

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de La recherche scientifique

BADJI-MOKHTAR-ANNABA UNIVERSITY

UNIVERSITE DE BADJI MOKHTARE- ANNABA



جامعة باجي مختار - عنابة

Faculté des sciences de l'ingénieur
Département de l'électromécanique

MEMOIRE

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de MAGISTER

*Commande d'un onduleur triphasé par MLI vectorielle
développé à base de la séquence aligné à droite
(right aligned sequence)*

Par

BERRABAH FOUAD

DEVANT LE JURY

Président:	Herous L	Maître de conférence	Université BMA
rapporteur:	Saad S	Maître de conférence	Université BMA
Examineurs :	Cheguib H	Maître de conférence	Université BMA
	Kherfane H	Maître de conférence	Université BMA
	Omeiri A	Maître de conférence	Université BMA

Année Universitaire 2007/2008

Remerciements

À l'issue de ce travail, nous adressons nos sincères remerciements premièrement à dieu tout puissant qui nous à donné la santé, la volonté et la patience,

A la famille proche qui a toujours eu confiance en moi et m'a soutenu jusqu'au bout. Sans elle, je n'aurais pu écrire ces quelques mots aujourd'hui.

J'admire le courage et le dévouement en toute circonstance des personnes qui m'ont entouré toutes ces années et j'aspire à leur apporter autant de choses qu'elles l'ont fait pour moi.

A notre directeur de thèse monsieur **SAAD Salah** pour son aide, son dévouement incessant, ses orientations et surtout sa gentillesse afin de nous permettre l'accomplissement de ce travail.

Je remercie tous les membre de jury pour l'honneur qu'ils me font en acceptant de participer au jury, en l'occurrence :

Monsieur **L.Herous** maître de conférence à l'université Badji Mokhtar Annaba.

Monsieur **H. Cheguib** maître de conférence à l'université Badji Mokhtar Annaba.

Monsieur **H. Kherfane** maître de conférence à l'université Badji Mokhtar Annaba.

Monsieur **A. Omeiri** maître de conférence à l'université Badji Mokhtar Annaba.

Je tiens à remercier aussi toutes les personnes qui m'ont aidé à élaborer et réaliser ce travail surtout :

Bendaikha A/malik Magister en électrotechnique à l'université de Annaba

Defdaf Mabrouk Magister en électrotechnique à l'université de Annaba

Et tous les enseignants de notre département

Résumé

L'inconvénient principal des onduleurs est l'obtention de la tension alternative non sinusoïdale à la sortie. Dans le but d'obtenir des tensions à la sortie de l'onduleur avec un taux d'harmonique réduit, la MLI vectorielle est la technique utilisée actuellement.

Dans cette perspective, notre travail est basé sur le développement d'un algorithme de commande basé sur la séquence aligné à droite (right aligned séquence) pour commander l'onduleur de tension qui alimente un moteur à courant alternatif. Cet algorithme est testé sur un moteur asynchrone pour vérifier son fonctionnement. Ce travail une continuité du travail réalisé par Mr BENDAIKHA. A, dans le cadre de son Magister ou il a abordé le développement de l'algorithme de commande à base de séquence symétrique. Les résultats obtenus sont ensuite comparés aux résultats obtenus par l'emploi de la commande développée à base de la séquence symétrique.

Ces résultats montrent que la commande développée à base de la séquence symétrique donne de meilleurs résultats du point de vue taux d'harmonique, réduction des pertes d'ouverture et de fermeture des semi-conducteurs et le temps de réponse du moteur.

Concernant l'utilisation de la tension d'alimentation de l'onduleur et les perturbations du couple et de la vitesse, la commande développée à base de la séquence aligné à droite donne des résultats satisfaisants.

ملخص

من سلبيات الموجات الكهربائية هو الحصول على فرق كمون غير جيبي عند المخرج (غني بالنتشوهات) هذا الفعل يؤثر سلبا في المحرك الذي يحتاج الى فرق كمون وتيار كهربائيين ذا تموج جيبي حتى يشتغل بصورة جيدة ومن أجل ذلك اهتمنا بتقنية التحكم بتعديل عرض النبضة بواسطة الشعاع الفضائي, لأنها تعتبر من أهم التقنيات المستعملة حديثا.

في عملنا هذا ركزنا على تطوير الخوارزم المعتمد على التوجيه اليميني . استعملنا محرك كهربائي و القفص السنجابي من أجل اختبار هذا الخوارزم .

وهذا العمل هو تكملة لدراسة الماجستير للسيد بن دايدة عبد المالك الذي استعمل الطريقة المتناظرة ,وقمنا بالمقارنة بين نتائجهما .

بعد تطوير الخوارزميتين وجدنا أن نتائج الخوارزم الثاني (الطريقة المتناظرة) أعطت أفضل النتائج بالمقارنة مع الخوارزم الأول(التوجيه اليميني) من حيث انخفاض في معامل التشوه وفي الضياع الناتج عن تبديل الناقلية بين أنصاف الموصلات (ترانزستور أو صمام ثنائي).

