciement à mes amis: Sabrina, Arianna, Gontran, Haykel et Hassan pour leur collaboration, pour les moments d'amitié et leur encouragement.

Je ne pourrais pas finir sans exprimer mes chaleureux remerciement aux Monsieur BOMBAIL et « MAMAN » pour ses conseils, pour l'aide inestimable et pour les nombreuses conversations et d'enrichissantes mots de motivation.

Merci à tous ceux qui ont apporté un grain de sable à la réalisation de ce projet et à la construction d'une ambiance de travail très agréable.

LINA RUIZ

ECHANGE COLOMBIE

RELEVÉ DE NOTES 2eme SEMESTRE 2003 – 2004
--

Nom de l'étudiant : RUIZ GOMEZ Lina
Date et lieu de naissance : 8 janvier 1982 à Cereté, Cordoba, Colombie.
Etablissement d'envoi : UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER

CODES	COURS	Résultats
PFE	PROJET DE FIN D'ETUDES	<i>Pass</i>

Professeur Anthony K. SMITH

Signature

Le 4 mai 2004

TABLE DES MATIERES

RESUME	8
INTRODUCTION	11
1 LA MACHINE SYNCHRONE	12
1.1 Rappels générales du moteur synchrone	12
1.1.1 Constitution	12
1.1.2 Modes de fonctionnement	13
1.1.3 Expression du couple	13
1.2 Avantages du moteur synchrone	14
1.3 Problèmes posés par le moteur synchrone	14
1.4 Hypothèses simplificatrices	14
1.5 Commande vectorielle	15
1.6 Notion de vecteur tournant	15
1.7 Transformation de Clark	15
1.8 Transformation de Park	17
1.9 Conclusion	18
2 LA MLI	19
2.1 MLI VECTORIELLE	20
2.1.1 Montage étoile	22
2.1.2 Calcul des temps d'application des états de l'onduleur	23
2.1.3 Calcul des rapports cycliques de commutation pour chaque secteur	25
2.1.4 Calcul des rapports cycliques de commutation pour chaque bras	26
3 LES EFFETS DES TEMPS MORTS	28
3.1 Effets des Temps morts en convertisseurs de puissance	28
3.2 Analyse des effets des temps morts	30
3.3 Calcul de la compensation des temps morts	33
3.3.1 Méthodologie	35
4 STRATEGIE DE PROGRAMMATION-SIMULATION EXPERIMENTATION	50
4.1 Résultats de la simulation	52
4.1.1 Simulation MATLAB-SIMULINK	52
4.2 Mise en œuvre sur le banc	55
4.2.1 Expérimentation sur la DSP	55

5	CONCLUSIONS	58
6	BIBLIOGRAPHIE	59
7	ANNEXES	61
	Annexe A.1 Equation des machines à courant alternatif	50
	Annexe A.2 L'algorithme type d'une commande vectorielle.....	52
	Annexe A.3 Transformation de concordia.....	53
	Annexe B Equations des tensions de la machine triphasée.....	57
	Annexe C Equations de la MLI pour le montage triangle.....	58
	Annexe D Résultats pour la compensation de temps mort	64
	Annexe E.1 Fonctionnement d'une S-function.....	66
	Annexe E.2 Bibliothèque SIMULINK pour la modélisation.....	67
	Annexe F Schème de la commande de la machine synchrone.....	72
	Annexe G Programmation pour la compensation	73
	Annexe H Vérification de la compensation pour chaque secteur	84
	Annexe I Paramètres du moteur synchrone	132
	Annexe J L'algorithme pour la programmation	133
	Annexe K Module de contrôle COCKPIT-TRACE.....	134
	Annexe L Vérification de la compensation des temps morts dans le moteur	138

INDEX DES FIGURES

Chapitre 1 LA MACHINE SYNCHRONE

<i>Figure 1.1. Stator d'une machine synchrone</i>	8
<i>Figure 1.2. Machine synchrone Modélisée-Definitions des repères stator et rotor</i>	11
<i>Figure 1.3. Principe de creation d'un vecteur champ tournant</i>	11
<i>Figure 1.4. Representation du vecteur champ tournant</i>	12
<i>Figure 1.5. Position du système d'axes (d,q)</i>	13

Chapitre 2 LA MLI

<i>Figure 2.1. Onduleur à deux niveaux de Tension</i>	16
<i>Figure 2.2. Etats de commutation de l'onduleur</i>	17
<i>Figure 2.3. Domaine de tension des vecteurs</i>	20
<i>Figure 2.4. Projection du vecteur \vec{V}_s dans le plan α,β</i>	20
<i>Figure 2.5. Hexagone des vecteurs de tension</i>	21
<i>Figure 2.6. Secteurs de la commande vectorielle</i>	22

Chapitre 3 EFFETS DES TEMPS MORT

<i>Figure 3.1. Commande des transistors</i>	25
<i>Figure 3.2. Retard des signaux de contrôle et la sortie de tension correspondante</i>	26
<i>Figure 3.3. The zero current clamping phenomen</i>	26
<i>Figure 3.4. Technique MLI pour le secteur 1</i>	27
<i>Figure 3.5. Signal de la commande de bras</i>	27
<i>Figure 3.6. Configuration basic d'un bras de l'onduleur</i>	28
<i>Figure 3.7. Réponses de tension à la sortie de l'onduleur</i>	29
<i>Figure 3.8. L'effet du temps mort dans le Secteur 1</i>	30
<i>Figure 3.9. Effet des temps mort pendant une période de commutation</i>	31
<i>Figure 3.10. Commande de bras haut pour le secteur 1 sans l'effet des temps mort (a)</i>	31
<i>Commande de bras haut (b) et bas (c) pour le secteur 1 avec l'effet des temps mort</i>	32

Chapitre 4 PROGRAMATION-SIMULATION -EXPERIMENTATION

<i>Figure 4.1. Schéma de Programmation environnement C-SIMULINK</i>	38
<i>Figure 4.2. Bloc de Compensation sur SIMULINK</i>	39
<i>Figure 4.3. Courants en chaque Bras</i>	40
<i>Figure 4.4. Couple électromagnétique/Vitesse</i>	41
<i>Figure 4.5. courants dans le repère dq</i>	41
<i>Figure 4.6. Secteur de la MLI vectorielle</i>	42
<i>Figure 4.7. Tensions de référence dans le repère $\alpha\beta$</i>	42
<i>Figure 4.8. Tensions de phase de la machine électrique</i>	42
<i>Figure 4.9. Comparaison des sorties de tension (charge résistive)</i>	44
<i>Figure 4.10. Comparaison des sorties de tension (charge résistive)</i>	44
<i>Figure 4.11. Comparaisons des courants du bras sans/avec compensation</i>	45

RESUME

Mots-clés : commande vectorielle, modulation de largeur d'impulsions, onduleur triphasé, modulation du vecteur d'espace (*MLI Vectorielle*), temps mort, *the zero clamping current phenomenon*, S-fonction.

La commutation des dispositifs de puissance n'a pas un comportement idéal.

En effet, la mise en conduction n'est pas instantanée. Un retard de temps fini, connu comme le temps mort, est imposé au commutateur sur la commande des dispositifs de puissance. Si le courant ne circule pas dans le dispositif qui est éteint, le vecteur spatial de la tension ne change pas instantanément, mais avec un retard de temps égal à T_{mort} (temps mort). Ainsi, l'ordre de la commutation peut différer de celui qui est imposé.

D'autres effets caractéristiques des dispositifs de commutation tels que les chutes de tension et la différence entre le temps de mise en conduction et le temps de blocage perturbent la tension de sortie de l'onduleur et changent la réponse du système contrôlé.

Dans ce contexte, l'objectif principal de ce travail est d'étudier l'estimation des effets de temps mort sur les machines à courant alternatif pour les compenser ultérieurement.

En s'intéressant à la MLI (Modulation de Largeur d'Impulsions) vectorielle, nous proposons, dans un premier temps, une étude détaillée de la problématique des temps morts et les altérations dans les réponses de la machine. Dans une deuxième partie, nous présentons l'algorithme de compensation pour amener la stratégie de programmation.

Nous avons simulé dans l'environnement de MATLAB SIMULINK avant de mettre en œuvre l'application en temps réel. Cette phase préliminaire, nous a permis de prévoir et d'étudier un bon fonctionnement du système avec les conditions que nous avons imposées.

Pour démontrer la validité de la méthode proposée, la simulation du système a été réalisée avec des temps morts \geq à $3 \mu s$ correspondant à 3% du temps de commutation. Les résultats obtenus prouvent une grande amélioration des grandeurs de sortie (tensions, courants, couple).

Les résultats obtenus démontrent la justesse du modèle développé validées aussi en simulation que sur un banc d'essais.

TÍTULO: COMPENSACIÓN DEL TIEMPO MUERTO DE UN CONVERTIDOR TRIFÁSICO*

LINA MARÍA RUIZ GOMEZ**

Palabras clave: Control vectorial, modulación por amplitud impulsos (PWM), inversor trifásico, modulación del vector de espacio (MLI Vectorial), tiempo muerto, the zero clamping current phenomenon, S-function.

La conmutación de los dispositivos de potencia presenta un comportamiento no ideal. En efecto, la puesta en conducción no es instantánea.

Un retraso de tiempo conocido como tiempo muerto, se impone en los sistemas de control a base de mecanismos conmutados. Si la corriente no circula en el dispositivo que se apaga, el vector espacial de la tensión no cambia instantáneamente, pero con un retraso de tiempo igual a T_{mort} (tiempo muerto).

Así pues, el orden de la conmutación puede diferir del que se impone. Otros efectos característicos de los dispositivos de conmutación tal como las caídas de tensión y la diferencia entre el tiempo de inicialización (o puesta en conducción) y el tiempo de bloqueo perturban la tensión de salida del inversor y cambian la respuesta del sistema controlado.

En este contexto, el objetivo principal de este trabajo consiste en estudiar la estimación de los efectos del tiempo muerto sobre las máquinas a corriente alterna para compensarlos posteriormente.

Al interesarnos en el PWM (Pulse Width Modulation) y particularmente en la modulación vectorial, proponemos inicialmente, un estudio detallado de la problemática del tiempo muerto y las alteraciones en las respuestas de la máquina. En una segunda parte, presentamos el algoritmo de compensación para definir la estrategia de programación para posteriormente simular en la plataforma de MATLAB SIMULINK. Esta fase preliminar, nos ha permitido prever y estudiar un buen funcionamiento del sistema con las condiciones impuestas.

Para demostrar la validez del método propuesto, la simulación del sistema se realizó definiendo un tiempo muerto de 3 s correspondiendo al 3% del tiempo de conmutación. Los resultados obtenidos prueban una gran mejora en la magnitudes de salida (tensiones, corrientes, par) corroborando la exactitud del modelo desarrollado, validados tanto en simulación como sobre un banco motor.

* Proyecto de Grado.

** Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas, Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones, Director-Tutor CPE-Lyon: M. Alain AUBERT.

TITLE: COMPENSATION OF THE TIME OUT OF A THREE-PHASE CONVERTER*

LINA MARIA RUIZ GOMEZ**

Key words: Vectorial control, Pulse Width Modulation (PWM), three-phase inverter, modulation of space vector (Vectorial MLI), time out, the zero clamping current phenomenons, S-function.

The commutation of the power devices presents a non-ideal behavior. Indeed, its conduction setting is not instantaneous.

A known delay known as time out is imposed in the control systems with the help of commuted mechanisms. If the current doesn't circulate in the device that turns off, the space vector of the tension doesn't change instantly, but with a delay similar to T_{mort} (time out).

Therefore, the commutation order can differ of the one that is imposed. Other characteristic effects of the commutation devices such as the tension falls and the difference among the initialization time (or conduction setting) and the blocking time, perturb the inverter's tension output and change the controlled system response.

In this context, the main objective of this project is to study the time out effects estimation on AC machines to compensate them later.

When being interested in the PWM (Width Presses Modulation) and particularly in the vectorial modulation, we propose initially, a detailed study of the time out problem and the alterations in the machine responses. Second, we present the compensatory algorithm to define the programming strategy simulate later on the platform of MATLAB SIMULINK. This preliminary phase has allowed us anticipate and study a good operation of the system with the imposed conditions.

To demonstrate the validity of the proposed method, the system simulation was carried out defining a 3 seconds time out corresponding on 3% of the commutation time. The results show a great improvement in the output magnitudes (tension, current, torque) corroborating the accuracy of the developed model, validated both in simulation and on a motor bank.

* Degree Project.

** Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas, Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones, Director-Tutor CPE-Lyon: M. Alain AUBERT

INTRODUCTION

La commande des machines alternatives par un onduleur de tension fait généralement appels à des techniques de commutation pour commander les commutateurs de puissance.

Néanmoins, malgré l'avenir des innovations technologiques et des études d'amélioration du comportement des dispositifs de puissance à permettre le contrôle du système complexe sur des machines électriques, l'importance du temps mort dans la commande introduit des erreurs dans les modèles et disperse la réponse par rapport à celle que l'on désire.

Toutefois la commande des machines asynchrones et machines synchrones reste complexe par les développements théoriques mis en oeuvre et par la difficulté de maîtriser certains paramètres en temps réels. Il est important de s'investir à en trouver les moyens d'améliorer les performances afin de garantir un fonctionnement et une utilisation optimaux.

Il existe des modèles qui permettent d'analyser les réponses d'un système soumis à une entrée particulière et de concevoir, grâce aux performances et aux modélisations numériques à partir de blocs de simulation construits, la sortie que l'on peut réussir par l'expérimentation sur un banc d'essai réel. Grâce à ces modèles, la compensation du temps mort sert à améliorer la commande de commutation des transistors de puissance, minimiser les pertes en commutation ainsi que réduire le niveau des harmoniques. Ce dernier assure la conservation de puissance dans les cas les moins complexes.

L'objet de ce travail est d'illustrer une nouvelle méthode de compensation du temps mort dans les onduleurs triphasés qui sera tout d'abord validée en simulation et ensuite sur un banc moteur instrumenté.

L'objectif est aussi de permettre une adaptation des intervenants aux fonctionnalités offertes sur un environnement MATLAB/SIMULINK et de se servir d'éléments de partie de la modélisation à l'implantation en temps réel sur un DSP. Nous pourrons ainsi essayer de résoudre la problématique générée par temps mort.

1 LA MACHINE SYNCHRONE

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique.

Comme toutes les machines électriques tournantes, une machine synchrone est un convertisseur d'énergie. Elle est réversible et peut fonctionner soit en génératrice (alternateur), soit en moteur.

La machine synchrone a donc longtemps été utilisée essentiellement à vitesse constante, faute de pouvoir maîtriser convenablement la dynamique de l'ensemble moteur-charge.

L'apparition des thyristors **GTO** (*Gate Turn Off*) et par la suite des transistors **IGBT** (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) ont permis le développement des onduleurs à modulation d'induction performants, fiables et proposés à un coût non prohibitif. Le problème d'alimentation étant pratiquement réglé, les commandes vectorielles à flux orienté et de contrôle de couple ont pu être implantées dans des conditions satisfaisantes.

1.1 Rappels générales du moteur synchrone

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles, qui vont de l'alternateur de plusieurs centaines de mégawatts au moteur de quelques watts, en passant par les moteurs pas à pas. Néanmoins, la structure de toutes ces machines est relativement proche. Le stator est généralement constitué de trois enroulements triphasés répartis, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Les stators, notamment en forte puissance, sont identiques à ceux d'une machine asynchrone. (Voir figure 1).

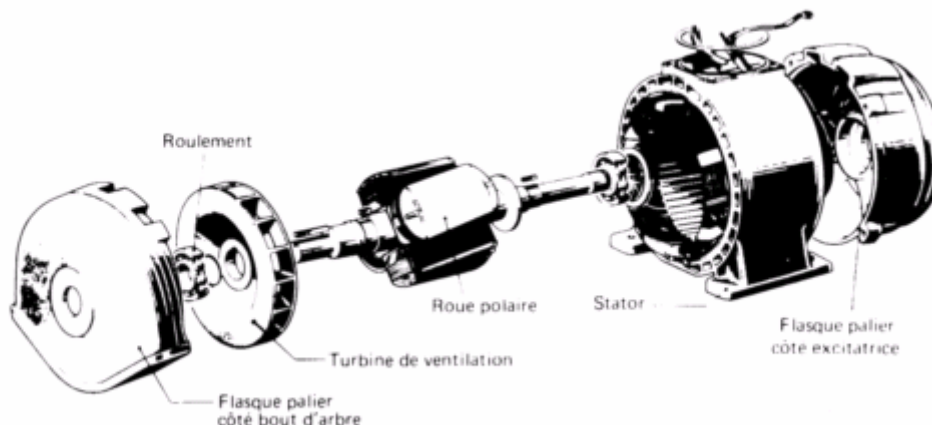


Figure 1. Stator d'une machine synchrone

1.1.1 Constitution

Rotor = inducteur

Il est constitué d'un enroulement parcouru par un courant d'excitation I_e continu créant un champ magnétique $2p$ polaire. Il possède donc p paires de pôles.

Remarques :

- Il faut apporter le courant à l'inducteur par l'intermédiaire de bagues et de balais.
- Le rotor peut être constitué par un aimant permanent.

Stator = induit

Les enroulements du stator sont le siège de courants alternatifs monophasés ou triphasés. Il possède le même nombre de paires p de pôles.

Champ tournant

Les courants alternatif dans le stator créent un champ magnétique tournant à la pulsation.

$$\Omega_s = \frac{\omega}{p}$$
$$n_s = \frac{f}{p}$$

Ω = Vitesse du rotor en rad.s^{-1}
 Ω_s = Vitesse de rotation du chap tournant en rad.s^{-1}
 ω = pulsation des courants alternatifs en rad.s^{-1} $\omega = 2\pi f$
 n_s = vitesse de rotation du champs tournants en trs.s^{-1}
 f = fréquence des courants alternatifs en Hz
 p = nombre de paires de pôles

Synchronisme

Le champ tournant du stator accroche le champ inducteur solidaire du rotor.

Le rotor ne peut donc tourner qu'à la vitesse de synchronisme Ω_s .

1.1.2 Modes de fonctionnement

La machine synchrone est réversible.

Fonctionnement en moteur

Le stator est alimenté en triphasé, créant un champ tournant. Les bobinages du rotor sont eux alimentés en courant continu, le rotor est donc aimanté. Le rotor tourne à la même vitesse que celle du champ tournant, c'est à dire que $\Omega = \Omega_s$.

Fonctionnement en alternateur (génératrice)

A partir d'une énergie mécanique, l'alternateur crée une énergie électrique. Le rotor est constitué d'un circuit magnétique qui fourni un champ magnétique constant. Ce rotor tourne à l'intérieur d'un stator composé de 3 bobines. Lorsque le champ magnétique fixe passe devant une bobine, il induit des courants à l'intérieur de celle-ci. Pour chaque bobine, ce courant induit crée une différence de potentiel qui est une des tensions délivrées par l'alternateur.

1.1.3 Expression du couple

Les équations générales (Annexe A.1) décrivant le fonctionnement des moteurs à courants alternatif se retrouvant dans la littérature technique consacré aux machines électriques. Ici nous négligerons l'étude approfondie de la machine synchrone, il nous est suffit d'établir certaines remarques ci-après.

Il est possible de retrouver une expression du couple en réalisant un bilan des puissances au niveau de la machine. Si l'on néglige toutes les pertes, on peut écrire à propose de la puissance:

$$P_{\text{électrique}} = P_{\text{mécanique}} = C\Omega_s = 3VI \cos(\varphi)$$

Où :

E = la valeur efficace de la f.e.m créée par le champ magnétique rotorique dans une phase de la machine

V = la valeur efficace de la tension dans une phase de la machine

I = la valeur efficace du courant dans une phase de la machine

C = couple de la machine

φ = déphase entre V et I

ϕ = déphase entre E et I

Nous connaissons l'expression pour le f.e.m donné par :

$$e(t) = ns \frac{d\varphi_r}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} . \text{ Il est possible d'en déduire que la f.e.m. } E \text{ est de la forme : } E = Ke\varphi_r\Omega_s$$

Avec :

φ_r = flux du champ engendré par le rotor à travers un enroulement statorique

K_e = coefficient de proportionnalité (ne dépendant que des caractéristiques physiques de la machine)

ns = nombre de conducteurs actifs de l'enroulement statorique

θ = angle géométrique entre les deux champs $\cos\phi = \sin\theta$

Il apparaît alors que le couple est directement proportionnel au courant dans les phases de la machine ainsi qu'au cosinus de l'angle ϕ :

$$C\Omega_s = 3EI \cos(\phi) = 3Ke\varphi_r\Omega_s I \cos(\phi)$$

Un bon contrôle du couple lors de la commande d'une machine synchrone passera donc par un contrôle de l'angle ϕ .

1.2 Avantages du moteur synchrone

Les principaux avantages de la machine synchrone sont de tourner à vitesse constante et de pouvoir fournir des tensions triphasées équilibrées de fréquence stable. De plus, elle peut fournir du réactif (comme une capacité). Il est possible alors de régler son facteur de puissance $\cos\phi$ en modifiant le courant d'excitation I_e .

La machine synchrone est plus facile à réaliser et plus robuste que le moteur à courant continu. Son rendement est proche de 99%.

1.3 Problèmes posés par le moteur synchrone

L'inconvénient principal de la machine synchrone est que son démarrage n'est pas autonome, un moteur auxiliaire de démarrage est souvent nécessaire. Elle est également plus coûteuse à réaliser que la plupart des machines asynchrones.

Il faut aussi une excitation, c'est-à-dire une deuxième source d'énergie.

Si le couple résistant dépasse une certaine limite, le moteur décroche et s'arrête.

1.4 Hypothèses simplificatrices

La modélisation s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses :

- Parfaite symétrie
- Répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer n'est pas considéré,
- Absence de saturation dans le circuit magnétique
- La perméabilité magnétique de l'air est considérée égale à zéro et la perméabilité magnétique du fer tend vers l'infini.

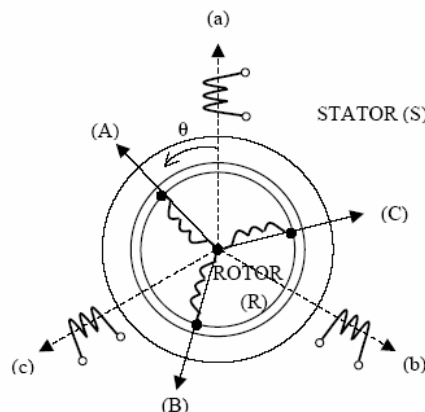


Figure 1.2 Machine synchrone Modélisée- Définitions des repères stator et rotor

1.5 Commande vectorielle

Les commandes vectorielles pour la machine synchrone ont été développées afin d'améliorer les performances en régime dynamique. Les courants injectés dans la machine ne sont pas directement contrôlés, mais la commande calcule des grandeurs intermédiaires images de la projection du champ statorique sur l'axe du champ rotorique et sur un axe perpendiculaire au champ rotorique. Le contrôle de ces grandeurs permet un contrôle fin de la position du champ magnétique statorique, notamment en régime transitoire.

La structure d'une telle commande est particulièrement complexe (Voir annexe A.2).

Le système d'axes (d,q) est élaboré à partir des transformations de Clarke et de Park.

1.6 Notion de vecteur tournant

Au stator comme au rotor, les courants triphasés parcourant des enroulements triphasés créent des champs magnétiques pulsatoires dont les superpositions des champs magnétiques sont tournants.

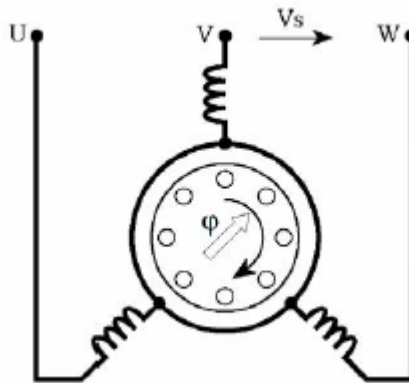


Figure 1.3 Principe de création d'un vecteur champ tournant

Compte tenu des relations entre les différentes grandeurs, il est possible d'étendre la notion de vecteur tournant à tout ensemble de grandeurs triphasées : $[I_s]$, $[\phi_s]$, $[V_s]$, $[\phi_r]$...

1.7 Transformation de Clark

L'idée de Clark repose sur le fait qu'un champ tournant créé par un système triphasé peut l'être aussi par un système biphasé de deux bobines à $\pi/2$ équivalent, à condition que le champ ou les forces magnétomotrices et la puissance instantanée soient conservés.

Ainsi, aux trois grandeurs triphasées x_a , x_b , x_c , on associe le vecteur $[X(s)]$ dans le référentiel (S) d'axes (α, β) fixes liés au stator (Figure 1.4). Pour mieux comprendre, la dérivation de la transformation de Concordia peut être trouvée dans l'annexe A.3.

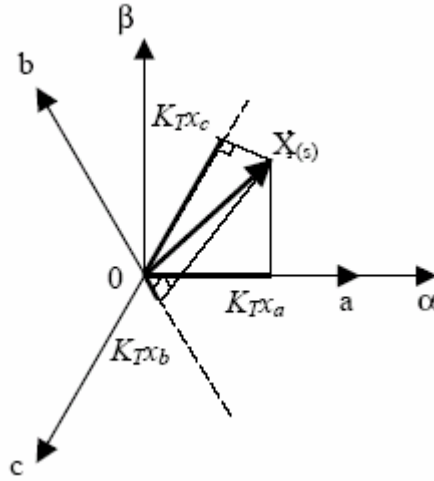


Figure 1.4. Représentation du vecteur champ tournant

Le vecteur $[X(s)]$ a pour expression :

$$[X(s)] = \begin{bmatrix} X\alpha \\ X\beta \end{bmatrix} = K_T \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{bmatrix}$$

Où $K_T = \sqrt{\frac{2}{3}}$ pour une représentation conservant la puissance.

Le nombre complexe associé aux composantes de ce vecteur s'écrit :

$$\bar{X}(s) = K_T \left(Xa + Xb e^{j\frac{2\pi}{3}} + Xc e^{j\frac{4\pi}{3}} \right)$$

Pour obtenir une matrice de passage carrée et donc inversible, on ajoute une composante X_0 fictive:

$$[X(s)] = \begin{bmatrix} X\alpha \\ X\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{bmatrix}$$

Dans beaucoup de cas, les systèmes de grandeurs triphasées sont tels que la somme instantanée des grandeurs est nulle, ce qui permet d'annuler la composant homopolaire d'indice 0.

Les relations inverses sont définies par :

$$\left\{ \begin{array}{l} Xa = \frac{2}{3K_T} \text{Réel} \left[\bar{X}(s) \right] \\ Xb = \frac{2}{3K_T} \text{Réel} \left[\bar{X}(s) e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right] \\ Xc = \frac{2}{3K_T} \text{Réel} \left[\bar{X}(s) e^{-j\frac{4\pi}{3}} \right] \end{array} \right.$$

1.8 Transformation de Park

La transformation de Park permet d'exprimer le vecteur $[X(s)]$ dans un référentiel tournant (T) d'axes liés aux champs tournants :

$$[X(t)] = \begin{bmatrix} Xd \\ Xq \end{bmatrix} = P(-\theta_s) \begin{bmatrix} X\alpha \\ X\beta \end{bmatrix}$$

$$P(-\theta_s) = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix}, \text{ matrice de rotation d'angle } -\theta_s \text{ (Figure 1.5).}$$

Le nombre complexe associé au vecteur $[X(t)]$ s'écrit :

$$\bar{X}(t) = e^{-j\theta_s} \bar{X}$$

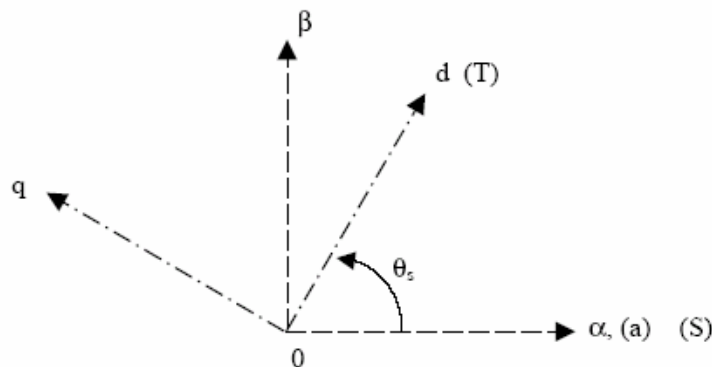


Figure 1.5. Position du système d'axes (d, q)

Il existe aussi une autre transformation, appelé transformation de Concordia, cette transformation permet donc de transformer les valeurs des courants, des tensions et des flux des trois bobines du stator (repère a_s, b_s, c_s) ainsi que celle du rotor (repère a_r, b_r, c_r) dans un repère lié au champ tournant (repère dq). Pour mieux comprendre la dérivation de cette transformation voir Annexe A.3.

Nous avons présenté les principales considérations à propos de la machine synchrone; il est possible de trouver dans l'annexe A.1, les équations qui décrivent le fonctionnement des machines à courant alternatif et nous présentons donc un parallèle entre la machine synchrone et la machine asynchrone.

1.9 Conclusion

Dans un premier temps, nous allons nous intéresser exclusivement à la modulation vectorielle pour la commande des machines synchrones et asynchrones triphasées. Dans ce chapitre nous avons parlé des généralités à propos de la machine synchrone, nous avons alors traité les sujets par rapport à son fonctionnement et nous avons retrouvé des équations importantes pour exprimer son comportement dans d'autres repères (dq et $\alpha\beta$). La stratégie de commande proposée, sera évoquée dans le chapitre suivant.

Les remarques précédentes concernant alors les machines synchrones que nous utiliserons pour l'étape de simulation et d'expérimentation, tels concepts nous permettront de connaître la modélisation employée sur des études préalables, c'est-à-dire que le principe de modélisation traduit le comportement issu de la machine à conditions fixés par rapport aux réponses qu'il désire analyser.

2 LA MLI

L'onduleur

Il existe une grande variété de techniques de commutation pour les onduleurs. La modulation à 120°, la modulation à 180°, la modulation par déplacement de la phase, la modulation par largeur d'impulsions sont toutes des types très connus de modulation. Chacune d'elles a un fonctionnement et une conception définies et particulières. Le choix d'une technique ou d'une autre dépend de quelques caractéristiques telles que:

- ✓ Niveau de puissance à contrôler
- ✓ Dispositif de puissance à employer
- ✓ Caractéristiques de la charge
- ✓ Caractéristiques de la forme de l'onde

Une des techniques les plus utilisées est la modulation par largeur d'impulsions (MLI). Elle a de nombreuses possibilités: MLI avec une seule impulsion par demi-période, MLI avec quelques impulsions par demi-période, quelques impulsions sinusoïdales, etc.

Si bien, la technique de modulation par largeur d'impulsions a comme principal avantage sa simplicité d'application, par contre elle ne s'adapte pas bien à la réponse dynamique de charges non linéaires et elle a de grandes pertes dues à la commutation lorsque l'on désire avoir une valeur de THD (*Total Distorsion Harmonique*) très bas. Ceci est dû au grand nombre de commutations.

Il est important d'étudier la technique de modulation par largeur d'impulsions du vecteur d'espace appelé communément MLI vectorielle.

La principale caractéristique de cette modulation est que le système à trois phases est remplacé par un seul vecteur dans lequel la fréquence est reflétée dans sa vitesse avec le passage temporel. Cela permet d'utiliser le vecteur mentionné ci-dessus pour étudier aussi bien les régimes stationnaires que les régimes dynamiques dans les systèmes mentionnés ci-dessus.

Représentation des signaux électriques dans l'espace vectoriel

La représentation vectorielle avec des vecteurs spatiaux est basée sur le concept suivant : il est possible de représenter tout système composé de trois grandeurs (dépendants du temps) dans un plan bidimensionnel. Celui est vérifiable avec l'équation ci-dessous:

$$x_1(t) + x_2(t) + x_3(t) = 0$$

Pour notre étude, dans les systèmes électriques équilibrés ces grandeurs représentent des courants, des tensions, etc.

Les états de commutation

Un onduleur triphasé à deux niveaux de tension possède trois bras. Chacun d'eux possède deux commutateurs unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant avec l'ensemble en parallèle d'un transistor et une diode aussi bien dans la partie supérieure que dans la partie inférieure. Les extrémités de chaque semi bras sont connectées à la source de tension et les points au milieu sont reliés à un système triphasé (voir figure 2.1 *Onduleur à deux niveaux de Tension*).

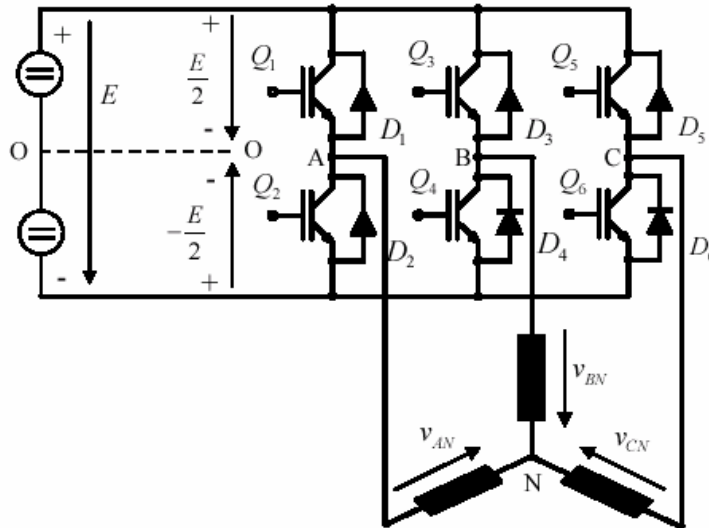


Figure 2.1. Onduleur à deux niveaux de Tension

Il est nécessaire de tenir compte des deux conditions:

1. La source de tension ne peut jamais être mise en court-circuit, c'est-à-dire que les deux dispositifs semi-conducteurs ne peuvent pas être branchés en même temps. Par exemple si $S_{a+} = "1"$, alors $S_{a-} = "0"$ (Nous appellerons S_{a+} et S_{a-} la commande de bras haut et de bras bas respectivement).
2. Il est nécessaire que pour chaque bras, un des deux dispositifs semi-conducteurs soit toujours en conduite.

2.1 MLI VECTORIELLE

En tenant compte des deux prémisses précédentes :

L'onduleur triphasé possède six cellules de commutation donnant huit configurations. Ces huit configurations sont appelées « états de commutation ».

Pour chaque période de modulation de l'onduleur, les tensions triphasées fournies par l'algorithme de commande peuvent s'exprimer dans un repère fixe au stator, par leurs projections $V\alpha(k)$ et $V\beta(k)$, comme il est permis par les transformations étudiées dans le chapitre précédent.

Dans la figure 2.2, il est possible de voir les huit états de commutation ; lorsqu'un commutateur est branché il est représenté par « 0 » et quand il est débranché il est représenté par « 1 ».

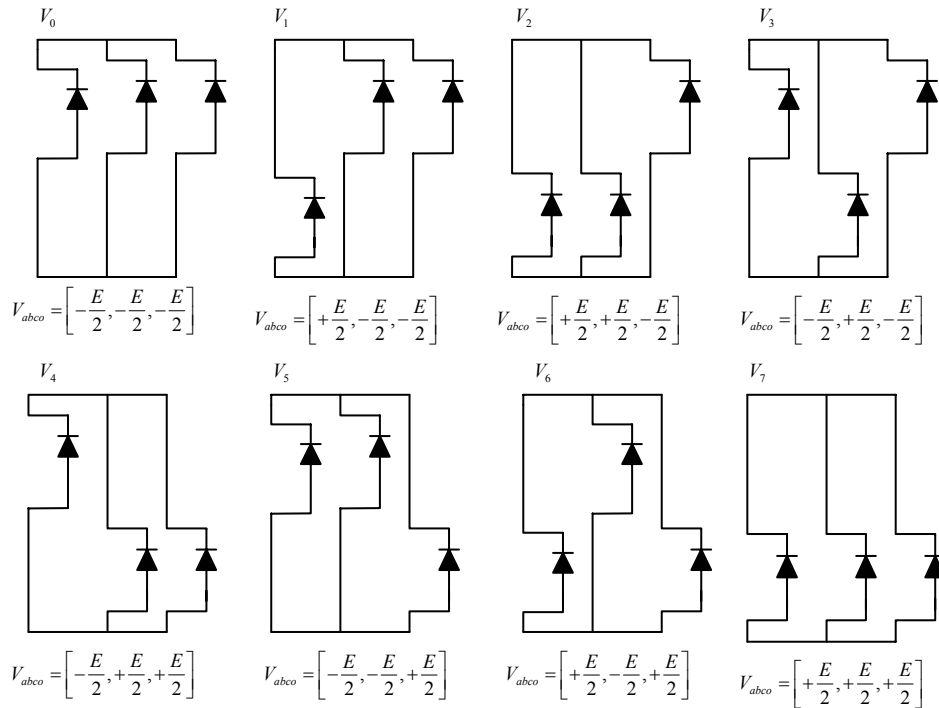


Figure 2.2. Etats de commutation de l'onduleur

Ces huit états de commutation peuvent s'exprimer dans le plan α y β par huit vecteurs de tension (notés de $\vec{V}0$ à $\vec{V}7$). Parmi ces vecteurs deux sont nuls les autres étant équi-répartis tout les 60° . Nous pouvons regarder dans le tableau la dénomination des huit vecteurs de commutation.

	A	B	C
V 0	0	0	0
V 1	1	0	0
V 2	1	1	0
V 3	0	1	0
V 4	0	1	1
V 5	0	0	1
V 6	1	0	1
V 7	1	1	1

Tableau 2.1. Vecteurs de commutation

Le principe de MLI vectorielle, consiste à projeter le vecteur de tension désiré sur les deux vecteurs adjacents correspondant à deux états de commutation de l'onduleur. Les valeurs de ces projections assurent le temps de calcul des commutation désirées.

Si nous considérons le vecteur de tension de commutation V1 (1, 0, 0), il peut être déduit à partir de la figure 2.1 que les tensions dans les terminal a-b-c à la sortie de l'onduleur sont:

$$\begin{aligned} V_{ab} &= +E \\ V_{bc} &= 0 \\ V_{ca} &= -E \end{aligned}$$

En faisant l'analyse précédent pour chaque situation, nous pouvons trouver que les différents états de commutation des trois bras de l'onduleur conduisent aux tensions suivantes entre les différents points d'un onduleur à deux niveaux de tension. (Tableau 2.2)

Vecteur	Vao	Vbo	Vco	Vab	Vbc	Vca
\vec{V}_0	-E/2	-E/2	-E/2	0	0	0
\vec{V}_1	+E/2	-E/2	-E/2	+E	0	-E
\vec{V}_2	+E/2	+E/2	-E/2	0	+E	-E
\vec{V}_3	-E/2	+E/2	-E/2	-E	+E	0
\vec{V}_4	-E/2	+E/2	+E/2	-E	0	+E
\vec{V}_5	-E/2	-E/2	+E/2	0	-E	+E
\vec{V}_6	+E/2	-E/2	+E/2	+E	-E	0
\vec{V}_7	+E/2	+E/2	+E/2	0	0	0

Tableau 2.2.

Selon le couplage étoile ou triangle du stator, les tensions aux bornes de chaque enroulement diffèrent, ce qui conduit à un calcul particulier de la MLI. L'intérêt de notre projet est adressé particulièrement au couplage étoile, puisque nous avons déjà travaillé sur ce type de montage. Néanmoins les déductions sont aussi applicables au montage triangle.

L'expression des grandeurs triphasées dans le repère $\alpha \beta$ passe par la transformée de Concordia. Celle-ci possède un coefficient arbitraire K. Désirant avoir, pour cette transformation, la conservation des puissances nous avons pris $K = \sqrt{\frac{2}{3}}$ (Annexe A.3).

2.1.1 Montage étoile

Pour notre analyse, nous travaillerons tout d'abord avec la configuration étoile de la machine électrique, les résultats obtenus pour la configuration triangle peuvent être trouvés dans l'Annexe C.

Ayant une charge équilibrée les tensions aux bornes des enroulements peuvent s'exprimer à partir des tensions Vao, Vbo, Vco par la relation matricielle suivante: Annexe B démonstration de l'équation ci-dessous.

$$\begin{bmatrix} Van \\ Vbn \\ Vcn \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Vao \\ Vbo \\ Vco \end{bmatrix}$$

A partir de la relation ci-dessus, nous pouvons définir les tensions aux bornes des enroulements du moteur. Pour obtenir des tensions dans le repère $\alpha \beta$, nous utiliserons ci-dessous ce qui pour les huit vecteurs de commutation de l'onduleur fournira les résultats figurants dans le tableau 2.3.

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix}$$

	\vec{V}_0	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_7
V_{an}	0	$+\frac{2}{3}E$	$+\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{2}{3}E$	$-\frac{E}{3}$	$+\frac{E}{3}$	0
V_{bn}	0	$-\frac{E}{3}$	$+\frac{E}{3}$	$+\frac{2}{3}E$	$+\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{2}{3}E$	0
V_{cn}	0	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{2}{3}E$	$-\frac{E}{3}$	$+\frac{E}{3}$	$+\frac{2}{3}E$	$+\frac{E}{3}$	0
V_α	0	$+\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$+\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$+\frac{1}{\sqrt{6}}E$	0
V_β	0	0	$+\frac{1}{\sqrt{2}}E$	$+\frac{1}{\sqrt{2}}E$	0	$-\frac{1}{\sqrt{2}}E$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}E$	0

Tabla 2.3..

2.1.2 Calcul des temps d'application des états de l'onduleur

A chaque période de commutation de l'onduleur le vecteur V_s , projeté sur ses deux vecteurs adjacents, assure le calcul des temps de commutation (Figure 2.3-2.4). Dans ce plan, les vecteurs \vec{V}_0 à \vec{V}_7 définissent un domaine de tension (figure 2.3) à l'intérieur duquel doit se trouver le vecteur \vec{V}_s .

Il est intéressant de noter que la somme des termes de conduction T_i et T_{i+1} doit être inférieure à la période de commutation T_{com} de l'onduleur.

Nous pouvons remarquer, en faisant un comparaison avec la disposition triangle (Voir l'annexe C), ce qui normal, que les vecteurs tensions correspondent aux différents états de commutation de l'onduleur d'un module $\sqrt{3}$ plus faible que pour le montage étoile et orienté de $-\frac{\pi}{6}$.

Pour obtenir les expressions générales il est détaillé l'obtention des temps d'application lorsque le vecteur \vec{V}_s se trouve dans le secteur 1, c'est-à-dire il est placé entre les vecteurs adjacents \vec{V}_1 et \vec{V}_2 .

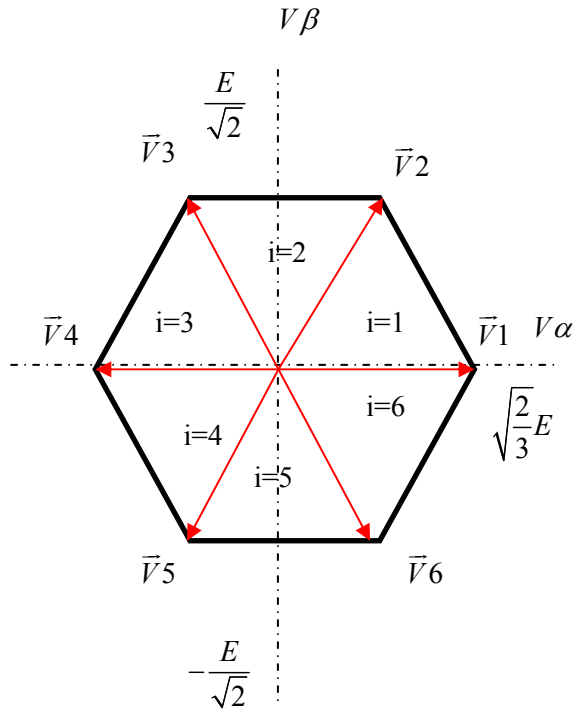


Figure 2.3. Domaine de tension des vecteurs

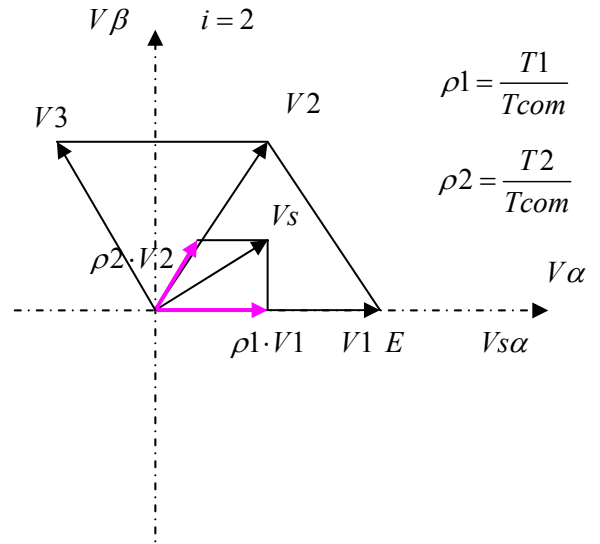


Figure 2.4. Projection du vecteur \vec{V}_s dans le plan α, β

$$\text{Soit } \vec{V}_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E \cdot e^{j0} \text{ et } \vec{V}_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E \cdot e^{j\frac{\pi}{3}}$$

En exprimant le vecteur tension dans le repère α, β nous obtenons :

$$\vec{V}_s = V_s \alpha + j V_s \beta = \frac{T_1}{T_{com}} \cdot \vec{V}_1 + \frac{T_2}{T_{com}} \cdot \vec{V}_2$$

$$\vec{V}_s \alpha + j \vec{V}_s \beta = \frac{T_1}{T_{com}} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot E \cdot (\cos(0) + j \sin(0)) + \frac{T_2}{T_{com}} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot E \cdot \left(\cos\left(\frac{\pi}{3}\right) + j \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \right)$$

En développant cette équation il est possible d'exprimer les temps d'application T_1 et T_2 des vecteurs \vec{V}_1 et \vec{V}_2 en fonction $V_s \alpha$ et $V_s \beta$:

$$T_1 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_s \alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_s \beta \right) \cdot \frac{T_{com}}{E}$$

Et

$$T_2 = \sqrt{2} \cdot V_s \beta \cdot \frac{T_{com}}{E}$$

Le reste du temps de la période est complété pour l'application des vecteurs nuls (\vec{V}_0 et \vec{V}_7).