Abstract

The inverters main disadvantage is the obtaining of non sinusoidal voltages and currents at its output. In order to reduce harmonic distortion space vector modulation technique is recently widely used. In this work, a space vector PWM based on right aligned sequence is developed.

The method for generating inverter output voltage vectors is proposed. A squirrel cage induction motor is used to test this developed algorithm. The obtained results are than compared to the results obtained when using the space vector PWM developed on the basis of symmetrical wave sequence.

The results showed that the algorithm developed on the basis of symmetrical wave sequence gives better results in harmonic distortion reduction and semiconductors switching losses. Line -to-line voltage amplitude, and the torque generated by the motor are higher when using the right aligned sequence. This results in a better dynamic response and less torque and speed disturbances.

Sommaire:

	<i>Page</i>
Introduction générale	01
CHAPITRE I	
La théorie de l'MLI vectorielle	
I-Introduction.....	04
1-1-Principe de la MLI Vectorielle.....	05
I-2. Les vecteurs spatiaux de tension	06
I-3. Modulation du Vecteur spatial (Space vector Modulation).....	09
I-4 Schémas de modulation	11
I-4-1- La séquence alignée à droite (SVM1).....	12
I-4-2. La séquence symétrique (SVM2).....	12
I-4-3. La séquence alternante de vecteur nul (SVM3).....	13
I-4-4. La séquence non commuté de courant le plus élevé (SVM4).....	13
IV-1. Théorie de la MLI vectorielle.....	14
IV-1-1Détermination de $V\alpha$, $V\beta$, V_{ref} et L 'angle (θ).....	17
II-5. Conclusion.....	23
CHAPITRE II	
Modélisation de la machine asynchrone.	
II-1- Introduction	25
II-2- Présentation de la machine.....	25
II-3- Avantages du moteur asynchrone.....	26
II-4- Hypothèses simplificatrices.....	26
II-5- Modélisation triphasée.....	26
II-6- Transformation triphasé- diphasé	29
II -7- Transformation de Park.....	30
II-8- Choix du repère dq.....	33
II-8-1 Référentiel lié au stator	33
I -8-2 Référentiel lié au rotor	33
II -8-3- Dans un référentiel lié au champ tournant	34
II- 9- Expression du couple électromagnétique instantané.....	35

CHAPITRE III

III-1- Onduleur commandé par MLI Vectoriel le SVM.....	39
III -1-1 Simulation d'un moteur à cage alimenté par MLI Vectorielle SVM	39
III-1-2 Les Résultats de simulation	42
III-2-Interprétation des résultats.....	72
Conclusion général.....	74

Liste des Tableaux

	Page
Tableau (I -1) : Calcul des vecteurs de tension.....	16
Tableau (I-2) : Calcul de temps de commutation pour chaque secteur	22
Tableau (II-1) transformations Clarke et Concordia	30
Tableau (III-1) : Les paramètres techniques du moteur asynchrone.....	39

Listes Des Figures

CHAPITRE I

Fig.I-1: Topologie de l'onduleur triphasée de tension.....	05
Fig. (I-2) : Etats des interrupteurs pour chaque vecteur de tension.....	05
Fig.I-3: Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur.....	06
Fig.I-4(a): La topologie n° 1 (V_1 (pnn)) de l'onduleur de tension.....	07
Fig.I-4(b): Représentation de la topologie 1 dans le plan (α , β)	07
Fig.I-5: Représentation des vecteurs de tension différents de zéro dans le plan (α , β).....	08
Fig.I-6(a): Les Topologies des vecteurs nuls de tension de sortie de l'onduleur.....	08
Fig.I- 6(b): Représentation des vecteurs de tension nulle dans le plan (α , β).....	09
Fig.I-7(a) : Le vecteur de tension de sortie dans le plan (α , β).....	09
Fig.I-8 : Production du vecteur de tension dans le secteur n°1.....	10
Fig.I-9: Signaux des gâchettes dans SVM1.....	12
Fig.I-10: Signaux des gâchettes dans SVM2.....	12
Fig.I-11 : Signaux des gâchettes dans SVM3.....	13
Fig.I-12: Signaux des gâchettes dans SVM4.....	13
Fig.I-13: Projection des vecteurs de tension (V_{an} , V_{bn} , V_{cn}) sur le plan (α, β).....	17
Fig.I-14 : Projection du vecteur de référence (secteur 1).....	18
Fig.I-15: Les temps de commutation pour chaque semi-conducteur dans chaque secteur la séquence aligné à droite.....	20
Fig. (I-16): Les temps de commutation pour chaque semi-conducteur dans chaque secteur pour la séquence symétrique	21

CHAPITRE II

Fig.II.1: Représentation des enroulements statoriques et rotoriques	26
Fig.II-2 : représentation de la transformation triphasé biphasé.....	30
Fig. II-3 : Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique.....	31

CHAPITRE III

Fig III-1 Bloc de simulation.....	33
Fig.III-2 Modèle du moteur.....	34
Fig III-2-1)) $r=0.866$; $m=36$	
a- L'angle du vecteur de référence.....	42
b- Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs avec le temps.....	42
c- La largeur d'impulsion de l'interrupteur supérieur de la branche A de l'onduleur	42
d- Les signaux des impulsions des interrupteurs supérieurs de l'onduleur l'impulsion K_a	42
e- Les tensions simples V_a à la sortie de l'onduleur.....	43
f- Le courant statorique I_a de la phase A	44
g- Le courant statorique I_a de la phase A en régime permanent	44
h- Le courant statorique I_a de la phase A en régime permanent	44
i- f- Analyse spectrale du courant	45
j- La distorsion totale des harmoniques	45
k- La variation de couple du moteur asynchrone	46
l- La variation de la vitesse du moteur asynchrone	47
n- m- Les tensions composé V_{ab} à la sortie de l'onduleur.....	48

III-2-2) $r=0.866$; $m=48$	
a- Les signaux des impulsions des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur	
L'impulsion K_a	49
b- Les tensions simples V_a à la sortie de l'onduleur.....	49
c- Les tensions composé V_{ab} à la sortie de l'onduleur (SVM1).....	51
d- Les courants statoriques I_a de la phase A.....	52
e- Le courant statorique I_a de la phase A en régime permanent	52
f- Analyse spectrale du courant.....	53
g- La distorsion totale des harmoniques	53
h- La variation de couple du moteur asynchrone.....	54
i- La variation de la vitesse du moteur asynchrone.....	55
III-2-3) $r=0.866$; $m=72$	
a- Les signaux des impulsions des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur	
L'impulsion K_a	56
b- Les tensions simples V_a à la sortie de l'onduleur	56
c- Les tensions composé V_{ab} à la sortie de l'onduleur.....	58
d- Le courant statorique I_a de la phase A.....	59
e- Le courant statorique I_a de la phase A en régime permanent.....	59
f- Analyse spectrale du courant.....	60
g- La distorsion totale des harmoniques.....	60
h- La variation de couple du moteur asynchrone.....	61
i- La variation de la vitesse du moteur asynchrone	62
III-2-4) $r=0.866$; $m=92$	
a- Les signaux des impulsions K_a , interrupteurs supérieurs de l'onduleur.....	63
b- Les tensions simples V_a à la sortie de l'onduleur et V_{ab}	64
c- Le courant statorique I_a de la phase A	65
d- Le courant statorique I_a de la phase A en régime permanent.....	66
e- Analyse spectrale du courant.....	67
f- La distorsion totale des harmoniques	67
g- La variation de couple du moteur asynchrone	67
h- La variation de la vitesse du moteur asynchrone	68

Listes des symboles

V_a, V_b et V_c : signaux de référence sinusoïdaux.

V_{ab}, V_{bc} , et V_{ca} : Les tensions composées.

U : La tension de la source continue.

$V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$: Les six vecteurs principaux.

V_8, V_7 : Les deux vecteurs de roues libres.

T_m : La période de modulation.

T_1 et T_2 : Les temps d'utilisation des vecteurs V_1, V_2 .

T_0 : Le temps d'utilisation des vecteur nul (V_7 ou V_8)

V_{ref} : Le vecteur de référence.

V_α, V_β : Les deux composantes du vecteur de référence, réel et imaginaire.

θ : L'angle instantanée du vecteur de référence.

α : l'axes des réels.

β : l'axes des imaginaires.

f : fréquence du signal de référence.

f_m : fréquence de modulation.

m : taux de modulation.

r : Le coefficient de réglage.

K_i ($i=a, b, c, a', b', c'$) : Interrupteurs des bras de l'onduleur.

I_i ($i = a, b, c$) : les courants des phases statoriques.

I_{iref} ($i = a, b, c$) : les courants de références issus des circuits de commande des trois.

Δi : la bande d'hystérésis.

THD : La distorsion totale des harmoniques.

C_r : Le couple crétique.

ω_m : La vitesse du moteur asynchrone .

l_s : est l'inductance propre d'une phase statorique.

l_r : est l'inductance propre d'une phase rotorique.

m_s : est l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

m_r : est l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

m_{sr} : est le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

j : Moment d'inertie du rotor

f : Coefficient de frottement visqueux.

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

p : Nombre de paire de pôle.

$L_s = l_s - m_s$: Inductance cyclique propre du stator.

$L_r = l_r - m_r$: Inductance cyclique propre du rotor.

$M = \frac{3}{2} m_{sr}$: Inductance cyclique mutuelle stator- rotor.