Pour l'ensemble des secteurs les temps d'application des vecteurs non nuls sont tabulés ci après :

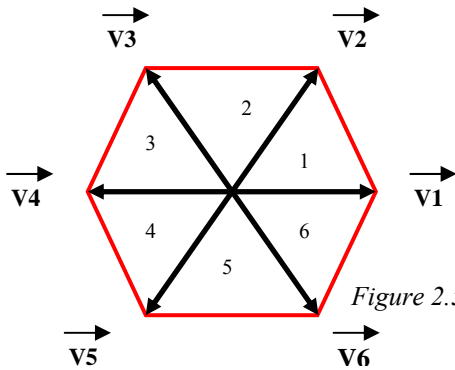
Tabla 2.4. Calcul des temps d'application des vecteurs non nuls.

i=1	i=2	i=3
$T1 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot Vs\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot Vs\beta \right) \cdot \frac{Tcom}{E}$ $T2 = \sqrt{2} \cdot Vs\beta \cdot \frac{Tcom}{E}$	$T2 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot Vs\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot Vs\beta \right) \cdot \frac{Tcom}{E}$ $T3 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot Vs\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot Vs\beta \right) \cdot \frac{Tcom}{E}$	$T3 = \sqrt{2} \cdot Vs\beta \cdot \frac{Tcom}{E}$ $T4 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot Vs\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot Vs\beta \right) \cdot \frac{Tcom}{E}$
i=4	i=5	i=6
$T4 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot Vs\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot Vs\beta \right) \cdot \frac{Tcom}{E}$ $T5 = -\sqrt{2} \cdot Vs\beta \cdot \frac{Tcom}{E}$	$T5 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot Vs\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot Vs\beta \right) \cdot \frac{Tcom}{E}$ $T6 = \left(+\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot Vs\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot Vs\beta \right) \cdot \frac{Tcom}{E}$	$T6 = -\sqrt{2} \cdot Vs\beta \cdot \frac{Tcom}{E}$ $T1 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot Vs\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot Vs\beta \right) \cdot \frac{Tcom}{E}$

2.1.3 Calcul des rapports cycliques de commutation pour chaque secteur

Une fois que nous connaissons la méthodologie du calcul des temps d'applications des vecteurs que représentent les états de commutation de l'onduleur pendant une période de modulation, il est nécessaire de connaître le rapport cyclique pour chaque secteur.

Afin de faciliter les calculs nous normalisons à l'intervalle les tensions $Vs\alpha$ et $Vs\beta$ en posant :



$$\bar{V}_{s\alpha} = \sqrt{2} \cdot \frac{Vs\alpha}{E}, \quad \bar{V}_{s\beta} = \sqrt{2} \cdot \frac{Vs\beta}{E}$$

Le calcul des commutations sera défini à partir des rapports cycliques :

$$\rho_i = \frac{T_i}{T_{com}}$$

Figure 2.5. Hexagone des vecteurs de tension

i=1	i=2	i=3
$\rho_1 = \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \bar{V}_{s\alpha} - \frac{1}{2} \cdot \bar{V}_{s\beta} \right)$ $\rho_2 = \bar{V}_{s\beta}$	$\rho_2 = \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \bar{V}_{s\alpha} + \frac{1}{2} \cdot \bar{V}_{s\beta} \right)$ $\rho_3 = \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \bar{V}_{s\alpha} + \frac{1}{2} \cdot \bar{V}_{s\beta} \right)$	$\rho_3 = \bar{V}_{s\beta}$ $\rho_3 = \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \bar{V}_{s\alpha} - \frac{1}{2} \cdot \bar{V}_{s\beta} \right)$
i=4	i=5	i=6
$\rho_4 = \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \bar{V}_{s\alpha} + \frac{1}{2} \cdot \bar{V}_{s\beta} \right)$ $\rho_5 = -\bar{V}_{s\beta}$	$\rho_4 = \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \bar{V}_{s\alpha} - \frac{1}{2} \cdot \bar{V}_{s\beta} \right)$ $\rho_6 = \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \bar{V}_{s\alpha} - \frac{1}{2} \cdot \bar{V}_{s\beta} \right)$	$\rho_6 = -\bar{V}_{s\beta}$ $\rho_1 = \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \bar{V}_{s\alpha} + \frac{1}{2} \cdot \bar{V}_{s\beta} \right)$

Tabla 2.5. Calcul des rapports cycliques.

2.1.4 Calcul des rapports cycliques de commutation pour chaque bras

Pour des impulsions centrés par rapport à la période de commutation les chronogrammes sont les suivants (voir figure 2.6) et nous obtenons évidemment les mêmes expressions des rapports cycliques que pour le couplage triangle comme il est possible constater dans l'annexe C.

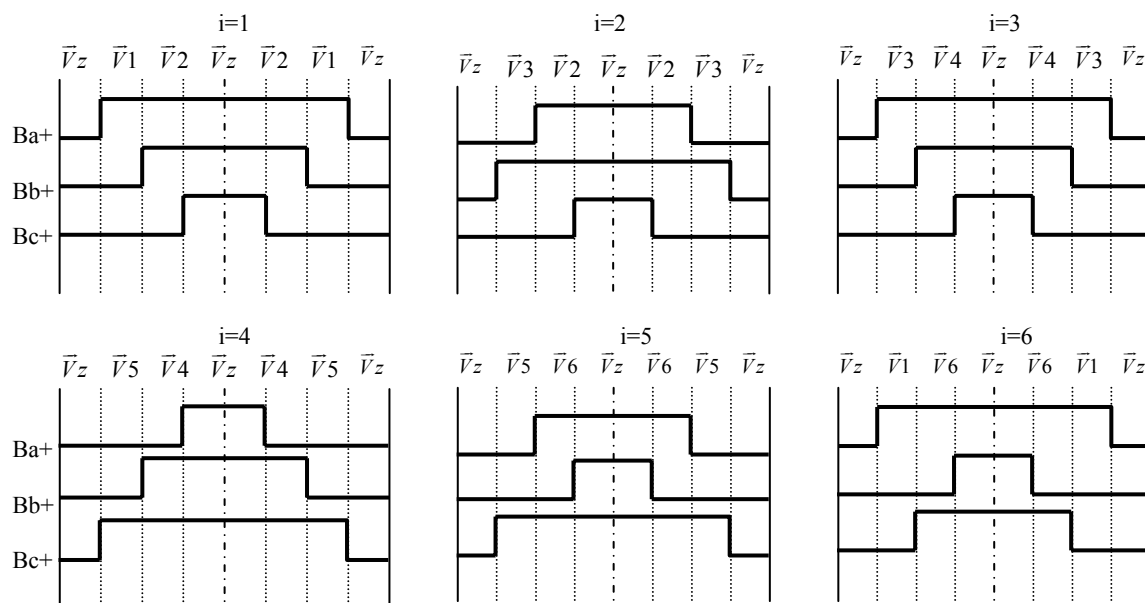


Figure 2.6. Secteurs de la commande vectorielle

Ici \vec{v}_z représente un vecteur de tension nul, soit $\vec{V}0$ soit $\vec{V}7$.

Secteur	PA	ρ_B	ρ_C
1	$0.5(1 + \rho_1 + \rho_2)$	$0.5(1 - \rho_1 + \rho_2)$	$0.5(1 - \rho_1 - \rho_2)$
2	$0.5(1 + \rho_2 - \rho_3)$	$0.5(1 + \rho_2 + \rho_3)$	$0.5(1 - \rho_2 - \rho_3)$
3	$0.5(1 - \rho_3 - \rho_4)$	$0.5(1 + \rho_3 + \rho_4)$	$0.5(1 - \rho_3 + \rho_4)$
4	$0.5(1 - \rho_4 - \rho_5)$	$0.5(1 + \rho_4 - \rho_5)$	$0.5(1 + \rho_4 + \rho_5)$
5	$0.5(1 - \rho_5 + \rho_6)$	$0.5(1 - \rho_5 - \rho_6)$	$0.5(1 + \rho_5 + \rho_6)$
6	$0.5(1 + \rho_6 + \rho_1)$	$0.5(1 - \rho_6 - \rho_1)$	$0.5(1 + \rho_6 - \rho_1)$

Table 2.6. Calcul des rapports cycliques.

En reportant dans les expressions des rapports cycliques ρ_A , ρ_B et ρ_C (tableau 2.6) les relations du tableau 2.5, nous pouvons les exprimer en fonction des tensions normées $\bar{v}_{s\alpha}$ et $\bar{v}_{s\beta}$.

Tableau 2.7. Calcul des rapports cycliques de commutation

Secteur	PA	ρ_B	ρ_C
1	$0.5 \left(1 + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \overline{V}_{s\alpha} + \frac{1}{2} \cdot \overline{V}_{s\beta} \right)$	$0.5 \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \overline{V}_{s\alpha} + \frac{3}{2} \cdot \overline{V}_{s\beta} \right)$	$0.5 \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \overline{V}_{s\alpha} - \frac{1}{2} \cdot \overline{V}_{s\beta} \right)$
2	$0.5 \left(1 + \sqrt{3} \cdot \overline{V}_{s\alpha} \right)$	$0.5 \left(1 + \overline{V}_{s\beta} \right)$	$0.5 \left(1 - \overline{V}_{s\beta} \right)$
3	$0.5 \left(1 + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \overline{V}_{s\alpha} - \frac{1}{2} \cdot \overline{V}_{s\beta} \right)$	$0.5 \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \overline{V}_{s\alpha} + \frac{1}{2} \cdot \overline{V}_{s\beta} \right)$	$0.5 \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \overline{V}_{s\alpha} - \frac{3}{2} \cdot \overline{V}_{s\beta} \right)$
4	$0.5 \left(1 + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \overline{V}_{s\alpha} + \frac{1}{2} \cdot \overline{V}_{s\beta} \right)$	$0.5 \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \overline{V}_{s\alpha} + \frac{3}{2} \cdot \overline{V}_{s\beta} \right)$	$0.5 \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \overline{V}_{s\alpha} - \frac{1}{2} \cdot \overline{V}_{s\beta} \right)$
5	$0.5 \left(1 + \sqrt{3} \cdot \overline{V}_{s\alpha} \right)$	$0.5 \left(1 + \overline{V}_{s\beta} \right)$	$0.5 \left(1 - \overline{V}_{s\beta} \right)$
6	$0.5 \left(1 + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \overline{V}_{s\alpha} - \frac{1}{2} \cdot \overline{V}_{s\beta} \right)$	$0.5 \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \overline{V}_{s\alpha} + \frac{1}{2} \cdot \overline{V}_{s\beta} \right)$	$0.5 \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \overline{V}_{s\alpha} - \frac{3}{2} \cdot \overline{V}_{s\beta} \right)$

3 LES EFFETS DES TEMPS MORTS

Ces dernières années, la modulation de largeur d'impulsions est devenue dans le domaine de l'appareillage la plus populaire des conversions de puissance. Des efforts considérables ont été consacrés à améliorer l'exécution des inverseurs de MLI dans les aspects théoriques et l'exécution du circuit de commande. Il en résulte des techniques souples de MLI actuellement améliorées ainsi que quatre applications diverses en service.

Il semble que la plupart des techniques de modulation proposées sont fondées sur l'hypothèse que les éléments de commutation de l'inverseur actionnent d'une façon idéale, c'est-à-dire, qu'ils fonctionnent exactement aux instants de la commande.

A vrai dire, tous les dispositifs à semi-conducteurs de commutation ont un temps fini de commutation et le temps de blocage (*Turn-off*) des dispositifs est d'une importance particulière dans la plupart des applications. Dans des inverseurs, les temps finis de blocage (*Turn-off*) peuvent causer un court circuit du lien de C.C à l'instant de changement entre les deux éléments reliés en série à travers le lien de C.C. Ainsi, il est essentiel d'insérer des délais dans des signaux de commande afin d'éviter le chevauchement dû à la conduction des éléments.

Bien que les délais garantissent la sécurité dans l'opération, par contre ils affectent la performance de l'inverseur. L'effet du délai se traduit dans une perte momentanée de commande et dans des perturbations de l'onde de tension à la sortie de l'inverseur. Puisque ceci est répété à plusieurs opérations de commutation, son effet nuisible peut devenir significatif dans des inverseurs de MLI qui opèrent aux hautes fréquences de commutation. On considère alors ces effets décrits comme les effets des temps mort.

Les dispositifs rapides récemment développés de commutation tels que le transistor MOSFET, SIT, IGBT, etc., n'améliorent pas nécessairement la situation parce qu'ils utilisent généralement des fréquences importantes de commutation et l'effet cumulatif des temps de retard restent les mêmes. Sans rapport avec le dispositif de commutation utilisé, une compréhension minutieuse de l'effet de temps mort est donc importante pour l'amélioration de l'exécution.

Il est considérable que l'effet de temps mort dépende fortement de la charge, cependant il peut être compensé avec des modifications au niveau du circuit et au niveau des commandes des courants de régénération.

Le retard de temps de commutation de l'inverseur MLI a un effet néfaste sur l'opération de l'inverseur. Il cause une diminution dans la composante fondamentale et une augmentation d'harmoniques d'ordre bas. La littérature existante [5-6] permet de conclure que l'effet du temps mort est étroitement rapproché de la phase du courant de sortie.

3.1 Effets des Temps morts en convertisseurs de puissance

La figure ci-dessous montre une phase de l'inverseur de MLI, où on assume que le transistor de puissance est utilisé comme éléments de commutation.

Le signal de commande de MLI est fait à travers le temps de retard du circuit. Les signaux B1 et B2 d'entraînement haut et bas pour le Q1 de transistor et le Q2, respectivement, sont illustrés dans fig. 3.1.

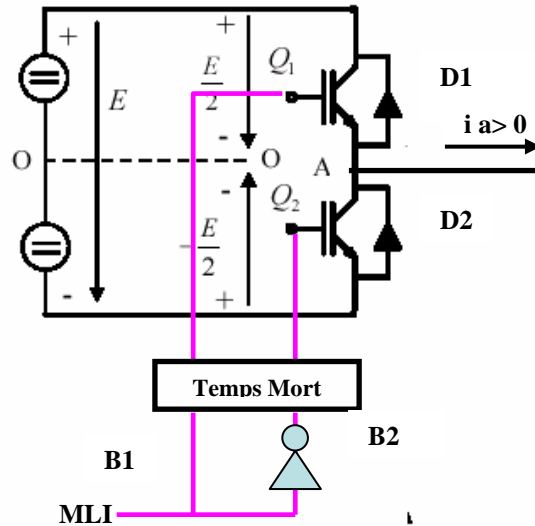


Figure 3.1. Commande des transistors

Pendant le temps mort, les deux transistors s'arrêtent de conduire, et la sortie du terminal A semble flotter. Néanmoins, si la sortie de courant i_a est continue (ce qui est normalement le cas), le courant circule alors à travers de la diode de roue libre D1 ou D2. Le sens de courant détermine quelle diode conduit.

Nous avons dit que l'effet des temps morts génère des troubles et distorsions dans l'onde de tension, pour confirmer une telle remarque nous considérons les quatre possibles séquences de commutation. Dans la première situation, le courant i_a est positif. Le transistor Q1 bascule de l'état de conduction (ON) à l'état de blocage (OFF), par contre le transistor Q2 bascule depuis le blocage (OFF) à l'état de conduction (ON). Pendant le temps mort la diode D2 conduit et D1 bloque le flux de courant dans la direction positif. Cette situation résulte dans l'application d'une tension correcte aux terminaux du moteur

Dans le deuxième cas, le courant i_a est positif. Le transistor Q1 bascule de l'état de blocage (OFF) à l'état de conduction (ON), par contre le transistor Q2 bascule depuis l'état de conduction (ON) au blocage (OFF). Pendant le temps mort la diode D2 continue à conduire et D1 bloque le flux de courant dans le sens positif. Cette situation implique une perte de tension appliquée dans les terminaux du moteur.

Dans la troisième situation, le courant i_a est négatif. Le transistor Q1 bascule de l'état de blocage (OFF) à l'état de conduction (ON), par contre le transistor Q2 bascule depuis l'état de conduction (ON) au blocage (OFF). Pendant le temps mort la diode D1 conduit et D2 bloque le flux de courant dans la direction négatif. Cette situation résulte dans l'application d'une tension correcte aux terminaux du moteur

Dans le quatrième cas, le courant i_a est aussi négatif. Le transistor Q1 bascule de l'état de conduction (ON) à l'état de blocage (OFF), en tant que le transistor Q2 bascule depuis le blocage (OFF) à l'état de conduction (ON). Pendant le temps mort la diode D1 continue à conduire et D2

bloque le flux de courant dans le sens négatif. Cette situation implique un profit de tension appliquée dans les terminaux du moteur.

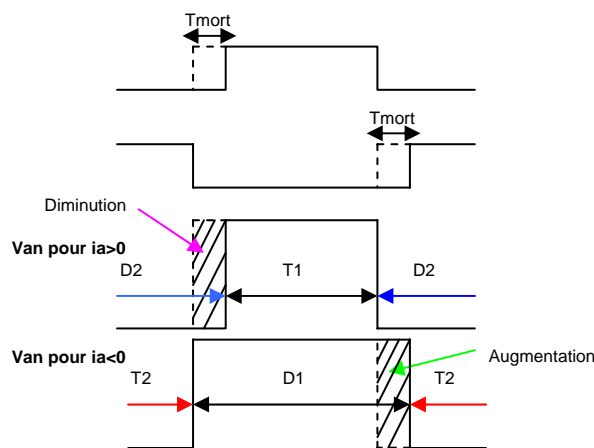


Figure 3.2. Retard des signaux de contrôle et la sortie de tension correspondante

En conséquence, négligeant le temps de stockage inverse du transistor, la tension à la sortie de l'onduleur dévie de l'onde idéale de MLI par la quantité de secteurs ombragés dans la figure 3.2.

Pour conclure à partir des analyses précédents, pendant le temps mort, la tension à la sortie ne peut pas être contrôlée pour des signaux de commande mais il est défini dans des conditions de la charge, c'est-à-dire, la direction du flux de courant. Cependant il est possible de changer les conditions de la charge, puisque la déviation de tension due aux temps morts refuse le flux de courant dans une autre direction. Ceci est alternativement un des effets importants des temps morts, *la diminution de la tension efficace à la sortie de l'inverseur*.

Il faut mentionner aussi que le temps mort n'est pas négligeable puisqu'il évite le phénomène de décharge. Surtout lorsque le courant est très approché à zéro, l'altération de la tension à la sortie est plus sévère.

La figure 3.3 correspond à la visualisation de l'onde de courant dans la phase A d'une machine synchrone, laquelle a été simulé dans l'environnement de SIMULINK et programmé avec S-function. On peut observer la déformation quand le courant change de signe. Ainsi, le phénomène *the zero current clamping* produit une détérioration de l'onde de courant. Tel phénomène est plus complexe quand la fréquence ainsi que la tension sont très basses.

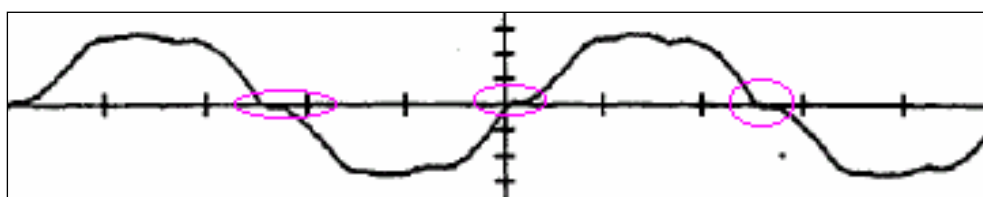


Figure 3.3. *The zero current clamping phenomenon*

Un autre effet important est ce qui concerne les harmoniques. Pour chaque impulsion dans la tension de sortie, la déviation de tension raccourcit ou rallonge la durée d'impulsion selon le sens du courant et la tension à la sortie ne peut pas être la même avec le signal original de contrôle de MLI. Par conséquent, naturellement, des composantes harmoniques indésirables dans la tension à la sortie apparaissent et causent la déformation globale de l'onde à la sortie de l'inverseur.

3.2 Analyse des effets des temps morts

Pour évaluer les effets des temps morts quantitativement, les hypothèses suivantes doivent être faites :

- Le temps de stockage inverse des éléments de commutation n'est pas considéré.
- La fréquence de commutation, comparée avec la sortie de la fréquence fondamentale, est suffisamment grande.
- La déviation de tension produite est presque équidistante.
- La chute qui coupe l'impulsion ne se produit pas
- Le courant à la sortie de l'inverseur est presque sinusoïdal.

Un système de commande généralement utilisée pour le moteur synchrone à trois phases est montré dans la figure 2.1 « Onduleur à deux niveau de Tension ». Le signal idéal de commande pour le système triphasé dont il met en œuvre la technique de modulation pour largeur d'impulsions est présenté dans la figure 3.4.

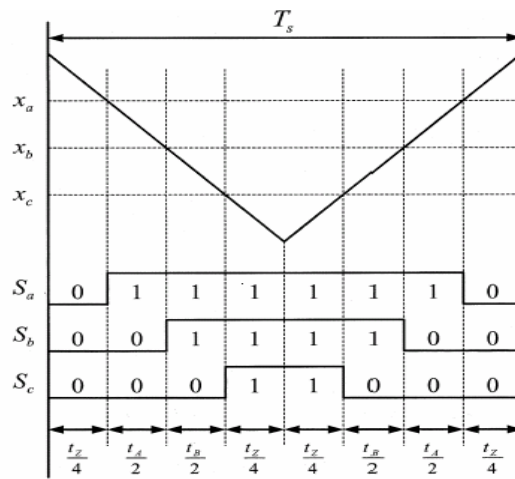


Figure 3.4. Technique MLI pour le secteur 1

A vrai dire, le signal de commande des dispositifs de commutation ne correspond pas au signal idéal. Lorsqu'un dispositif de puissance a un temps de commutation fini, selon la technique de modulation employée, un temps mort sera considéré avec le signal de commande, afin d'éviter la conduction simultanée de deux des dispositifs de puissance dans chaque bras de l'inverseur (figure 3.5).

Autrement dit, la commande haute d'un bras d'une phase devrait être éteinte avant que la commande basse du bras ne soit allumée et vice versa. Si bien le temps mort est très court, de l'ordre de quelques μ secondes et la sécurité de l'opération est garantie, une dégradation de performance est causée.

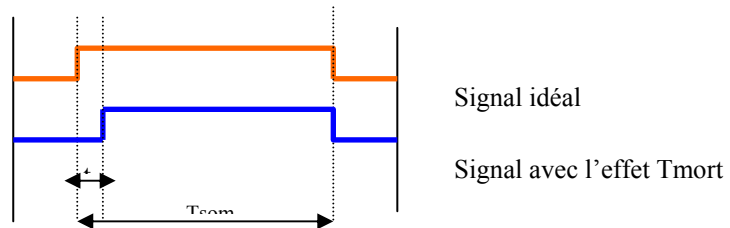


Figure 3.5. Signal de la commande de bras

Il est approprié d'analyser les effets des temps morts à partir d'une phase de l'inverseur et d'appliquer les résultats aux autres phases.

Dans la figure 3.6, on observe le schéma basic de configuration d'une phase de l'onduleur MLI, où les IGBTs sont employés comme des dispositifs de commutation.

Pendant les temps morts (noté pour T_{mort}), les deux dispositifs de commutation manuelle D1 et D2 dans le même bras sont débranchés et la tension à la sortie dépend de la direction de la phase de courant.

Lorsque le signal de commande est le même comme il est possible de l'observer dans la figure 3.4, la tension, en tenant compte la direction du courant, peut être représentée comme l'illustre la figure 3.7. La figure 3.7.a présente le signal idéal de la commande et la figure 3.7.b permet d'observer le signal réel ayant en considération l'effet du temps mort.

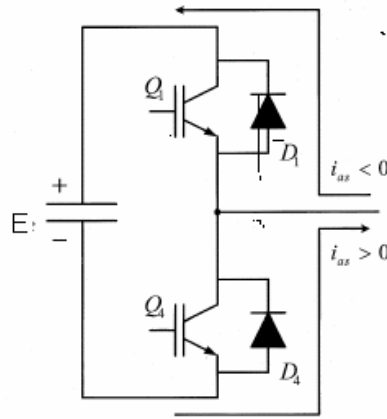


Figure 3.6. Configuration basic de un bras de l'onduleur

Nous distinguons lorsque le courant est négatif/positif, que la phase de courant circule vers la diode du bras bas/haut pendant la durée du temps mort. Le dispositif de puissance est alors considéré branché. La phase actuelle de tension ayant en considération l'effet du temps mort est montré dans les figures 3.7.e y 3.7.f.

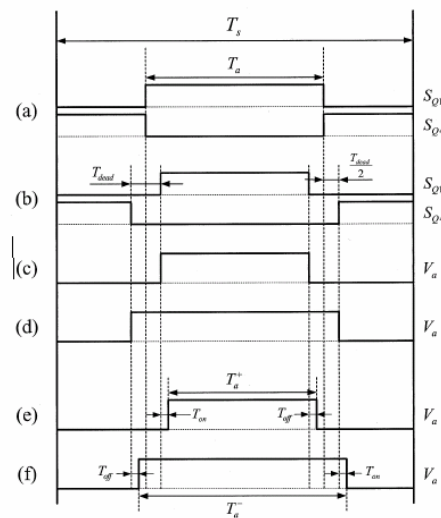


Figure 3.7. Réponses de tension à la sortie de l'onduleur

Tant que la phase de courant i_a est positive, le temps d'erreur $T_{a,err+}$ ainsi que la tension à la sortie de l'onduleur sont calculés à partir de la figure 3.7.e .

$$T_{a,err+} = T_a - T_{a+} = T_{dead} + T_{on} - T_{off}$$

$$V_{a,err+} = (T_a - T_{a+}) / T_s * V_{dc}$$

Dans lesquels T_{a+} est le temps de mise en conduction lorsque la phase de courant est positif.

D'une façon semblable, l'erreur de mise en conduction et l'erreur de tension à la sortie lorsque la phase de courant i_a est négative peuvent être représentés de la façon suivante

$$T_{a,err-} = T_a - T_{a-} = -(T_{dead} + T_{on} - T_{off})$$

$$V_{a,err-} = (T_a - T_{a-}) / T_s * V_{dc}$$

Les équations précédentes peuvent être exprimées indépendamment du sens du flux de courant de la façon suivante:

$$T_{a,err} = (T_{dead} + T_{on} - T_{off}) * \text{sign}(i_a)$$

$$V_{a,err} = (T_a - T_{a-}) / T_s * V_{dc} * \text{sign}(i_a)$$

Où

$$\text{Sign}(i_a) = \begin{cases} 1: i_a > 0 \\ -1: i_a < 0 \end{cases}$$

$$V_{a,mort} = (T_{mort} + T_{on} - T_{off}) / T_s * V_{dc}$$

Semblablement, les tensions à la sortie de l'onduleur pour les autres phases peuvent être obtenues comme en suite:

$$V_{b,mort} = T_{b,err} / T_{mod} * V_{dc} = V_{mort} * \text{sign}(i_{bs})$$

$$V_{c,mort} = T_{c,err} / T_{mod} * V_{dc} = V_{mort} * \text{sign}(i_{cs})$$

Les erreurs de tension à la sortie peuvent être considérées comme des *perturbations de tension*.

Beaucoup d'analyses de compensation de temps mort existent dans la littérature disponible. En particulier ils permettent de compenser l'effet des temps morts de façon dynamique à travers des considérations dans le domaine de l'automatique.

Dans certains cas et pour une machine synchrone, il est recommandé d'ajouter un observateur au système pour compenser la grandeur de tension qui a été affectée en raison des temps morts [4]. Cet observateur n'exige pas des changements au niveau du hardware tant que le software n'est que légèrement modifié par le complément de l'observateur.

Pour l'analyse que nous réaliserons par la suite, nous négligeons les paramètres concernant les temps de mise en conduction et le temps de blocage.

3.3 Calcul de la compensation des temps morts

Notre analyse est basée sur le comportement habituel des dispositifs de puissance. Pour l'étude des temps morts en convertisseurs triphasés il est vraiment important de prévoir l'effet des temps morts à partir des signaux de commande utilisés pour démarrer les machines électriques.

Nous aborderons l'analyse pour le secteur 1 au niveau de la commande de bras haut, les résultats pour les autres secteurs peuvent être trouvés dans l'annexe D ainsi que à la fin du chapitre et eux sont basés sur la même analyse appliquée sur chaque secteur de la commande vectorielle.

Nous pouvons observer dans la figure 3.8 l'effet du temps mort, un retard du signal de commande pour la mise en conduction de chaque bras. Il est évident que dû à l'effet du temps mort, le calcul des rapports cycliques pour les trois bras est considérablement différent par rapport à ce qu'il est montré dans le début de cette chapitre. Il est aussi appréciable que l'effet du temps mort affecte les trois bras, sans exception, du système de commande et la réponse général des machines électriques au niveau de grandeurs importantes.

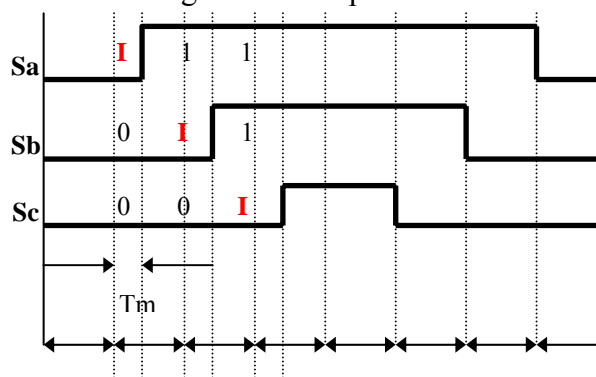


Figure 3.8. L'effet du temps mort dans le Secteur 1

Un modèle de commutation (tenant compte le temps mort) dans une période de modulation est présenté dans la figure 3.8, supposant que le temps mort entre en vigueur seulement pour les commutations des vecteurs $V_0 \rightarrow V_i$ et $V_j \rightarrow V_i$.

Le vecteur V_m représente juste la différence entre l'espace vectoriel idéal de la tension à la sortie de l'inverseur et le modèle réel, qui tient compte de l'effet des temps morts. Dans le cas considéré de la figure 3.8 cela nous donne

$$V_m = \alpha_m V_j$$

Où

$$\alpha_m = t_d / T_{mod}$$

Le vecteur

$$V_a = V^* - V_m$$

Evidemment il représente le vecteur spatial moyen, sur une période de commutation, la tension à la sortie de l'onduleur, si aucune compensation du temps mort est exécuté.

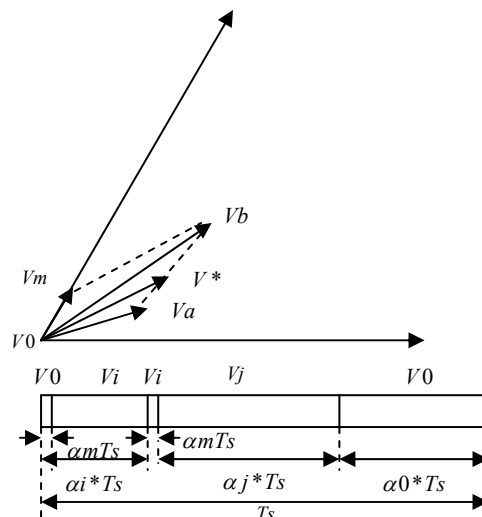


Figure 3.9. Effet des temps morts pendant une période de commutation

Pour obtenir V^* comme le vecteur de la tension à la sortie de l'onduleur, la quantité pour imposer dans l'algorithme de la commande qui garantit la compensation du temps mort est exprimé par :

$$V_b = V^* + V_m$$

La connaissance du vecteur permet donc la compensation.

Pour amener notre analyse, il est nécessaire de faire les suppositions suivantes:

- $\alpha_i > \alpha_m$; $\alpha_j > \alpha_m$; $\alpha_0 > \alpha_m$
- Une commutation de bras arrive à chaque période d'échantillonnage;
- Le courant dans un bras ne change pas de signe pendant la période de commutation.

Pour chaque période de commutation le vecteur V_m peut être défini comme une fonction de la commutation pendant laquelle le temps mort prend effet, comme il est décrit dans la tableau 3.1.

Commutation in the sector (V_i, V_j) for which dead time has effect	V_m
$V_o - V_i$	$\alpha m V_i$
$V_i - V_j$	$\alpha m (V_j - V_i)$
$V_j - V_o$	$-\alpha m V_i$
$V_o - V_i$ $V_i - V_j$	$-\alpha m V_j$
$V_i - V_j$ $V_j - V_o$	$\alpha m V_j$
$V_o - V_i$ $V_j - V_o$	$\alpha m (V_i - V_j)$
$V_o - V_i$ $V_i - V_j$ $V_j - V_o$	0

Tableau 3.1

La méthodologie employée nous permettra ci-dessous exprimer de tels résultats.

3.3.1 Méthodologie

Dans le cadre de cette étude, nous présentons dans la figure 3.10 le signal de la commande pour chaque bras pour le cas normal (Figure 3.10.a) ainsi que pour la situation dont elle incorpore l'effet des temps morts (Figure 3.10.b et 3.10.c).

Il est possible de considérer pendant la durée du temps mort l'effet du courant qui traverse la diode pour trouver la grandeur de tension à la sortie de l'onduleur.

Il convient donc de partir de la proposition suivante :

$$\begin{aligned} \text{Pour } i_a > 0 \quad V &= 0 \\ \text{Pour } i_a < 0 \quad V &= E \end{aligned}$$

Le schéma présenté dans la figure nous permet d'étudier les petits délais de temps mort de la façon suivante : cette étude dépend directement de la direction du flux de courant ; pour chaque intervalle il faut tenir compte de l'instant indiqué du décalage ; ceci nous conduit à avoir un comportement différent de l'ensemble du système, c'est à dire que pendant le retard causé pour le temps mort la réponse acquière l'influence de la direction du courant qui coule pour le bras.

A partir des remarques précédentes il est pratique d'analyser un cas particulier pour les courants pour mieux comprendre les résultats obtenus :

$$\text{Soit } i_a > 0 ; i_b < 0 ; i_c < 0$$

Il est possible de calculer l'apport du temps mort dans la configuration montrée :

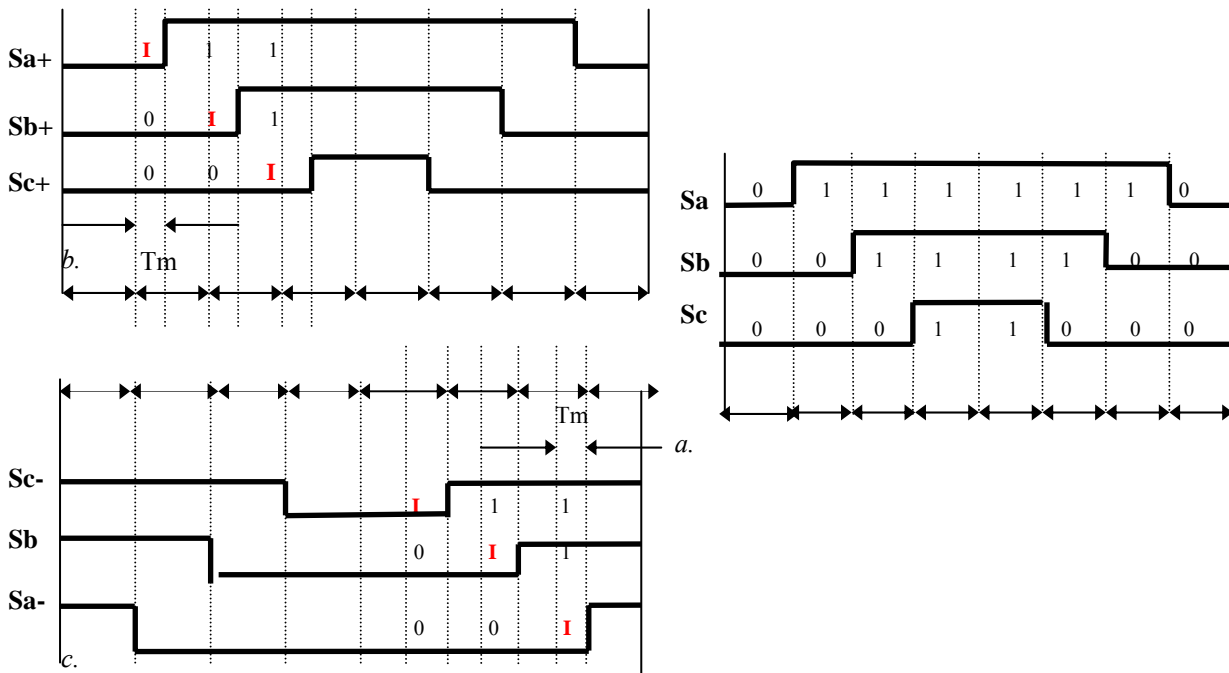


Figure 3.10. Commande de bras haut pour le secteur 1 sans l'effet des temps mort (a)
Commande de bras haut (b) et bas (c) pour le secteur 1 avec l'effet des temps mort

$$\text{Si } i_a > 0 \text{ } V=0; \text{ si } i_b < 0 \text{ } V=E; \text{ si } i_c < 0 \text{ } V=E$$

Analysons tout d'abord le cas pour la commande de bras haut :

Pendant le premier retard dû au temps mort il y a un effet dans le bras A. Puis le vecteur appliqué à raison de l'adresse du courant correspond au vecteur $V_0(0,0,0)$ et pas au vecteur $V_1(1,0,0)$, lequel génère un changement au niveau de la réponse originale. De plus le vecteur n'est pas appliqué de la même façon et dans le même délai.

Pour le bras B nous obtenons la confirmation de la direction du courant de vecteur $(1,1,0)$. Selon notre tableau de vecteurs, la commande est le vecteur V_2 comme dans la figure de la commande normale. De la même manière pour le bras C nous obtenons le vecteur nul $(1,1,1)$ qui permet de conserver la même réponse que dans la figure de comparaison.

Si nous faisons alors l'analyse pour la commande de bras bas, nous obtenons :

Pendant les deux premières retard dû au temps mort, nous obtenons l'application (selon la direction des courants) des vecteurs $V_7(1,1,1)$ et $V_2(1,1,0)$ à la place de $V_2(1,1,0)$ et $V_1(1,0,0)$ respectivement .

Cependant, pour le troisième retard lorsque la commutation de $V_1 \rightarrow V_0$ est réalisée, nous obtenons dû à la direction de i_a que le vecteur appliqué finalement est $V_0(0,0,0)$, il est alors évident trouver une perte de temps dans l'application du vecteur V_1 .

Il est possible de trouver une variation par rapport à l'application du vecteur 1 puis que le vecteur V_z soit nul (à partir de l'analyses précédent nous pouvons valider avec le tableau 3.1 (pour le cas de la commande haut) que la commutation de V_0 à V_1 présente l'effet du temps mort et l'apport, à raison de V_m est égal à $\alpha_m V_1$).

En tenant compte l'ensemble de la commande pour le bras bas ainsi que ce pour le bras haut (asendant et descence), nous pouvons donc écrire le nouveau temps d'application du vecteur V_1 ($T_1^* = \text{temps d'application de } V_1$), nous pouvons alors trouver le changement de la manière suivante:

Soit $T1^* = T1(\text{cas normal}) - 2T_{\text{mort}}$

Le rapport cyclique à propos du temps mort peut être exprimé ci-dessous

$$\rho_m = T_{\text{mort}} / T_{\text{mod}}$$

Le nouveau rapport cyclique est alors :

$$\rho_1^* = \rho_1(\text{cas normal}) - 2\rho_m$$

Nous pouvons donc nous reporter aux équations pour le calcul du rapport cyclique.

Comme il est expliqué dans le chapitre antérieur, pour une commande normale, les expressions qui permettent le calcul du rapport cyclique pour chaque bras dans le secteur 1, but de notre étude, peuvent être exprimées ainsi:

$$\text{Pour le bras A } \rho_A = \rho_1 + \rho_2 + 0.5\rho_z$$

$$\text{Pour le bras B } \rho_B = \rho_2 + 0.5\rho_z$$

$$\text{Pour le bras C } \rho_C = 0.5\rho_z$$

Sachant que $\rho_1 + \rho_2 + \rho_z = 1$; nous avons obtenu:

$$\rho_A = 0.5(1 + \rho_1 + \rho_2)$$

$$\rho_B = 0.5(1 - \rho_1 + \rho_2)$$

$$\rho_C = 0.5(1 - \rho_1 - \rho_2)$$

Pour le nouveau $T1^*$, il faut remplacer dans les derniers résultats la variation que subit $T1$ à cause du temps mort, et nous obtenons pour chaque bras le nouveau rapport cyclique:

$$\rho_A^* = 0.5(1 + \rho_1^* + \rho_2)$$

$$\rho_B^* = 0.5(1 - \rho_1^* + \rho_2)$$

$$\rho_C^* = 0.5(1 - \rho_1^* - \rho_2)$$

En montrant l'équation d'une façon plus détaillée

$$\rho_A^* = 0.5(1 + (\rho_1 - 2\rho_m) + \rho_2) = 0.5(1 + \rho_1 + \rho_2) - \rho_m$$

$$\rho_B^* = 0.5(1 - (\rho_1 - 2\rho_m) + \rho_2) = 0.5(1 - \rho_1 + \rho_2) + \rho_m$$

$$\rho_C^* = 0.5(1 - (\rho_1 - 2\rho_m) - \rho_2) = 0.5(1 - \rho_1 - \rho_2) + \rho_m$$

Pour simplifier il est possible d'écrire

$$\rho_A^* = \rho_A - \rho_m$$

$$\rho_B^* = \rho_B + \rho_m$$

$$\rho_C^* = \rho_C + \rho_m$$

Pour faire la compensation nous calculons un nouveau rapport cyclique, il est nécessaire alors, pour essayer d'annuler les effets du temps mort, d'ajouter l'ampleur de la compensation comme il est décrit ci-dessous

Grandeur de compensation



$$\rho_{Ac} = \rho_A^* + \rho_m = \rho_A - \rho_m + \rho_m = \rho_A$$

$$\rho_{Bc} = \rho_B^* - \rho_m = \rho_B + \rho_m - \rho_m = \rho_B$$

$$\rho_{Cc} = \rho_C^* - \rho_m = \rho_C + \rho_m - \rho_m = \rho_C$$

Cependant à la suite de notre analyse il convient de changer la manière d'ajouter la grandeur de compensation des temps morts, c'est-à-dire que pour ajouter la grandeur de compensation nous partons de modèles existantes des machines électriques et blocs sur SIMULINK qui existent déjà dans des travaux développés au CEGELY et nous arrivons à compenser l'effets du temps mort dès le bloc de commande où est produit le signal du bras sans retard au niveau de la commande vectorielle.

Les résultats des rapports cycliques pour chaque secteur sont alors présentés :

Résultats à propos du rapport cyclique pour la compensation

P A (Rapport Cyclique)	Courants			Secteur					
	Ia	Ib	Ic	1	2	3	4	5	6
0	0	0	Aucun effet						
0	0	1	pA-pm	pA-pm	pA	pA-pm	pA-pm	pA	
0	1	0	pA	pA-pm	pA-pm	pA	pA-pm	pA-pm	
0	1	1	pA-pm	pA-2pm	pA-pm	pA-pm	pA-2pm	pA-pm	
1	0	0	pA+pm	pA+2pm	pA+pm	pA+pm	pA+2pm	pA+pm	
1	0	1	pA	pA+pm	pA+pm	pA	pA+pm	pA+pm	
1	1	0	pA+pm	pA+pm	pA	pA+pm	pA+pm	pA	
1	1	1	Aucun effet						

P B (Rapport Cyclique)	Courants			Secteur					
	Ia	Ib	Ic	1	2	3	4	5	6
0	0	0	Aucun effet						
0	0	1	pB-pm	pB-pm	pB	pB-pm	pB-pm	pB	
0	1	0	PB+2pm	pB+pm	pB+pm	PB+2pm	pB+pm	pB+pm	
0	1	1	pB+pm	pB	pB+pm	pB+pm	pB	pB+pm	
1	0	0	pB-pm	pB	pB-pm	pB-pm	pB	pB-pm	
1	0	1	PB-2pm	pB-pm	pB-pm	PB-2pm	pB-pm	pB-pm	
1	1	0	pB+pm	pB+pm	pB	pB+pm	pB+pm	pB	
1	1	1	Aucun effet						

P C (Rapport Cyclique)	Courants			Secteur					
	Ia	Ib	Ic	1	2	3	4	5	6
0	0	0	Aucun effet						
0	0	1	pC+pm	pC+pm	pC+2pm	pC+pm	pC+pm	pC+2pm	
0	1	0	pC	pC-pm	pC-pm	pC	pC-pm	pC-pm	
0	1	1	pC+pm	pC	pC+pm	pC+pm	pC	pC+pm	
1	0	0	pC-pm	pC	pC-pm	pC-pm	pC	pC-pm	
1	0	1	pC	pC+pm	pC+pm	pC	pC+pm	pC+pm	
1	1	0	pC-pm	pC-pm	pC-2pm	pC-pm	pC-pm	pC-2pm	
1	1	1	Aucun effet						

Tableau 3.2.

Résultats à propos de chaque vecteur de la commande pour la compensation de temps mort

Courants			Secteur					
Ia	Ib	Ic	1	2	3	4	5	6
0	0	0	Aucun effet					
0	0	1	$T2-2Tm$	$T2-2Tm$	$T3-2Tm/T4+2Tm$	$T5+2Tm$	$T5+2Tm$	$T1-2Tm/T6+2Tm$
0	1	0	$T1-2Tm/T2+2Tm$	$T3+2Tm$	$T3+2Tm$	$T4+2Tm/T5-2Tm$	$T6-2Tm$	$T6-2Tm$
0	1	1	$T1-2Tm$	$T2-2Tm/T3+2Tm$	$T4+2Tm$	$T4+2Tm$	$T5+2Tm/T6-2Tm$	$T1-2Tm$
1	0	0	$T1+2Tm$	$T2+2Tm/T3-2Tm$	$T4-2Tm$	$T4-2Tm$	$T5-2Tm/T6+2Tm$	$T1+2Tm$
1	0	1	$T1+2Tm/T2-2Tm$	$T3-2Tm$	$T3-2Tm$	$T4-2Tm/T5+2Tm$	$T6+2Tm$	$T6+2Tm$
1	1	0	$T2+2Tm$	$T2+2Tm$	$T3+2Tm/T4-2Tm$	$T5-2Tm$	$T5-2Tm$	$T1+2Tm/T6-2Tm$
1	1	1	Aucun effet					

Tableau 3.3

Les expressions des rapports cycliques PA, PB, PC

Secteur	PA	PB	PC
1	$0,5(1+p1+p2)$	$0,5(1-p1+p2)$	$0,5(1-p1-p2)$
2	$0,5(1+p2-p3)$	$0,5(1+p2+p3)$	$0,5(1-p2-p3)$
3	$0,5(1-p3-p4)$	$0,5(1+p3+p4)$	$0,5(1-p3+p4)$
4	$0,5(1-p4-p5)$	$0,5(1+p4-p5)$	$0,5(1+p4+p5)$
5	$0,5(1-p5+p6)$	$0,5(1-p5-p6)$	$0,5(1+p5+p6)$
6	$0,5(1+p6+p1)$	$0,5(1-p6-p1)$	$0,5(1+p6-p1)$

Tableau 3.4.

4 STRATEGIE DE PROGRAMMATION-SIMULATION EXPERIMENTATION

Avant d'appliquer notre stratégie de compensation, il fallait connaître la qualité de la réponse sans mettre en œuvre aucun système de compensation et le système original qui est notre point de départ. Nous allons donc analyser la réponse que nous obtenons à partir du système naturel conçu dans les études antérieures.

A partir du schéma qui se trouve dans l'annexe F, nous pouvons mieux comprendre le fonctionnement de la commande rapprochée, la MLI Vectorielle appliquée sur les machines électriques.

1. Dans le premier modèle, ils ont mis les entrées de référence repérées sur les axes dq, puis ils ont placé le bloc de transformation d'axes concernant aux signaux d'entrées sur les axes α, β .
2. Le deuxième schéma nous impose d'avoir à l'entrée les paramètres antérieurs ainsi que le niveau de tension dans l'onduleur triphasé à deux niveaux de tension (il nous amène donc à nous rappeler les équations pour le calcul des temps d'application des états de l'onduleur ainsi que pour les rapports cycliques de commutation pour chaque secteur). A la sortie nous aurons après la simulation le secteur de la commande ainsi que le rapport cyclique pour chaque bras, ce bloc, en appliquant la commande de SIMULINK, fait appel au programme *pwm_vect.c* qui permet restituer les calculs décrits précédemment.
3. Le schéma suivant « Onduleur » permet tout d'abord d'ajouter le temps mort et après de calculer la commande du bras haut et bas.

Ce schéma a pour entrées les courants dans chaque bras de la machine et la tension de l'onduleur. A partir de ces paramètres il calcule les tensions à la sortie de l'onduleur ainsi que le courant d'alimentation pour l'ensemble des bras.

Il fait appeler au programme *onduleur.c* qui après la compilation se traduit en *onduleur.mex*. Ce programme prend en compte la caractéristique des dispositifs des puissances :

1. L'IGBT est idéalisé par une loi $V=VQ+RQ*I$
2. La diode a une chute de tension $V=VD+RD*I$

4. Le schéma après « Onduleur vers étoile » consiste en une manipulation mathématique pour transformer la tension à la sortie de chaque bras en une tension de ligne à neutre (tension de phase) de la machine électrique selon la configuration étoile. Les sorties des blocs correspondent alors aux tensions de la machine.
5. Ensuite il est possible d'apprécier un bloc de transformation de Park, qui nous permet avoir les tensions obtenues précédemment sur le repère dq pour analyser la machine sur le repère dq. Dans ce cas, il suffit d'introduire une autre entrée «teta», l'angle électrique, obtenue à partir du couple électromagnétique fourni par le modèle de la machine.
6. Après le modèle de la machine, il nous faut introduire un autre bloc de Transformation de Park, à partir duquel sera possible d'obtenir les sorties en courant, que l'on a besoin pour des calculs précédents.

Pour faire la compensation des temps morts (à partir des équations que nous avons travaillées dans le chapitre précédent) il nous faudra attaquer le problème dès le deuxième bloc, où nous calculons le rapport cyclique pour chaque bras.

Le calcul des rapports cycliques sera affecté par le sens des courants (fonction que nous avons appelé *SIGN*).

Ceci nous oblige à augmenter le nombre de paramètres d'entrées dans ce bloc, donc à introduire les courants pour faire le test au début du programme *pwm_vect.c*, que nous l'appellerons dorénavant *pwm_et_sign_comp.c*. (Programme : *MLI-Montage étoile pour la compensation des temps mort à partir de SIGN-Annexe G*).

Comme il a précédemment été analysé (voir tableau des rapports cycliques pour le système de compensation) les réponses pour les secteurs 1-4, 2-5 et 3-6 ont pour résultats les mêmes expressions mathématiques. Cela nous permet de faciliter le calcul et de minimiser le temps de programmation.

Nous avons donc pu utiliser des commandes telles que *switch* et *case* sous l'environnement du langage C. Cependant, pour réaliser notre méthode de compensation proposée, nous allons présenter un algorithme suivant qui permet d'améliorer la qualité de la réponse du système :

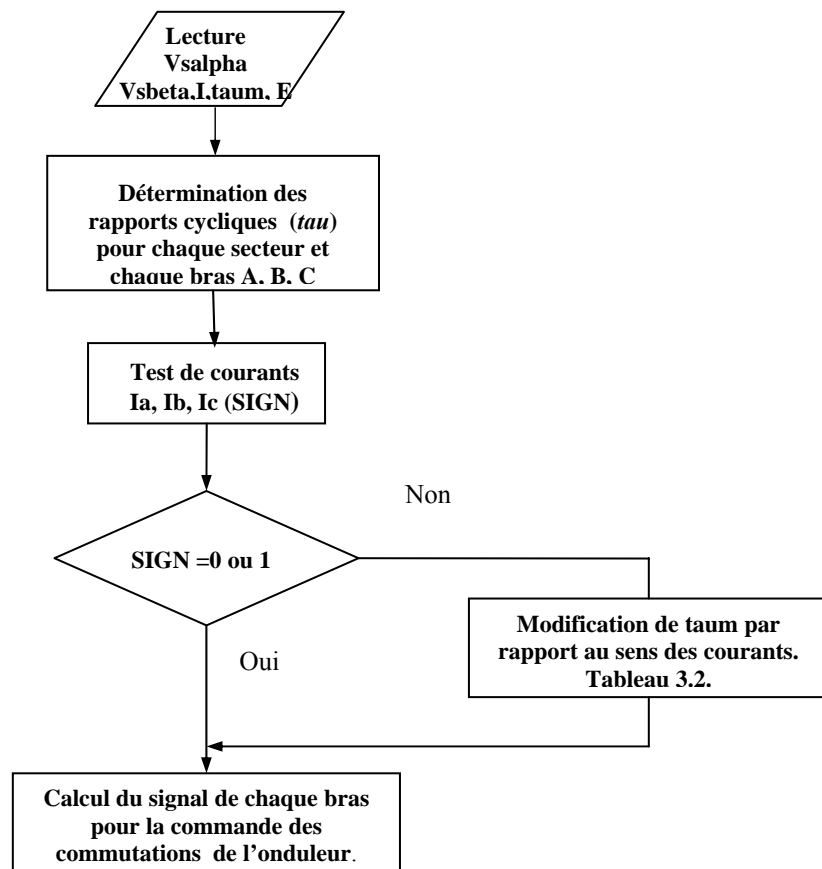


Figure 4.1. Schéma de Programmation environnement C-SIMULINK

Pour prendre en compte toutes les possibilités de combinaison des courants, nous exprimons la fonction *SIGN* avec la relation suivante :

$$SIGN = 4 \cdot I_a + 2 \cdot I_b + I_c$$

Pour chaque possibilité, il peut être observé dans le tableau ci-dessous la valeur pour la fonction *SIGN* :

Ia	Ib	Ic	SIGN
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	2
0	1	1	3
1	0	0	4
1	0	1	5
1	1	0	6
1	1	1	7

Tableau 5.1. Combinaison des courants

A partir de ce résultat, nous préférons choisir la stratégie de programmation après le calcul du rapport cyclique (comme il est présenté dans le schéma de programmation). Pour optimiser les temps de calcul, nous proposons la programmation suivante :

```

... Calcul des rapports cycliques

If SIGN=i (pour i=0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7)
  ρA= ρAc;
  ρB= ρBc;
  ρC= ρCc; (pour calculer ρjc (j=A, B, C) voir tableau de calcul
            des rapports cycliques pour la compensation)

↓
...Suite

```

Le programme
pwm_et_sign_comp.

c qui permet de faire la compensation des temps morts peut être trouvé dans l'annexe G.

4.1 Résultats de la simulation

Tout d'abord nous avons essayé chaque réponse pour chaque cas des courants, en constatant la réponse des rapport cycliques par rapport au calcul des bras sans ajouter la compensation, les résultats de tels essais sont présentés dans l'annexe H.

Le but originel de notre étude nous conduit à comparer les réponses sur la même simulation, mais dans un système plus complexe.

Nous avons fait les simulations en commandant la machine synchrone (les paramètres de la machine utilisée ainsi que les variables d'entrée pour la simulation sont présentés dans l'annexe I)

4.1.1 Simulation MATLAB-SIMULINK

Sans ajouter la compensation des temps morts, la phase de courant est gravement déformée à cause de l'effet des temps morts comme il est démontré par la suite. Cependant, nous pouvons remarquer que la distorsion est réduite avec l'application du schéma proposé.

Résultats de la comparaison des 2 systèmes :

Généralisation

Réponse du système avec l'effet du temps mort.

Réponse du système compensé (pwm_et_comp1_sign)



Paramètres de la simulation : stop time =0.05s Tmort=5e⁻⁶

Figure 4.2. Bloc de Compensation sur SIMULINK

Sans faire la compensation des temps morts, les sorties de tension, de courant et couple électromagnétique présentent des distorsions à cause de l'effet des temps morts comme il est présenté dans les figures ci-après. Cependant, nous pourrions remarquer que la distorsion est réduite avec l'application du schéma proposé.

La figure montre les résultats de la simulation des systèmes sans compenser et avec la compensation suivie pour le moteur synchrone à disposition sur l'environnement de SIMULINK. Les figures b, c, d, e, f, représentent les courbes de la couple électromagnétique, la vitesse, des courants statoriques, de la tension de référence et des tensions dans la machine.

Dans ce cas, nous pouvons vérifier le phénomène *The zero clamping current*. La forme d'onde de courants contient beaucoup de distorsions dues aux distorsions de l'onde de tension présentées dans la figure 4.3. Il est possible constater que les courants sont presque sinusoïdales sauf pendant le phénomène *The zero clamping current*. Cependant la distorsion est remarquablement réduite avec la méthode de compensation proposée. Nous pouvons apercevoir que pour la réponse compensée, l'onde de courant présente une amélioration évidente. Elle acquiert une forme de plus en plus sinusoïde. (Figure de couleur violette).

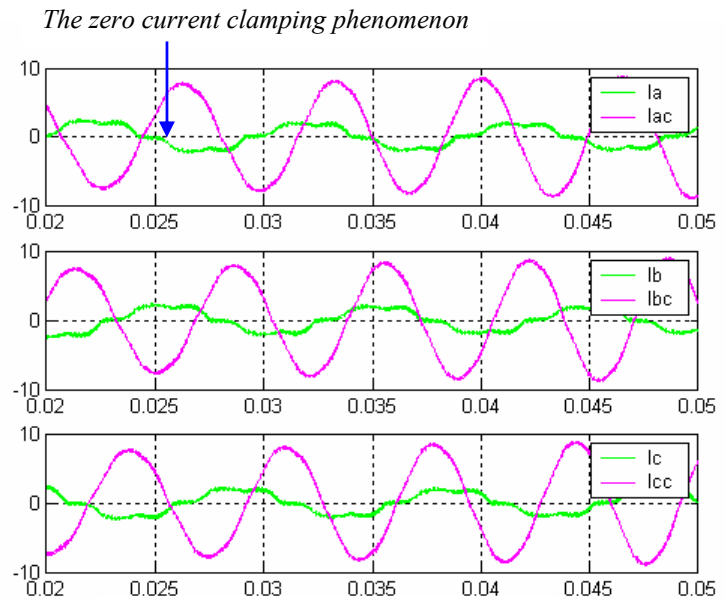


Figure 4.3. Courants en chaque

Comme nous avons remarqué plusieurs fois, l'effet des temps morts cause une distorsion de la tension à la sortie de l'onduleur, il résulte donc une distorsion dans la phase de courant ainsi que dans la couple électromagnétique. Tandis que le temps mort puisse être fixé à une valeur et le lien de DC puisse être mesuré, les retards des temps de commutation et les chutes de tensions des dispositifs de puissance changent avec les conditions d'opération. Comme il est très connu des équations des machines électriques à courant alternatif, le couple est une fonction directe du courant ($C_{em}=KI$), de telle sorte que si nous obtenons une amélioration de la réponse de courant nous augmenterons la grandeur du couple électromagnétique comme il est vérifiable dans la figure 4.4.

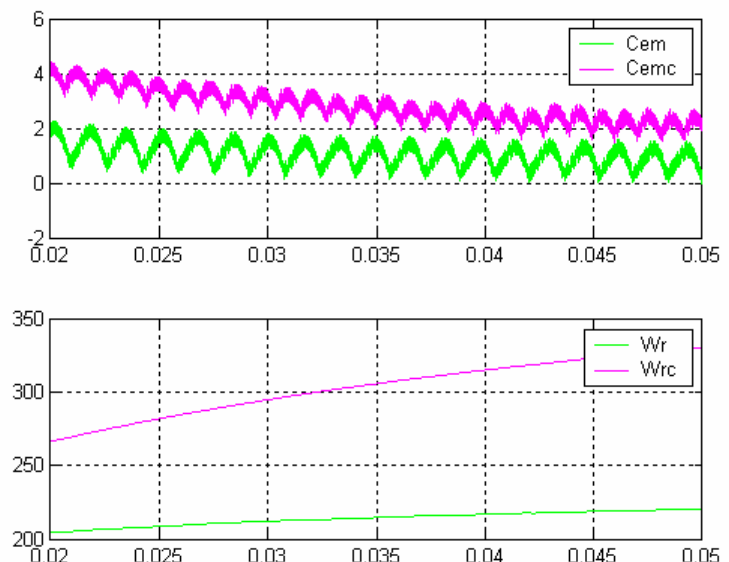


Figure 4.4. Couple électromagnétique/Vitesse

Autrement, la figure 4.5 présente les ondes de courant sur le repère dq respectivement. Il n'est pas appréciable qu'une amélioration de la réponse, il sera possible d'observer les pulsations continues. Néanmoins nous pouvons remarquer qu'une petite diminution de telles pulsations et vérifier une réduction d'environ 25% pour le courant sur l'axe q.

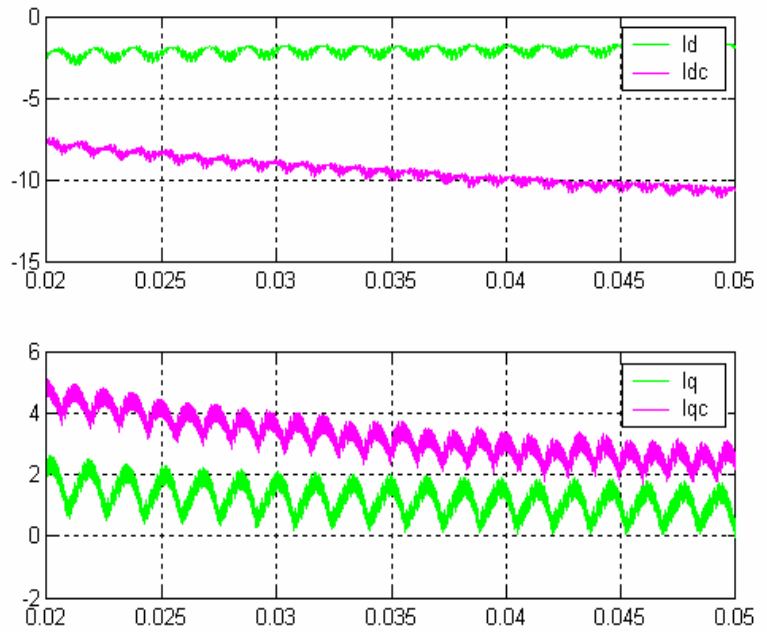


Figure 4.5. Courants dans le repère dq

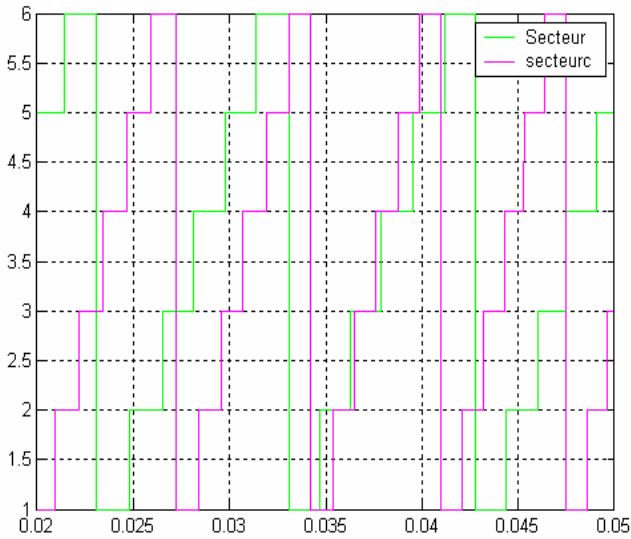


Figure 4.6. Secteur de la MLI vectorielle

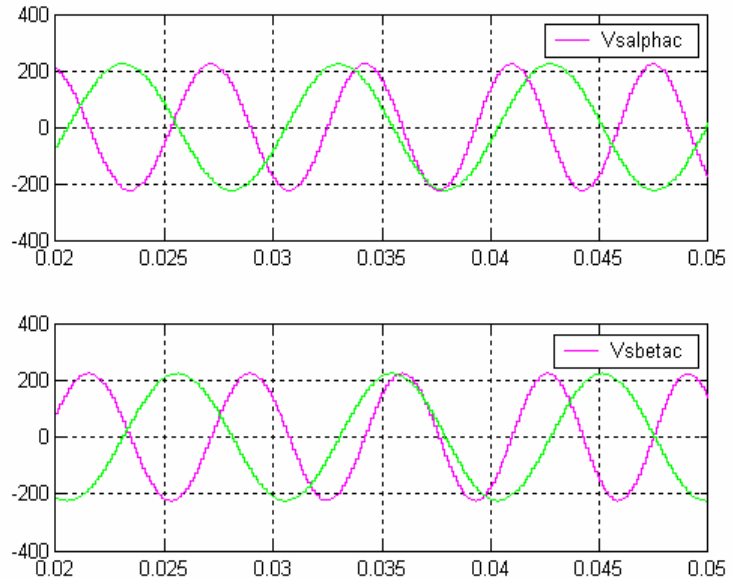


Figure 4.7. Tensions de référence dans le repère $\alpha\beta$

Les figures 4.6 et 4.7, correspondant aux secteurs de la commande et de la tension de référence dans le repère $\alpha\beta$ respectivement, nous permettent de constater la compensation des retards puisqu'il est possible d'observer la variation produite par rapport à l'angle et la vitesse. Il faut aussi noter que la distorsion de la réponse est dépendante des temps morts, des retards de la commutation et des chutes de tension des dispositifs mais pas de la vitesse du moteur et de la tension de référence de sorte que la distorsion de tension à une gamme et à une vitesse réduite soit plus grave que celle d'une gamme à grande vitesse.

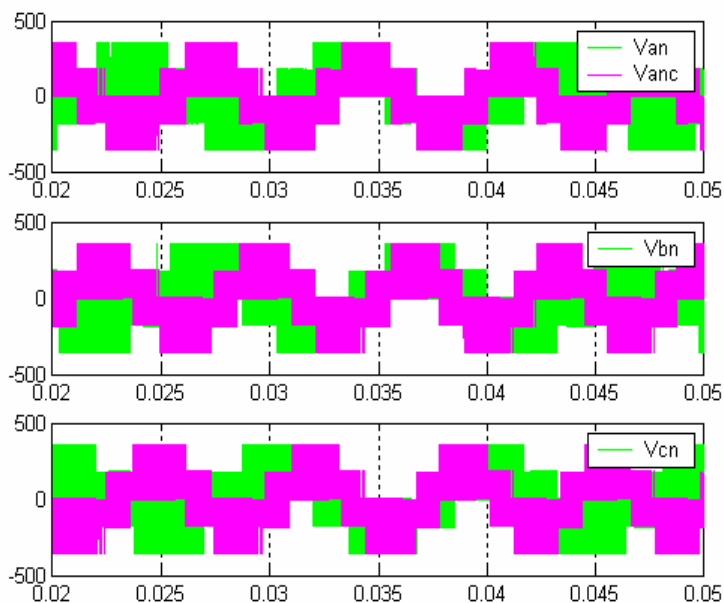


Figure 4.8. Tensions de phase de la machine électrique

Dans la figure 4.8 nous distinguons la tension de la machine, il est possible vérifier encore une fois le changement de réponse dans l'échelle du temps et l'effet du retard de la commande.

4.2 Mise en œuvre sur le banc

Le laboratoire d'électricité du CEGELY dispose d'un banc d'essais « Machine synchrone » destiné à valider des algorithmes de commande dédiés.

Leur implantation nécessite un environnement susceptible de permettre une mise en œuvre rapide et d'offrir une modularité importante.

La solution retenue passe par l'utilisation d'un processeur de signal (le DSP TMS320C30/31 de Texas Instruments) [16], dont les programmes temps réel sont générés par le logiciel MATLAB et complétés par des outils de compilation spécifiques au DSP (RTW, Real Time Workshop), et par des modules de pilotage de l'application, COCKPIT et TRACE. Le module COCKPIT permet de superviser l'exécution du programme implanté dans le DSP. Il est possible de visualiser ou modifier en temps réel toutes les variables mémoire de la carte mère DS. Le module TRACE permet d'afficher les courbes d'évolution de ces variables. Il est possible d'exporter les fichiers de points au format binaire MATLAB pour une exploitation ultérieure.

4.2.1 Expérimentation sur la DSP

Dans une première partie, un écran de contrôle a été implanté (Annexe K, Figure 4), où les grandeurs à varier (les courants, la tension d'entrée de l'onduleur, le rapport du temps mort et les tensions dans le repère $\alpha\beta$) nous ont permis, grâce à des modifications exécutées, de vérifier les changements d'ampleur au niveau de la sortie des bras pour le montage étoile ainsi que pour le montage triangle.

Une fois, la méthode de compensation pour la MLI a été mise en œuvre, nous l'avons essayée sur une charge 100% résistive. Nous avons mis un filtre passa bass à la sortie de l'onduleur, ce qui nous a permis de visualiser les signaux de une meilleure façon.

Les figures 4.9 et 4.10 illustrent les résultats obtenus après l'acquisition. Ici nous pouvons constater déjà une importante amélioration de la sortie de tension.

Cependant, les effets d'augmentation sur les figures des courants ne sont pas très évidentes car la charge est résistive. Néanmoins, lorsque on fait l'acquisition, le tableau de valeurs nous montre les variations dues à la compensation.

En plus, nous avons testé pour des valeurs de temps mort de quelques microsecondes (μs), et nous avons constaté des changements importants.

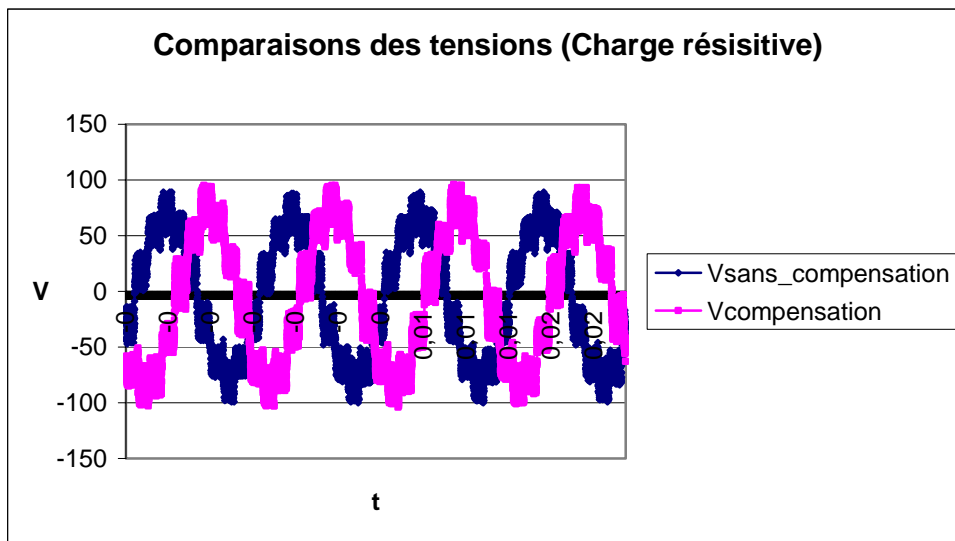


Figure 4.9. Comparaison des sorties de tension (charge résistive)

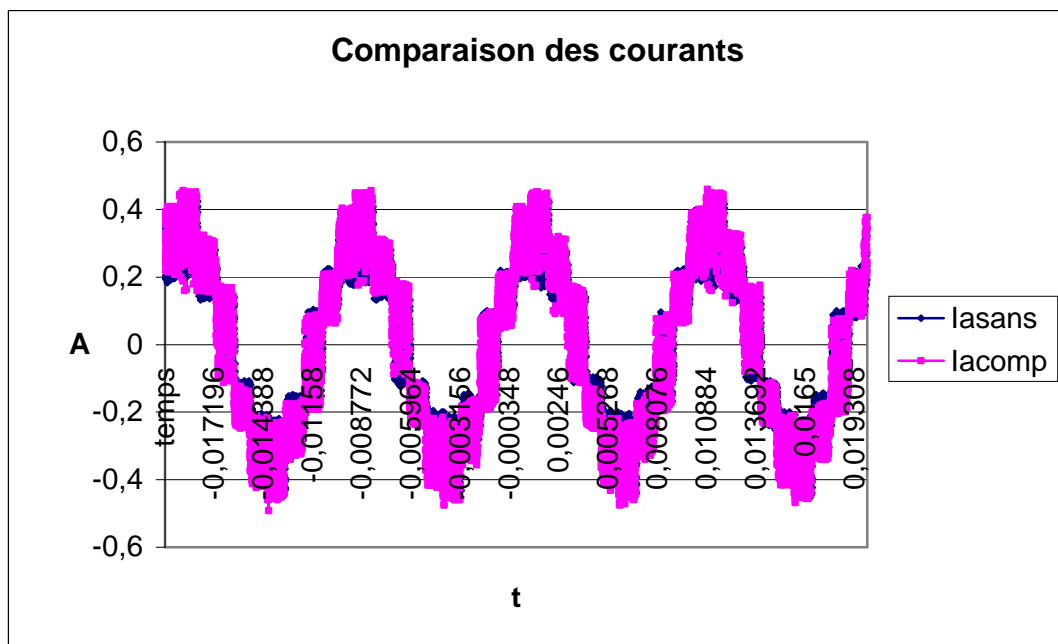


Figure 4.10. Comparaison des sorties de tension (charge résistive)

Nous avons ultérieurement essayé la méthode proposée sur le banc moteur.
 Moteur synchrone : Montage étoile, $p=3$, $R_s=2.06 \Omega$, $L_d=L_q=9.15e-3H$
 Tension d'alimentation de l'onduleur=100 V.

Les résultats des tensions et courants sont illustrés par les figures 4.11 et 4.12.

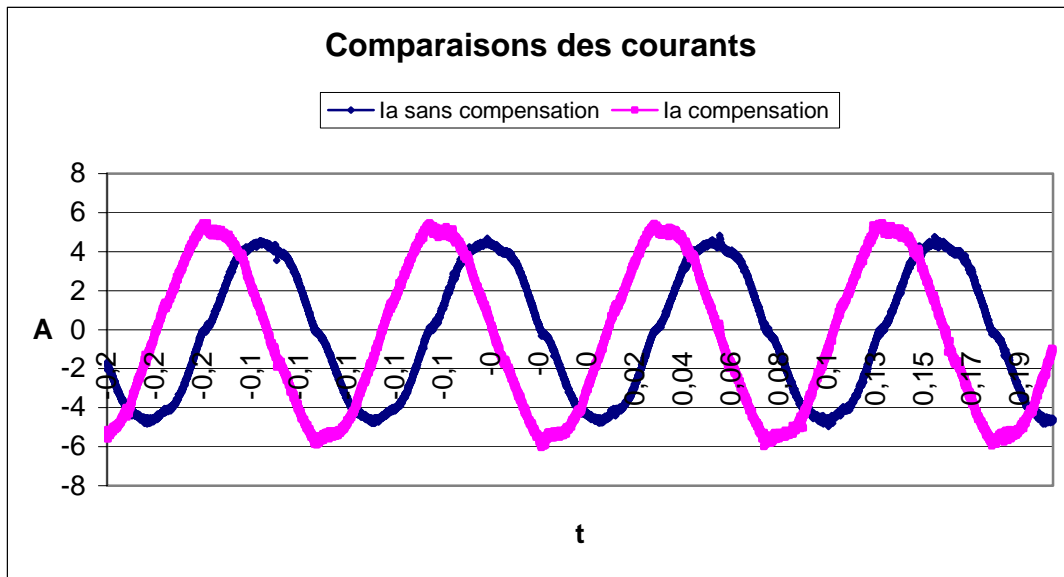


Figure 4.11. Comparaisons des courants du bras sans/avec compensation

Il est appréciable l'amélioration des ondes de sortie.

Pour le courant, nous avons obtenu une augmentation d'environ 4A crête à crête par rapport au signal sans compensation, ce qui optimise la réponse et permet de constater l'effet satisfaisant de la compensation. Il est possible de regarder aussi dans cette figure, la diminution de l'effet du courant dans les proximités à zéro (*The zero clamping current phenomenon*), la perturbation est notablement réduite. C'est alors possible de vérifier l'augmentation au niveau des tensions, voir annexe L (Tensions de sortie sans/avec filtre).

5 CONCLUSIONS

Il était important d'élaborer l'algorithme de programmation pour la compensation des temps morts d'un convertisseur triphasé ainsi que de l'exécuter au niveau d'expérimentation sur un banc moteur réel

L'objectif est atteint.

Les problèmes inhérents à toute adaptation d'une commande simulée sur un procédé réel (retards, asynchronismes, déphasages, saturation, variation des paramètres du modèle), et particulièrement sur un banc de ce type, sont impliqués dans la réponse. L'accroissement de la complexité des algorithmes, et l'allongement des temps de calcul, peuvent rendre difficile leur implantation et générer aussi des changements au niveau des réponses inhérentes aux machines.

Il faut dire que les moteurs synchrones se sont imposés dans l'industrie grâce à sa robustesse, son rendement et ses performances (ils sont utilisés en traction ferroviaire dans le TGV atlantique et aussi comme un compensateur synchrone pour corriger le facteur de puissance des usines). Par contre, sa simulation est difficile, car les modèles sont fortement non linéaires. La disponibilité d'outils informatiques puissants de calcul tel que SIMULINK sous MATLAB, nous a permis de surmonter cette difficulté, sur tout par l'existence de blocs modélisés à partir du comportement de la machine.

La stratégie de compensation nous a permis d'obtenir une évidente amélioration des résultats par rapport aux tensions, les courants et le couple électromagnétique de la machine. Néanmoins, l'augmentation des temps de calcul génère des distorsions sur les sorties que l'on a désiré optimiser.

En analysant la validité de la méthode proposée, nous avons simulé le système avec des temps mort \geq à $3 \mu s$ correspondant à 3% du temps de commutation. Nous avons constaté l'amélioration des grandeurs de sortie pour des paramètres fixées du moteur synchrone.

La méthode que nous avons employé pour mettre en œuvre la compensation de temps mort impose des modifications au niveau du software. Les résultats expérimentales permettent de constater la validité de la méthode. La méthode proposée est facile à appliquer pour tous les moteurs qu'utilisent la technique de modulation du vecteur d'espace pour le contrôle de la machine.

6 BIBLIOGRAPHIE

- [1] http://perso.wanadoo.fr/louis.degrange/intersection_commande_moteurs.pdf
Les techniques de commande du moteur asynchrone
- [2] <http://www.ieee.org>
- [3] **ATTAIANESE** *Ciro*, Member, IEEE , **TOMASSO** *Giuseppe* , Member IEEE
Predictive Compensation of Dead-Time Effects in VSI Feeding Induction Motors
IEEE Transaction on Industry Applications, VOL. 37, No.3 May/June 2001
- [4] **KIM** *Hyun-Soo*, Member, IEEE , **MOON** *Hyung-Tae*, and **YOUN** *Myung-Joong*,
Senior Member , IEEE On-Line Dead-Time Compensation Method Using Disturbance
Observer
IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 18, No 6 November 2003
- [5] **LIU** *Y. H.*, **CHEN** *C. L.* Novel dead time compensation method for induction motor drives using space
vector modulation.
IEEE Proc-Electr. Power Appl. , Vol 145, No 4 July 1998
- [6] **CHOI** *Jong-Woo* , Student Member, IEEE, and **SUL** *Seung-KI*, Member, IEEE A New
Compensation Strategy Reducing Voltage/Current Distortion in PWM VSI Systems
Operating with Low Output Voltages.
IEEE Transaction on Industry Application, Vol. 31, No 5, September/October 1995
- [7] **SEGUI** *Salvador* , **GIMENO** *Francisco J.* , **MASOT** *Rafael*, **GRAU** *Salvador*
Control Vectorial de Inversores trifásicos 1 y 2
Dept. De Ingeniería Electrónica, Universidad Politécnica de Valencia
- [8] **RETIF** *Jean-Marie*. COMMANDE RAPPROCHEE
CEGELY UMR CNRS 5005
Document provisoire
- [9] **SCHENEIDER** Les Techniques de commande du moteur asynchrone
Intersections : *Le magazine Schneider de l'enseignement technologique et professionnel*
Juin 1998
- [10] Máquinas Eléctricas
Universidad Politécnica de Madrid
E.T.S De Ingenieros de caminos, canales y puentes
Cátedra de Electrotecnia
- [11] **LLOR** *Ana*. Commande directe de couple à fréquence de modulation constante des
moteurs synchrones à aimants permanents.
Ecole doctorale : Electronique, Electrotechnique, Automatique
La Universidad Carlos III de Madrid/ et l'Institut National de Sciences Appliquées de
Lyon, Avril 2003
- [12] Chapitre 3. Les onduleurs de tension à modulation de largeur d'impulsions
Extrait de Les convertisseurs de l'Electronic de puissance
t. 4 La conversion continu-alternatif
Technique et documentation, 1989
- [13] **FAUCHER** *Jean*. Quelques aspects de la modulation de largeur d'impulsions.
Professeur à l'Institut National Polytechnique de TOULOUSE
ENSEEIH-LEEI
Février 1993

- [14] **SCHONEK J.** Utilisation de la MLI dans les variateurs de vitesse pour moteurs asynchrones et synchrones de faible et moyenne puissance.
Lille, novembre 1990
TELEMECANIQUE
- [15] **H. BUHLER.** Electronique de puissance.
Traité d'Electricité, d'Electronique et d'Electrotechnique
DUNOD
- [16] **DS1102 Software Environment**
Document Version 3.3. Dspace digital signal processing and control engineering GmbH
Technologiepark 25 D-33100 Paderborn Germany

7 ANNEXES

Annexe A .1

Equations des machines à courant alternatif

Principe de fonctionnement des machines à courant alternatif

Dans les machines électriques à pôles lisses, le couple électromagnétique est dû à l'interaction de deux champs magnétiques. Dans le cas des machines à courant alternatif de type synchrone et asynchrone, il s'agit de l'interaction de deux champs tournants, le champ tournant créé par le(s) courant(s) qui circule(nt) dans l(es) enroulement(s) du rotor et le champ tournant produit par les courants sinusoïdaux qui parcourent les enroulements du stator. La figure 1 précise les positions des vecteurs \underline{H}_s et \underline{H}_r représentant respectivement les champs tournants statorique et rotorique.

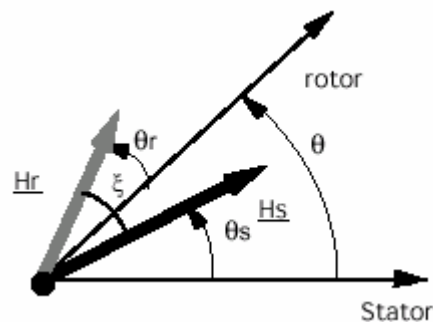


Figure 1

La position du rotor par rapport au stator est repérée par l'angle θ tel que :

$$\theta = \Omega t + \alpha$$

Le champ tournant statorique se déplace par rapport au stator et sa position est repérée par l'angle θ_s :

$$\theta_s = \Omega t + \beta$$

En notation complexe, dans le repère lié au stator, le champ produit par les enroulements du stator peut s'exprimer par :

$$\underline{H}_s = H_s e^{j\theta_s}$$

Le champ tournant rotorique se déplace par rapport au rotor et sa position est repérée par l'angle θ_r (repère lié au rotor) :

$$\theta_r = \Omega t + \gamma$$

En notation complexe, dans le repère lié au rotor, le champ produit par les enroulements du rotor peut s'exprimer par :

$$\underline{Hr} = Hre^{j\theta r}$$

Le couple électromagnétique fourni par la machine s'exprime par un produit vectoriel :

$$Cem = k(\overline{Hs} \Delta \overline{Hr})$$

Ainsi :

$$Cem = kHsHr \sin(\overline{Hs}, \overline{Hr})$$

$$\text{Soit : } Cem = kHsHr \sin(\theta + \theta r - \theta s)$$

En remplaçant θ , θr et θs par leurs expressions :

$$Cem = kHsHr \sin[(\Omega + \Omega r - \Omega s)t + \gamma - \beta + \alpha]$$

La valeur moyenne du couple électromagnétique est non nulle si :

$$\Omega + \Omega r = \Omega s$$

Cette relation permet de mettre en évidence le principe de fonctionnement des deux principales machines à courant alternatif :

- Dans le cas de la machine synchrone, le champ rotorique est produit par un enroulement alimenté en courant continu ou par un aimant permanent, la pulsation Ωr est donc nulle. Le rotor tourne à la même vitesse que le champ statorique.
- Dans le cas de la machine asynchrone, le rotor tourne à une vitesse différente de celle du champ statorique. Les courants rotoriques sont alternatifs et Ωr représente la vitesse angulaire de glissement : $\Omega r = g\Omega s$ (g : glissement). Tout ceci peut être résumé dans le tableau ci-dessous :

<u>Machine synchrone</u> :	<u>Machine asynchrone</u> :
$\Omega_r = 0 \rightarrow \Omega = \Omega_s$	$\Omega + \Omega_r = \Omega_s$

Pour contrôler parfaitement le couple électromagnétique de ces machines, il faut donc assurer en permanence l'égalité $\Omega + \Omega r = \Omega s$ sur les pulsations et maîtriser l'angle ξ entre les vecteurs H_s et H_r ($\xi = \gamma - \beta + \alpha$).

Ainsi :

$$Cem = kHsHr \sin \xi$$

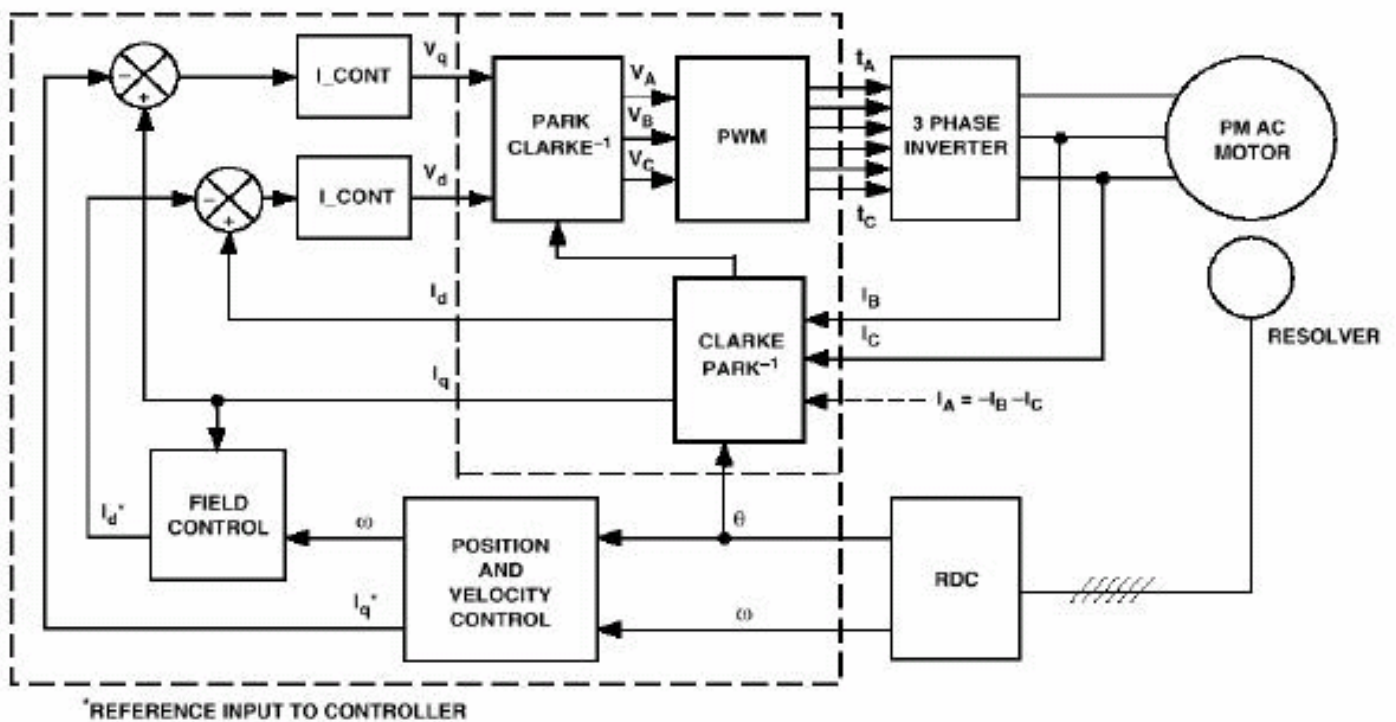
Dans la suite de ce document, nous verrons que cette relation illustre le fonctionnement de la machine synchrone autopilotée et du moteur asynchrone à contrôle vectoriel de flux.

Annexe A.2

L'algorithme type d'une commande vectorielle

La structure de la partie puissance est classique, elle est constituée d'un onduleur de tension associé à un redresseur non contrôlé et à un filtre capacitif.

Les ondes de tension sont générées par modulation de largeur d'impulsion. La vitesse du moteur est soit mesurée par un capteur soit calculée.



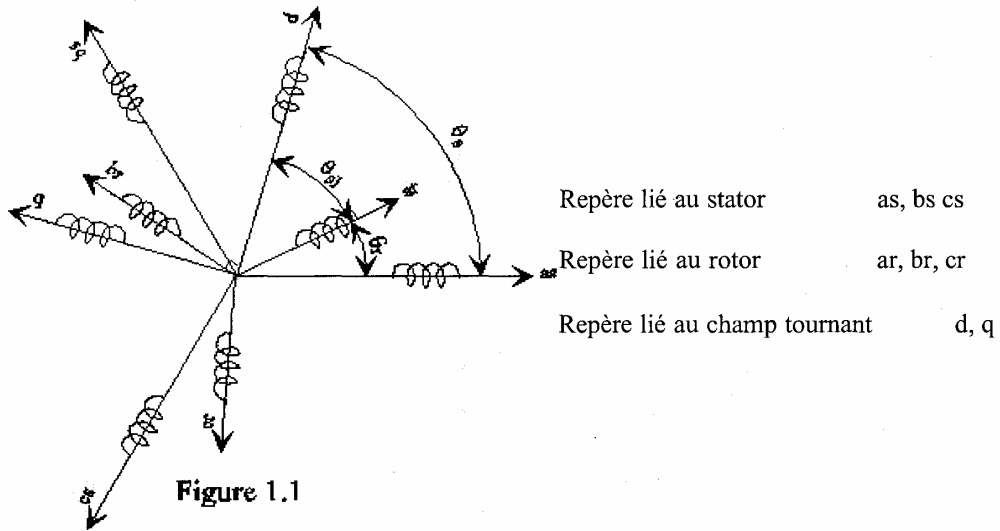
COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

1. TRANSFORMATION DE CONCORDIA.

Sans rentrer dans des développements complexes, il est facile de comprendre que les équations régissant le fonctionnement des machines alternatives triphasées dépendent des résistances et inductances du stator et du rotor, ainsi que de la mutuelle inductance stator-rotor. Ces mutuelles inductances dépendent de la position relative du rotor par rapport au stator. Afin de simplifier la formulation des équations différentielles régissant la machine il est usuel d'opérer à un changement de coordonnées des grandeurs triphasées.

Pour rendre la mutuelle inductance constante il est usuel d'utiliser la transformation de Concordia

Cette transformation permet donc de transformer les valeurs des courants et des tensions et des flux des trois bobines du stator (repère a_s, b_s, c_s) ainsi que celle du rotor (repère a_r, b_r, c_r) dans un repère lié au champ tournant (repère dq).



Dans les bobines du stator (repère a_s, b_s, c_s) et du rotor (repère a_r, b_r, c_r) les courants, les tensions et les flux sont déterminés par leurs composantes triphasées. Notons X_a, X_b, X_c les grandeurs triphasées dans les repères liés au stator ou au rotor et X_d, X_q leurs projections sur le repère orthogonal d, q . est défini par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (1-1)$$

La matrice $A_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$ est en fait la transformation

dites de Concordia, elle permet de passer du repère d, q au repère a, b, c .

Cette matrice étant orthogonale le passage inverse est défini par sa transposée soit:

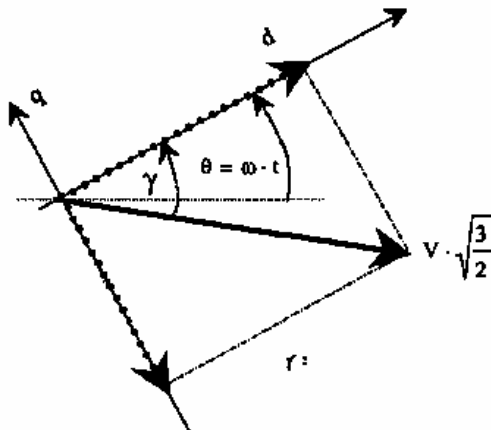
$$A_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1-2)$$

Pour passer d'un repère triphasé à un repère diphasé nous utiliserons:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = A_{32} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1-3)$$

et réciproquement

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = A_{23} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (1-4)$$



Soit trois tensions sinusoïdales triphasées de pulsation ω , considérons maintenant un repère d, q tournant à la pulsation ω et dont l'angle de rotation est tel que : $\theta = \omega \cdot t$

Nous allons considérer que ces trois tensions sont déphasées d'un angle γ conformément à la figure 2.

Nous allons montrer que dans ce repère lié à la pulsation de la tension les tensions V_d et V_q sont constantes.

Figure 1-2.

Exprimons V_d et V_q par l'intermédiaire de la relation (1-3) il vient :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V \cdot \sin(\omega t + \gamma) \\ V \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \gamma\right) \\ V \cdot \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} + \gamma\right) \end{bmatrix} \quad (1-5)$$

En développant cette relation matricielle nous obtenons :

$$V_d = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V \cdot \sin(\gamma) \quad V_q = -\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V \cdot \cos(\gamma) \quad (1-6)$$

Nous pouvons noter que le coefficient utilisé ici pour la transformée de Concordia affecte dans le plan d,q la valeur du module de la tension. (il aurait fallu choisir 2/3 pour avoir des modules égaux).

Réciproquement pour des tensions ou des courants constants exprimés dans le repère d,q nous voyons que via la matrice A_{23} nous obtenons des grandeurs triphasées sinusoïdales Dans le repère triphasé les expressions des tensions seront les suivantes:

$$\begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (1-7)$$

1.1. Expression de la puissance dans le repère de Park

Notons V_s le module des tensions de V_d et V_q soit $V_s = \sqrt{V_d^2 + V_q^2}$.

A partir de (1-7) nous obtenons $V_a(t)$ crête = $\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_s$

La tension efficace vaudra : $V_e = \frac{V_{\text{crête}}}{\sqrt{2}}$ soit $V_e = \frac{V_s}{\sqrt{3}}$ (1-8)

De la même manière nous aurons pour le courant efficace dans une phase :

$$I_e = \frac{I_s}{\sqrt{3}} \text{ avec } I_s = \sqrt{I_d^2 + I_q^2}$$

La puissance électrique s'exprimera:

$$P = 3 \cdot V_s \cdot I_s \cdot \cos(\varphi) = \left(\sqrt{V_d^2 + V_q^2} \right) \cdot \left(\sqrt{I_d^2 + I_q^2} \right) \cdot \cos(\varphi) \quad (1-9)$$

Nota :

Dans la transformée de Concordia un facteur de $\frac{2}{3}$ maintient dans le repère d,q les modules des grandeurs électriques, ici nous avons choisi $\sqrt{\frac{2}{3}}$ pour avoir une conservation de la puissance. En fait ce facteur est arbitraire il faut bien évidemment utiliser le même pour les transformation directes et inverses (matrices A_{23} et A_{32}).