Introduction générale

Introduction générale

A la sortie d'un onduleur, on obtient une tension alternative formée de créneaux rectangulaires au lieu d'une tension alternative de forme sinusoïdale. Le filtrage de cette tension rectangulaire permet son approximation à une tension sinusoïdale. Si la tension à filtrer est à la fréquence industrielle, le filtrage sera difficile, coûteux et les résultats obtenus seront mauvais. Cela, nécessite une technique permettant le découpage d'une alternance en plusieurs créneaux. La modulation de largeur d'impulsion (MLI) est introduite pour réaliser ce découpage. L'application de cette technique n'a été possible que grâce aux développements dans la technologie des semi-conducteurs, les microcontrôleurs et les DSPs (digital signal processing) (4,15, 17,18, 21).

La modulation MLI consiste alors à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeur convenable, en adaptant une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie de l'onduleur. Cette méthode de commande permet de repousser, vers des fréquences élevées, les harmoniques de la tension de sortie, facilitant ainsi le filtrage. L'augmentation du nombre des impulsions, formant chacune des alternances de la tension de sortie, offre la possibilité de moduler la forme de cette tension et d'obtenir une forme d'onde approximant au mieux la sinusoïde.

La génération des signaux de commande des interrupteurs par la modulation MLI vectorielle [1,2, 3, 5, 6, 7, 10, 14,15] se fait le plus souvent en temps réel. On détermine ainsi les instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs à l'aide d'une électronique de commande analogique ou numérique ou éventuellement une combinaison des deux. Pour assurer la détermination en temps réel des instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, nous intéressent dans ce travail à deux techniques de modulation vectorielle: la modulation à séquence symétrique et à séquence alignée à droite.

L'objet de ce mémoire est de faire une comparaison entre ces deux techniques.

Un algorithme de commande de l'onduleur basé sur l'MLI vectorielle à séquence alignée à droite (SVM Right aligned sequence) est développé et testé sur un moteur à cage pour vérifier son fonctionnement. Les résultats obtenus sont comparés à ce de l'algorithme développé à base de la séquence symétrique [1,3]. Dans le but de réaliser les objectifs fixés ce mémoire est composé des parties suivantes :

- La première partie est consacrée à la théorie de l'MLI vectorielle
 - La deuxième partie traite la modélisation de l'association moteur asynchrone et l'onduleur de tension.
 - La troisième partie est une simulation de l'association avec les deux algorithmes de commandes de l'onduleur pour vérifier leurs fonctionnements.
 - La dernière partie est réservée aux résultats obtenus et leurs discussions.
- Enfin, une conclusion générale relate les contributions réalisées, les observations sur ce travail et les recommandations concernant les travaux futurs.

Chapitre I

La Théorie de l'MLI Vectorielle

I- Théorie de la MLI vectorielle appliquée à l'onduleur triphasé

I-1 Introduction

Plusieurs travaux ont été réalisés dans le but de réduire le taux de distorsion harmonique en se basant sur deux axes. Le premier est l'utilisation des topologies multi niveaux de l'onduleur [3,4,5,6,7,8,19,20,] surtout pour les puissances très élevées. Le second axe s'intéresse à la commande de l'ouverture et la fermeture des semi-conducteurs formant l'onduleur [3,8,9,10,11,12].

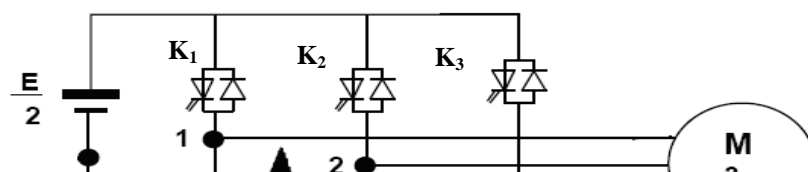
L'utilisation des techniques de modulation comme stratégie de commande de l'ouverture et de la fermeture des interrupteurs réduit considérablement les harmoniques. La modulation par hystérésis est souvent utilisée alors que sa fréquence n'est pas contrôlable. La modulation de la largeur d'impulsion sinusoïdale (MLIS) [2] est introduite pour résoudre ce problème. Cette technique nécessite la connaissance des temps de commutation à chaque instant de modulation.

La MLI vectorielle est la méthode de modulation la plus récente, elle génère les signaux de commutation de chaque interrupteur de l'onduleur automatiquement avec la rotation du vecteur de référence pendant une période similaire à celle du fondamentale. Suivant l'arrangement des temps de commutation (rapports cycliques) générés, on classe la MLI vectorielle en plusieurs algorithmes [1 ,20].

L'objectif de la MLI vectorielle est de rapprocher un vecteur de référence $V_{\text{réf}}$ tournant qui forme un cercle comme illustré dans la Fig.4, sous l'effet d'une combinaison des huit vecteurs d'état de commutation. Cette méthode sert à régler la tension moyenne de l'onduleur pour qu'elle soit égale à la tension moyenne du vecteur de référence dans la même période. Ceci est réalisé par le temps de modulation des deux vecteurs d'état de commutation adjacents qui forment les limites pour le secteur contenant le vecteur de référence.