Annexe B

Equations des tensions de la machine triphasée

Les tensions aux bornes des enroulements peuvent s'exprimer à partir des tensions V_{ao} , V_{bo} , V_{co} :

$$V_{ao} = V_{an} + V_{no}$$

$$V_{bo} = V_{bn} + V_{no}$$

$$V_{co} = V_{cn} + V_{no}$$

L'absence d'un raccordement neutre dans le moteur force la contrainte qui est :

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0$$

Pour toute charge équilibrée, ligne à neutre des tensions sont exprimés tels que :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$$

A partir de la relation précédente nous pouvons définir V_{no} tel que :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co})$$

Pour combinaisons des équations nous obtenons donc :

$$V_{an} = \frac{2V_{ao} - V_{bo} - V_{co}}{3}$$

$$V_{bn} = \frac{-V_{ao} + 2V_{bo} - V_{co}}{3}$$

$$V_{cn} = \frac{-V_{ao} - V_{bo} + 2V_{co}}{3}$$

En représentation matriciel

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix}$$

Annexe C

Equations de la commande vectorielle pour le montage triangle

Pour un montage triangle, les tensions dans le repère α, β , décrites par le tableau suivant :

	$\vec{V} 0$	$\vec{V} 1$	$\vec{V} 2$	$\vec{V} 3$	$\vec{V} 4$	$\vec{V} 5$	$\vec{V} 6$	$\vec{V} 7$
Vab	0	+E	0	-E	-E	0	+E	0
Vbc	0	0	+E	+E	0	-E	-E	0
Vca	0	-E	-E	0	+E	+E	0	0
Vα	0	$+\sqrt{\frac{3}{2}}E$	0	$-\sqrt{\frac{3}{2}}E$	$-\sqrt{\frac{3}{2}}E$	0	$+\sqrt{\frac{3}{2}}E$	0
vβ	0	+E	$+\sqrt{2}E$	+E	$-\frac{1}{\sqrt{2}}E$	$-\sqrt{2}E$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}E$	0

Tableau C.1

La représentation dans le plan α, β de ces vecteurs, permet de déterminer un hexagone à l'intérieur duquel le vecteur tension doit se trouver pour éviter la saturation de la grandeur de commande.

Calcul des temps d'application des états de l'onduleur

A chaque période de commutation de l'onduleur le vecteur V_s , projeté sur ces deux vecteurs adjacents assure le calcul des temps de commutation (figure C-1 et C-2)

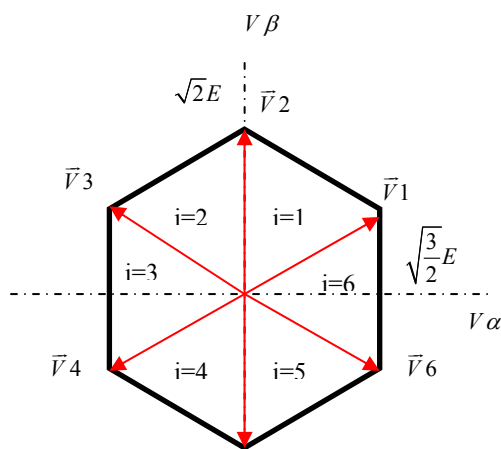


Figure C.1

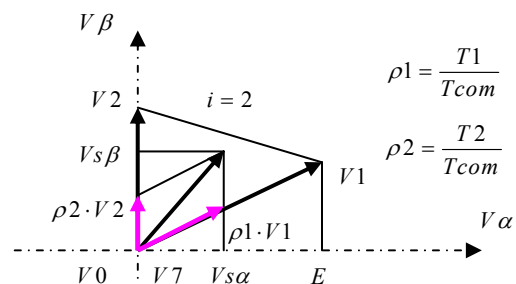


Figure C.2

La somme des temps de conduction $T_i + T_{i+1}$ doit être inférieure à la période T_{com} de commutation de l'onduleur.

Pour illustrer la méthodologie, considérons ici le vecteur de tension \vec{V} s entre les vecteurs de commutation $\vec{V}1$ et $\vec{V}2$.

$$\vec{V}1 = \sqrt{2} \cdot E \cdot e^{j\frac{\pi}{6}}$$

Et

$$\vec{V}2 = \sqrt{2} \cdot E \cdot e^{j\frac{\pi}{2}}$$

En exprimant le vecteur tension dans le repère α, β nous aurons :

$$\begin{aligned} \vec{V}s &= V_s\alpha + jV_s\beta = \frac{T1}{Tcom} \cdot \vec{V}1 + \frac{T2}{Tcom} \cdot \vec{V}2 \\ \vec{V}s\alpha + j\vec{V}s\beta &= \frac{T1}{Tcom} \cdot \sqrt{2} \cdot E \cdot \left(\cos\left(\frac{\pi}{6}\right) + j\sin\left(\frac{\pi}{6}\right) \right) + \frac{T2}{Tcom} \cdot \sqrt{2} \cdot E \cdot \left(\cos\left(\frac{\pi}{2}\right) + j\sin\left(\frac{\pi}{2}\right) \right) \end{aligned}$$

En développant cette équation il est possible d'exprimer les temps d'application T1 et T2 des vecteurs $\vec{V}1$ et $\vec{V}2$ en fonction $\vec{V}s\alpha$ et $\vec{V}s\beta$.

Ces temps de conduction seront :

$$T1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_s\alpha \cdot \frac{Tcom}{E}$$

Et

$$T2 = \left(-\frac{1}{\sqrt{6}} \cdot V_s\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_s\beta \right) \cdot \frac{Tcom}{E}$$

Si nous faisons les mêmes calculs pour les six secteurs, les temps de conduction obtenus sont les suivants :

i=1	i=2	i=3
$T1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_s\alpha \cdot \frac{Tcom}{E}$ $T2 = \left(-\frac{1}{\sqrt{6}} \cdot V_s\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_s\beta \right) \cdot \frac{Tcom}{E}$	$T2 = \left(+\frac{1}{\sqrt{6}} \cdot V_s\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_s\beta \right) \cdot \frac{Tcom}{E}$ $T3 = -\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_s\alpha \cdot \frac{Tcom}{E}$	$T3 = \left(-\frac{1}{\sqrt{6}} \cdot V_s\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_s\beta \right) \cdot \frac{Tcom}{E}$ $T4 = \left(-\frac{1}{\sqrt{6}} \cdot V_s\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_s\beta \right) \cdot \frac{Tcom}{E}$
i=4	i=5	i=6
$T4 = -\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_s\alpha \cdot \frac{Tcom}{E}$ $T5 = \left(+\frac{1}{\sqrt{6}} \cdot V_s\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_s\beta \right) \cdot \frac{Tcom}{E}$	$T5 = \left(-\frac{1}{\sqrt{6}} \cdot V_s\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_s\beta \right) \cdot \frac{Tcom}{E}$ $T6 = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_s\alpha \cdot \frac{Tcom}{E}$	$T6 = \left(+\frac{1}{\sqrt{6}} \cdot V_s\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_s\beta \right) \cdot \frac{Tcom}{E}$ $T1 = \left(+\frac{1}{\sqrt{6}} \cdot V_s\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_s\beta \right) \cdot \frac{Tcom}{E}$

Tableau C.2 Calcul des temps d'application des vecteurs non nuls

Afin de reconnaître dans quel secteur se trouve le vecteur de tension \vec{V} s une série de tests sur $V_s\alpha$ et $V_s\beta$ en posant :

$$\bar{V}_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{V_s \alpha}{E}$$

$$\bar{V}_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{V_s \beta}{E}$$

Le calcul des commutations sera défini à partir des rapports cycliques :

$$\rho_i = \frac{T_i}{T_{com}}$$

Par exemple, pour le secteur 1 les relations du tableau 2-3 donnent :

$$T_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{s\alpha} \cdot \frac{T_{com}}{E}$$

Et

$$T_2 = \left(-\frac{1}{\sqrt{6}} \cdot V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_{com}}{E}$$

En reportant dans ces deux relations les expressions de $\bar{V}_{s\alpha}$ et $\bar{V}_{s\beta}$ issues des équations normalisées et sachant que le rapport cyclique est défini par :

$$\rho_i = \frac{T_i}{T_{com}}$$

Nous obtenons :

$$\rho_1 = \bar{V}_{s\alpha}$$

Et

$$\rho_2 = \left(-\frac{1}{2} \cdot \bar{V}_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \bar{V}_{s\beta} \right)$$

En opérant de la même façon pour les autres secteurs les résultats sont donnés tableau C.3.

i=1	i=2	i=3
$\rho1 = \bar{V}_s \alpha$	$\rho2 = \left(+\frac{1}{2} \cdot \bar{V}_s \alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \bar{V}_s \beta \right)$	$\rho3 = \left(-\frac{1}{2} \cdot \bar{V}_s \alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \bar{V}_s \beta \right)$
$\rho2 = \left(-\frac{1}{2} \cdot \bar{V}_s \alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \bar{V}_s \beta \right)$	$\rho3 = -\bar{V}_s \alpha$	$\rho4 = \left(-\frac{1}{2} \cdot \bar{V}_s \alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \bar{V}_s \beta \right)$
i=4	i=5	i=6
$\rho4 = -\bar{V}_s \alpha$	$\rho5 = \left(-\frac{1}{2} \cdot \bar{V}_s \alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \bar{V}_s \beta \right)$	$\rho6 = \left(+\frac{1}{2} \cdot \bar{V}_s \alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \bar{V}_s \beta \right)$
$\rho5 = \left(+\frac{1}{2} \cdot \bar{V}_s \alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \bar{V}_s \beta \right)$	$\rho6 = \bar{V}_s \alpha$	$\rho1 = \left(+\frac{1}{2} \cdot \bar{V}_s \alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \bar{V}_s \beta \right)$

Tableau C.3

Calcul des rapports cycliques de commutation pour chaque bras

Pour chaque bras, il faut définir le chronogramme qui définit les temps durant lesquels le point milieu est à $E/2$ ou $-E/2$.

A l'intérieur d'une période de commutation de l'onduleur, il existe différentes stratégies harmoniques il est préférable de générer des tensions désirées. Afin de diminuer les harmoniques il est préférable de générer des tensions centrées sur la période de commutation de l'onduleur.

Durant une période de commutation l'onduleur aura trois états distincts, les deux premiers correspondent aux temps de conduction assurant l'obtention de la tension, la somme de ces deux Temps devant être inférieure à T_{com} .

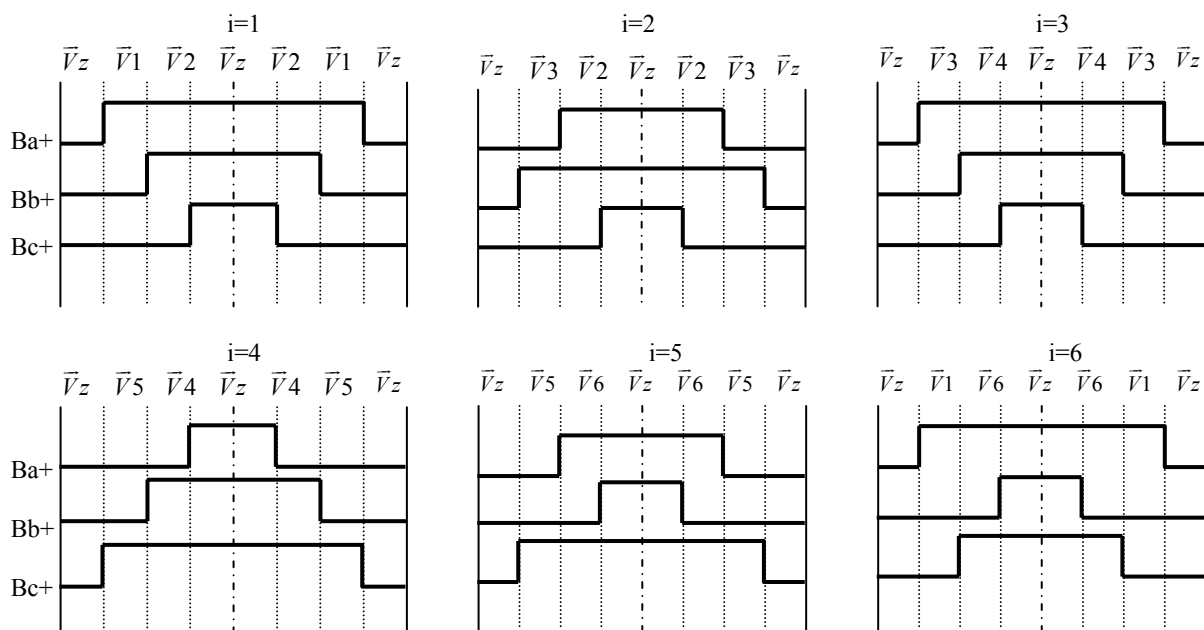


Figure C.4 Secteurs de commutation

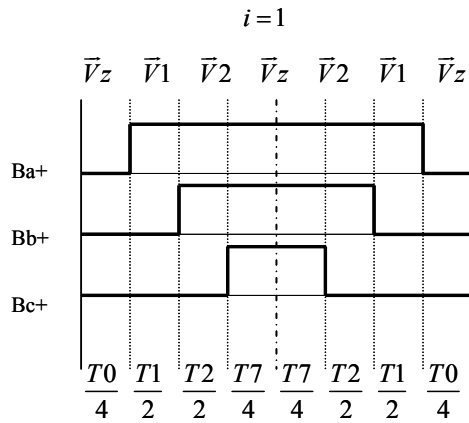


Figure C.5

Le complément à la période de commutation T_{com} sera assuré par les vecteurs nuls $\vec{V} 0$ ou $\vec{V} 7$. En notant $\vec{V} z$ l'un de ces vecteurs nul, l'application des différents vecteurs en fonction des secteurs définis dans le plan α, β sont donnés dans la figure C.4.

Ce type de modulation permet d'obtenir des tensions efficaces supérieures à celles obtenues par la modulation intersective et conduit à des réalisations logicielles véloces compatibles avec les contraintes de calcul en temps réels des machines alternatives.

Pour tous les bras de l'onduleur, lorsque la cellule de commutation haute est passante le niveau est unitaire, et lorsque la cellule de commutation basse est conductrice le niveau est nul.

A partir des rapports cycliques exprimant les temps d'application d'un état de l'onduleur correspondant au tableau C.3, il est nécessaire de déterminer les rapports cycliques de conduction de bras pour tous les secteurs.

Considérons, pour illustrer notre propos, le secteur 1 dont les chronogrammes sont représentés ci-contre figure C.5. Si la tension dont on désire déterminer la modulation est inscrite à l'intérieur de l'hexagone (voir figure 2-2) les temps d'application des vecteurs $\vec{V} 1$ et $\vec{V} 2$ sont inférieures à la période de modulation, ce qui conduit à : $\rho_1 + \rho_2 < 1$. Pour compléter la période de modulation nous appliquerons un vecteur nul ($\vec{V} 0$ et $\vec{V} 7$). Ici ce vecteur nul est reparti également entre $\vec{V} 0$ et $\vec{V} 7$.

Nous pouvons donc écrire :

$$\text{Pour le bras A } \rho_A = \rho_1 + \rho_2 + 0.5\rho_z$$

$$\text{Pour le bras B } \rho_B = \rho_2 + 0.5\rho_z$$

$$\text{Pour le bras C } \rho_C = 0.5\rho_z$$

Sachant que $\rho_1 + \rho_2 + \rho_z = 1$; nous avons obtenu:

$$\rho_A = 0.5(1 + \rho_1 + \rho_2)$$

$$\rho_B = 0.5(1 - \rho_1 + \rho_2)$$

$$\rho_C = 0.5(1 - \rho_1 - \rho_2)$$

Si nous réitérons ces calculs pour les autres secteurs nous obtenons le tableau suivant :

Secteur	ρ_A	ρ_B	ρ_C
1	$0.5(1 + \rho_1 + \rho_2)$	$0.5(1 - \rho_1 + \rho_2)$	$0.5(1 - \rho_1 - \rho_2)$
2	$0.5(1 + \rho_2 - \rho_3)$	$0.5(1 + \rho_2 + \rho_3)$	$0.5(1 - \rho_2 - \rho_3)$
3	$0.5(1 - \rho_3 - \rho_4)$	$0.5(1 + \rho_3 + \rho_4)$	$0.5(1 - \rho_3 + \rho_4)$
4	$0.5(1 - \rho_4 - \rho_5)$	$0.5(1 + \rho_4 - \rho_5)$	$0.5(1 + \rho_4 + \rho_5)$
5	$0.5(1 - \rho_5 + \rho_6)$	$0.5(1 - \rho_5 - \rho_6)$	$0.5(1 + \rho_5 + \rho_6)$
6	$0.5(1 + \rho_6 + \rho_1)$	$0.5(1 - \rho_6 - \rho_1)$	$0.5(1 + \rho_6 - \rho_1)$

Tableau C.4

Ces relations ne sont dépendantes que des chronogrammes définis figure C.4, maintenant il faut : pour la modulation vectorielle que nous metons en œuvre, définir ces rapports cycliques

en fonction des tensions réduites $\bar{V}_{s\alpha}$ et $\bar{V}_{s\beta}$, pour y parvenir reprenons les résultats du tableau C-3.

Ainsi pour le secteur 1 $\rho_A = 0.5(1 + \rho_1 + \rho_2)$ avec $\rho_1 = \bar{V}_{s\alpha}$ et $\rho_2 = \left(-\frac{1}{2} \cdot \bar{V}_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \bar{V}_{s\beta}\right)$

ce qui après simplification donne $\rho_A = 0.5 \left(1 + \frac{1}{2} \cdot \bar{V}_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \bar{V}_{s\beta}\right)$.

Pour tout les bras et tout les secteurs nous obtenons les résultats suivants :

Secteur	ρ_A	ρ_B	ρ_C
1	$0.5 \left(1 + \frac{1}{2} \cdot \bar{V}_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \bar{V}_{s\beta}\right)$	$0.5 \left(1 - \frac{3}{2} \cdot \bar{V}_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \bar{V}_{s\beta}\right)$	$0.5 \left(1 - \frac{1}{2} \cdot \bar{V}_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \bar{V}_{s\beta}\right)$
2	$0.5 \left(1 + \frac{3}{2} \cdot \bar{V}_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \bar{V}_{s\beta}\right)$	$0.5 \left(1 - \frac{1}{2} \cdot \bar{V}_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \bar{V}_{s\beta}\right)$	$0.5 \left(1 + \frac{1}{2} \cdot \bar{V}_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \bar{V}_{s\beta}\right)$
3	$0.5(1 + \bar{V}_{s\alpha})$	$0.5(1 - \bar{V}_{s\alpha})$	$0.5(1 - \sqrt{3} \cdot \bar{V}_{s\alpha})$
4	$0.5 \left(1 + \frac{1}{2} \cdot \bar{V}_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \bar{V}_{s\beta}\right)$	$0.5 \left(1 - \frac{3}{2} \cdot \bar{V}_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \bar{V}_{s\beta}\right)$	$0.5 \left(1 - \frac{1}{2} \cdot \bar{V}_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \bar{V}_{s\beta}\right)$
5	$0.5 \left(1 + \frac{3}{2} \cdot \bar{V}_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \bar{V}_{s\beta}\right)$	$0.5 \left(1 - \frac{1}{2} \cdot \bar{V}_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \bar{V}_{s\beta}\right)$	$0.5 \left(1 + \frac{1}{2} \cdot \bar{V}_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \bar{V}_{s\beta}\right)$
6	$0.5(1 + \bar{V}_{s\alpha})$	$0.5(1 - \bar{V}_{s\alpha})$	$0.5(1 - \sqrt{3} \cdot \bar{V}_{s\alpha})$

Tableau C.5

Annexe D

Résultats pour la compensation des temps mort

Résultats à propose du rapport cyclique pour le compensation

P A (Rapport Cyclique)	Courants			Secteur					
	Ia	Ib	Ic	1	2	3	4	5	6
	0	0	0	Aucun effet					
0	0	1	pA-pm	pA-pm	pA	pA-pm	pA-pm	pA	
0	1	0	pA	pA-pm	pA-pm	pA	pA-pm	pA-pm	
0	1	1	pA-pm	pA-2pm	pA-pm	pA-pm	pA-2pm	pA-pm	
1	0	0	pA+pm	pA+2pm	pA+pm	pA+pm	pA+2pm	pA+pm	
1	0	1	pA	pA+pm	pA+pm	pA	pA+pm	pA+pm	
1	1	0	pA+pm	pA+pm	pA	pA+pm	pA+pm	pA	
1	1	1	Aucun effet						

P B (Rapport Cyclique)	Courants			Secteur					
	Ia	Ib	Ic	1	2	3	4	5	6
	0	0	0	Aucun effet					
0	0	1	pB-pm	pB-pm	pB	pB-pm	pB-pm	pB	
0	1	0	PB+2pm	pB+pm	pB+pm	PB+2pm	pB+pm	pB+pm	
0	1	1	pB+pm	pB	pB+pm	pB+pm	pB	pB+pm	
1	0	0	pB-pm	pB	pB-pm	pB-pm	pB	pB-pm	
1	0	1	PB-2pm	pB-pm	pB-pm	PB-2pm	pB-pm	pB-pm	
1	1	0	pB+pm	pB+pm	pB	pB+pm	pB+pm	pB	
1	1	1	Aucun effet						

P C (Rapport Cyclique)	Courants			Secteur					
	Ia	Ib	Ic	1	2	3	4	5	6
	0	0	0	Aucun effet					
0	0	1	pC+pm	pC+pm	pC+2pm	pC+pm	pC+pm	pC+2pm	
0	1	0	pC	pC-pm	pC-pm	pC	pC-pm	pC-pm	
0	1	1	pC+pm	pC	pC+pm	pC+pm	pC	pC+pm	
1	0	0	pC-pm	pC	pC-pm	pC-pm	pC	pC-pm	
1	0	1	pC	pC+pm	pC+pm	pC	pC+pm	pC+pm	
1	1	0	pC-pm	pC-pm	pC-2pm	pC-pm	pC-pm	pC-2pm	
1	1	1	Aucun effet						

Résultats à propose de chaque vecteur de la commande vectoriel pour le compensation de temps mort

Courants			Secteur					
Ia	Ib	Ic	1	2	3	4	5	6
0	0	0	Aucun effet					
0	0	1	T2-2Tm	T2-2Tm	T3-2Tm/T4+2Tm	T5+2Tm	T5+2Tm	T1-2Tm/T6+2Tm
0	1	0	T1-2Tm/T2+2Tm	T3+2Tm	T3+2Tm	T4+2Tm/T5-2Tm	T6-2Tm	T6-2Tm
0	1	1	T1-2Tm	T2-2Tm/T3+2Tm	T4+2Tm	T4+2Tm	T5+2Tm/T6-2Tm	T1-2Tm
1	0	0	T1+2Tm	T2+2Tm/T3-2Tm	T4-2Tm	T4-2Tm	T5-2Tm/T6+2Tm	T1+2Tm
1	0	1	T1+2Tm/T2-2Tm	T3-2Tm	T3-2Tm	T4-2Tm/T5+2Tm	T6+2Tm	T6+2Tm
1	1	0	T2+2Tm	T2+2Tm	T3+2Tm/T4-2Tm	T5-2Tm	T5-2Tm	T1+2Tm/T6-2Tm
1	1	1	Aucun effet					

Courants			Secteur					
Ia	Ib	Ic	1	2	3	4	5	6
0	0	0	Aucun effet					
0	0	1	T2-Tm	T2-Tm	T3-Tm/T4-Tm	T5-Tm	T5-Tm	T1-Tm/T6-Tm
0	1	0	T1-Tm/T2-Tm	T3-Tm	T3-Tm	T4-Tm/T5-Tm	T6-Tm	T6-Tm
0	1	1	T1-Tm	T2-Tm/T3-Tm	T4-Tm	T4-Tm	T5-Tm/T6-Tm	T1-Tm
1	0	0	T1-Tm	T2-Tm/T3-Tm	T4-Tm	T4-Tm	T5-Tm/T6-Tm	T1-Tm
1	0	1	T1-Tm/T2-Tm	T3-Tm	T3-Tm	T4-Tm/T5-Tm	T6-Tm	T6-Tm
1	1	0	T2-Tm	T2-Tm	T3-Tm/T4-Tm	T5-Tm	T5-Tm	T1-Tm/T6-Tm
1	1	1	Aucun effet					

Annexe E.1

Fonctionnement d'une S-Function

Tout bloc S-Function contenu dans un schéma SIMULINK possède les caractéristiques suivantes : un vecteur d'entrée u , un vecteur de sortie y et un vecteur d'état x .



Le vecteur d'état peut être discret, continu ou une combinaison des deux. Les vecteurs u , x et y sont définis de la manière suivante :

$$y = f_o(t, x, u) \text{ (sortie)}$$

$$x_{d_{k+1}} = f_u(t, x, u) \text{ (mise à jour)}$$

$$\overset{o}{x}_c = f_d(t, x, u) \text{ (dérivée)}$$

$$x = \begin{bmatrix} x_c \\ x_{d_{k+1}} \end{bmatrix}$$

En cours de simulation, SIMULINK appelle à chaque itération les blocs S-Functions et demande un calcul des sorties, une mise à jour des états discrets ou un calcul des dérivées. Des routines complémentaires assurent une initialisation et une sortie correctes des différentes tâches.

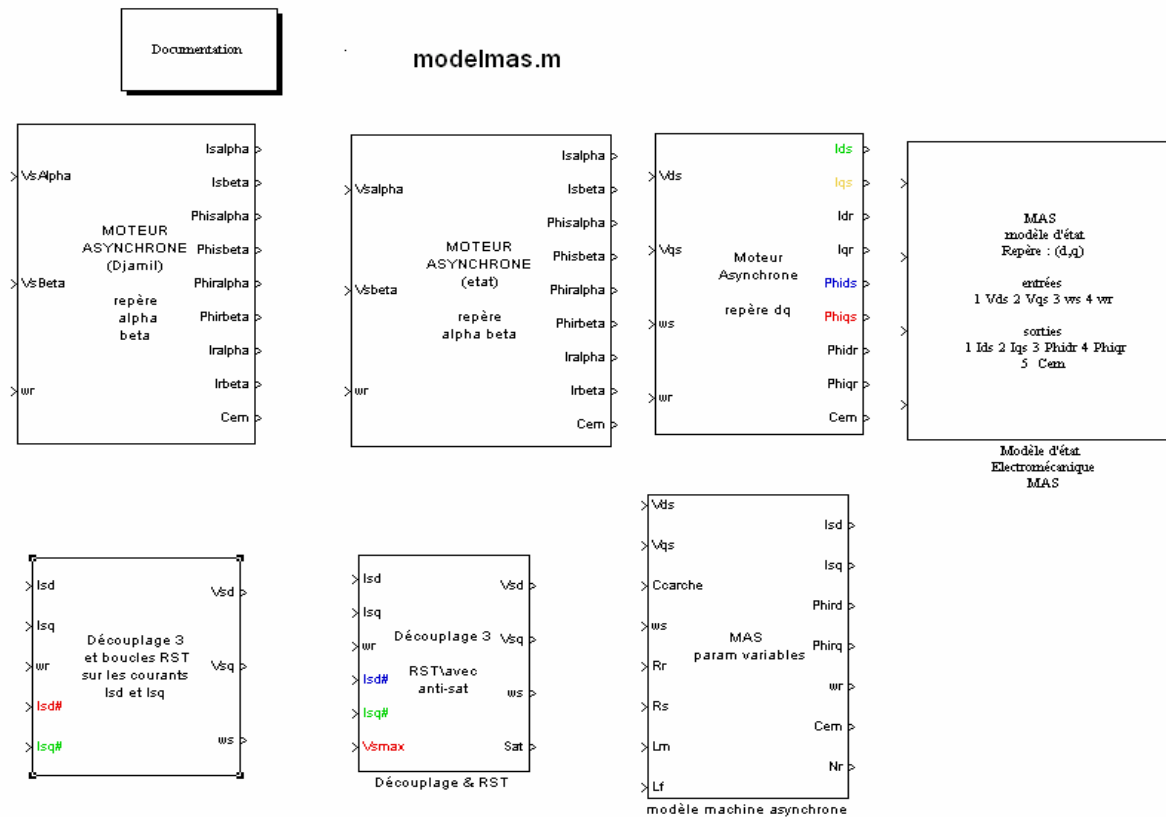
Dans le cas d'une S-Function écrite en langage MATLAB (M-file), ces appels sont gérés par le contenu du paramètre `flag` dans la fonction appelante.

Pour une S-Function écrite en C, les appels sont gérés différemment comme le montre le Tableau : ils font appels à des routines indépendantes.

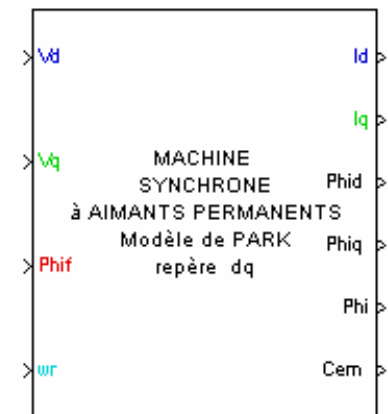
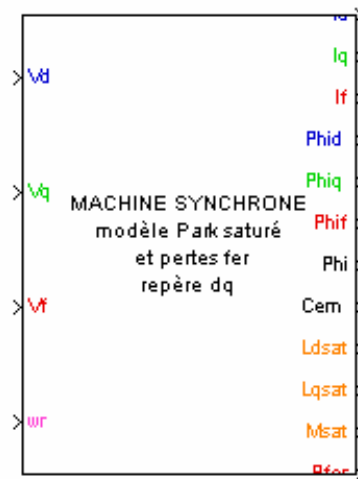
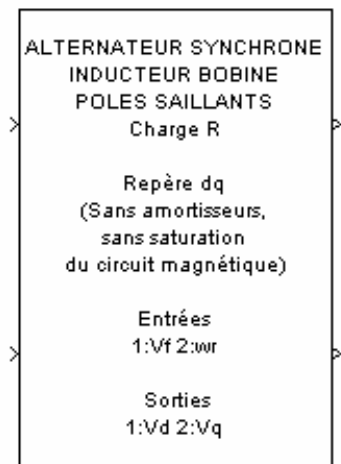
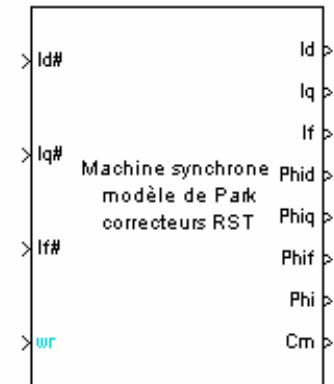
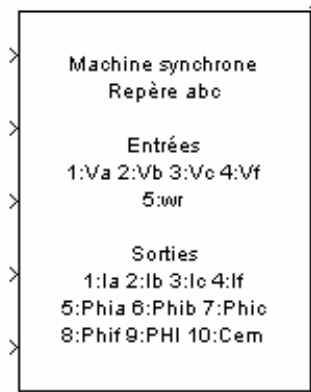
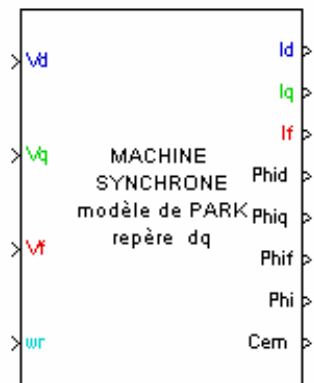
Etat simulation	C Mex-file Function	M-File Flag
Initialisation	mdlInitializeSizes, mdlInitializeSampleTimes, mdlInitializeConditions	Flag = 0
Calcul des sorties	mdlOutputs	Flag = 3
Mise à jour	mdlUpdate	Flag = 2
Calcul des dérivées	mdlDerivates	Flag = 1
Fin de simulation	mdlTerminate	Flag = 9

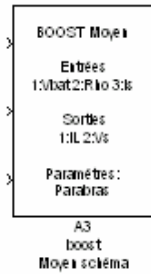
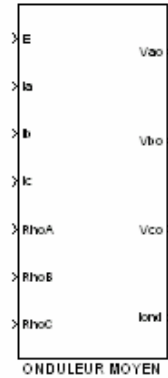
Annexe E.2

Bibliothèque SIMULINK pour la modélisation

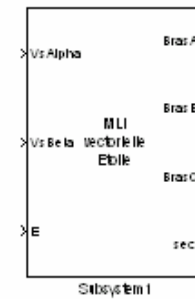
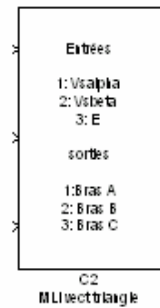
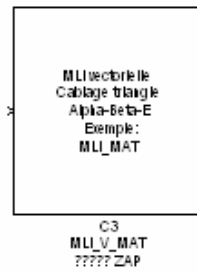
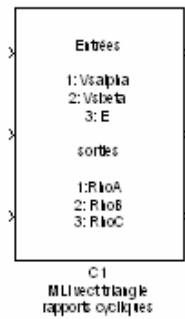
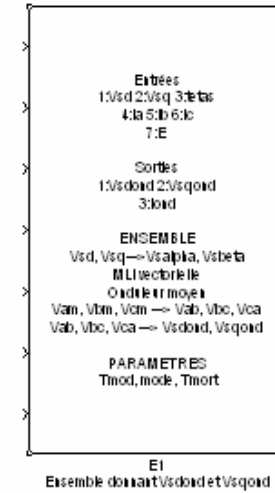
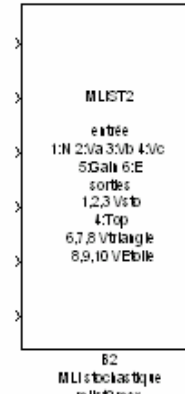
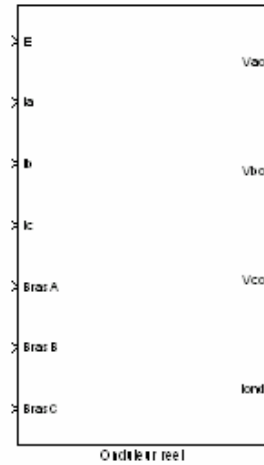
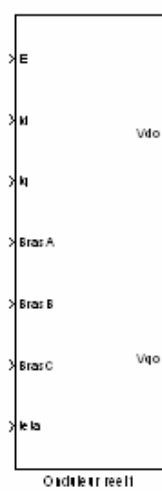


modelms.m

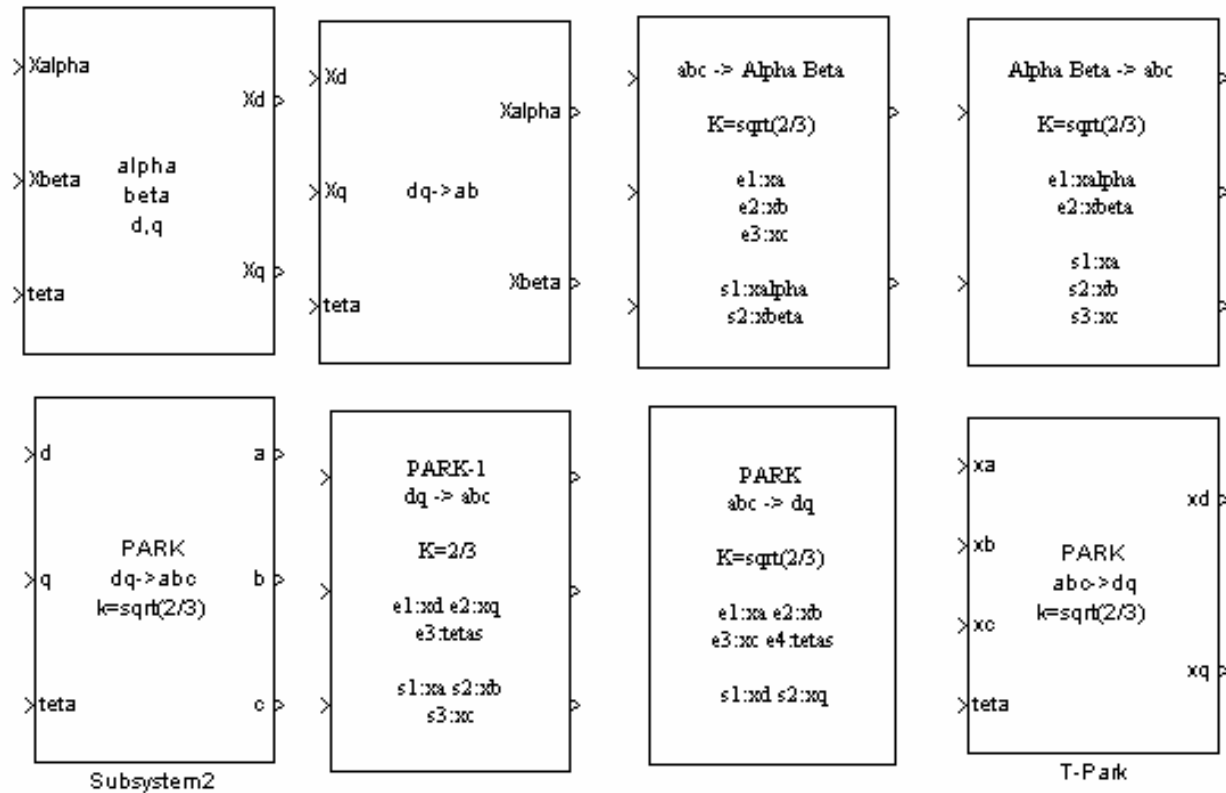




conver.m

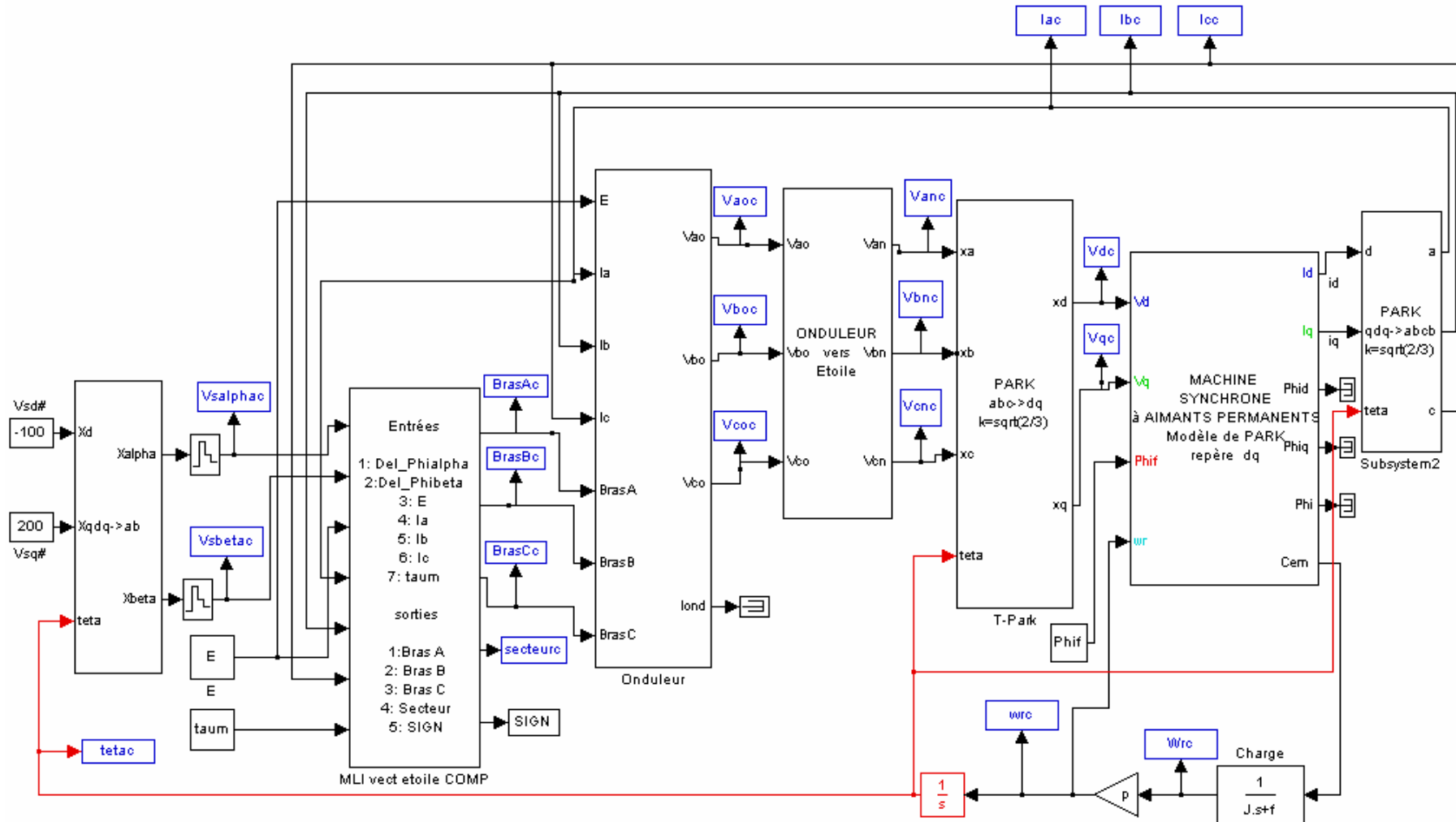


Tpark.m



Annexe F

Schème de la commande MLI de la machine synchrone



Annexe G

Programmation pour la compensation des temps morts

```
/*
 * PWM_et MEX-file pour le MLI vectoriel (etoile).
 *   Sortie pour chaque bras d'onduleur en temporelle
 *   avec une resolution de Tmod/512
 *
 *   Syntax: sys = pwm_et_sign_comp(t,x,u,flag,ts)
 *
 * CEGELY 12/12/2001
 */

/*
 * The following #define is used to specify the name of this S-Function.
 */

#define S_FUNCTION_NAME pwm_et_sign_comp

/*
 * need to include simstruc.h for the definition of the SimStruct and
 * its associated macro definitions.
 */
#include <math.h>
#include "simstruc.h"

/*
 * mdlInitializeSizes - initialize the sizes array
 *
 * The sizes array is used by SIMULINK to determine the S-function block's
 * characteristics (number of inputs, outputs, states, etc.).
 */

#define TS      ssGetArg(S,0)

static void mdlInitializeSizes(S
    SimStruct *S;
{
    ssSetNumContStates( S, 0); /* number of continuous states */
    ssSetNumDiscStates( S, 0); /* number of discrete states */
    ssSetNumInputs( S, 8); /* number of inputs */
    ssSetNumOutputs( S, 6); /* number of outputs */
    ssSetDirectFeedThrough( S, 1); /* direct feedthrough flag */
    ssSetNumSampleTimes( S, 1); /* number of sample times */
    ssSetNumInputArgs( S, 1); /* number of input arguments */
    ssSetNumRWork( S, 0); /* number of real work vector elements */
    ssSetNumIWork( S, 0); /* number of integer work vector elements */
    ssSetNumPWork( S, 0); /* number of pointer work vector elements */
}

/*
 * mdlInitializeSampleTimes - initialize the sample times array
 *
 * This function is used to specify the sample time(s) for your S-function.
 * If your S-function is continuous, you must specify a sample time of 0.0.
 * Sample times must be registered in ascending order.
 */
```

```

static void mdlInitializeSampleTimes(S)
    SimStruct *S;
{
    /*
     * one sample time, and it's passed in as the first
     * S-function parameter
     */

    ssSetSampleTimeEvent(S, 0, mxGetPr(TS)[0]);
    ssSetOffsetTimeEvent(S, 0, 0);
}

/*
 * mdlInitializeConditions - initialize the states
 *
 * In this function, you should initialize the continuous and discrete
 * states for your S-function block. The initial states are placed
 * in the x0 variable. You can also perform any other initialization
 * activities that your S-function may require.
 */

static void mdlInitializeConditions(x0, S)
    double *x0;
    SimStruct *S;
{
}

/*
 * mdlOutputs - compute the outputs
 *
 * In this function, you compute the outputs of your S-function
 * block. The outputs are placed in the y variable.
 */

static void mdlOutputs(y, x, u, S, tid)
    double *y, *x, *u;
    SimStruct *S;
    int tid;

{
    int index,sect;
    float VsAlpha,VsBeta,E;
    float Ia,Ib,Ic;
    float taum;
    float tauA,tauB,tauC;
    int t1A,t2A,t1B,t2B,t1C,t2C;          /* instants de commutation pour les bras*/
    int SA,SB,SC,SIGN;
    float r3 = sqrt(3), r2=sqrt(2);

    VsAlpha=u[0]*r2/u[2];
    VsBeta=u[1]*r2/u[2];

    index=u[3];
    Ia=u[4];
    Ib=u[5];
    Ic=u[6];
    taum=u[7];

    if (Ia>0) SA=1;
    if (Ia<0) SA=0;
    if (Ib>0) SB=1;
    if (Ib<0) SB=0;
    if (Ic>0) SC=1;
    if (Ic<0) SC=0;
    SIGN= 4*SA+2*SB+SC;    /* Test des courants Ia, Ib, Ic */

    if (VsBeta > 0)
    {
        if (VsAlpha > 0)
        {

```

```

if (VsBeta > r3*VsAlpha)                                     /* secteur 2 */
{
    tauA=0.5*(1+r3*VsAlpha);
    tauB=0.5*(1+VsBeta);
    tauC=0.5*(1-VsBeta);
    sect=2;

if (SIGN==0)
{
    tauA= tauA;
    tauB= tauB;
    tauC= tauC;
}

if (SIGN==1)
{
    tauA= tauA-taum;
    tauB= tauB-taum;
    tauC= tauC+taum;
}

if (SIGN==2)
{
    tauA= tauA-taum;
    tauB= tauB+taum;
    tauC= tauC-taum;
}

if (SIGN==3 )
{
    tauA= tauA-2*taum;
    tauB= tauB;
    tauC= tauC;
}

if (SIGN==4 )
{
    tauA= tauA+2*taum;
    tauB= tauB;
    tauC= tauC;
}

if (SIGN==5)
{
    tauA= tauA+taum;
    tauB= tauB-taum;
    tauC= tauC+taum;
}

if (SIGN==6)
{
    tauA= tauA+taum;
    tauB= tauB+taum;
    tauC= tauC-taum;
}

if (SIGN==7)
{
    tauA= tauA;
    tauB= tauB;
    tauC= tauC;
}

}
else
/* secteur 1 */
{
    tauA=0.5*(1+0.5*r3*VsAlpha+0.5*VsBeta);
    tauB=0.5*(1-0.5*r3*VsAlpha+1.5*VsBeta);
    tauC=0.5*(1-0.5*r3*VsAlpha-0.5*VsBeta);
}

```

```

sect=1;

if (SIGN==0)
{
    tauA= tauA;
    tauB= tauB;
    tauC= tauC;
}

if (SIGN==1)
{
    tauA= tauA-taum;
    tauB= tauB-taum;
    tauC= tauC+taum;
}

if (SIGN==2 )
{
    tauA= tauA;
    tauB= tauB+2*taum;
    tauC= tauC;
}

if (SIGN==3)
{
    tauA= tauA-taum;
    tauB= tauB+taum;
    tauC= tauC+taum;
}

if (SIGN==4)
{
    tauA= tauA+taum;
    tauB= tauB-taum;
    tauC= tauC-taum;
}

if (SIGN==5)
{
    tauA= tauA;
    tauB= tauB-2*taum;
    tauC= tauC;
}

if (SIGN==6)
{
    tauA= tauA+taum;
    tauB= tauB+taum;
    tauC= tauC-taum;
}

if (SIGN==7)
{
    tauA= tauA;
    tauB= tauB;
    tauC= tauC;
}

}
else
{
    if (VsBeta > -(VsAlpha*r3)) /* secteur 2 */
    {
        tauA=0.5*(1+r3*VsAlpha);
        tauB=0.5*(1+VsBeta);
        tauC=0.5*(1-VsBeta);
        sect=2;
    }
}

```

```

if (SIGN==0)
{
    tauA= tauA;
    tauB= tauB;
    tauC= tauC;
}

if (SIGN==1)
{
    tauA= tauA-taum;
    tauB= tauB-taum;
    tauC= tauC+taum;
}

if (SIGN==2)
{
    tauA= tauA-taum;
    tauB= tauB+taum;
    tauC= tauC-taum;
}

if (SIGN==3 )
{
    tauA= tauA-2*taum;
    tauB= tauB;
    tauC= tauC;
}

if (SIGN==4 )
{
    tauA= tauA+2*taum;
    tauB= tauB;
    tauC= tauC;
}

if (SIGN==5)
{
    tauA= tauA+taum;
    tauB= tauB-taum;
    tauC= tauC+taum;
}

if (SIGN==6)
{
    tauA= tauA+taum;
    tauB= tauB+taum;
    tauC= tauC-taum;
}

if (SIGN==7)
{
    tauA= tauA;
    tauB= tauB;
    tauC= tauC;
}

    }
    else
        /* secteur 3 */
        {
            tauA=0.5*(1+0.5*r3*VsAlpha-0.5*VsBeta);
            tauB=0.5*(1-0.5*r3*VsAlpha+0.5*VsBeta);
            tauC=0.5*(1-0.5*r3*VsAlpha-1.5*VsBeta);
            sect=3;
        }

if (SIGN==0)
{
    tauA= tauA;
    tauB= tauB;
}

```

```

    tauC= tauC;
}

if (SIGN==1)
{
    tauA= tauA;
    tauB= tauB;
    tauC= tauC+2*taum;
}

if (SIGN==2)
{
    tauA= tauA-taum;
    tauB= tauB+taum;
    tauC= tauC-taum;
}

if (SIGN==3)
{
    tauA= tauA-taum;
    tauB= tauB+taum;
    tauC= tauC+taum;
}

if (SIGN==4)
{
    tauA= tauA+taum;
    tauB= tauB-taum;
    tauC= tauC-taum;
}

if (SIGN==5)
{
    tauA= tauA+taum;
    tauB= tauB-taum;
    tauC= tauC+taum;
}

if (SIGN==6)
{
    tauA= tauA;
    tauB= tauB;
    tauC= tauC-2*taum;
}

if (SIGN==7)
{
    tauA= tauA;
    tauB= tauB;
    tauC= tauC;
}
}
}
else
{
    if (VsAlpha > 0)
    {
        if (VsBeta >= -(VsAlpha*r3)) /* secteur 6 */
        {
            tauA=0.5*(1+0.5*r3*VsAlpha-0.5*VsBeta);
            tauB=0.5*(1-0.5*r3*VsAlpha+0.5*VsBeta);
            tauC=0.5*(1-0.5*r3*VsAlpha-1.5*VsBeta);
            sect=6;
        }
    }
}

if (SIGN==0)
{

```

```

    tauA= tauA;
    tauB= tauB;
    tauC= tauC;
    }

if (SIGN==1)
{
    tauA= tauA;
    tauB= tauB;
    tauC= tauC+2*taum;
}

if (SIGN==2)
{
    tauA= tauA-taum;
    tauB= tauB+taum;
    tauC= tauC-taum;
}

if (SIGN==3)
{
    tauA= tauA-taum;
    tauB= tauB+taum;
    tauC= tauC+taum;
}

if (SIGN==4)
{
    tauA= tauA+taum;
    tauB= tauB-taum;
    tauC= tauC-taum;
}

if (SIGN==5)
{
    tauA= tauA+taum;
    tauB= tauB-taum;
    tauC= tauC+taum;
}

if (SIGN==6)
{
    tauA= tauA;
    tauB= tauB;
    tauC= tauC-2*taum;
}

if (SIGN==7)
{
    tauA= tauA;
    tauB= tauB;
    tauC= tauC;
}

    }
    else
    /* secteur 5 */
    {
        tauA=0.5*(1+r3*VsAlpha);
        tauB=0.5*(1+VsBeta);
        tauC=0.5*(1-VsBeta);
        sect=5;
    }

if (SIGN==0)
{
    tauA= tauA;
    tauB= tauB;
    tauC= tauC;
}

```

```

if (SIGN==1)
{
    tauA= tauA-taum;
    tauB= tauB-taum;
    tauC= tauC+taum;
}

if (SIGN==2)
{
    tauA= tauA-taum;
    tauB= tauB+taum;
    tauC= tauC-taum;
}

if (SIGN==3 )
{
    tauA= tauA-2*taum;
    tauB= tauB;
    tauC= tauC;
}

if (SIGN==4 )
{
    tauA= tauA+2*taum;
    tauB= tauB;
    tauC= tauC;
}

if (SIGN==5)
{
    tauA= tauA+taum;
    tauB= tauB-taum;
    tauC= tauC+taum;
}

if (SIGN==6)
{
    tauA= tauA+taum;
    tauB= tauB+taum;
    tauC= tauC-taum;
}

if (SIGN==7)
{
    tauA= tauA;
    tauB= tauB;
    tauC= tauC;
}

    }
else
{
    if (VsBeta >= (VsAlpha*r3)) /* secteur 4 */
    {
        tauA=0.5*(1+0.5*r3*VsAlpha+0.5*VsBeta);
        tauB=0.5*(1-0.5*r3*VsAlpha+1.5*VsBeta);
        tauC=0.5*(1-0.5*r3*VsAlpha-0.5*VsBeta);
        sect=4;
    }

if (SIGN==0)
{
    tauA= tauA;
    tauB= tauB;
    tauC= tauC;
}

if (SIGN==1)
{
    tauA= tauA-taum;

```

```

    tauB= tauB-taum;
    tauC= tauC+taum;
}

if (SIGN==2 )
{
    tauA= tauA;
    tauB= tauB+2*taum;
    tauC= tauC;
}

if (SIGN==3)
{
    tauA= tauA-taum;
    tauB= tauB+taum;
    tauC= tauC+taum;
}

if (SIGN==4)
{
    tauA= tauA+taum;
    tauB= tauB-taum;
    tauC= tauC-taum;
}

if (SIGN==5)
{
    tauA= tauA;
    tauB= tauB-2*taum;
    tauC= tauC;
}

if (SIGN==6)
{
    tauA= tauA+taum;
    tauB= tauB+taum;
    tauC= tauC-taum;
}

if (SIGN==7)
{
    tauA= tauA;
    tauB= tauB;
    tauC= tauC;
}

}
else
/* secteur 5 */
{
    tauA=0.5*(1+r3*VsAlpha);
    tauB=0.5*(1+VsBeta);
    tauC=0.5*(1-VsBeta);
    sect=5;

if (SIGN==0)
{
    tauA= tauA;
    tauB= tauB;
    tauC= tauC;
}

if (SIGN==1)
{
    tauA= tauA-taum;
    tauB= tauB-taum;
    tauC= tauC+taum;
}

```

```

if (SIGN==2)
{
    tauA= tauA-taum;
    tauB= tauB+taum;
    tauC= tauC-taum;
}

if (SIGN==3 )
{
    tauA= tauA-2*taum;
    tauB= tauB;
    tauC= tauC;
}

if (SIGN==4 )
{
    tauA= tauA+2*taum;
    tauB= tauB;
    tauC= tauC;
}

if (SIGN==5)
{
    tauA= tauA+taum;
    tauB= tauB-taum;
    tauC= tauC+taum;
}

if (SIGN==6)
{
    tauA= tauA+taum;
    tauB= tauB+taum;
    tauC= tauC-taum;
}

if (SIGN==7)
{
    tauA= tauA;
    tauB= tauB;
    tauC= tauC;
}
}
}

t1A=256*(1-tauA);
t2A=512-t1A;
t1B=256*(1-tauB);
t2B=512-t1B;
t1C=256*(1-tauC);
t2C=512-t1C;
if ((index < t1A) || (index > t2A)) y[0]=0;
else y[0]=1;
if ((index < t1B) || (index > t2B)) y[1]=0;
else y[1]=1;
if ((index < t1C) || (index > t2C)) y[2]=0;
else y[2]=1;
index=index+1;
if (index>511) index=0;
y[3]=index;
y[4]=sect;
y[5]=SIGN;
}

/*
* mdlUpdate - perform action at major integration time step
*
* This function is called once for every major integration time step.
* Discrete states are typically updated here, but this function is useful

```

```

* for performing any tasks that should only take place once per integration
* step.
*/

static void mdlUpdate(x, u, S, tid)
    double *x, *u;
    SimStruct *S;
{
}

/*
* mdlDerivatives - compute the derivatives
*
* In this function, you compute the S-function block's derivatives.
* The derivatives are placed in the dx variable.
*/

static void mdlDerivatives(dx, x, u, S, tid)
    double *dx, *x, *u;
    SimStruct *S;
    int tid;
{
}

/*
* mdlTerminate - called when the simulation is terminated.
*
* In this function, you should perform any actions that are necessary
* at the termination of a simulation. For example, if memory was allocated
* in mdlInitializeConditions, this is the place to free it.
*/

static void mdlTerminate(S)
    SimStruct *S;
{
}

#ifdef MATLAB_MEX_FILE /* Is this file being compiled as a MEX-file? */
#include "simulink.c" /* MEX-file interface mechanism */
#else
#include "cg_sfun.h" /* Code generation registration function */
#endif

```

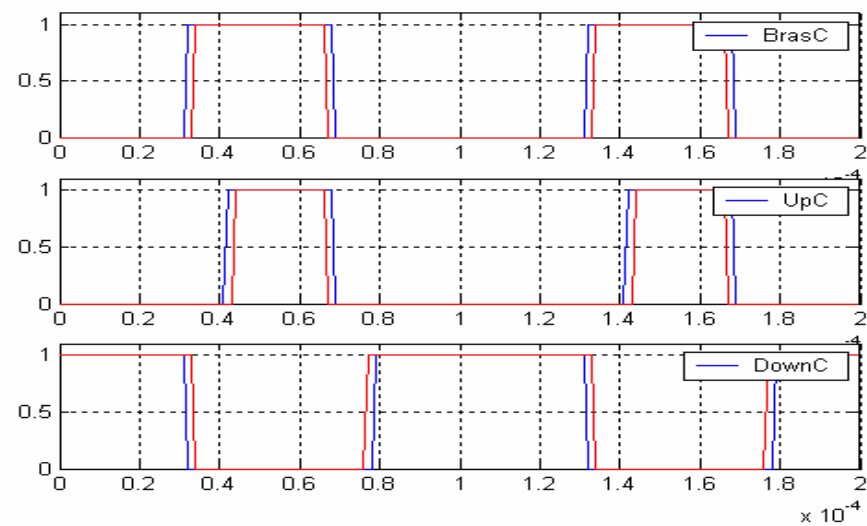
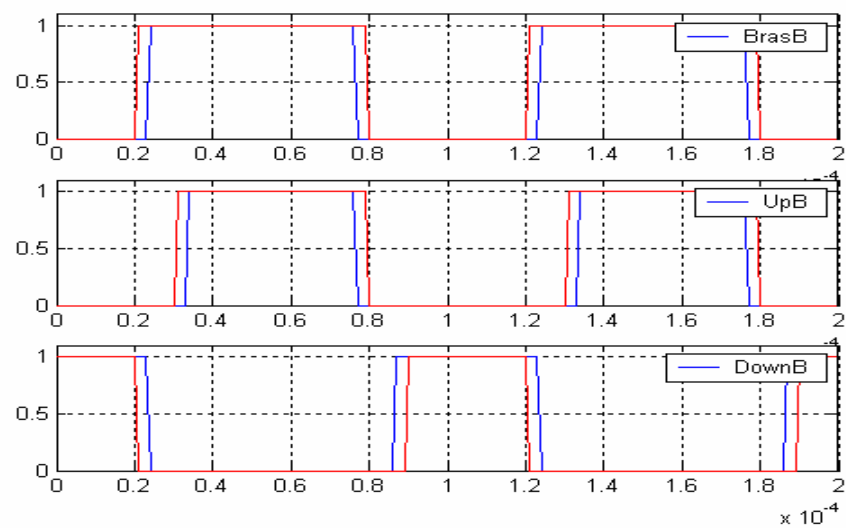
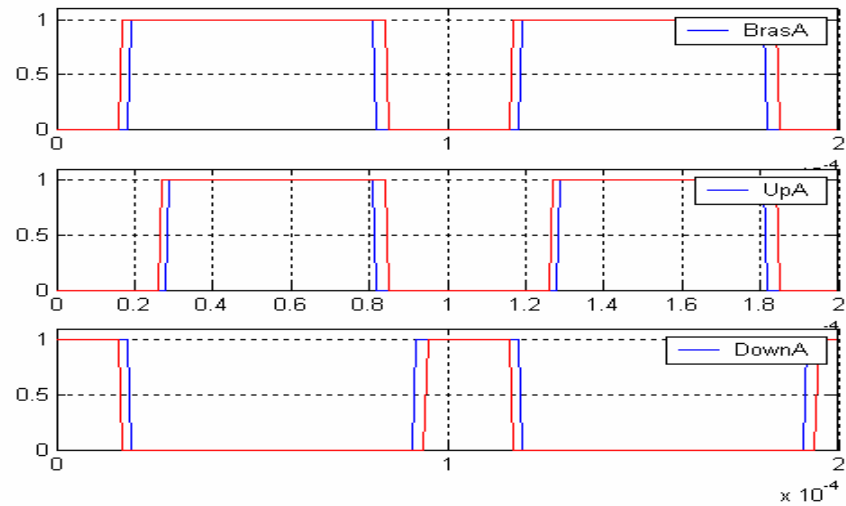
Annexe H

Vérification de la compensation pour chaque secteur

Compensation de temps mort
SECTEUR 1
Comparaison des modèles

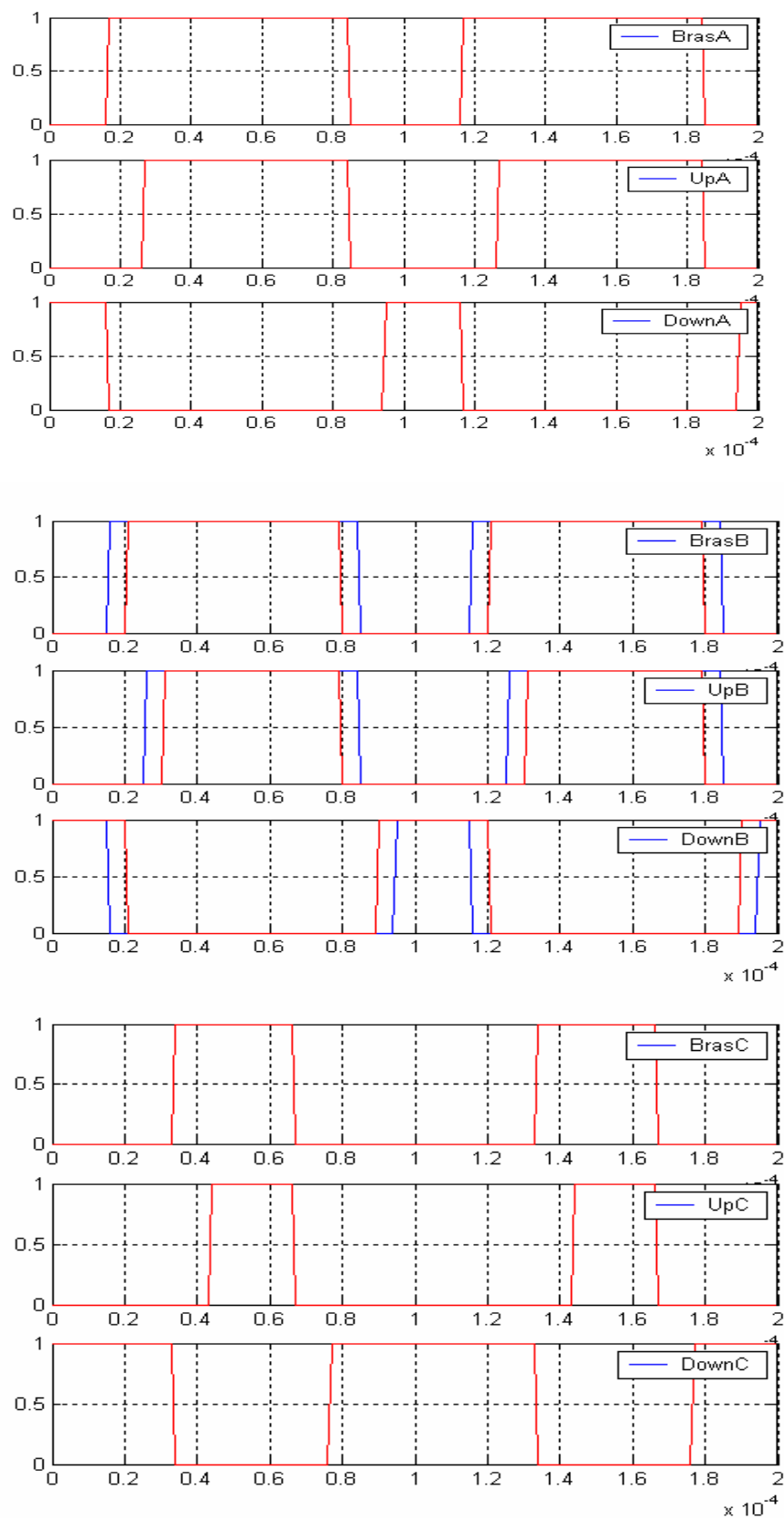
Secteur 1

1. $I_a=0 : I_b=0 : I_c=1$



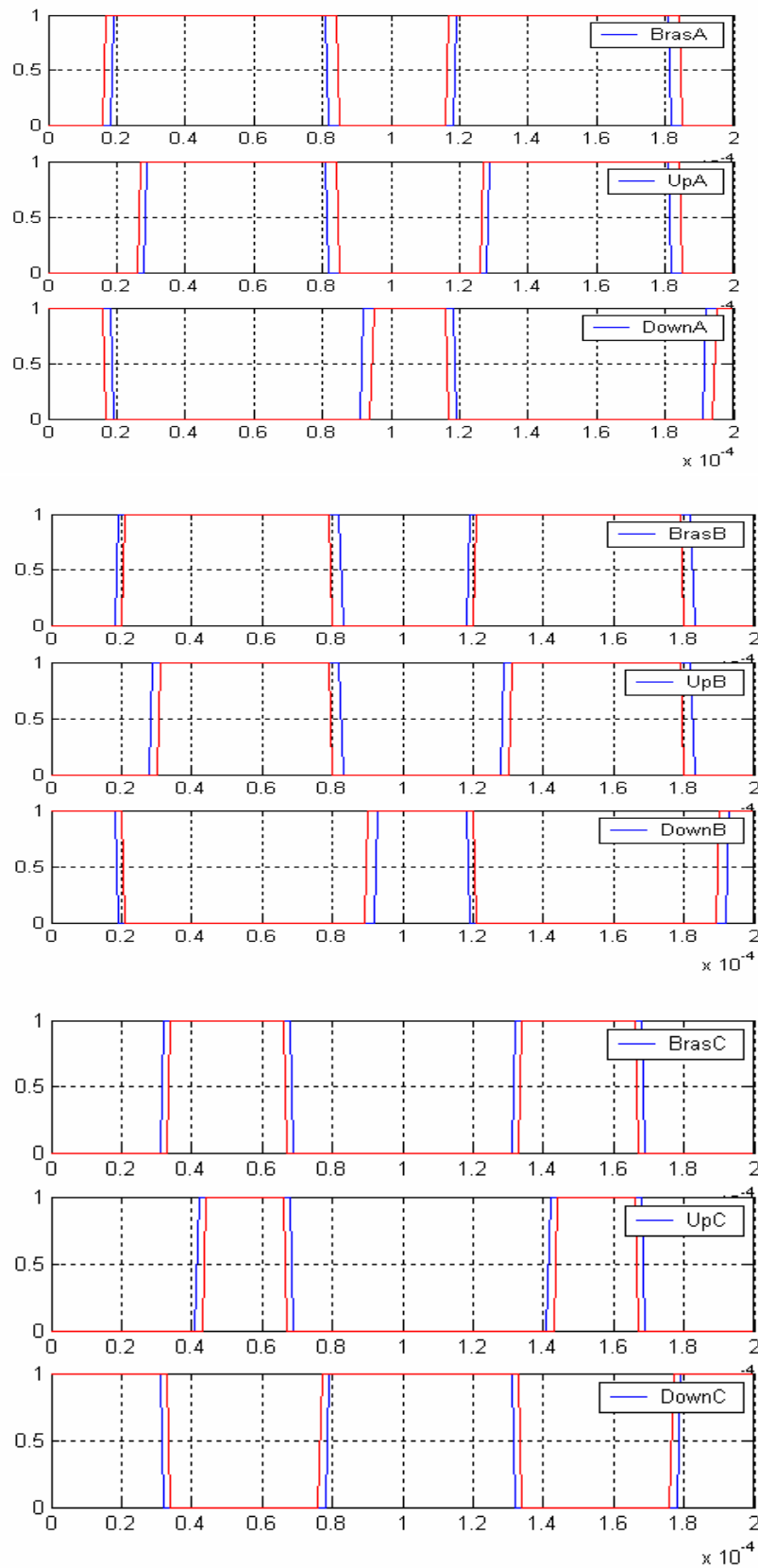
Secteur1

2. $I_a=0$; $I_b=1$; $I_c=0$



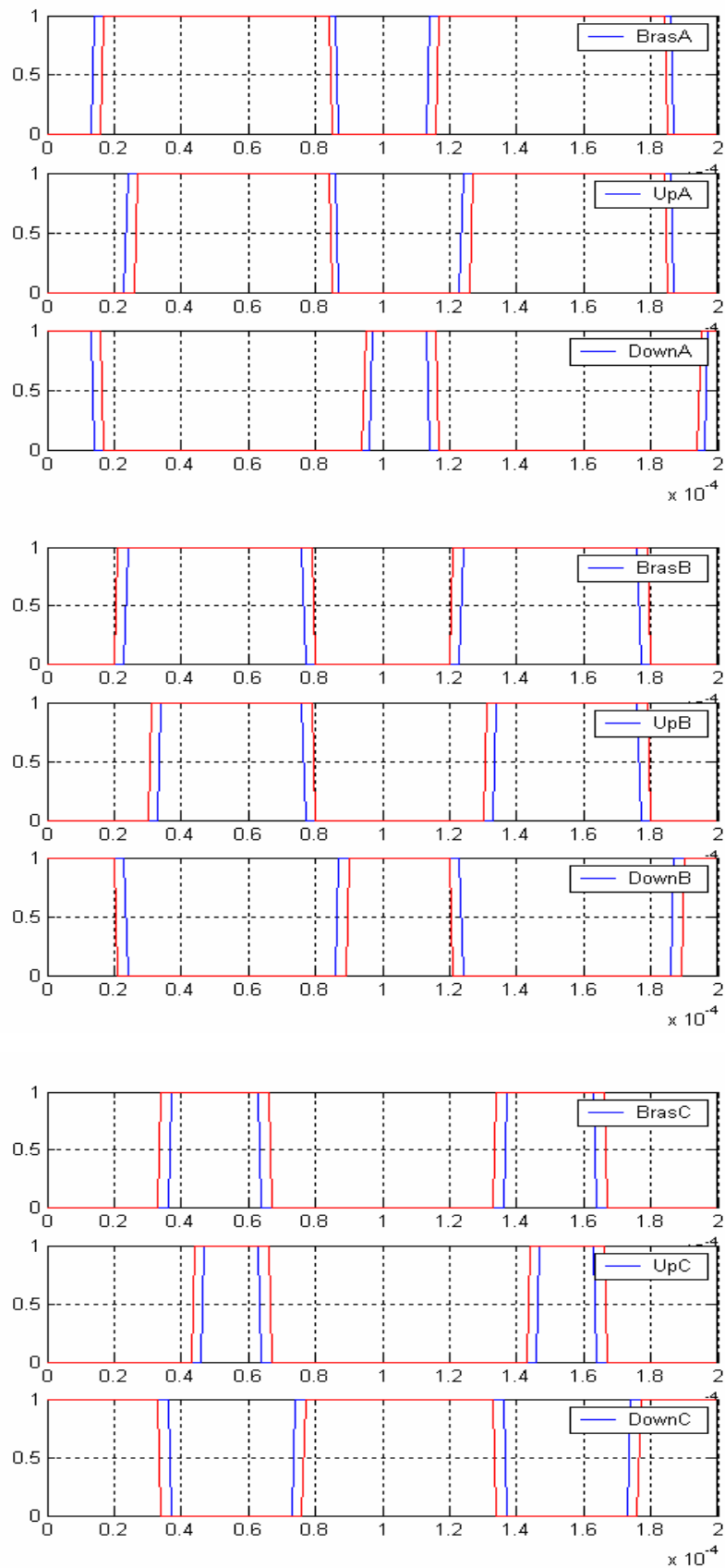
Secteur1

3. $I_a=0$; $I_b=1$; $I_c=1$



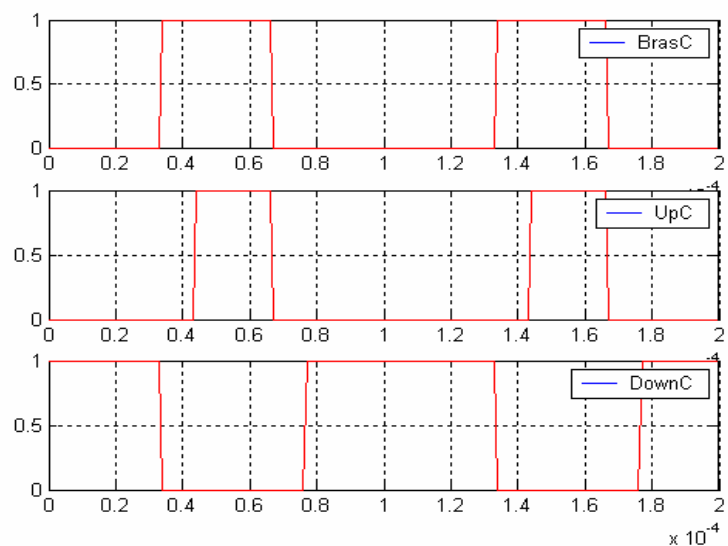
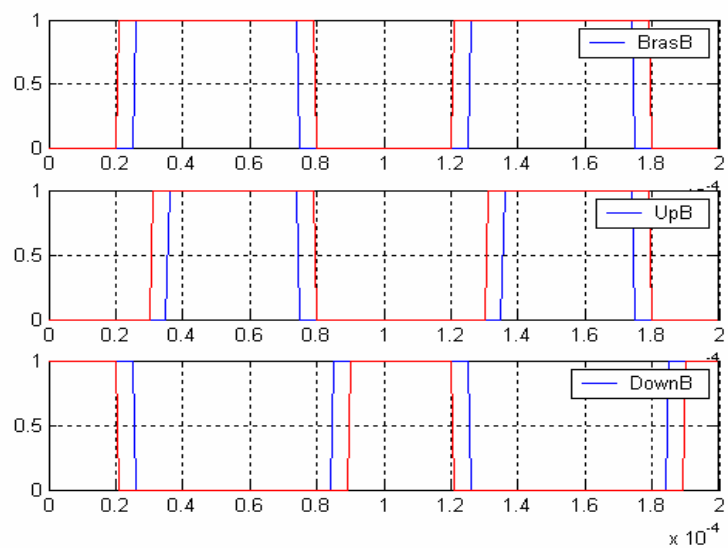
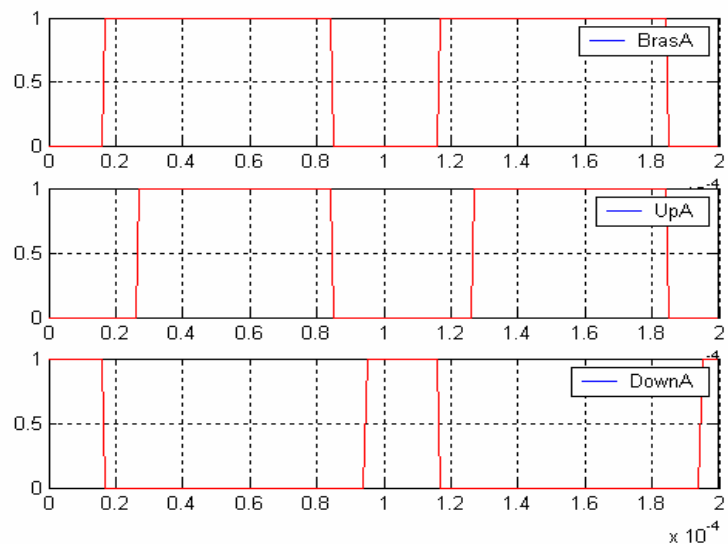
Secteur1

4. $I_a=1$; $I_b=0$; $I_c=0$



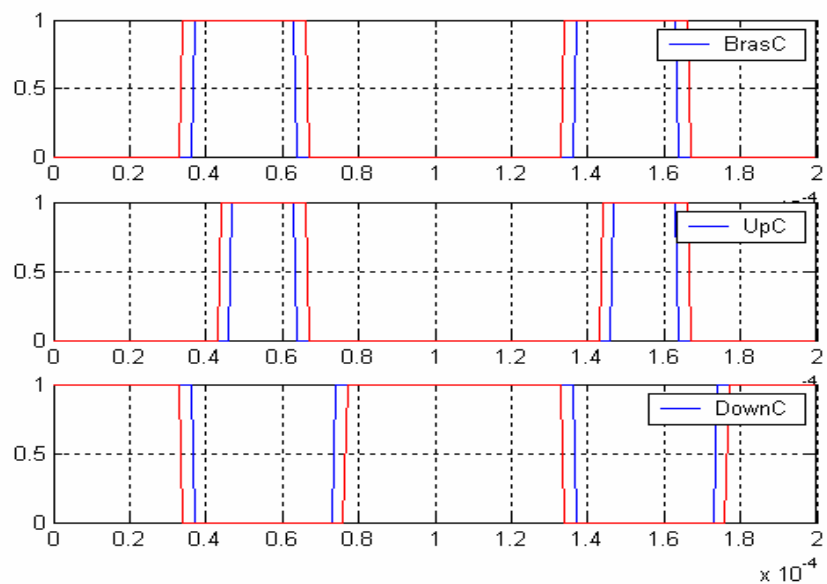
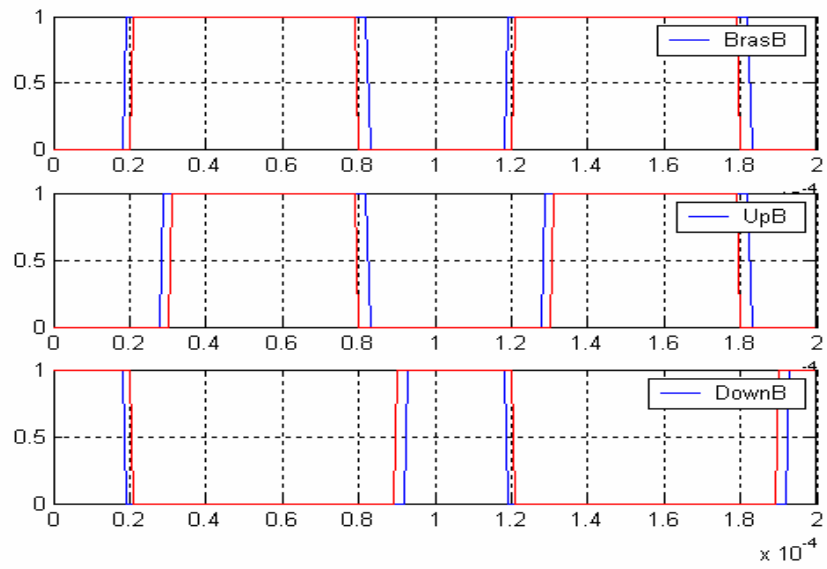
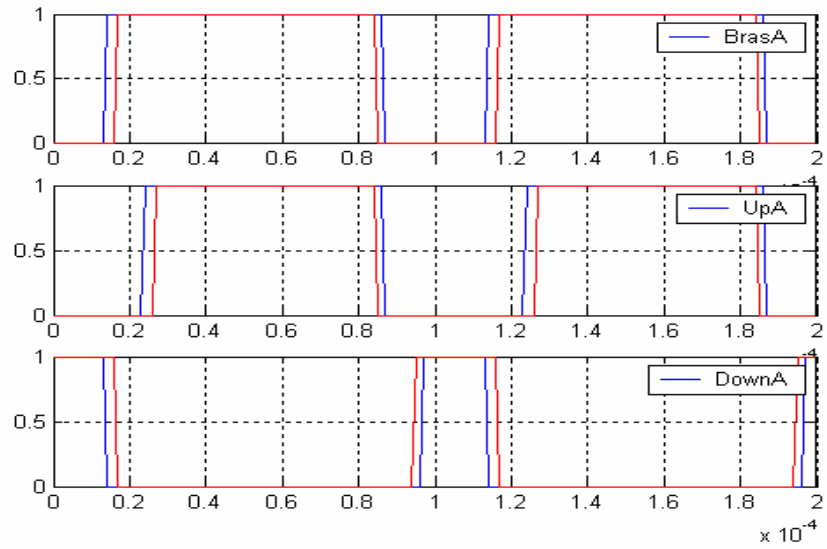
Secteur1

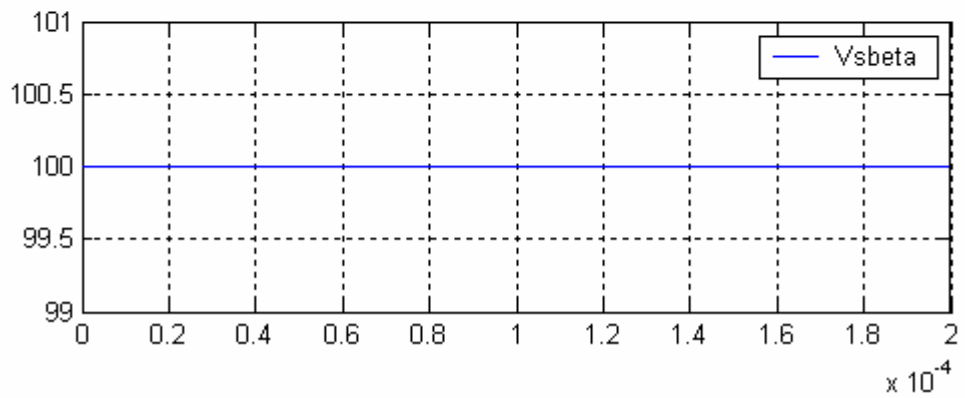
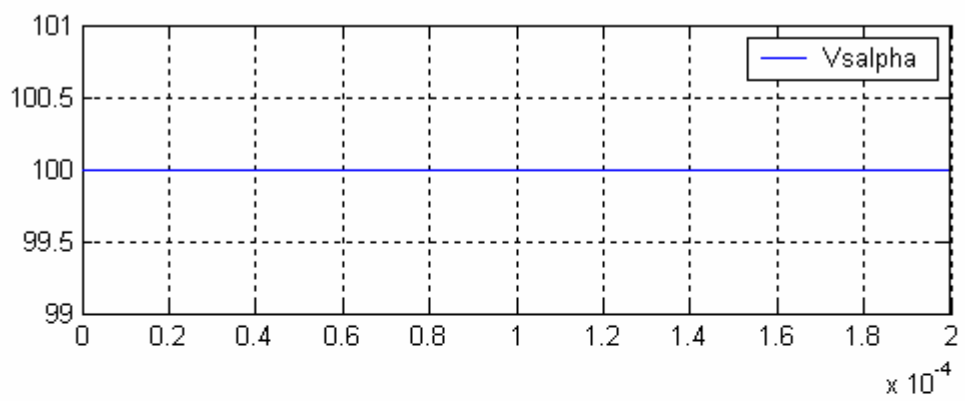
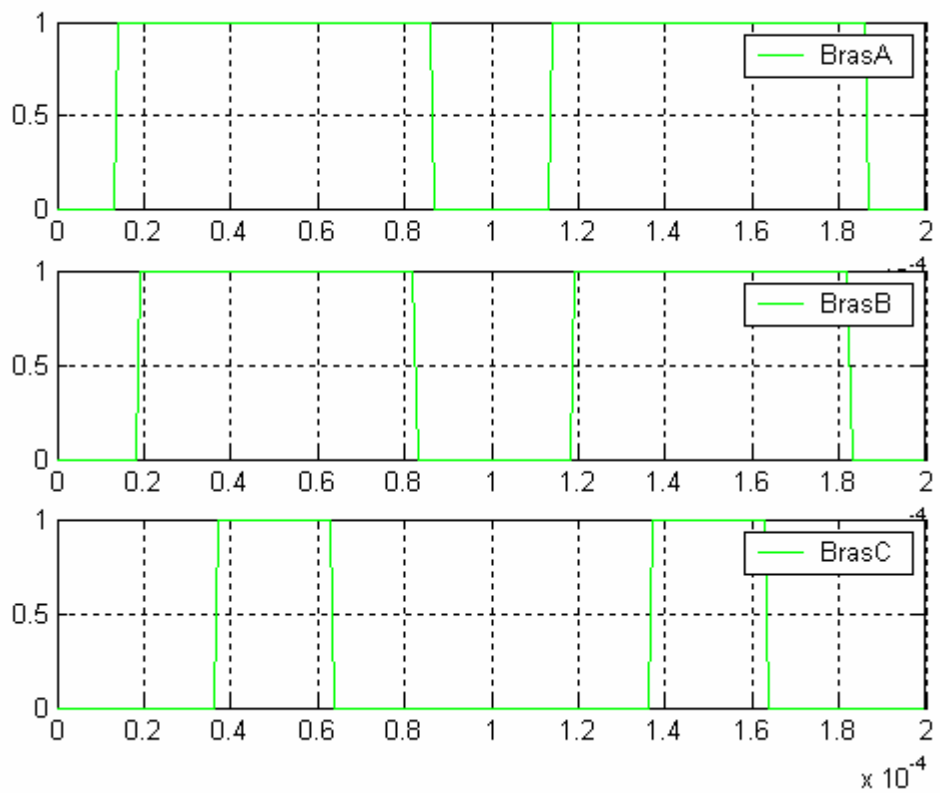
5. Ia=1 ; Ib=0 ; Ic=1



Secteur1

6.Ia=1 ; Ib=1 ; Ic=0

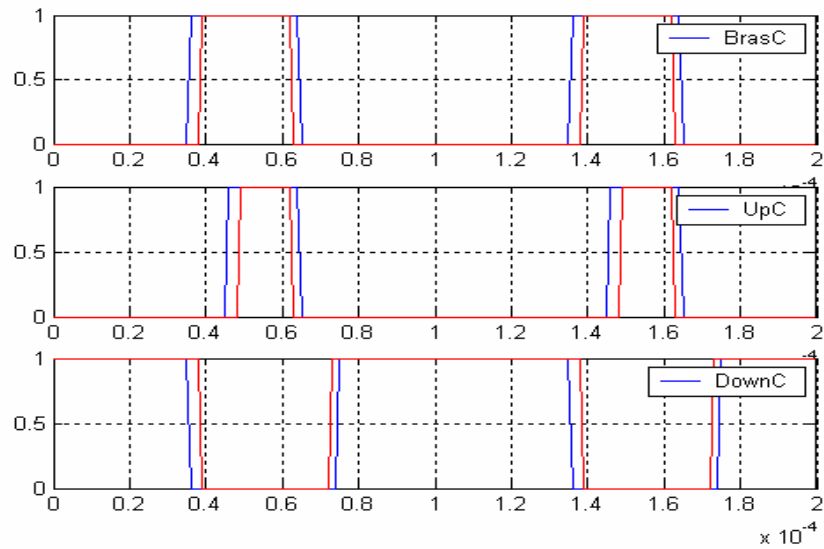
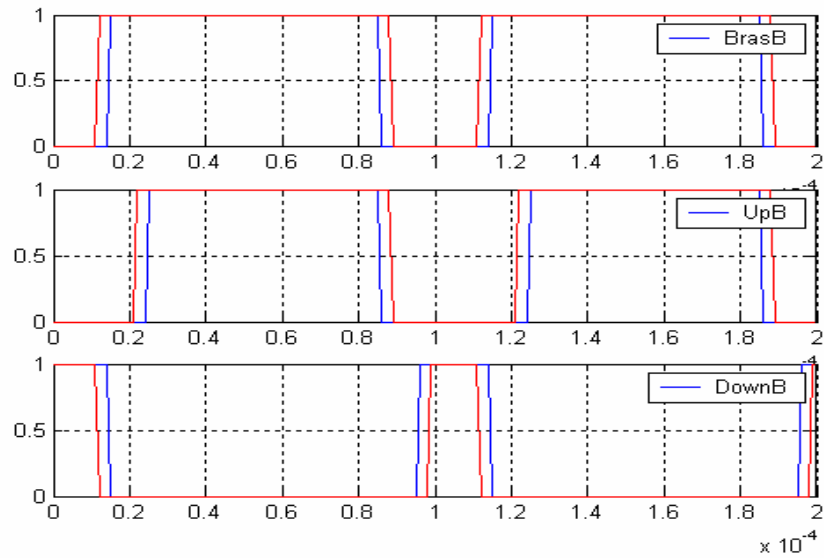
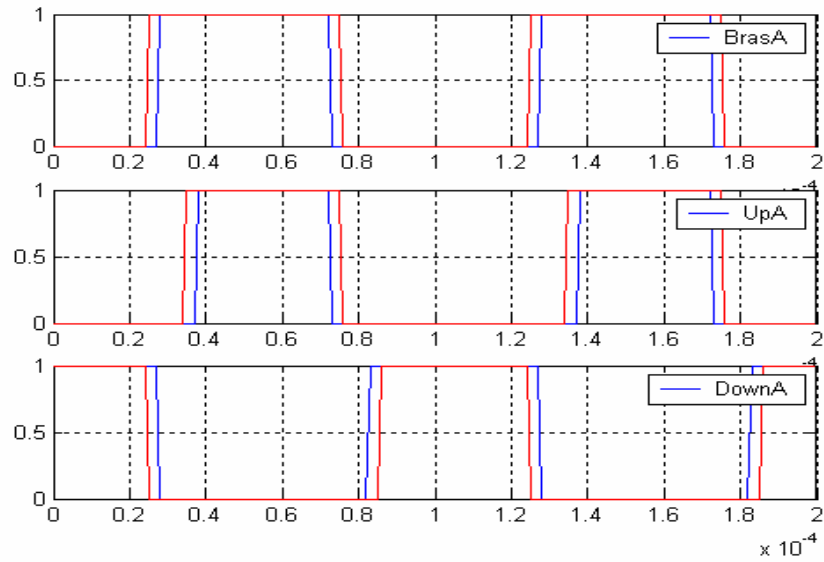




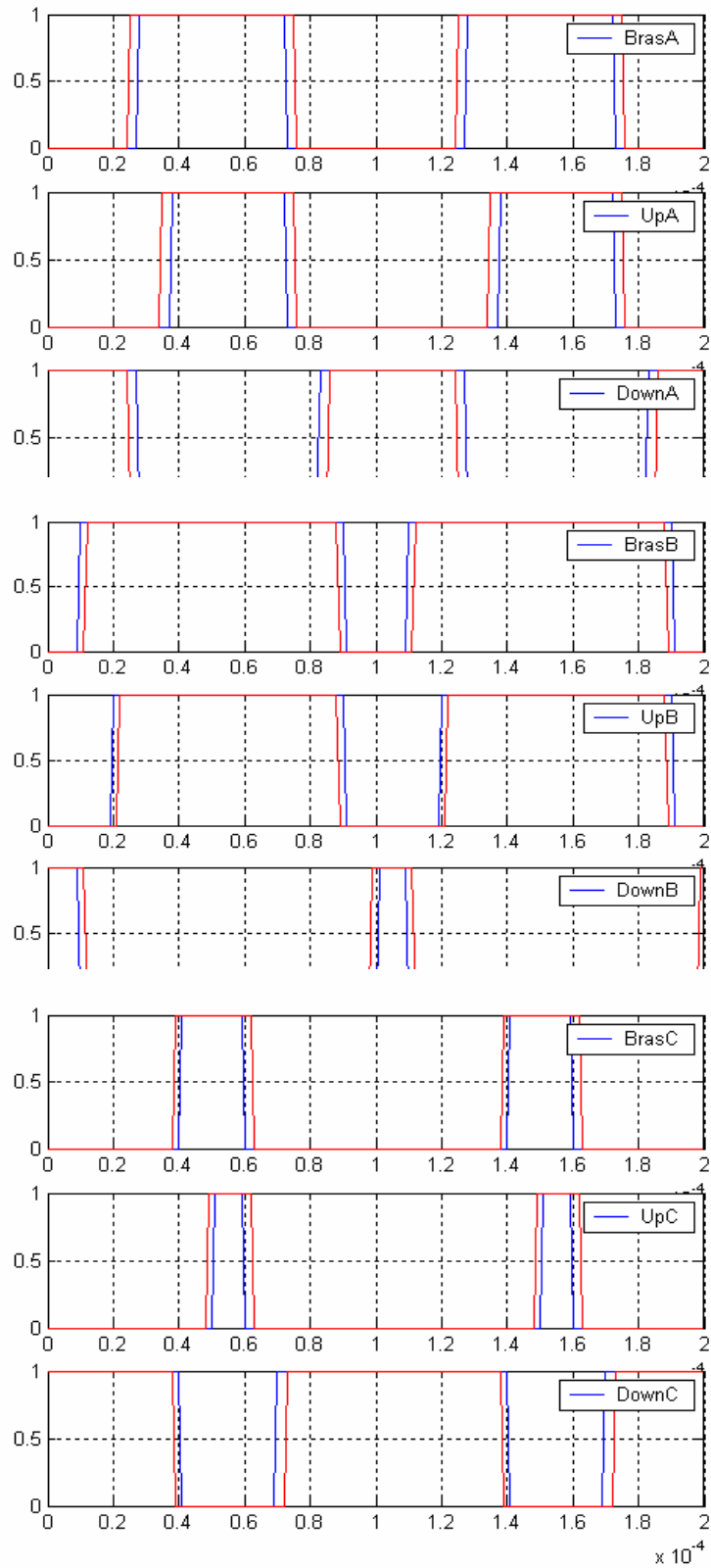
Compensation de temps mort
SECTEUR 2
Comparaison des modèles