I-2 Principe de la MLI Vectorielle

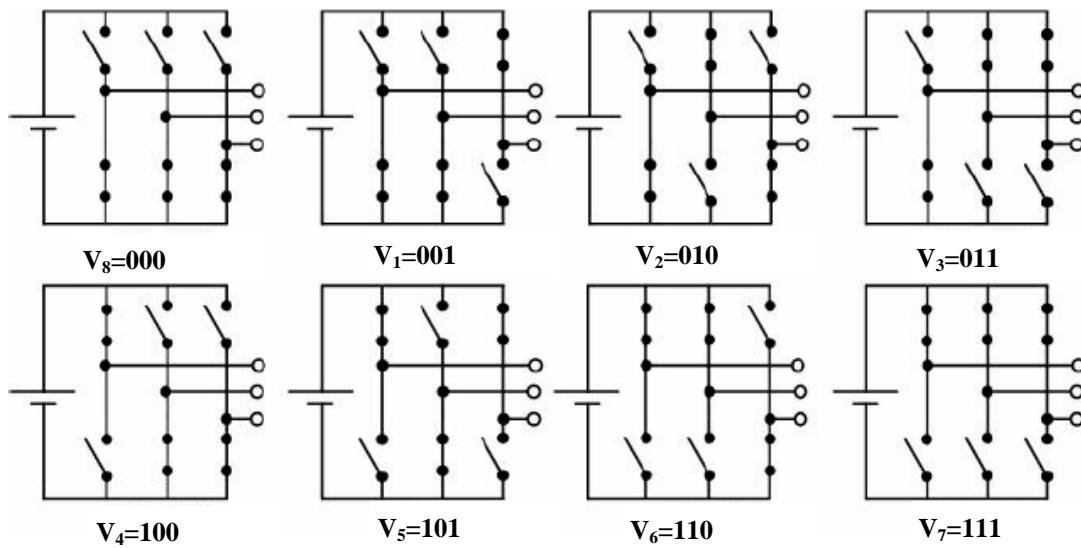
A partir du schéma représentatif de la topologie d'un onduleur triphasé de tension donné par la Fig. (I-1). On considère que les interrupteurs sont idéaux et présentent deux états ; fermé ou ouvert.



On considère que les interrupteurs de chaque bras sont commandés par deux signaux complémentaires. Ainsi, on a besoin de trois signaux logiques (K_1 , K_2 et K_3) pour commander les six interrupteurs formant l'onduleur.

Toutefois, dans la pratique il faut prévoir un délai entre les deux signaux pour ne pas court-circuiter la source **E**. Lorsque le signal logique est à **1**, l'un des interrupteurs K'_j est fermé, alors que, s'il est à **0** c'est l'un des interrupteurs K_j qui est fermé.

La Fig. (I-2) montre les différentes séquences, les vecteurs de tensions et l'état des interrupteurs formant l'onduleur :



suisant

représenté sur la Fig. (I-3).

Fig. (I-2) : Etats des interrupteurs pour chaque vecteur de tension

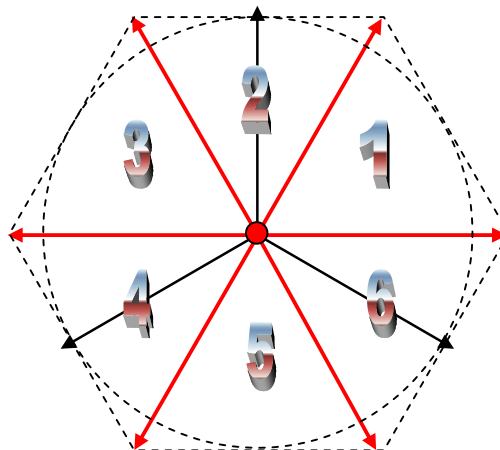


Fig.I-3: Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur[06].

Puisque chaque interrupteur à deux états (ouvert ou fermé) ce qui donne $2^3 = 8$ combinaisons possibles représentées par huit vecteurs:

- Six vecteurs principaux (1 à 6) actif, la tension est appliqué aux bornes du moteur.
- deux vecteurs de roues libres (8 et 7) inactif, pas de tension aux bornes du moteurs.

Les six vecteurs principaux sont déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 120° formant ainsi six sections (triangles). Chaque vecteur correspond à une séquence bien définie composée de trois variables logiques qui pilotent instantanément les trois bras de l'onduleur.

Par exemple, le vecteur V_1 est lié à la séquence (100) ce qui correspond à la situation où les interrupteurs K_1 , K_2 et K_3 sont fermés.

I-2. Les vecteurs spatiaux de tension

La modulation des vecteurs spatiaux SVM pour un onduleur de tension est basée sur la représentation vectorielle des tensions triphasées dans un plan bidimensionnelle (α, β) .

Considérant la topologie 1 de la Fig. (I-2), qui est répétée dans la Fig. (I-3(a)) les tensions composées V_{ab} , V_{bc} , et V_{ca} sont données par :

$$\begin{aligned} V_{ab} &= U \\ V_{bc} &= 0 \\ V_{ca} &= -U \end{aligned} \tag{I.1}$$

Ces valeurs peuvent être représentés dans le plan (α, β) , comme illustré dans la Fig.(I-4(b)), où les tensions V_{ab} , V_{bc} , et V_{ca} sont les vecteurs des tensions composées décalées entre eux de 120° dans l'espace.