Secteur 2

1. $I_a=0$; $I_b=0$; $I_c=1$

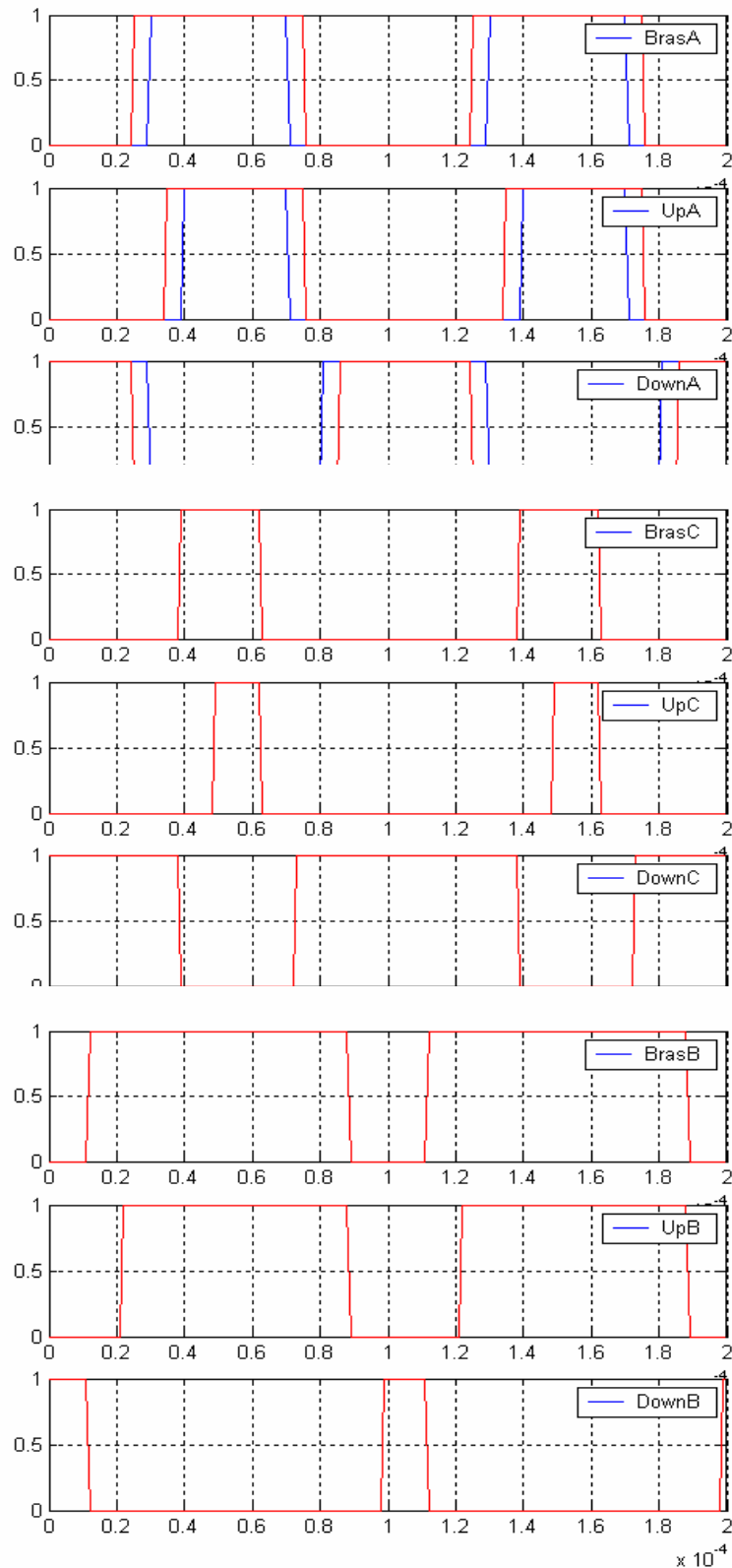


Secteur 2
 $2.I_a=0 ; I_b=1 ; I_c=0$



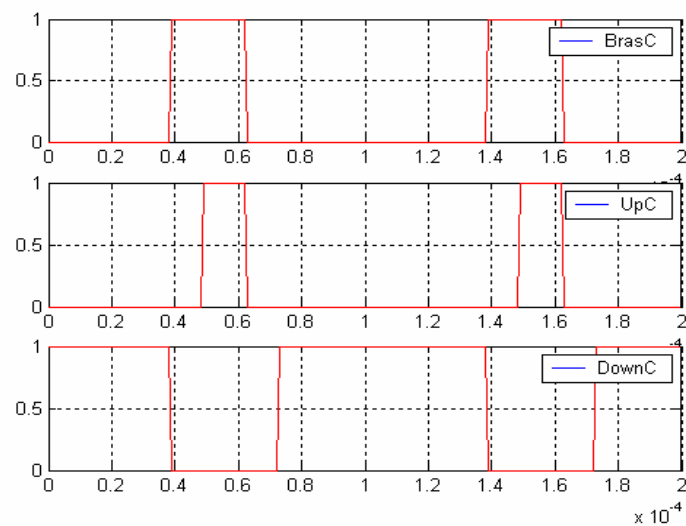
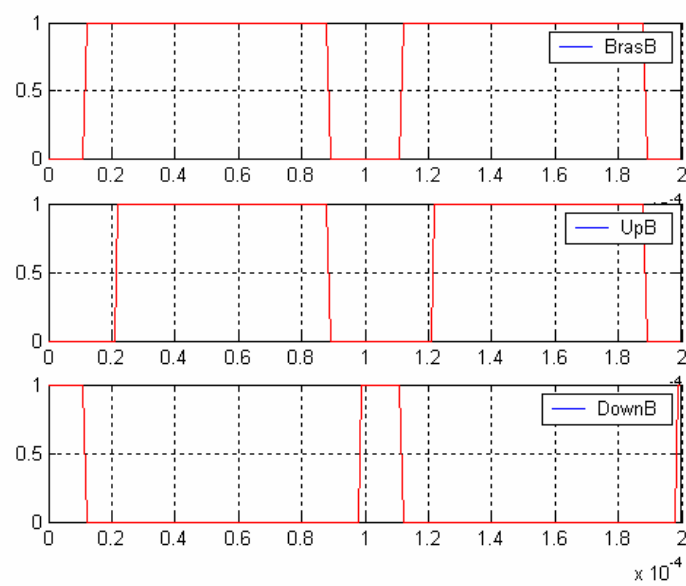
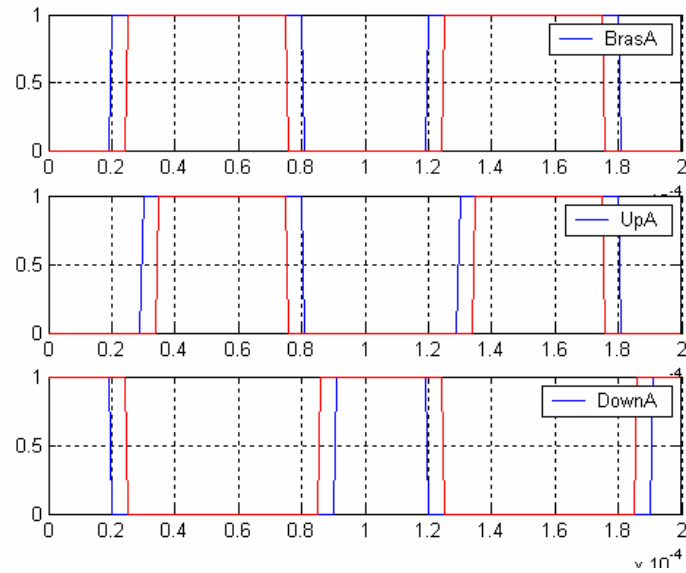
Secteur 2

3. $I_a=0$; $I_b=1$; $I_c=1$



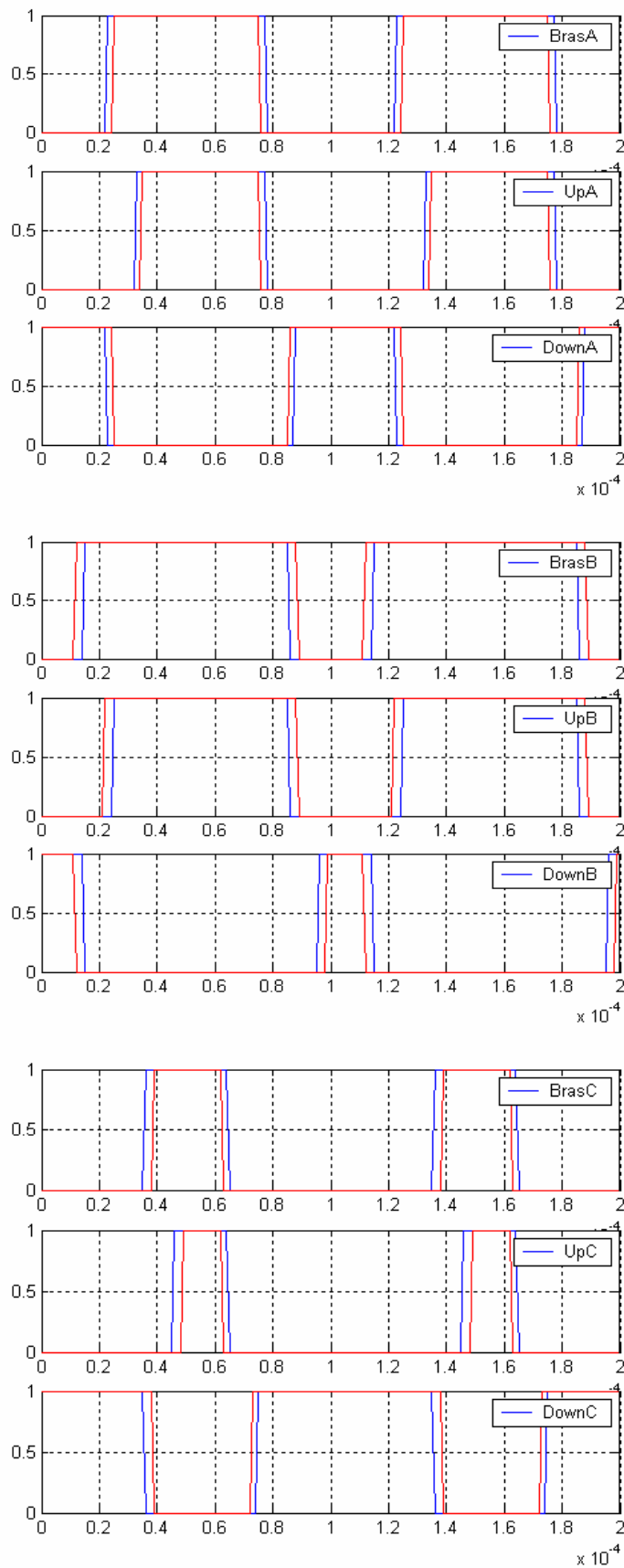
Secteur 2

4. $I_a=1$; $I_b=0$; $I_c=0$



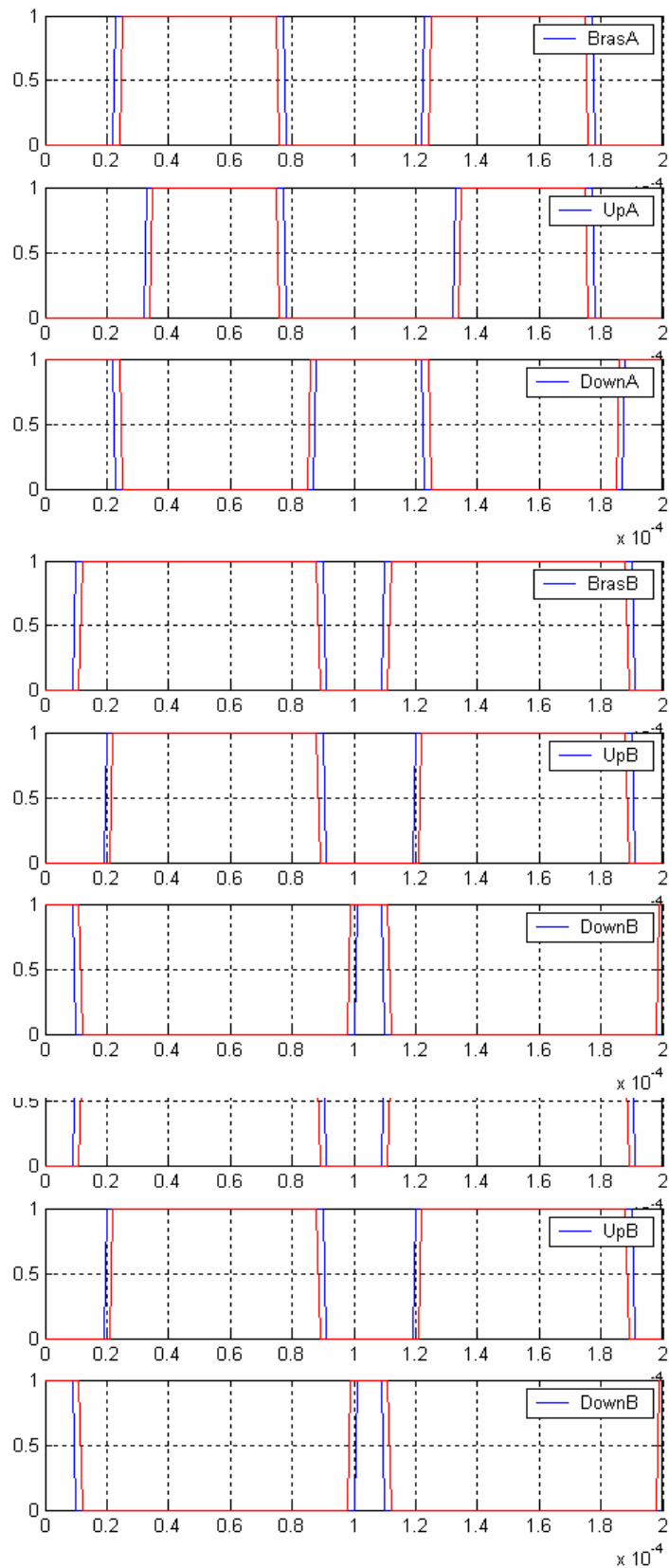
Secteur 2

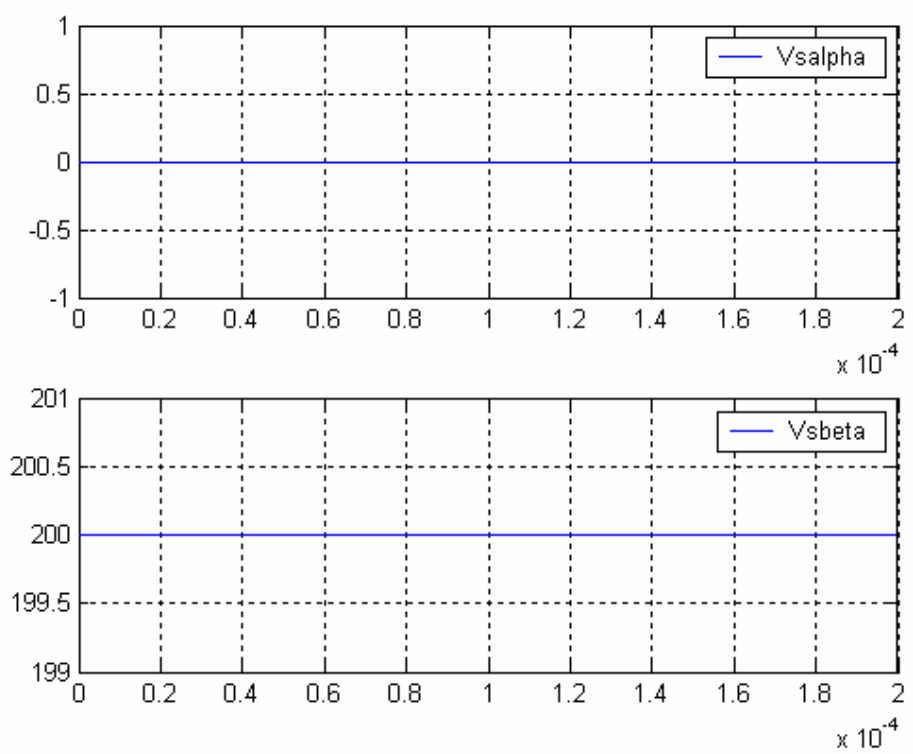
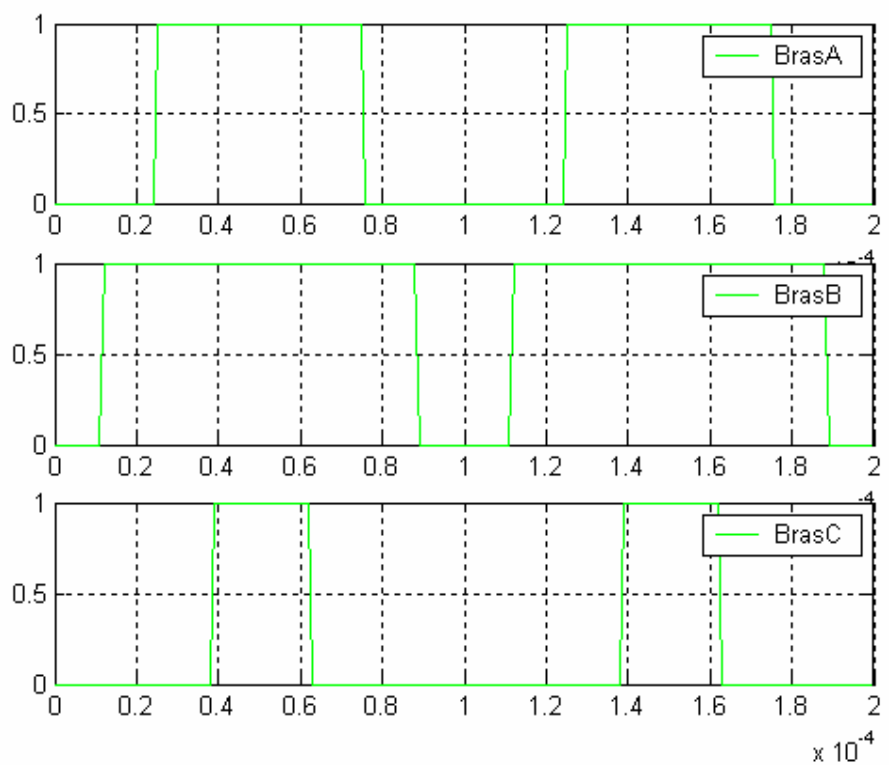
5. $I_a=1$; $I_b=0$; $I_c=1$



Secteur 2

6. $I_a=1$; $I_b=1$; $I_c=0$

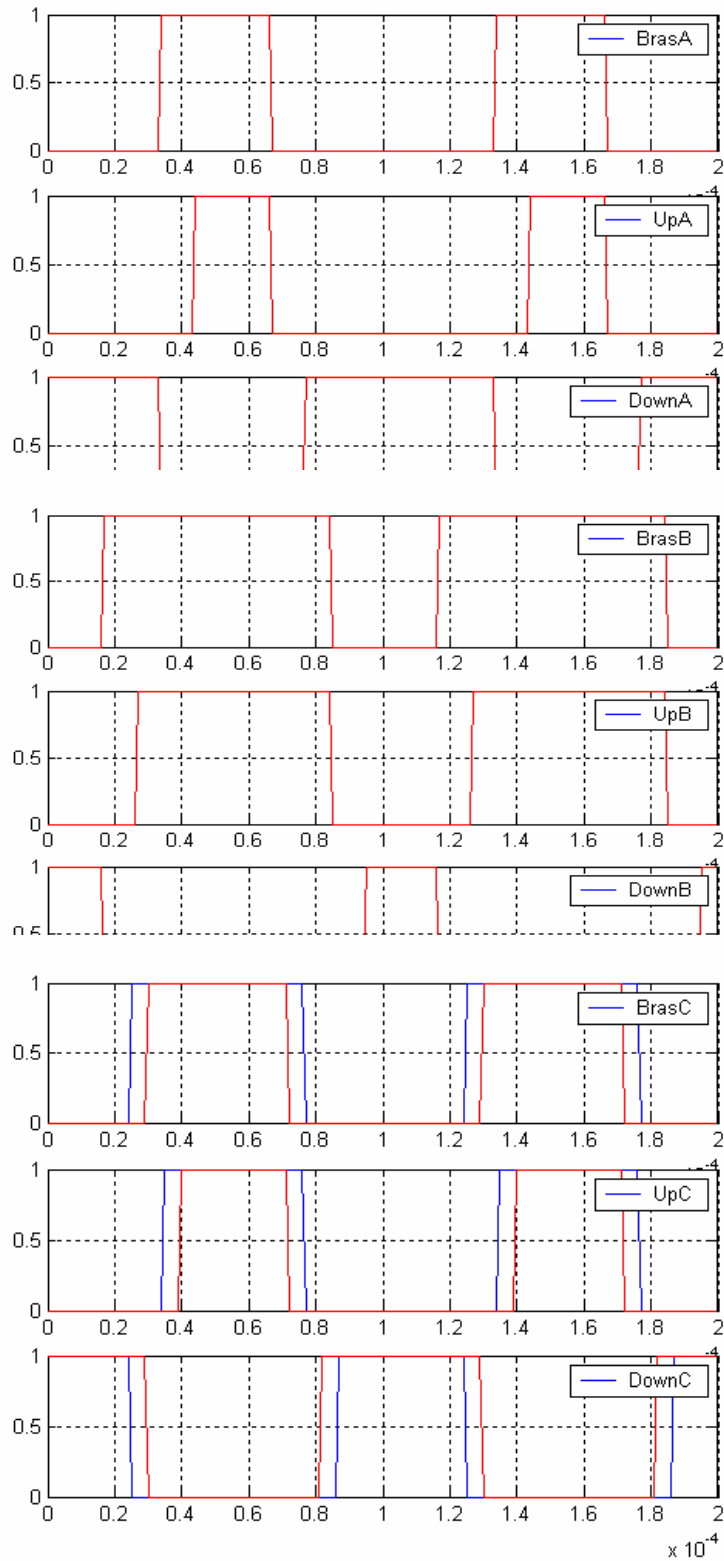




Compensation de temps mort
SECTEUR 3
Comparaison des modèles

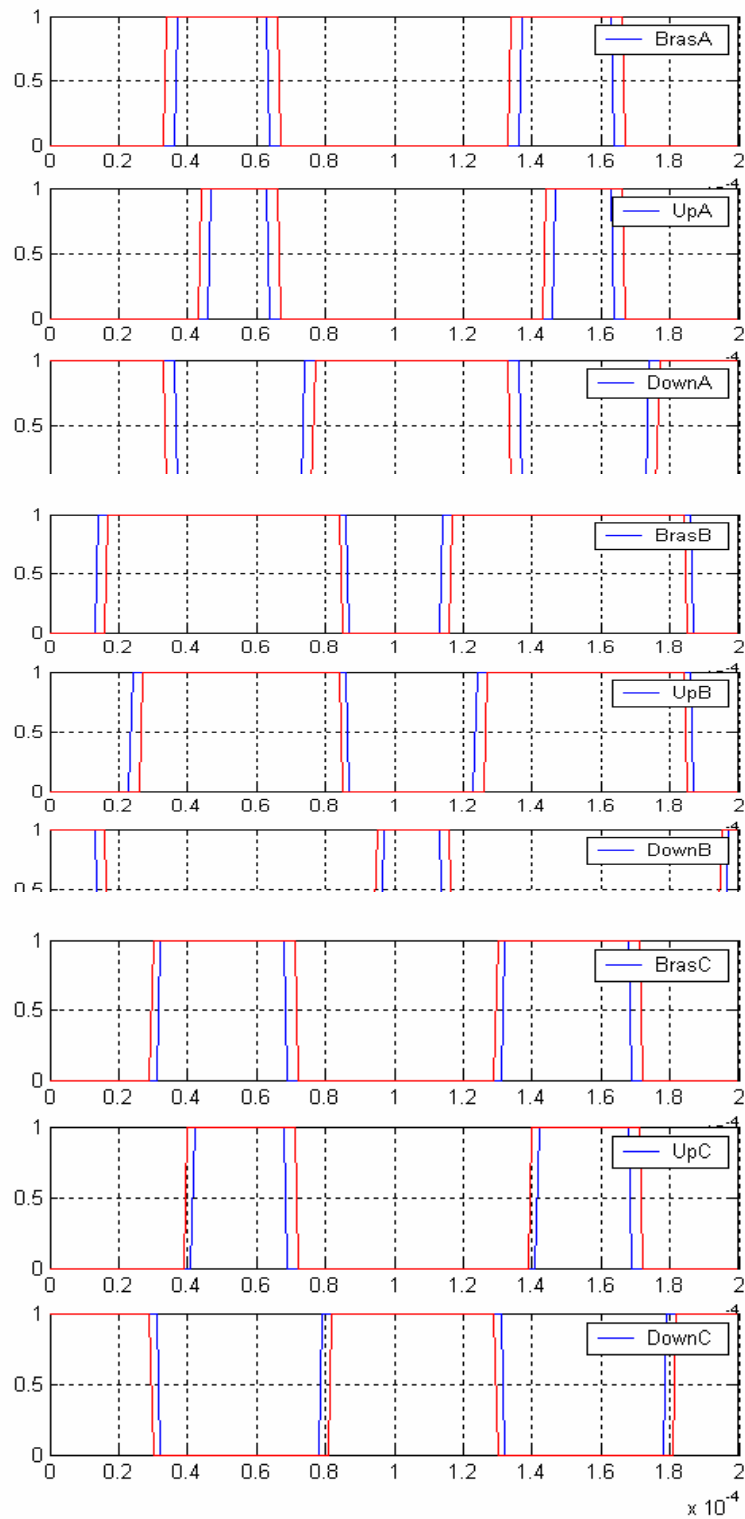
Secteur 3

1. $I_a=0$; $I_b=0$; $I_c=1$



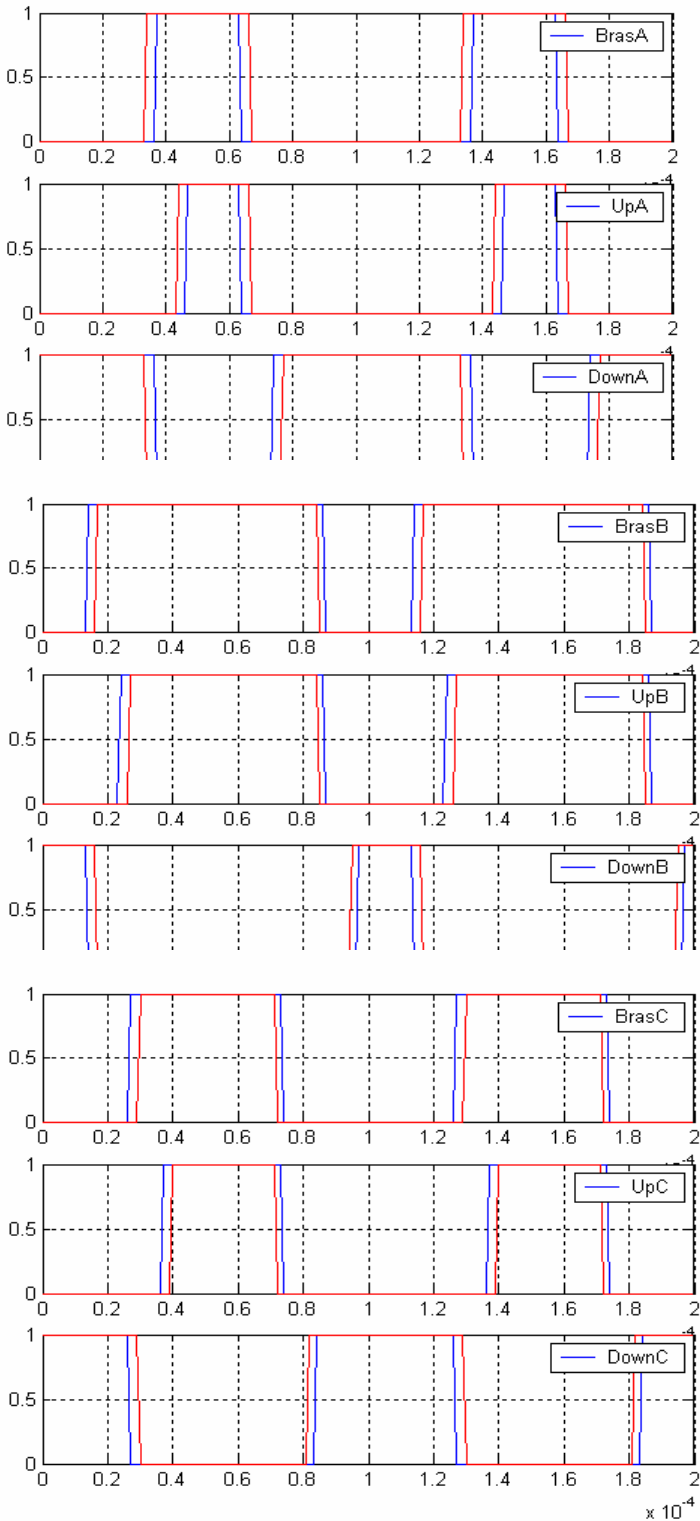
Secteur 3

2. $I_a=0$; $I_b=1$; $I_c=0$



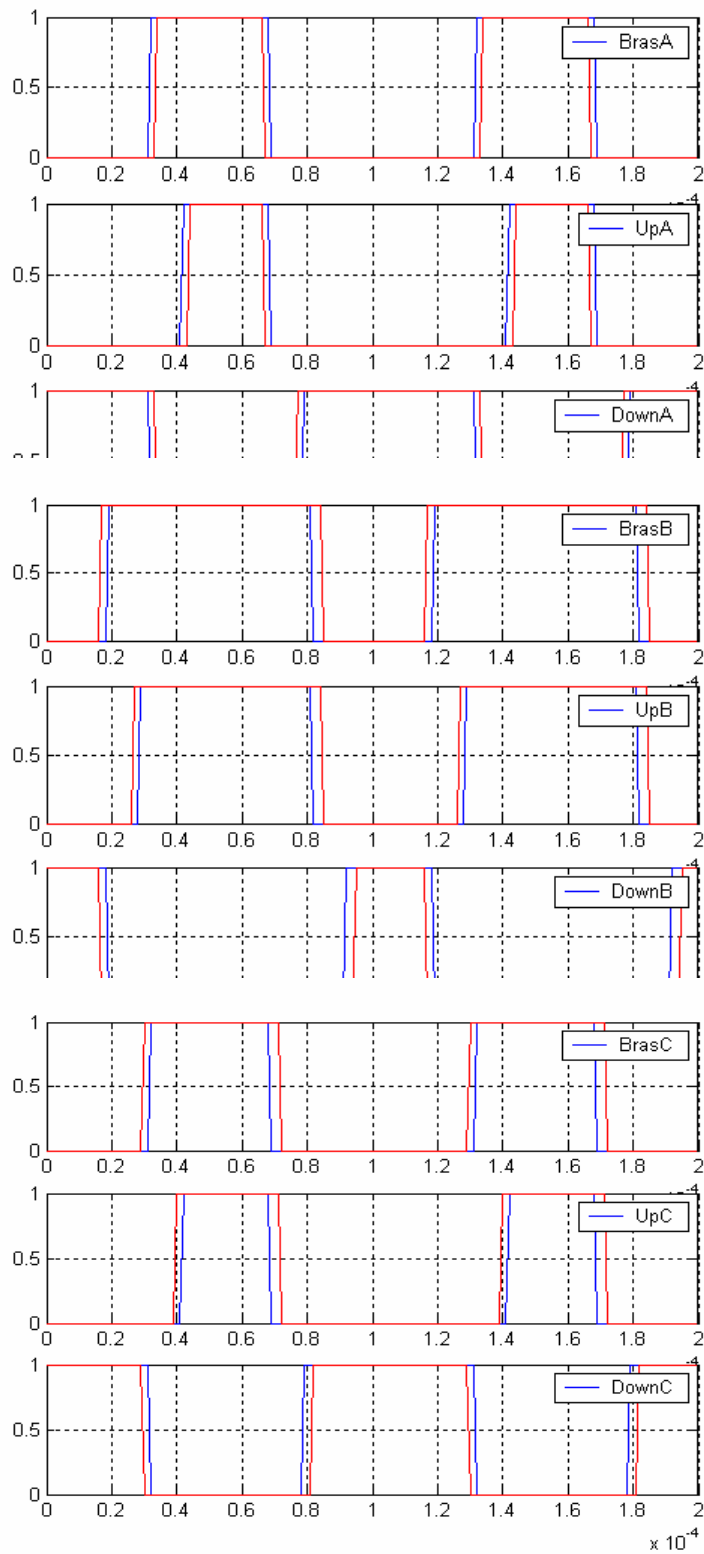
Secteur 3

3. $I_a=0 ; I_b=1 ; I_c=1$



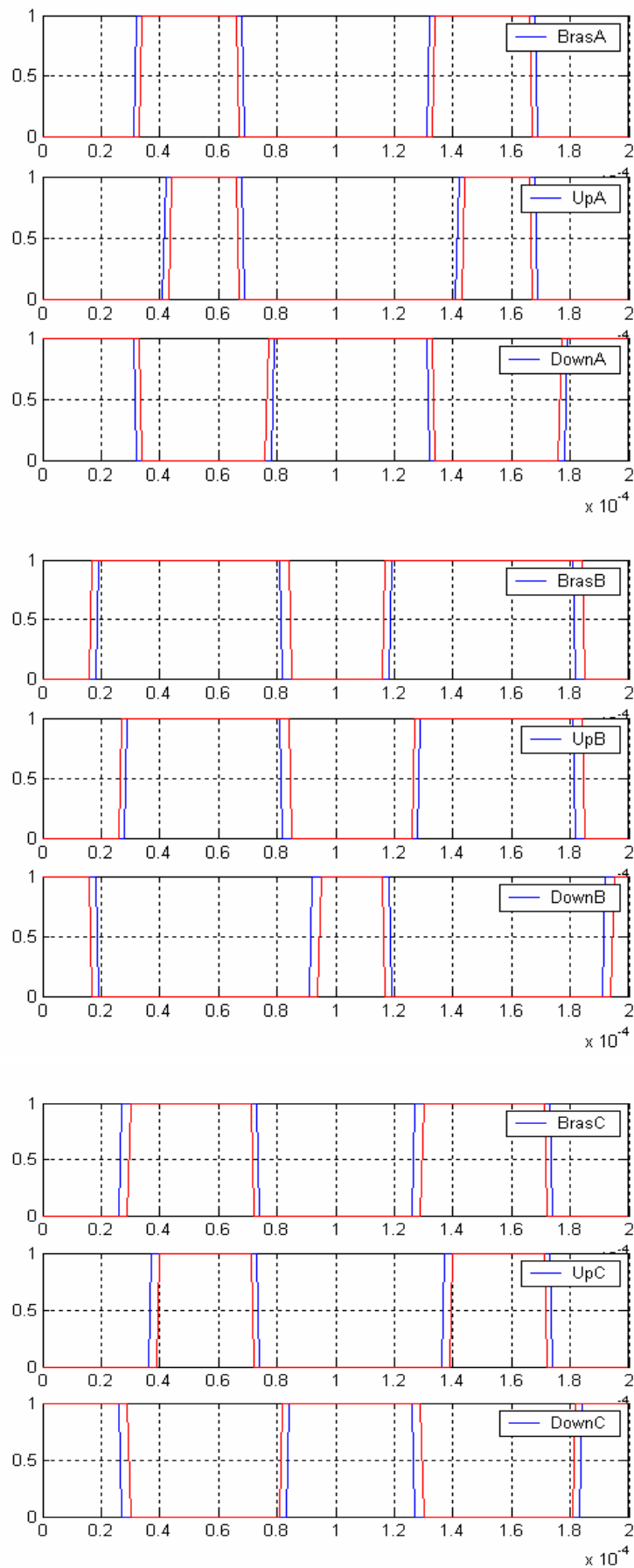
Secteur 3

4. $I_a=1$; $I_b=0$; $I_c=0$



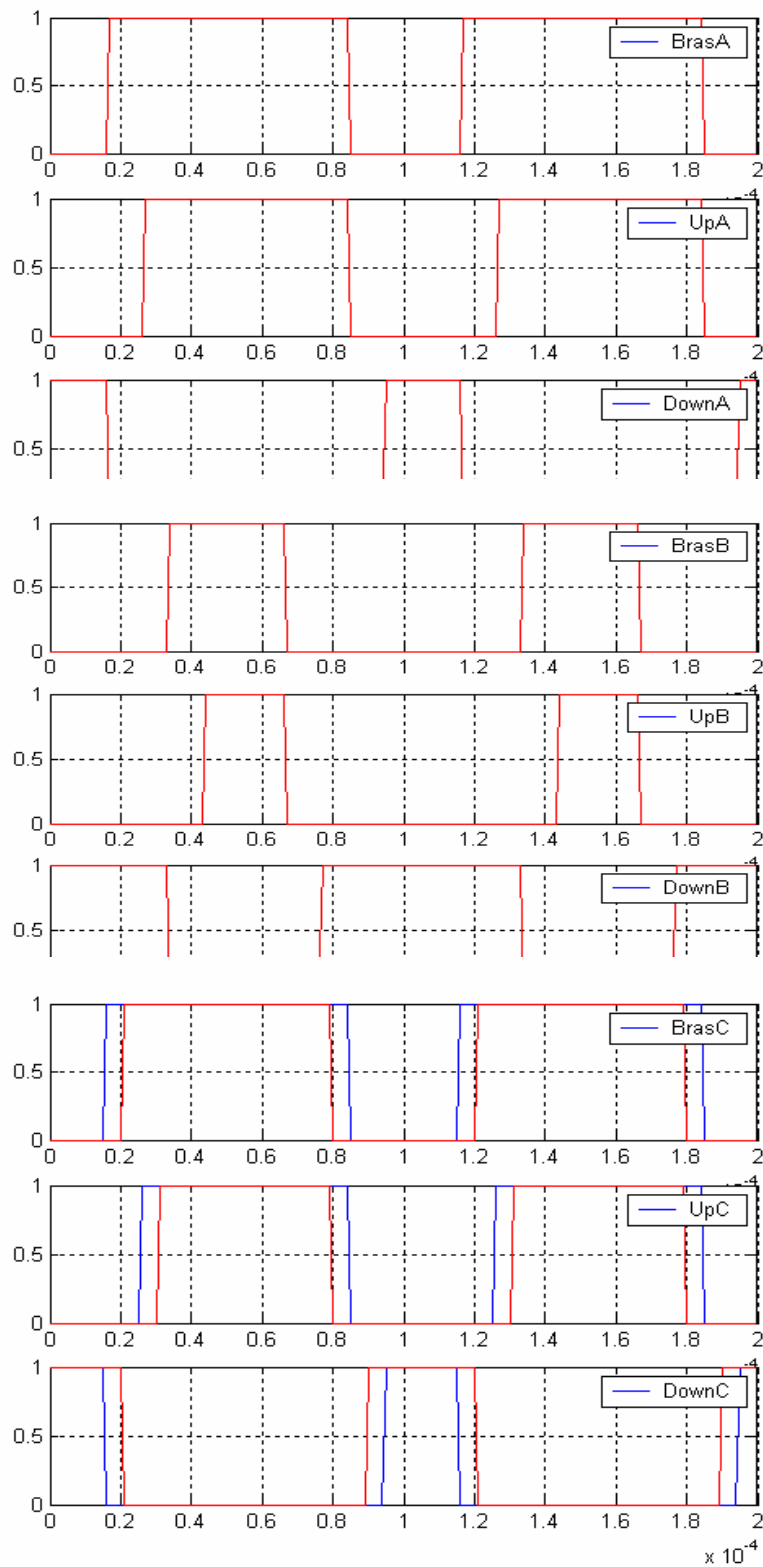
Secteur 3

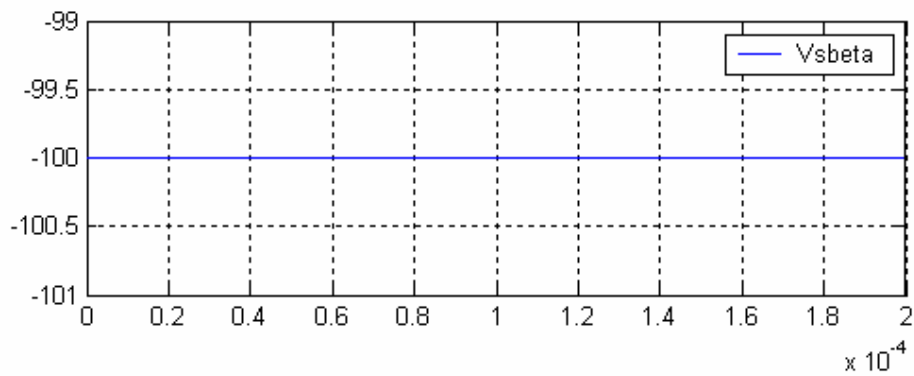
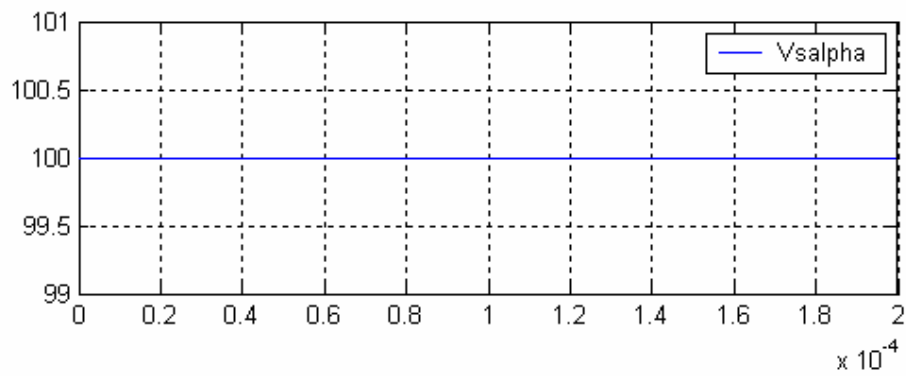
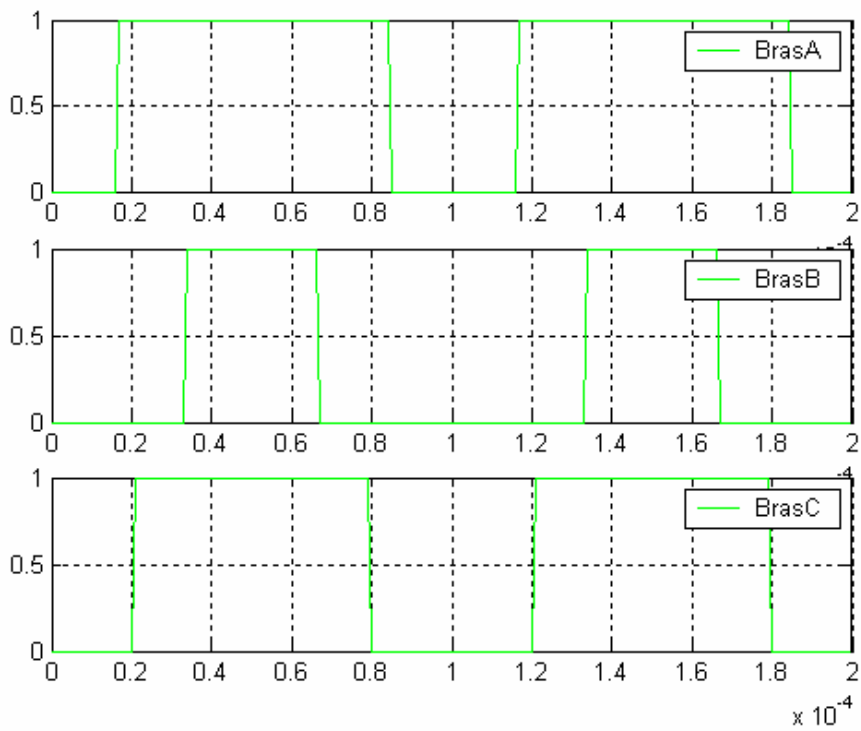
5. $I_a=1$; $I_b=0$; $I_c=1$



Secteur 3

6. $I_a=1$; $I_b=1$; $I_c=0$





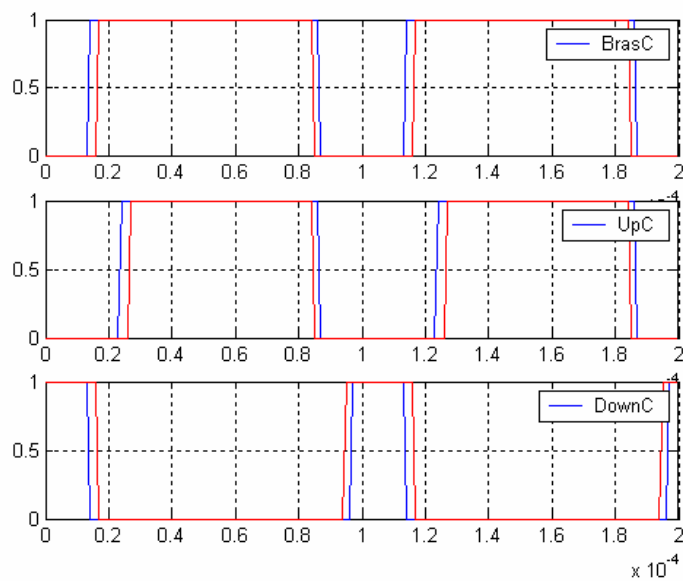
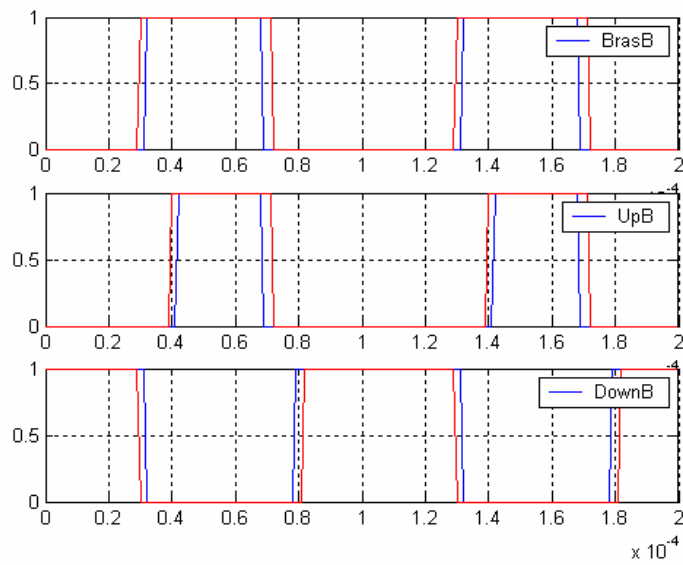
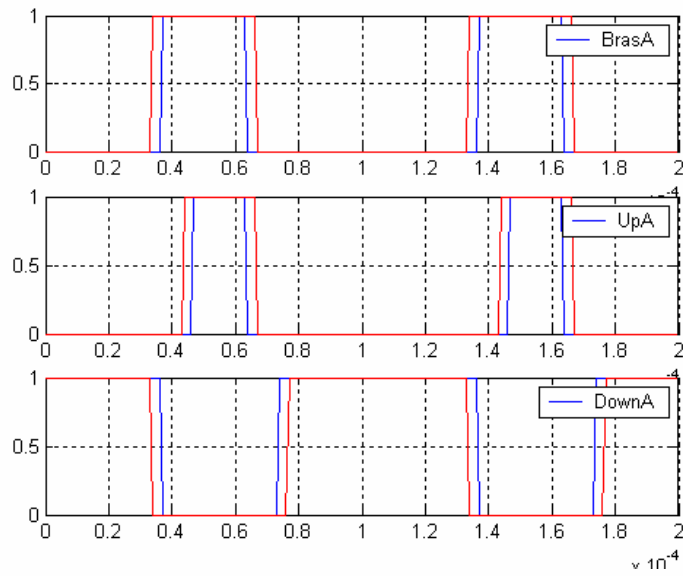
Compensation de temps mort