Le vecteur efficace de tension produit par cette topologie est représenté comme V_1 (pnn) dans la Fig. (I-4(b)). Ici le **pnn** se rapporte aux trois bras des phases a, b, c ; (**p**) signifie que l'interrupteur est relié à la borne positive de la source de tension continue tandis que (**n**) signifie que l'interrupteur est branché à la borne négative de la source continue.

A partir de là, on peut dire que **pnn** indique que la phase **a** étant relié à la borne positive (**p**) et les phases **b** et **c** étant reliés à la borne négative (**n**) comme montré sur le schéma de la Fig.I-4(a).

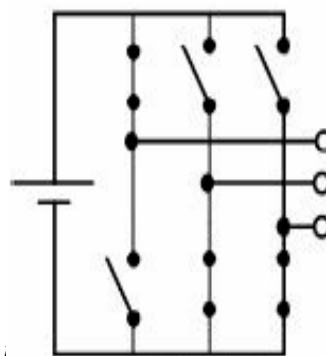
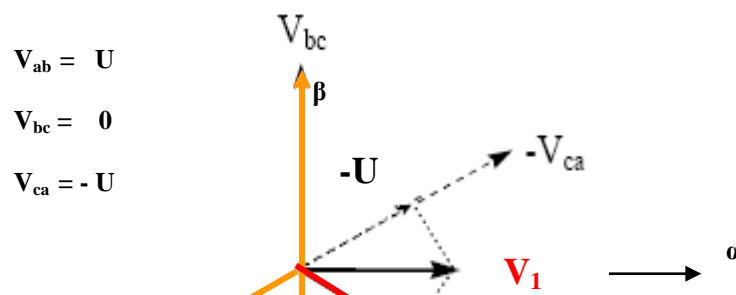


Fig.I-4(a): La topologie : **pnn** tension



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

Fig.I-4(b): Représentation de la topologie 1 dans le plan (α, β) [22].

Suivant la même procédure pour les autres vecteurs de tension ($V_2 - V_6$), on obtient le résultat montré dans la Fig. (I-5). Les pointes de ces vecteurs forment un hexagone régulier. Nous définissons la surface entre les deux vecteurs adjacents dans l'hexagone comme secteur (de 1 à 6). Ainsi, il y a six secteurs numérotés de 1 à 6. [06].

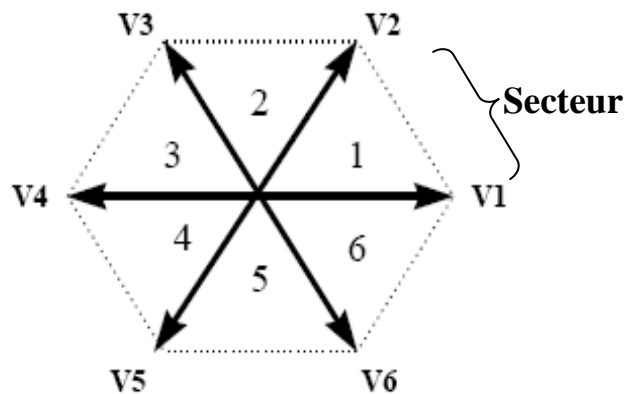


Fig.I-5: Représentation des vecteurs de tension différents de zéro [22]. dans le plan (α, β)

Considérant les deux dernières topologies de la Fig.I-2, qui sont répétées dans la Fig.I.4(a), les vecteurs des tensions de sortie produit par ces topologies sont données par :

$$\begin{aligned} V_{ab} &= 0 \\ V_{bc} &= 0 \\ V_{ca} &= 0 \end{aligned} \tag{I.2}$$

Ces vecteurs de tensions sont représentés par des vecteurs ayant des amplitudes nulles et par conséquent, on les appelle les vecteurs de tension nulle ou les vecteurs à roues libres.

Ils sont positionnés à l'origine du plan (α, β) , comme montré sur la Fig.I-6(b).

Les vecteurs V_1 à V_8 sont appelés les vecteurs d'état de commutation (SSVs switching state vectors).