SECTEUR 4

Comparaison des modèles

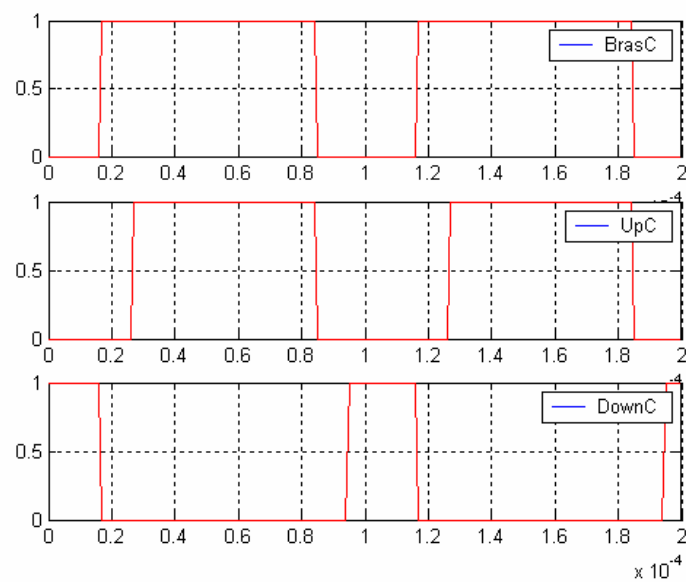
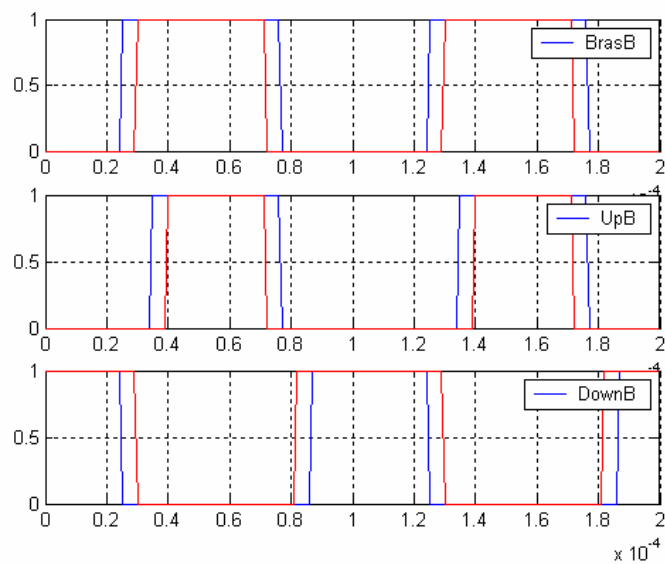
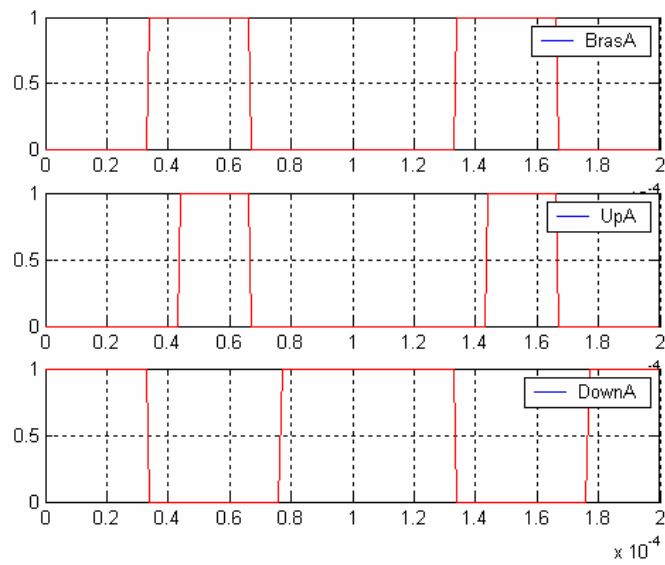
Secteur 4

1. $I_a=0$; $I_b=0$; $I_c=1$



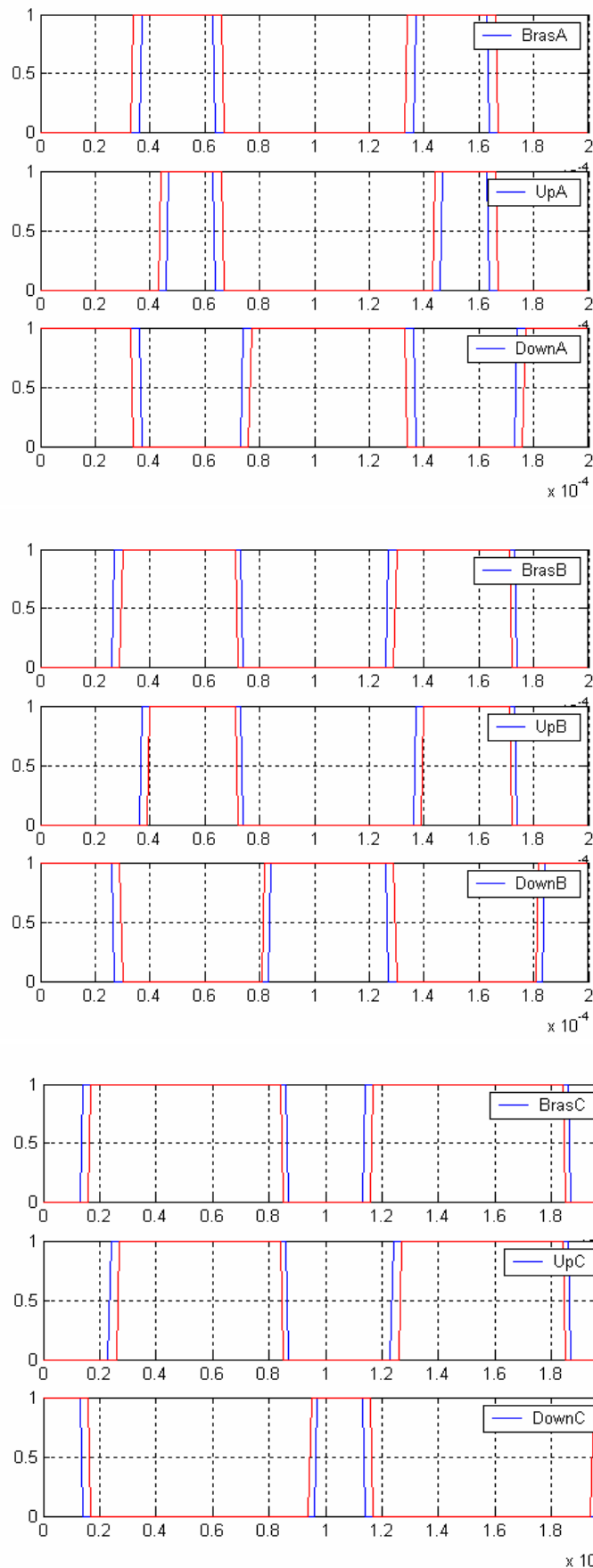
Secteur 4

2. $I_a=0$; $I_b=1$; $I_c=0$



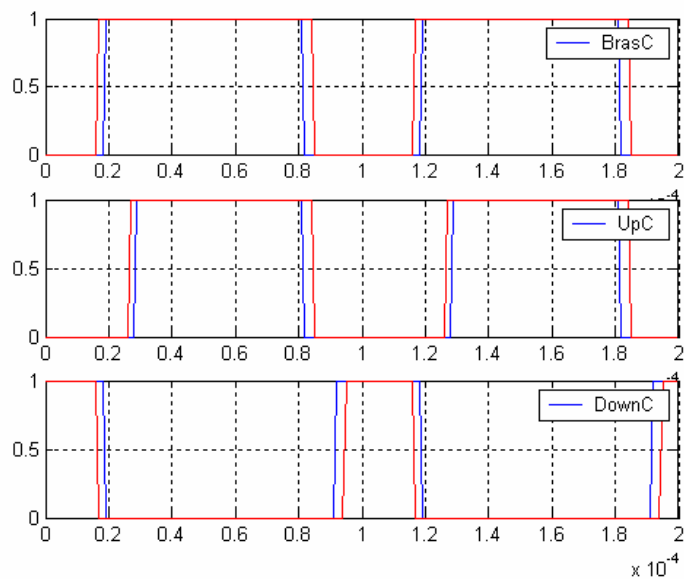
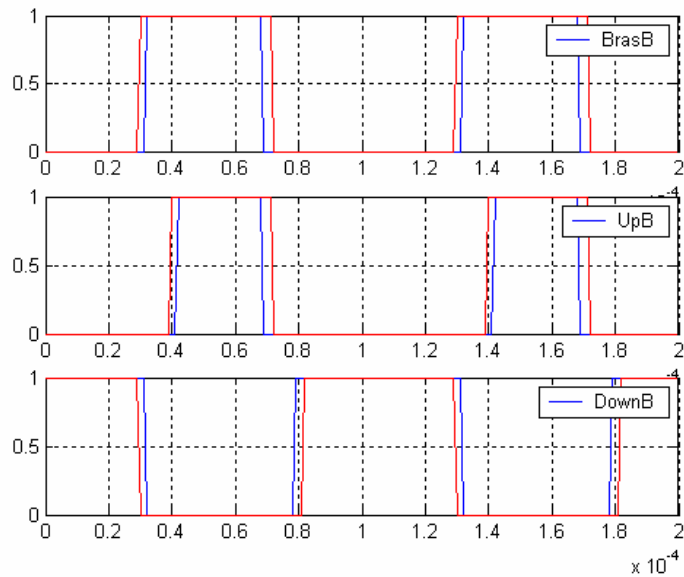
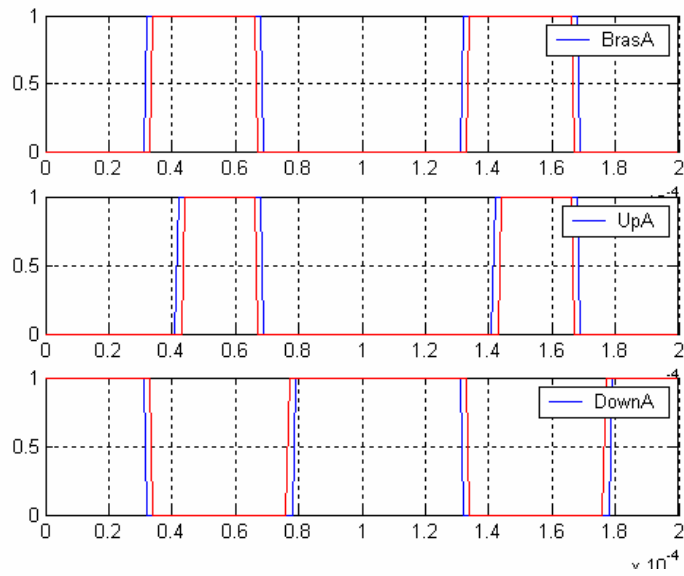
Secteur 4

3. $I_a=0 ; I_b=1 ; I_c=1$



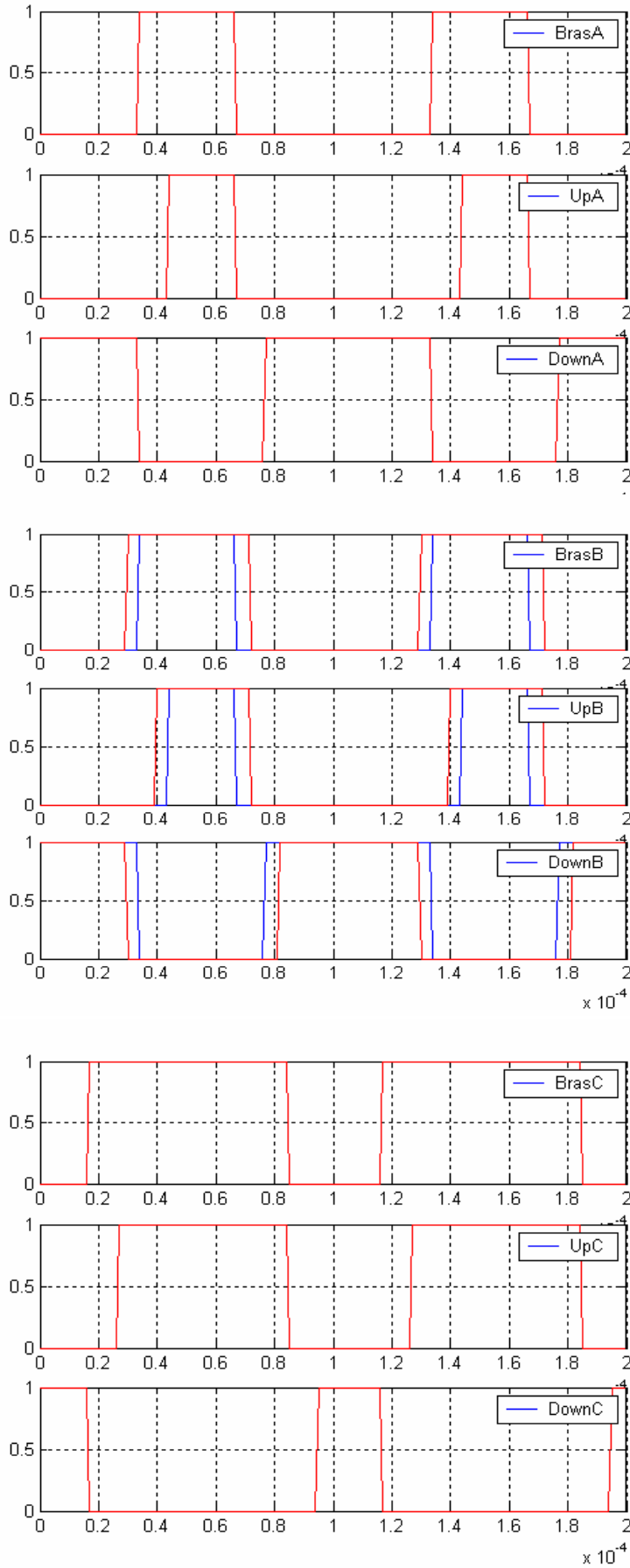
Secteur 4

4. $I_a=1$; $I_b=0$; $I_c=0$



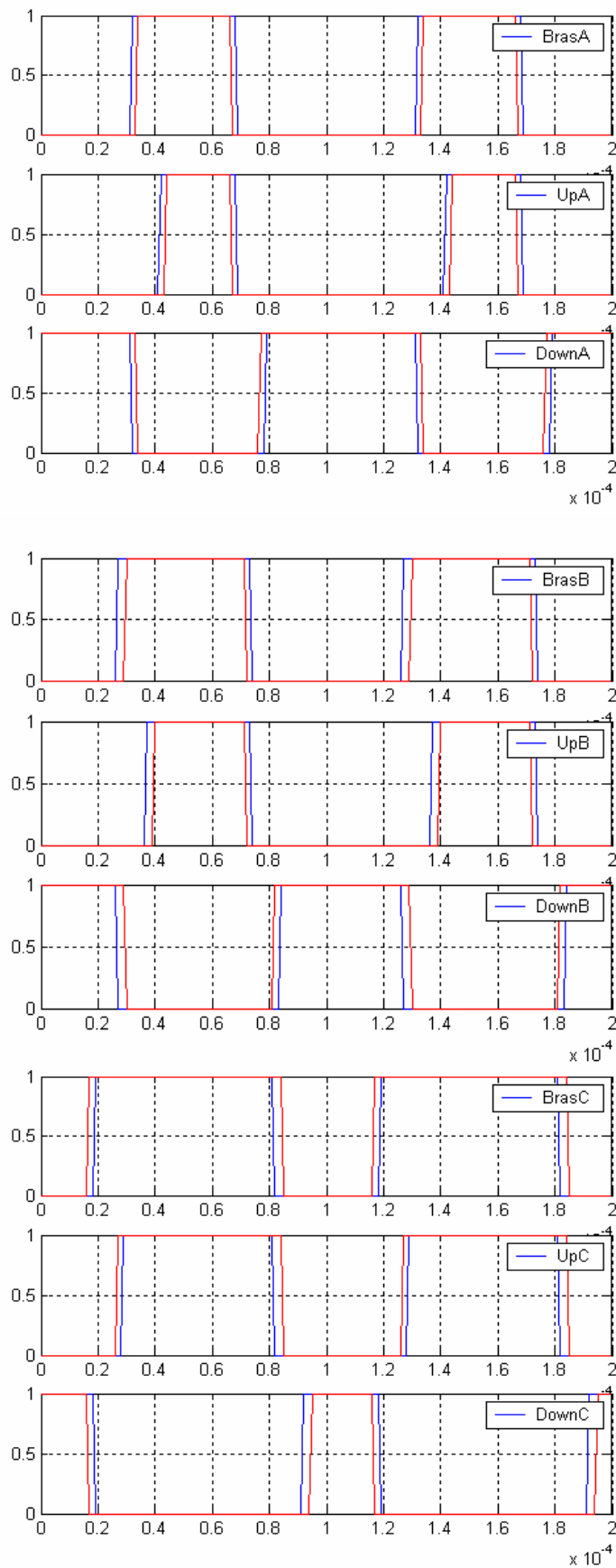
Secteur

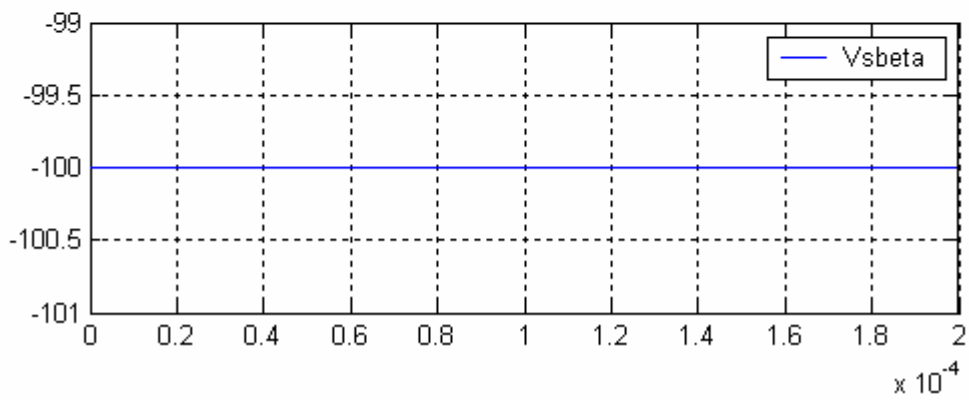
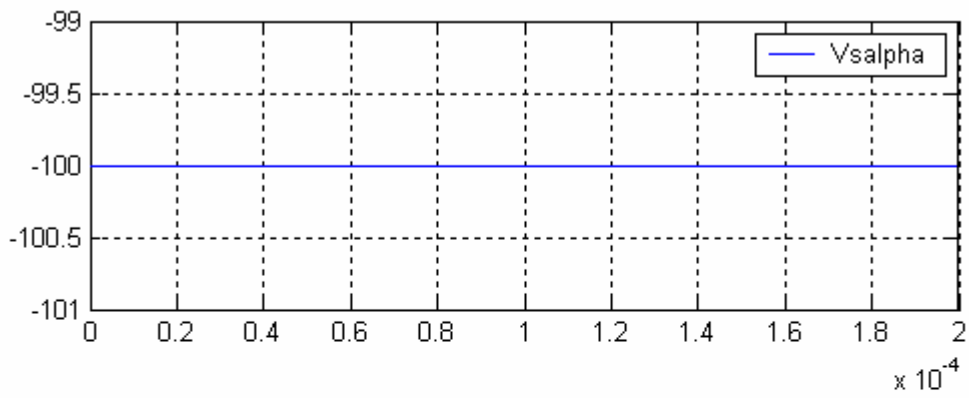
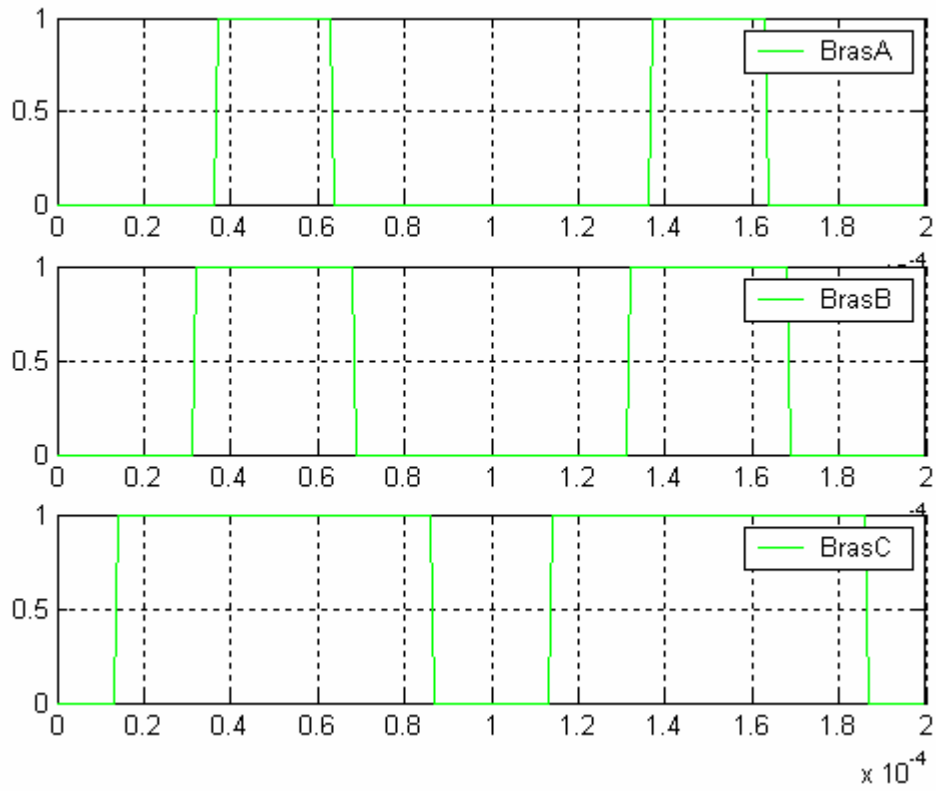
5. Ia=1 ;Ib=0 ;Ic=1



Secteur 4

6. $I_a=1$; $I_b=1$; $I_c=0$





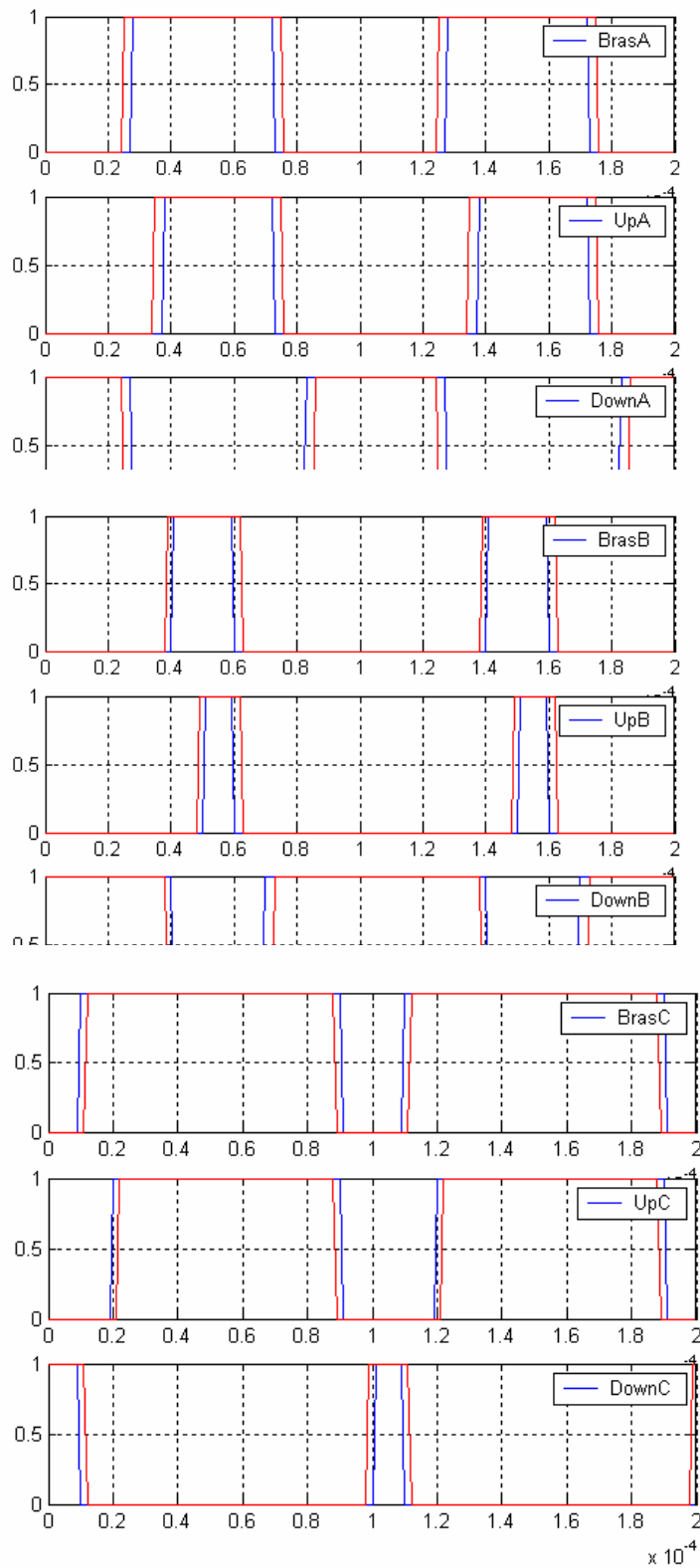
Compensation de temps mort

SECTEUR 5

Comparaison des modèles

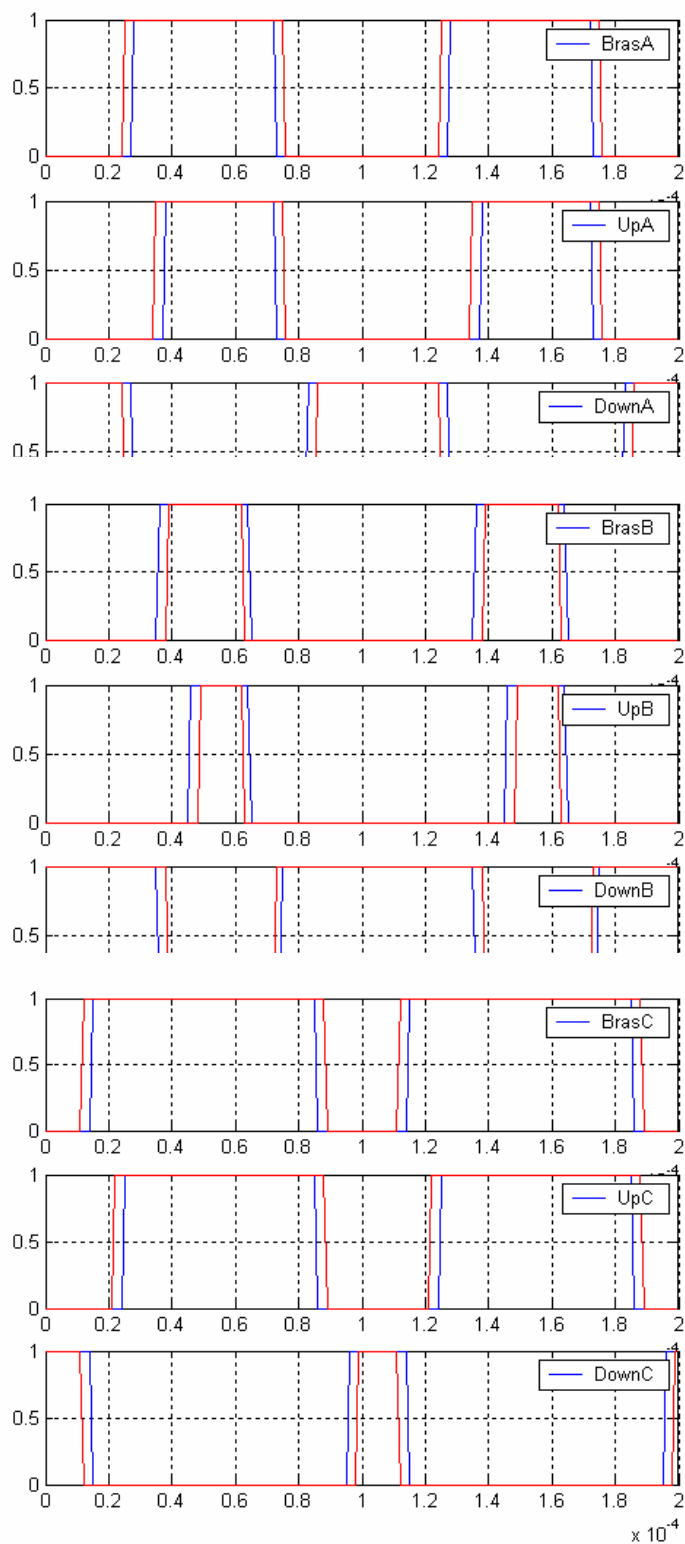
Secteur 5

1. $I_a=0$; $I_b=0$; $I_c=1$



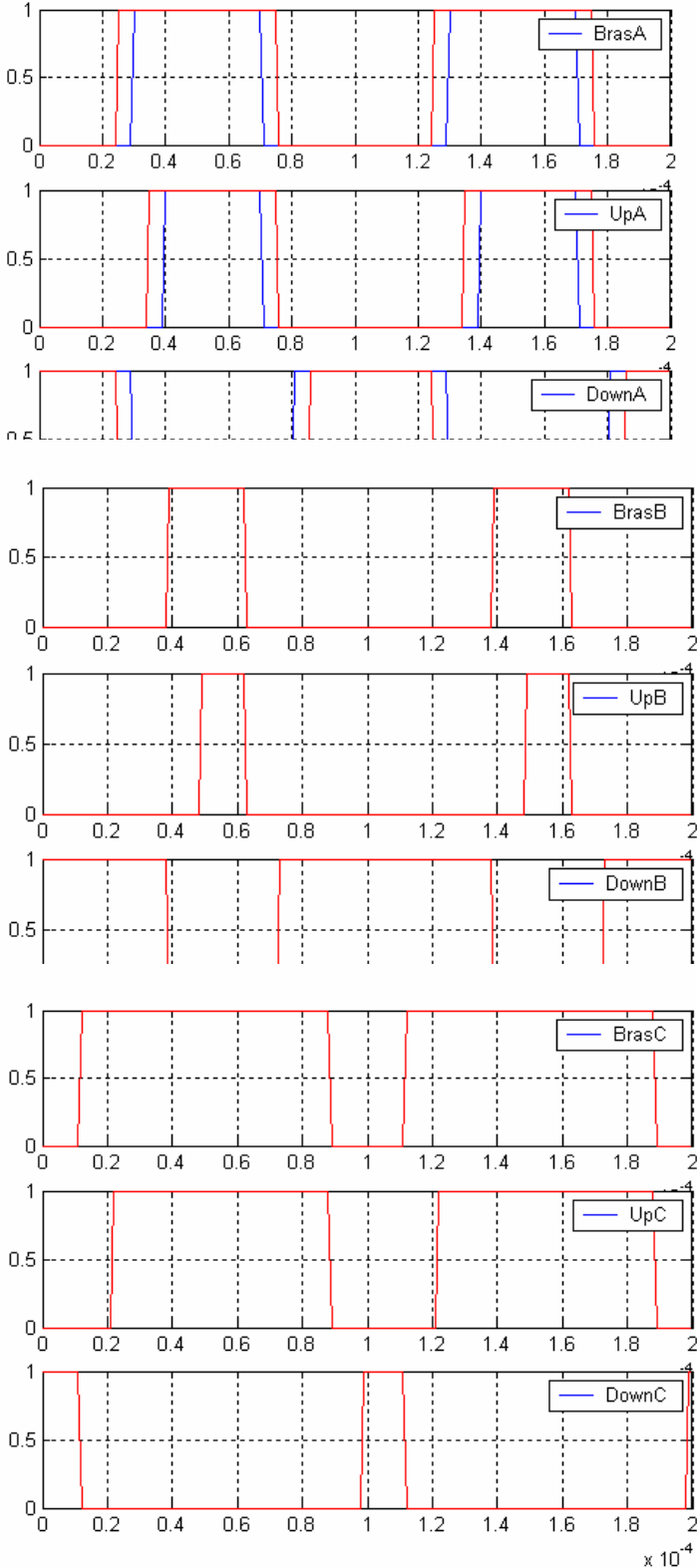
Secteur 5

2. $I_a=0$; $I_b=1$; $I_c=0$



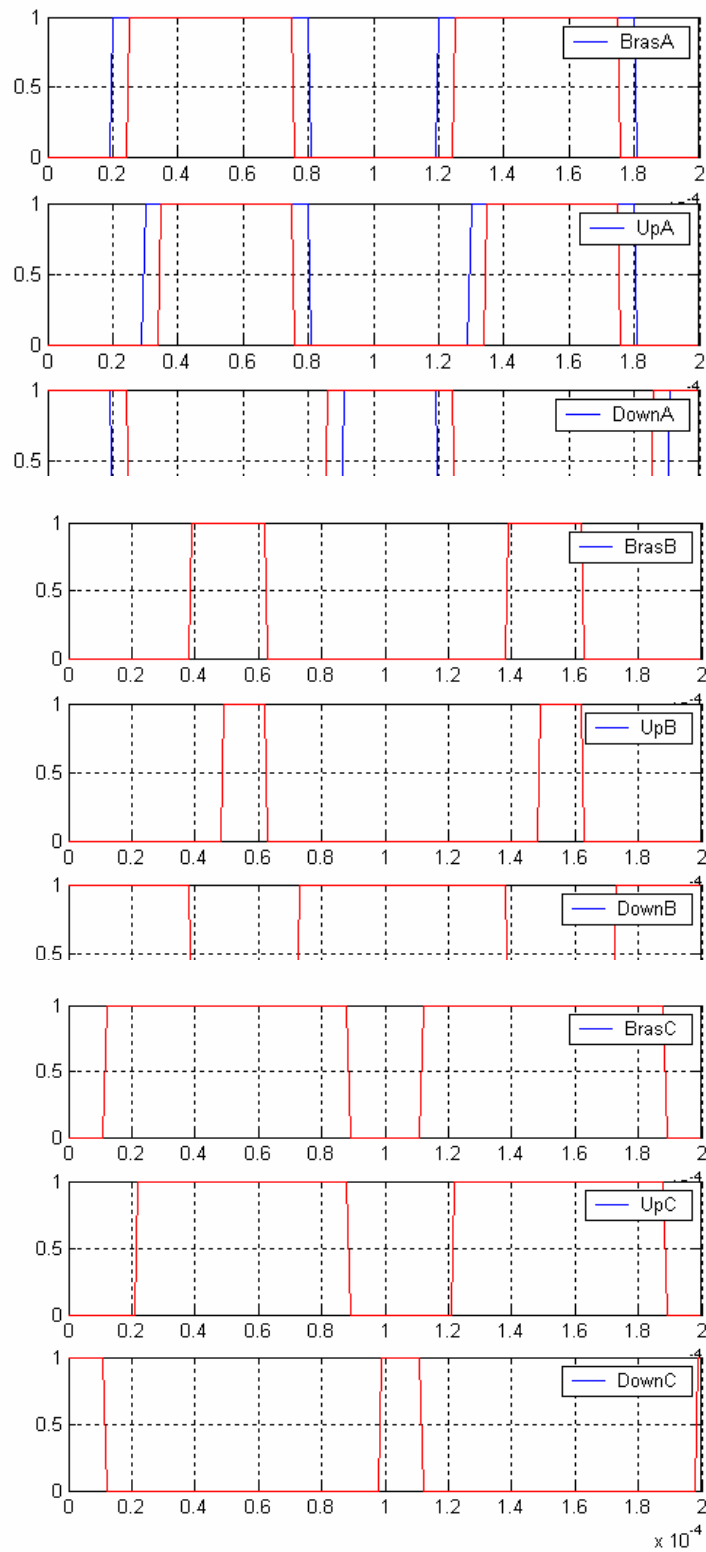
Secteur 5

3. $I_a=1 ; I_b=0 ; I_c=1$



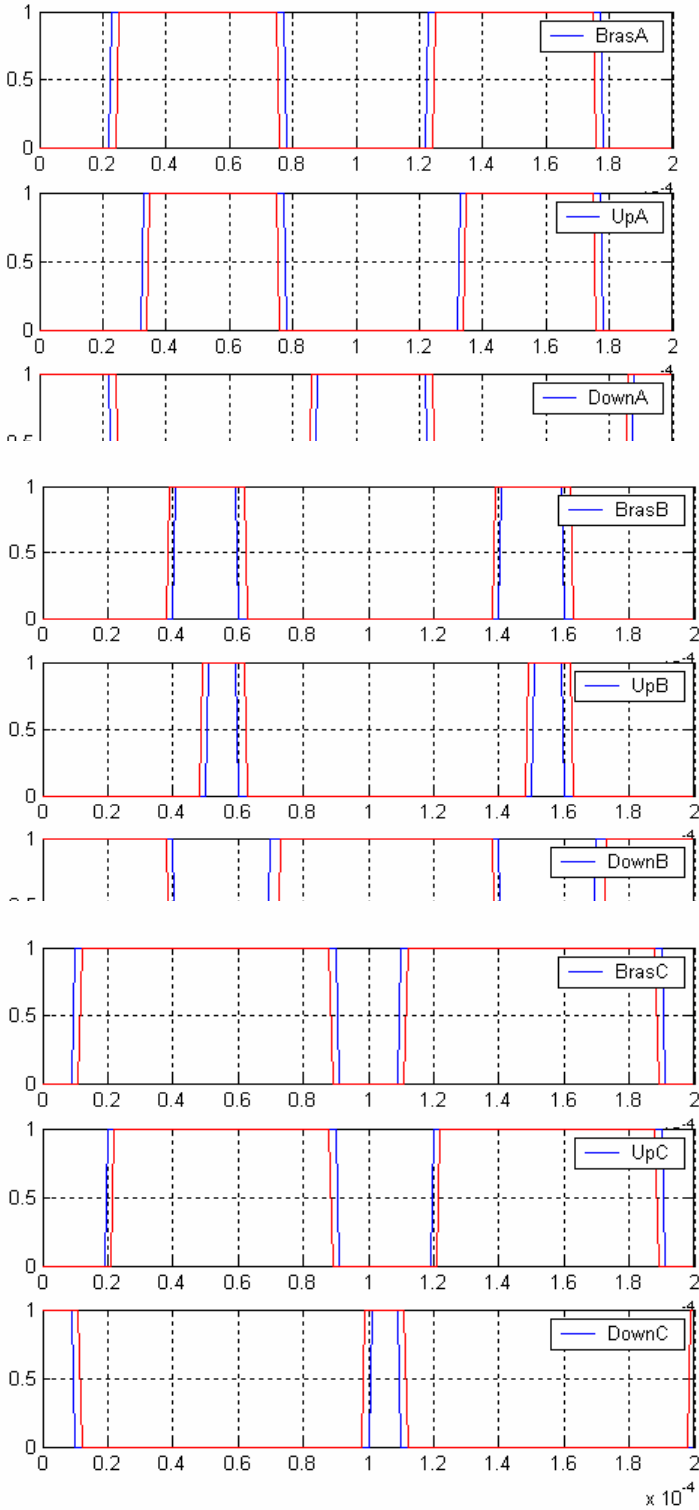
Secteur 5

4. $I_a=1$; $I_b=0$; $I_c=0$



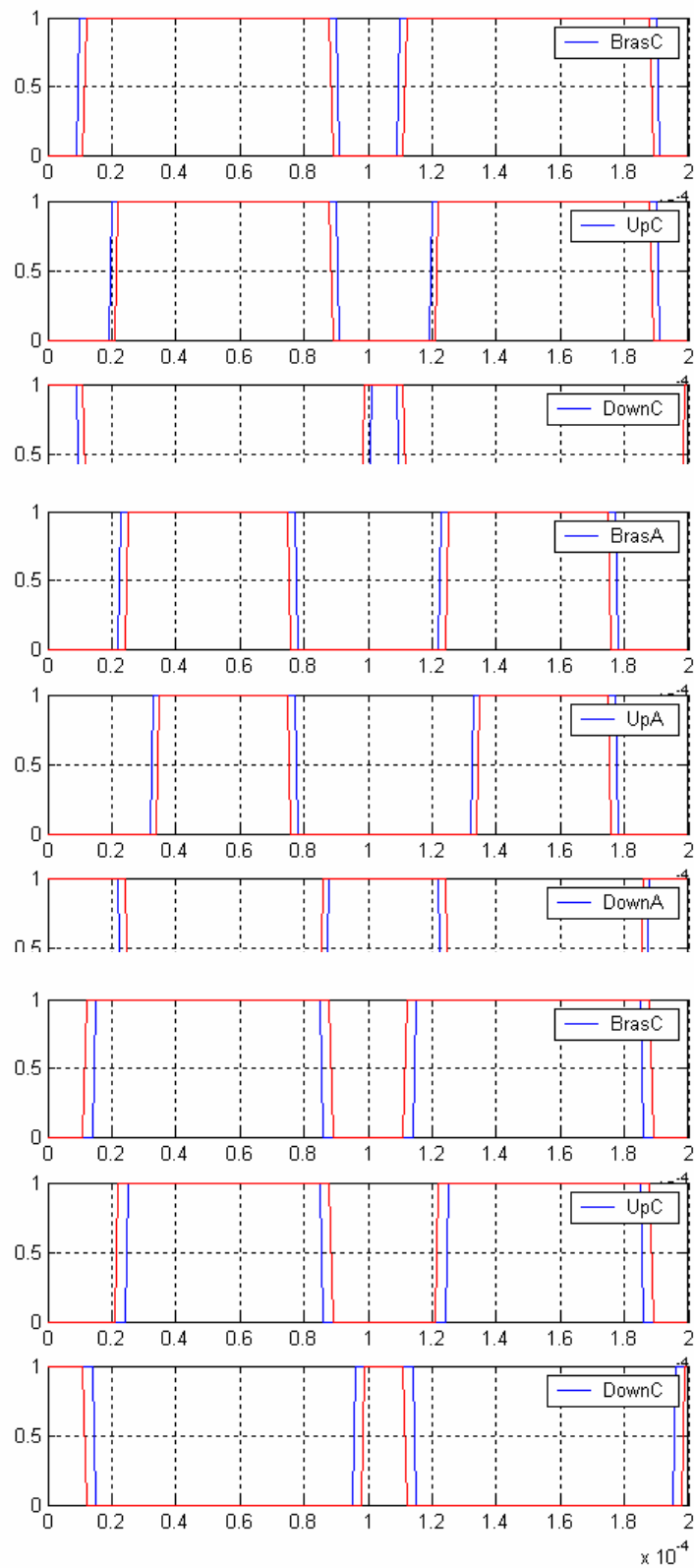
Secteur 5

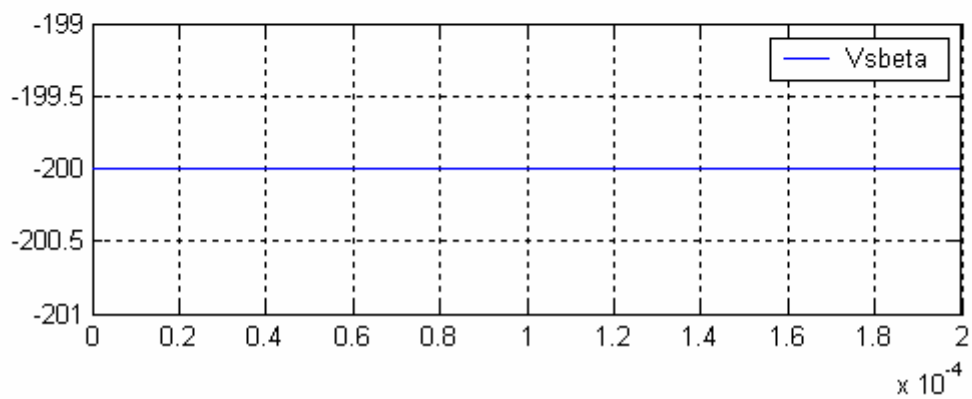
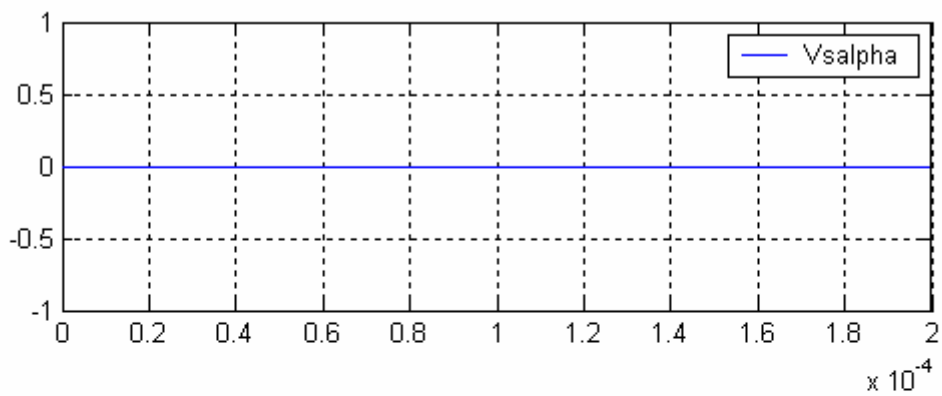
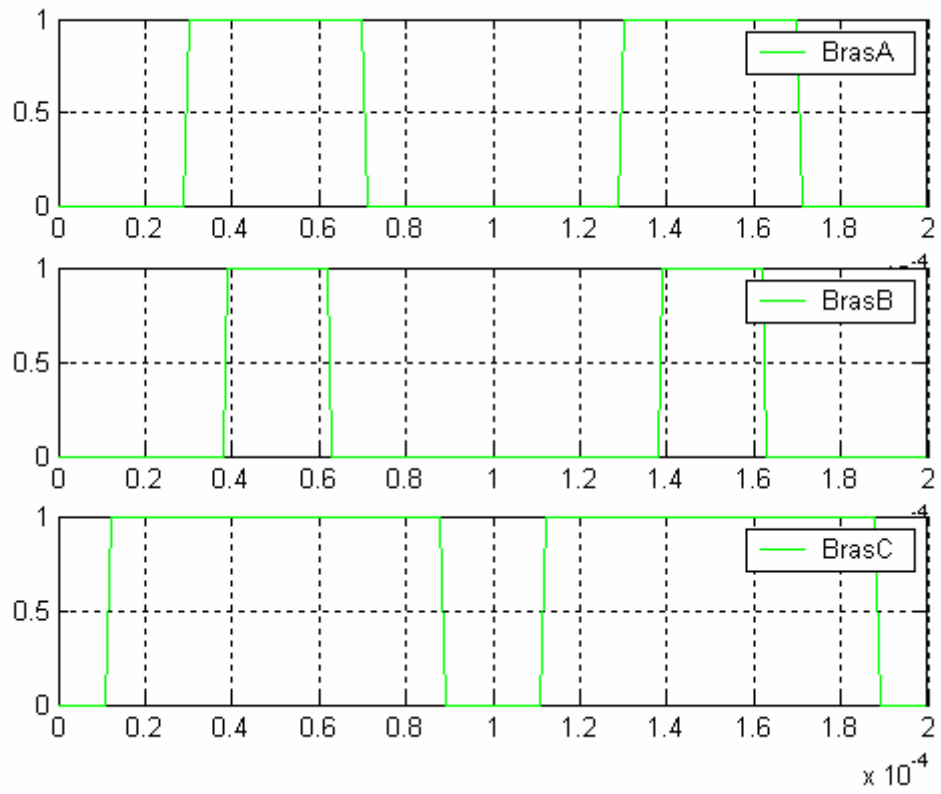
5. $I_a=1 ; I_b=0 ; I_c=1$