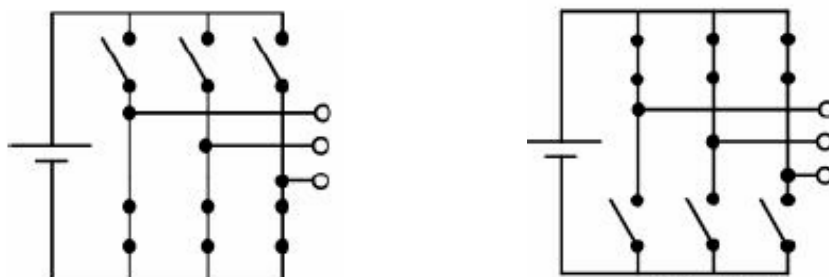
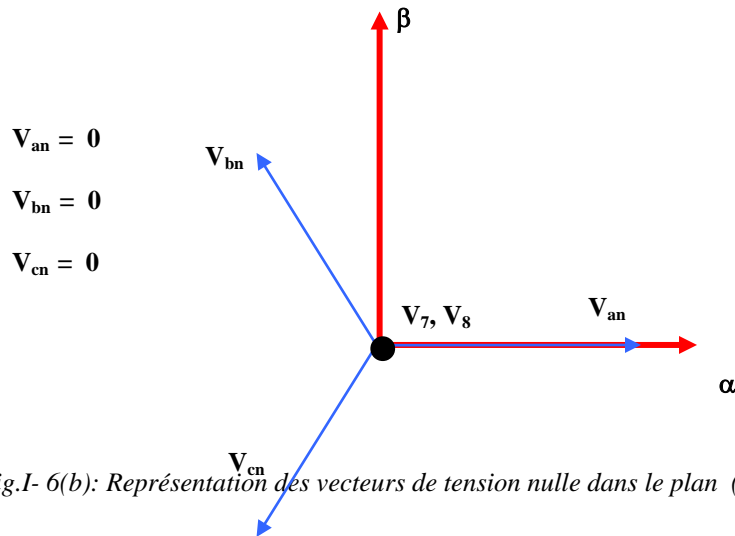


Fig.I-6(a): Les Topologies des vecteurs nuls de tension de sortie de l'onduleur



I-3. Modulation du Vecteur spatial (Space vector Modulation)

Les trois tensions désirées à la sortie de l'onduleur sont représentées par un vecteur équivalent V_{ref} tournant dans la direction antihoraire comme montré sur la Fig.I-7(a).

L'amplitude de ce vecteur est liée à l'amplitude de la tension de sortie Fig.I- 7(b) et le temps que ce vecteur prend pour accomplir une rotation complète est identique au temps de la période de la tension fondamentale de sortie.

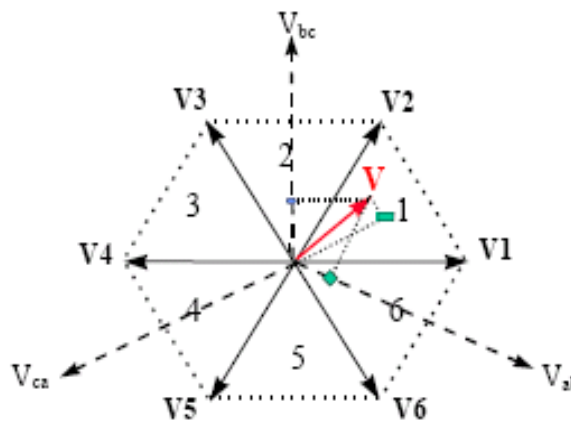


Fig.I-7(a) : Le vecteur de tension de sortie dans le plan (α, β)

Considérons la situation quand le vecteur de tension composé (tension entre phases) V_{ref} désiré à la sortie de l'onduleur est dans le **secteur 1** comme illustré dans la Fig.I-8.

Ce vecteur, peut être synthétisé par la modulation de largeur d'impulsion (**PWM**) des deux vecteurs adjacents (**SSV**) V_1 (**pnn**) et V_2 (**ppn**), le temps d'utilisation de chacun étant respectivement T_1 et T_2 , et le vecteur nul (V_7 (**ppp**) ou V_8 (**ppp**)) ayant un temps d'utilisation T_0 :

$$T_1 \cdot V_1 + T_2 \cdot V_2 + T_0 \cdot V_0 = T_m \cdot V_{\text{ref}} \quad (\text{I.3})$$

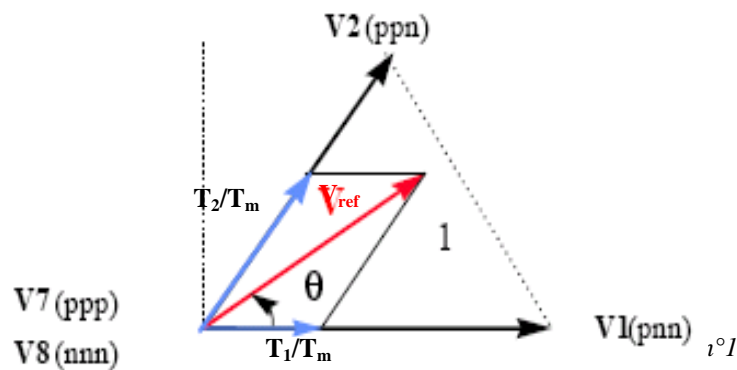
Avec :

$$V_{\text{ref}} = V_\alpha + j \cdot V_\beta$$

Et
$$\frac{T_1}{T_m} + \frac{T_2}{T_m} + \frac{T_0}{T_m} = 1$$

Où :

$$T_1 + T_2 + T_0 = T_m \quad (\text{I.4})$$



θ : L'angle instantané du vecteur de référence.