Secteur 5

6. $I_a=1$; $I_b=1$; $I_c=0$

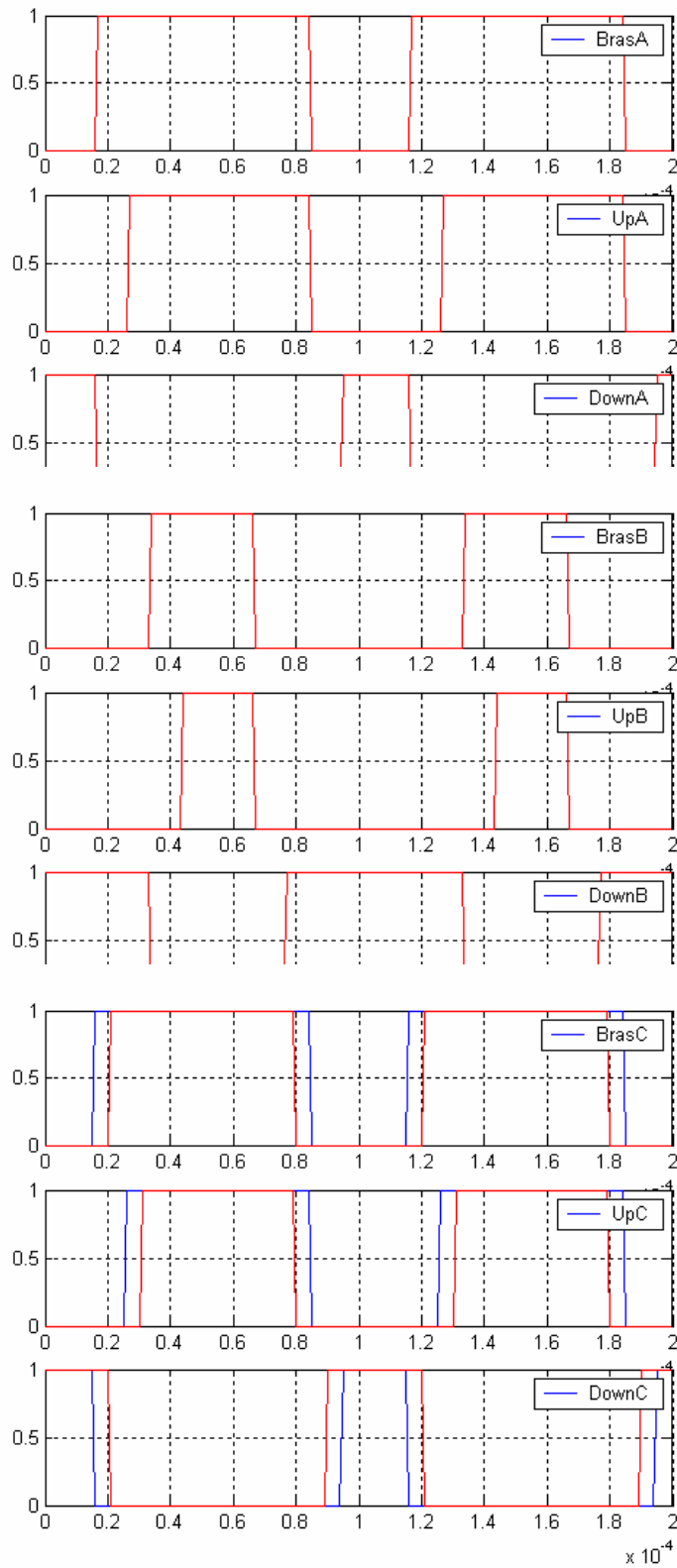




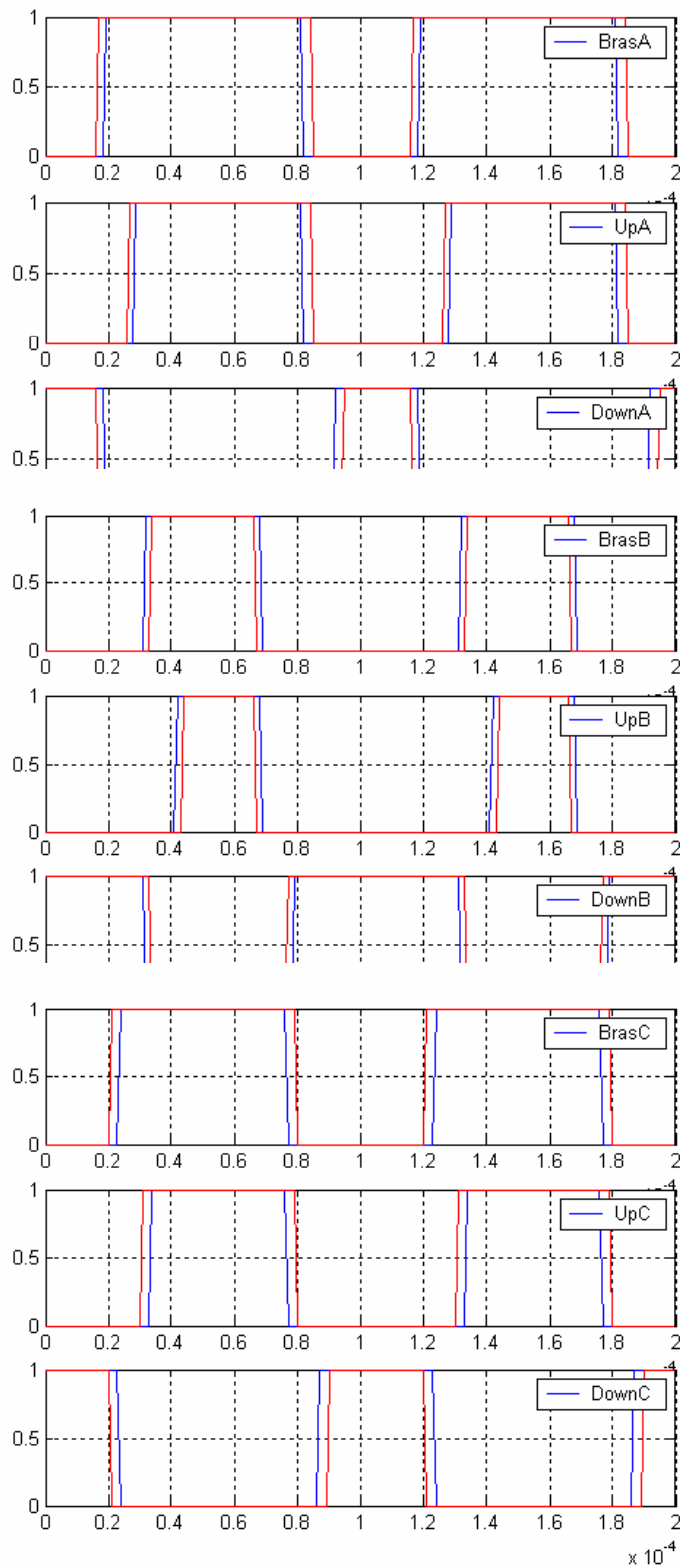
Compensation de temps mort
SECTEUR 6
Comparaison des modèles

Secteur 6

1. $I_a=0$; $I_b=0$; $I_c=1$

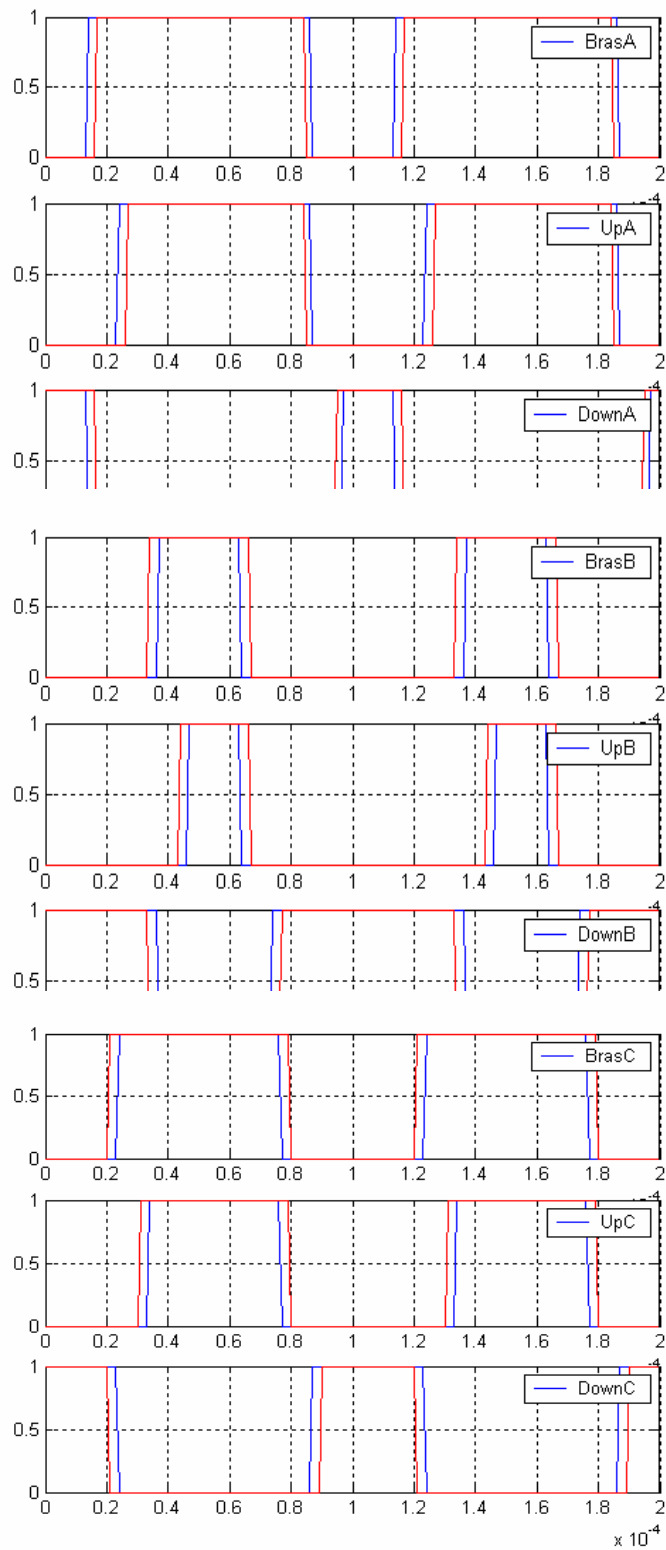


Secteur 6
 2. $I_a=0$; $I_b=1$; $I_c=0$



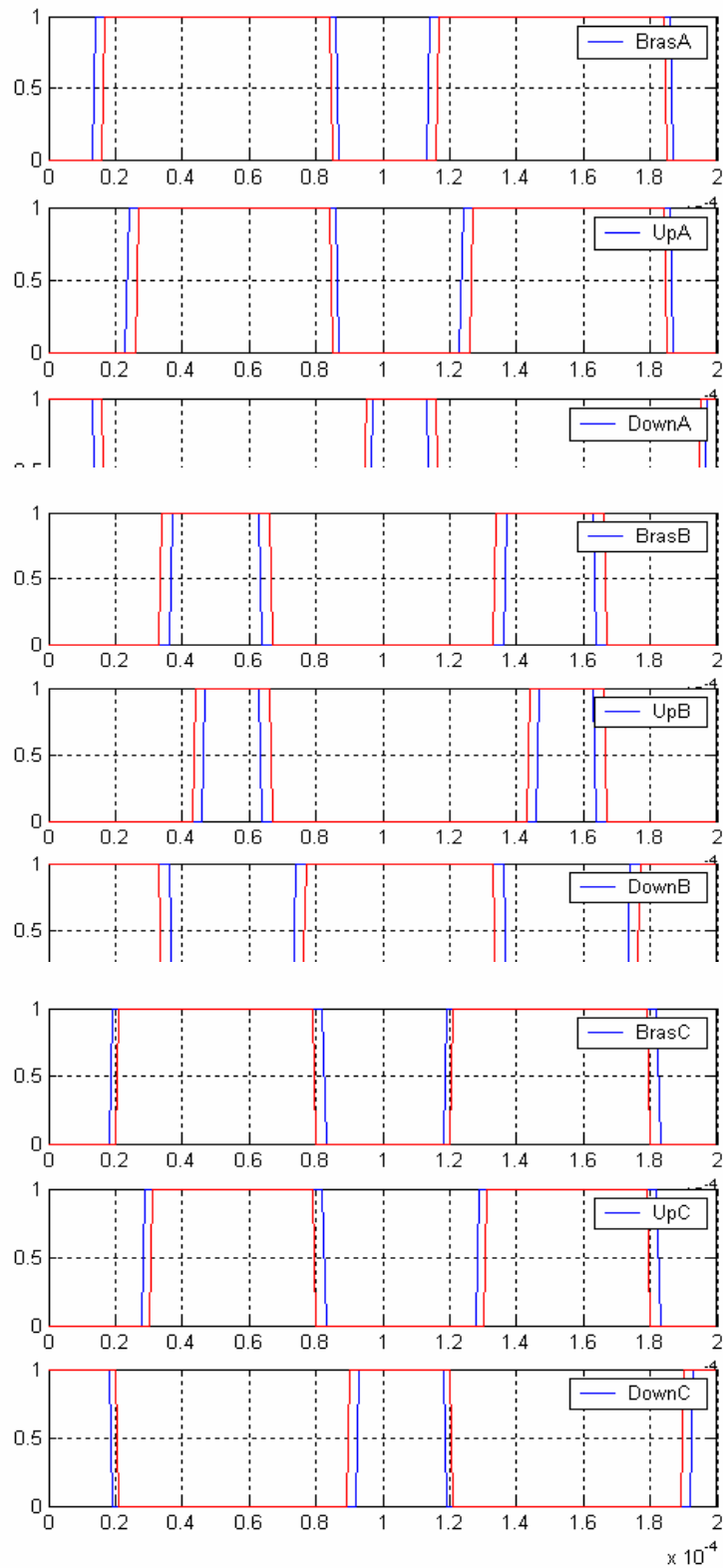
Secteur 6

4. $I_a=1$; $I_b=0$; $I_c=0$



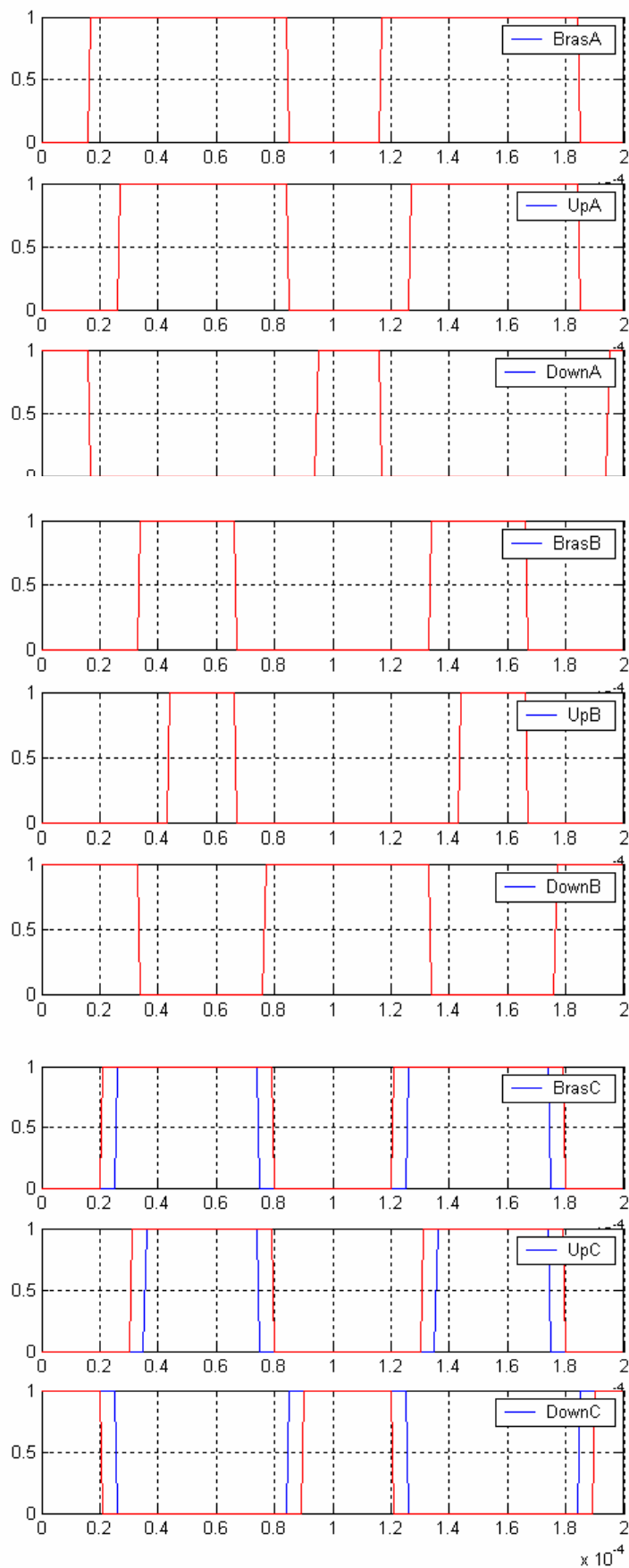
Secteur 6

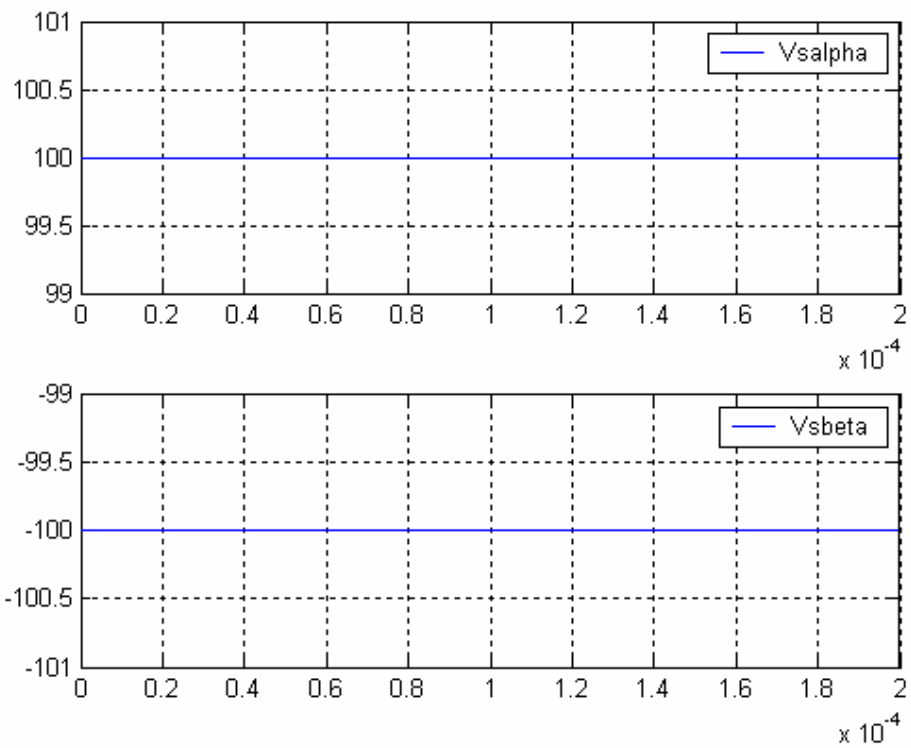
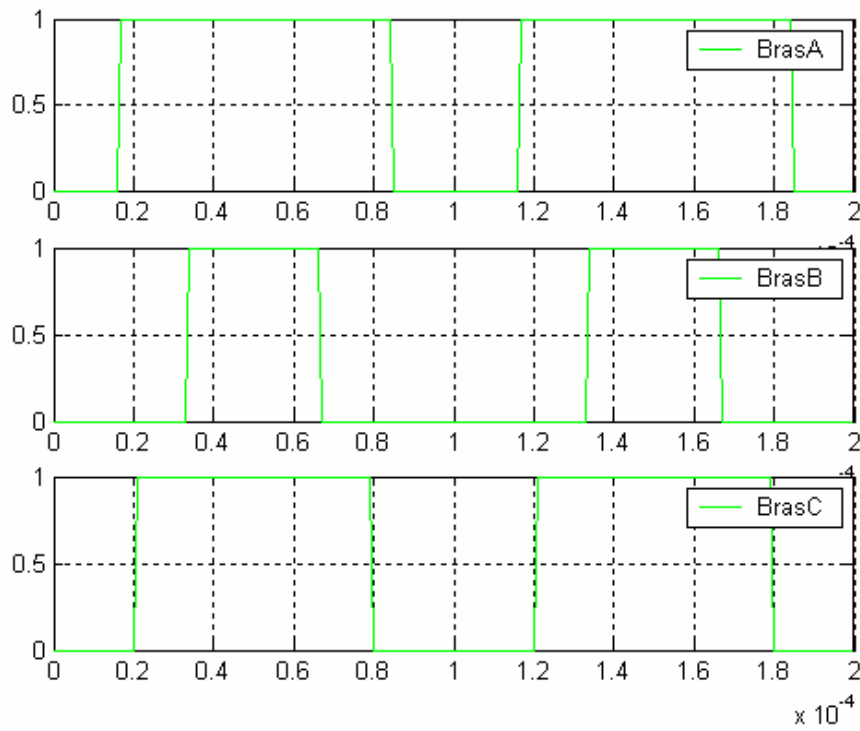
5. $I_a=1$; $I_b=0$; $I_c=1$



Secteur 6

6. Ia=1 ;Ib=1 ;Ic=0

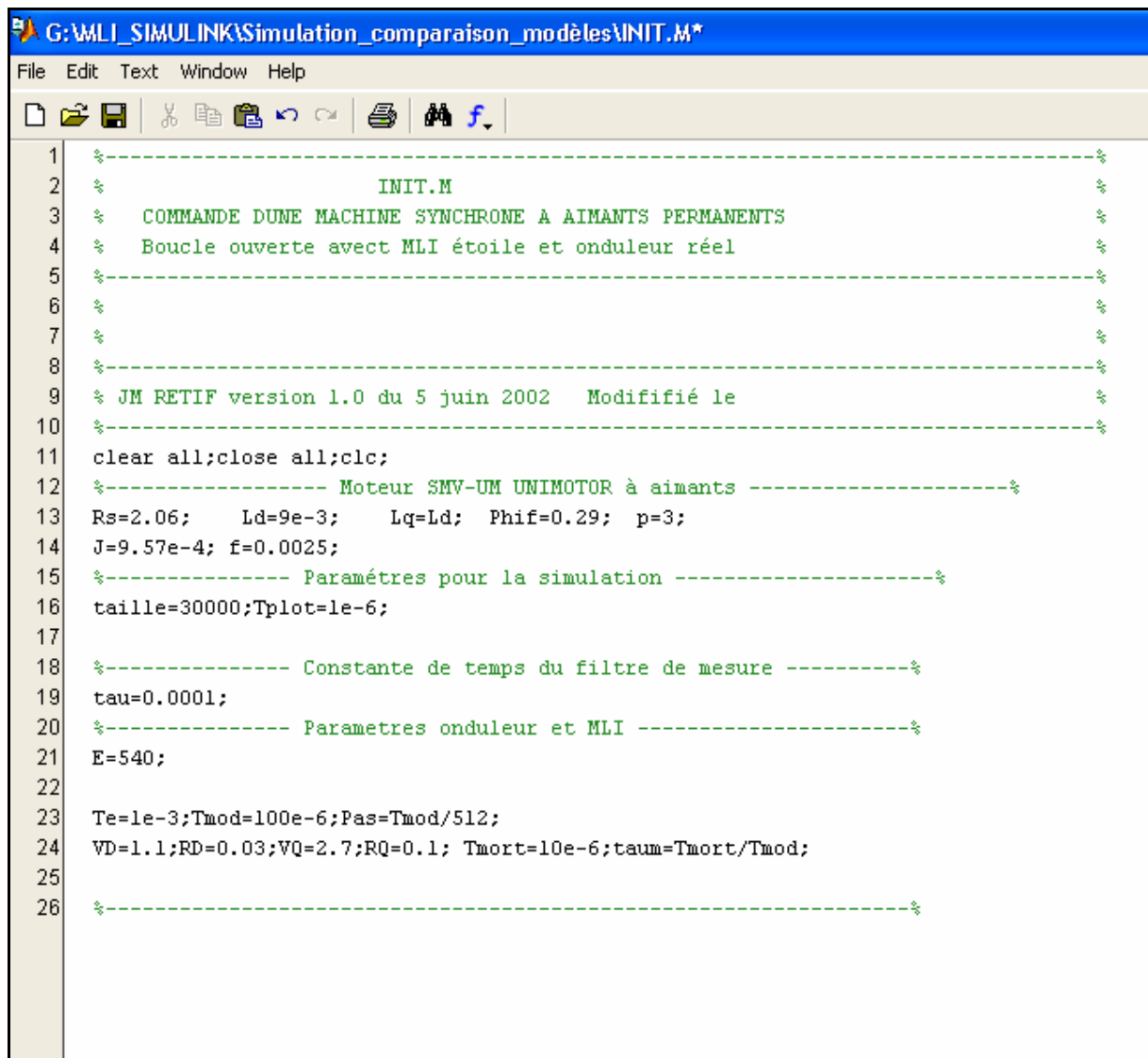




Annexe I

Paramètres du moteur synchrone

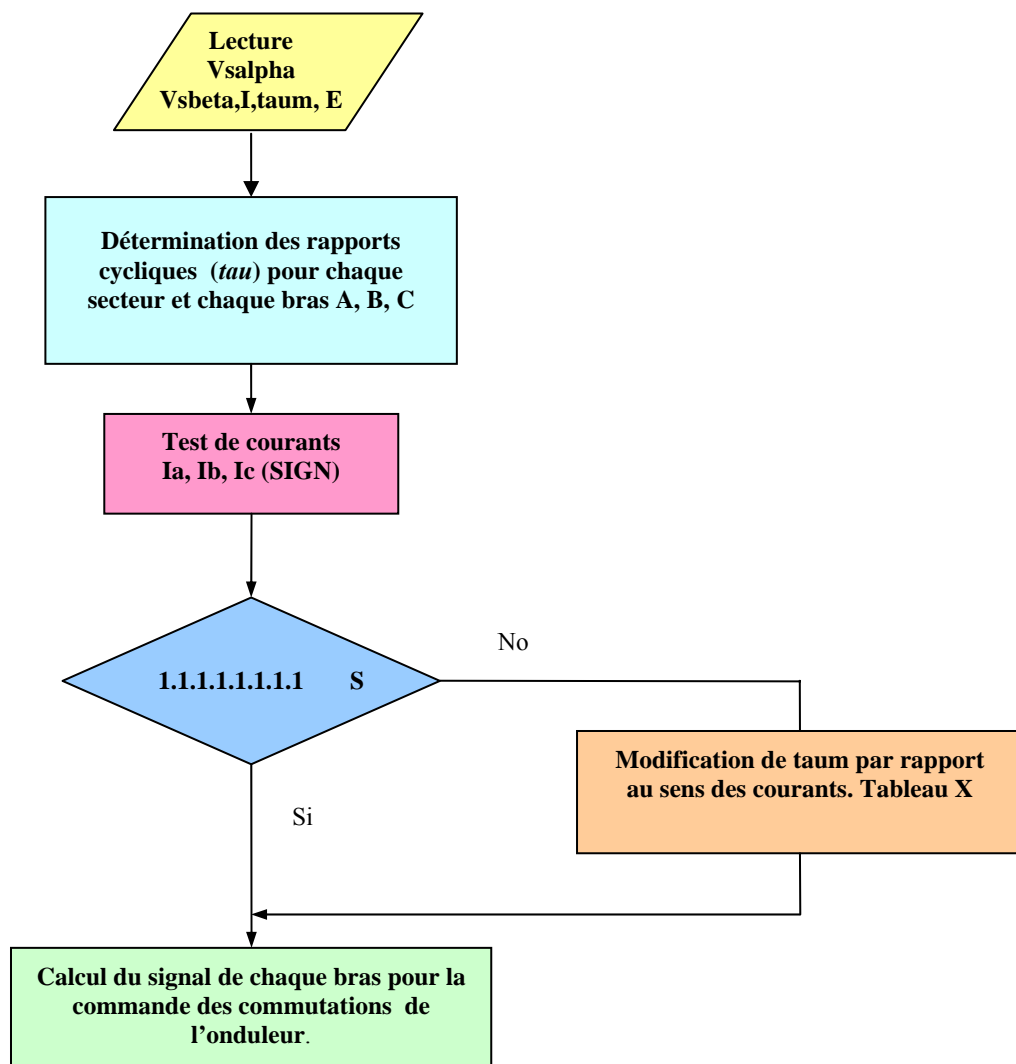
Le programme *init.m* décrit les paramètres caractéristiques du moteur synchrone employé pour la simulation ainsi que les paramètres de simulation sur l'environnement MATLAB-SIMULINK



```
G:\MLI_SIMULINK\Simulation_comparaison_modèles\INIT.M*
File Edit Text Window Help
[Icons]
1  %-----%
2  %                               %
3  %           INIT.M               %
4  %  COMMANDE DUNE MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS  %
5  %  Boucle ouverte avec MLI étoile et onduleur réel      %
6  %-----%
7  %
8  %
9  %  JM RETIF version 1.0 du 5 juin 2002   Modifié le      %
10 %-----%
11 clear all;close all;clc;
12 %----- Moteur SMV-UM UNIMOTOR à aimants -----%
13 Rs=2.06;   Ld=9e-3;   Lq=Ld;   Phif=0.29;   p=3;
14 J=9.57e-4; f=0.0025;
15 %----- Paramètres pour la simulation -----%
16 taille=30000;Tplot=1e-6;
17
18 %----- Constante de temps du filtre de mesure -----%
19 tau=0.0001;
20 %----- Parametres onduleur et MLI -----%
21 E=540;
22
23 Te=1e-3;Tmod=100e-6;Pas=Tmod/512;
24 VD=1.1;RD=0.03;VQ=2.7;RQ=0.1; Tmort=10e-6;taum=Tmort/Tmod;
25
26 %-----%
```

Annexe J

L'algorithme pour la programmation



Annexe K

Module de contrôle COCKPIT

Le module COCKPIT utilise des fichiers générés par RTI et par le compilateur TEXAS INSTRUMENTS. (Figure 1)

Le fichier "appli.trc" est de type ASCII et contient la description des variables globales utilisées par le programme implante dans le DSP.

Les fichiers "appli.map" contient des informations sur l'emplacement mémoire des variables du DSP. Ces deux fichiers sont interprétés ensemble par COCKPIT.

Les fichiers "appli.ccs" (Cockpit Control Script) est généré par COCKPIT en mode édition. Il contient la description du "Tableau de contrôle" élaboré par l'utilisateur. La création d'un tel tableau est facilitée par la mise à disposition « d'instruments » de base tels que des boutons, des afficheurs, des potentiomètres, etc. (Figure 2). Il suffit ensuite d'associer à ces instruments des variables issues du fichier "appli.trc", elles-mêmes créés par le schéma SIMULINK (Figure 3).

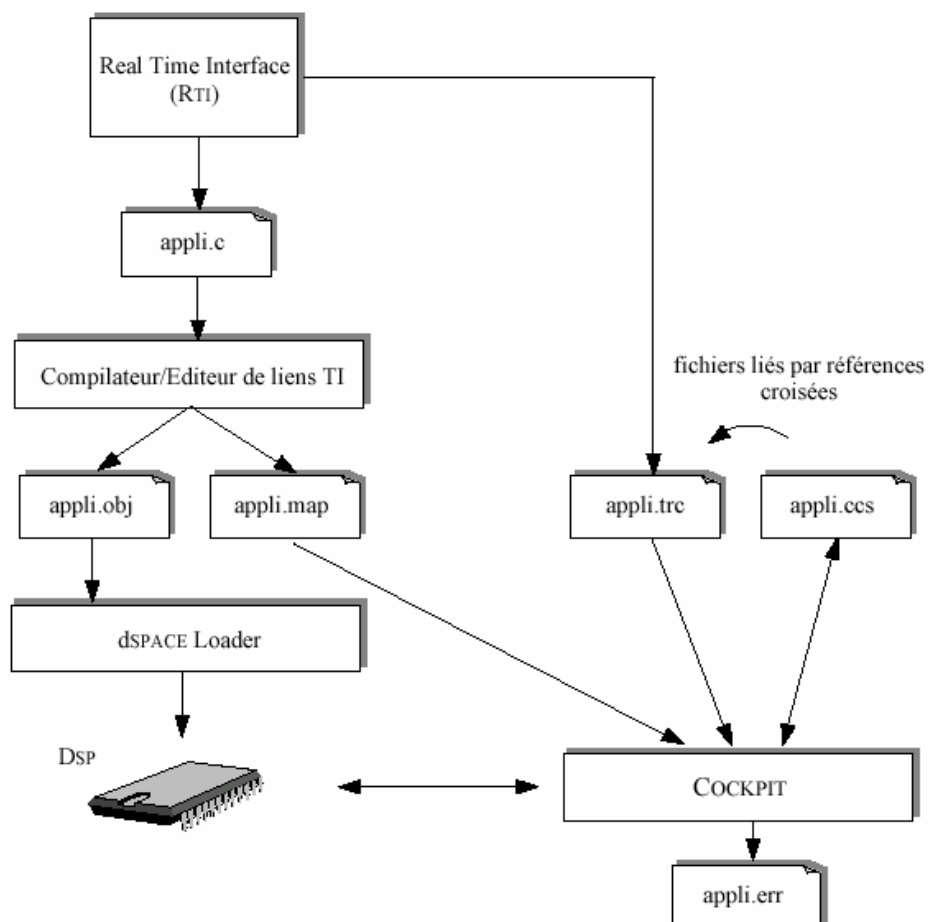


Figure 1. Fichiers utilisés par Cockpit

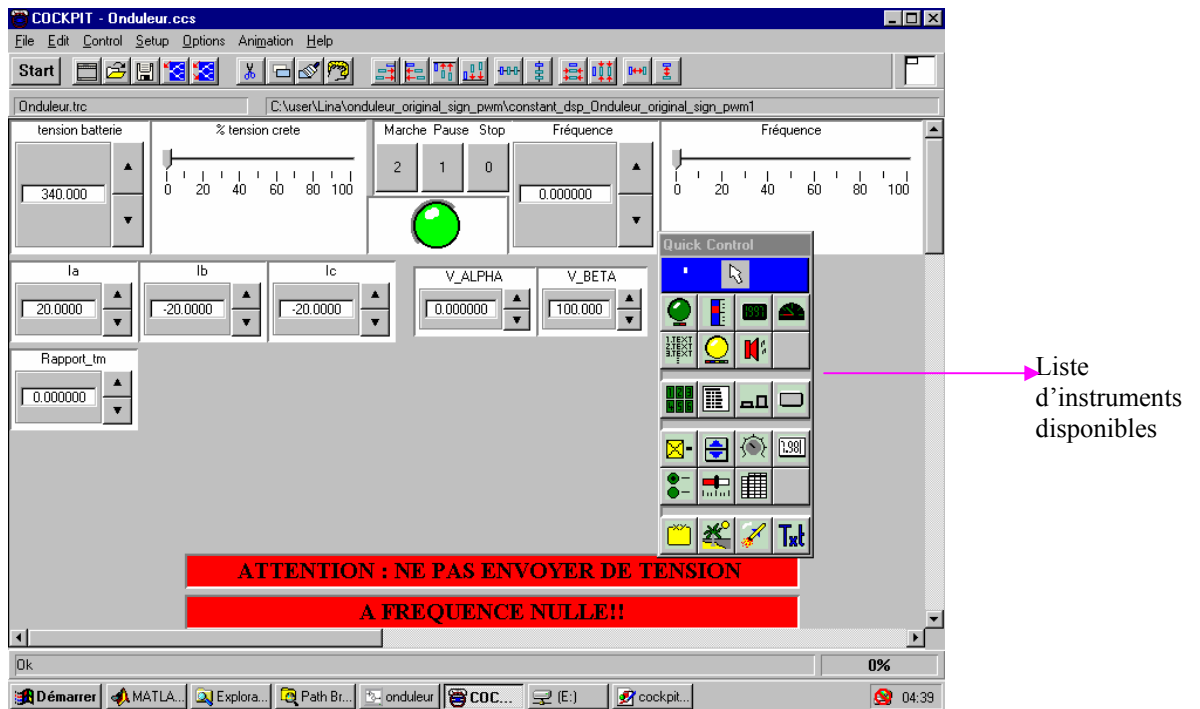


Figure 2. Elaboration du tableau de contrôle

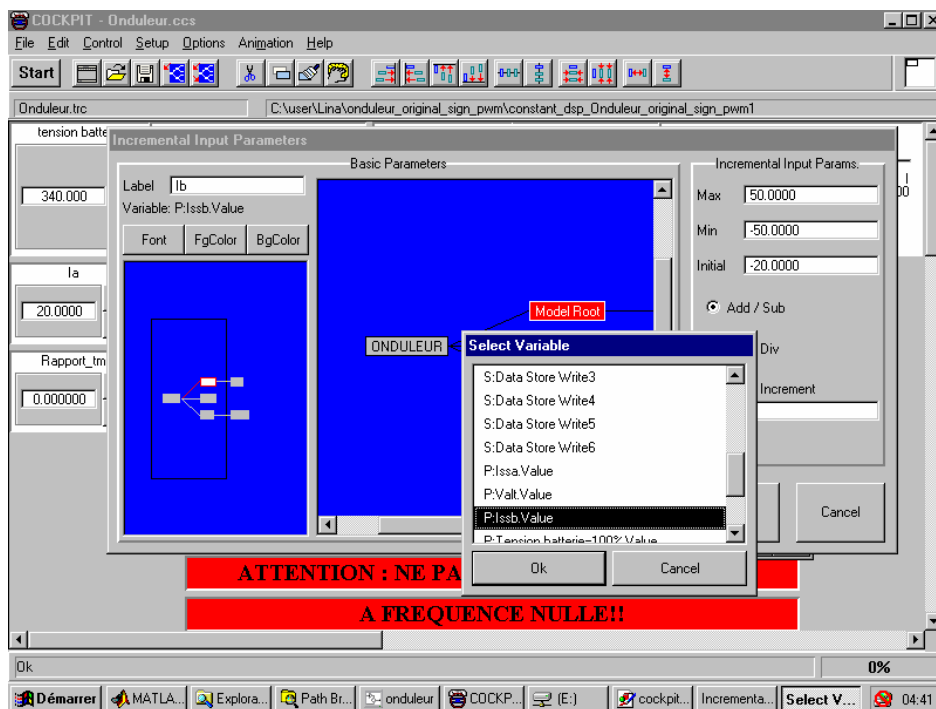


Figure 3. Définition des instruments-Associations aux variables DSP

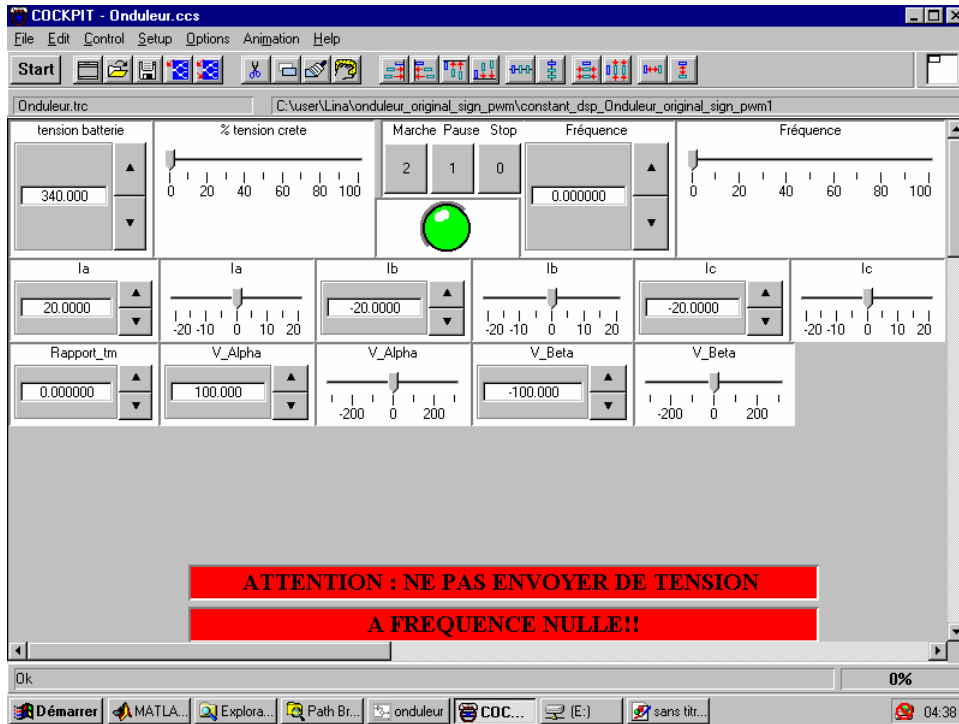


Figure 4. Ecran de contrôle pour la compensation des temps mort

Module d'affichage TRACE

Le module TRACE utilise les mêmes fichiers que le module COCKPIT (Figure 1). Un fichier ‘‘appli.tmd’’ permet de mémoriser un masque d’affichage par défaut.

TRACE offre les fonctionnalités particulières suivantes :

- Balayage libre ou mode trigger.
- Sous-échantillonnage des variables.
- Stockage et rappel des données anciennes pour comparaison avec données temps réel.
- Exportation des données au format binaire MATLAB (‘.mat’) ou ASCII ;

Nous utiliserons TRACE pour le suivi temps réel et l’exportation des données au format MATLAB.

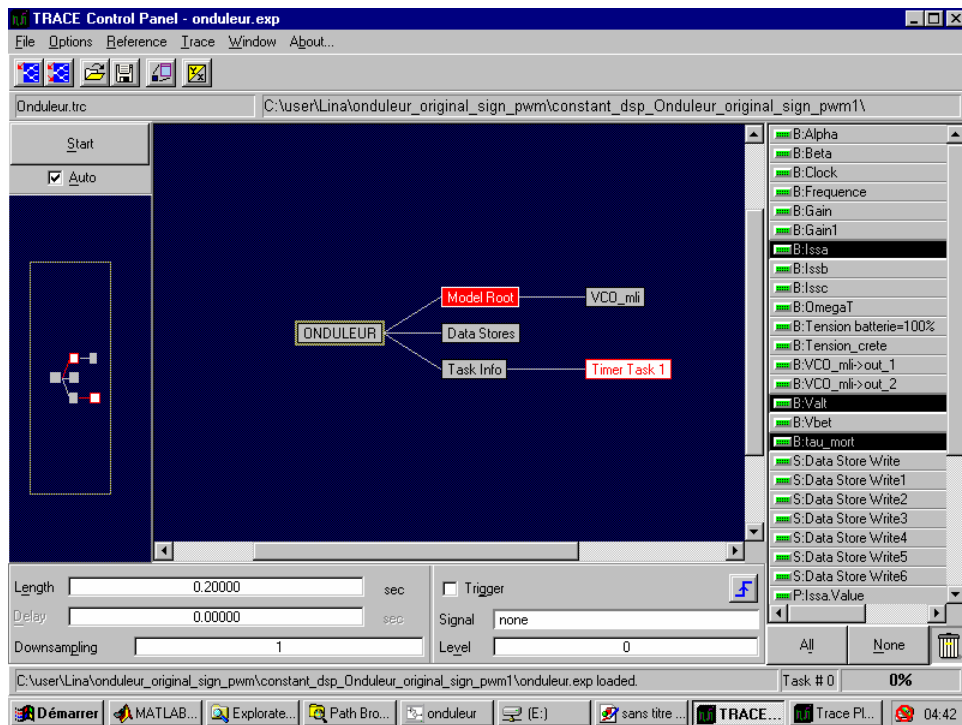


Figure 5. Fichier onduleur.trc dont il permet activer les variables de contrôle pour son ultérieure visualisation

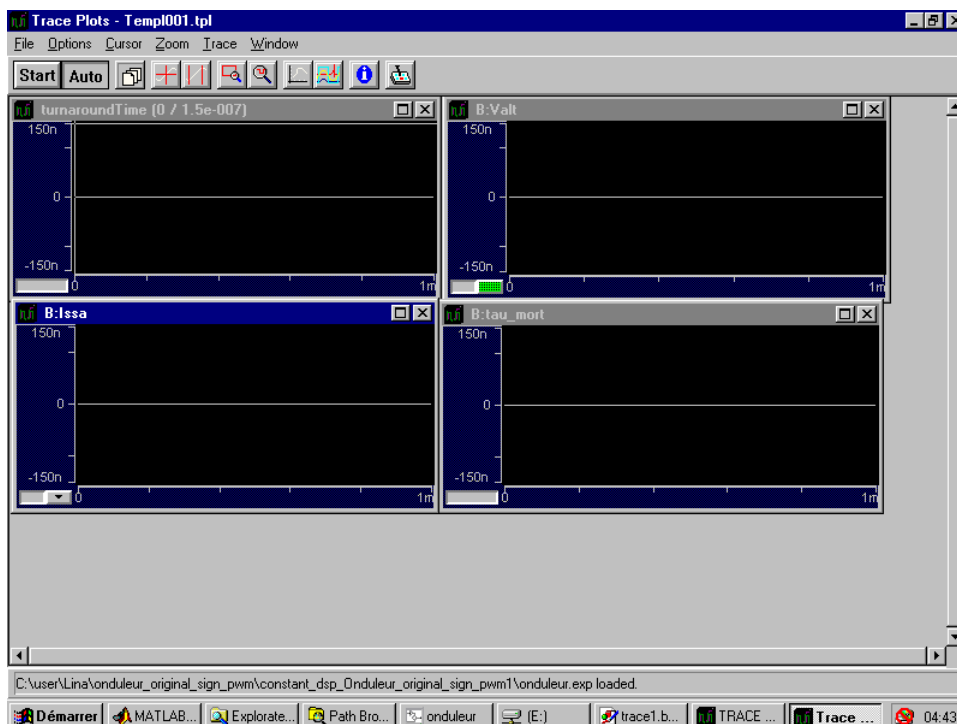


Figure 6. Ecran de visualisation des variables de contrôle

Annexe L

Vérification de la compensation des temps morts dans le moteur