Tous les schémas de Modulation du vecteur spatial et la plupart des algorithmes de la **M.L.I** vectorielle, utilisent les formules (I.3) et (I.4) pour déterminer la tension de sortie de l'onduleur.

Les coefficients d'utilisation $\frac{T_1}{T_m}, \frac{T_2}{T_m}, \frac{T_0}{T_m}$, sont déterminés uniquement à partir de la

Fig. (I-8), et les formules (I.3) et (I.4).

Les degrés de liberté que nous avons pour choisir un algorithme de modulation donné sont :

1) - Le choix du vecteur zéro - si nous voudrions employer V_7 (**ppp**) ou V_8 (**nnn**) ou tous les deux en même temps.

2) - Séquencement des vecteurs.

Quatre algorithmes de modulation de la M.L.I vectorielle (**SVPWM**) sont considérés, à savoir :

1) - La séquence alignée à droite (**SVM1**) (Right aligned sequence).

2) - La séquence symétrique (**SVM2**) (Symmetric Sequence).

3) - La séquence alternante de vecteur nul (**SVM3**) (Alternating Zero Vector Sequence).

4) - La séquence non commuté de courant le plus élevé (**SVM4**) (Highest Current Not-Switched Sequence)

Les schémas de modulation décrivent le cas quand le vecteur de référence est dans le **secteur n°1**, tous les autres cas sont symétriques.

I-4 Schémas de modulation

Les algorithmes de modulations les plus connues sont les quatre modulations illustrées ci-dessous.

I-4-1 La séquence alignée à droite (SVM1)

Cet algorithme d'une manière simple synthétise le vecteur de tension de sortie, au début du cycle de modulation T_m est on met en fonction tous les interrupteurs inférieurs (ou supérieurs) et les arrêter séquentiellement de sorte que le temps d'utilisation T_0 du vecteur de tension nul soit divisé entre V_7 (ppp) et V_8 (nnn).

Ce schéma de commutation est montré sur la Fig. (I-9) pendant deux périodes de modulation.

La Fig. (I-9) représente les signaux de déblocage des bras supérieurs de l'onduleur. Dans un cycle T_m de modulation, il y'a trois commutations des interrupteurs supérieurs et trois commutations des interrupteurs inférieurs.

L'exécution de la séquence alignée à gauche, où la séquence des vecteurs est exactement opposée à la séquence alignée à droite.

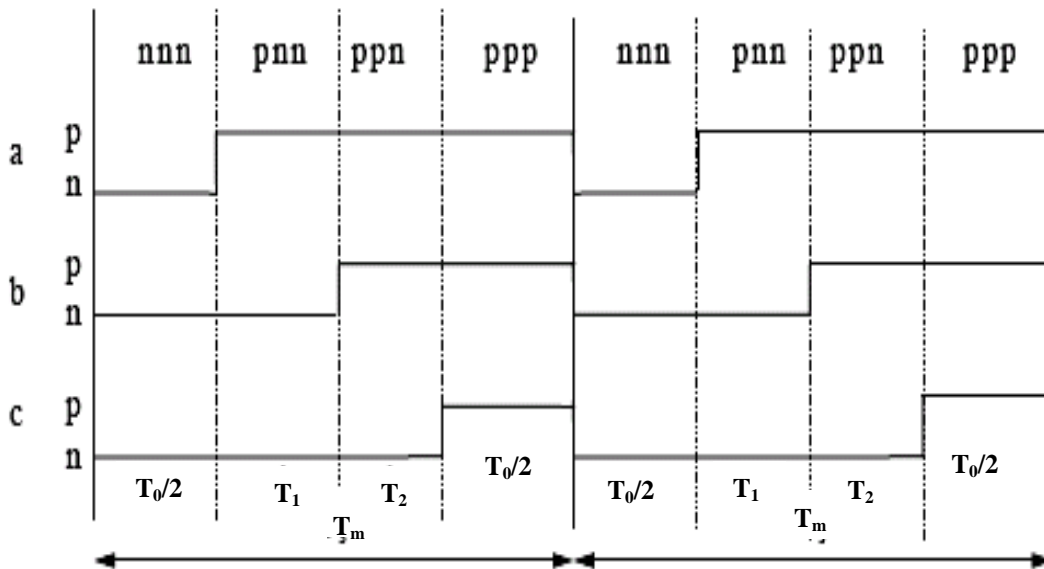


Fig.I-9: Signaux des gâchettes dans SVM1

I-4-2. La séquence symétrique (SVM2)

Pour avoir la symétrie dans la forme d'onde de commutation comme le montre la Fig.(I-10).

Le nombre de commutations dans une période de modulation est six.

Ce schéma à le même nombre de commutation que SVM1, trois interrupteurs ouverts et trois interrupteurs fermés.

Les pertes due à l'ouverture et la fermeture sont similaire a celle de SVM1.

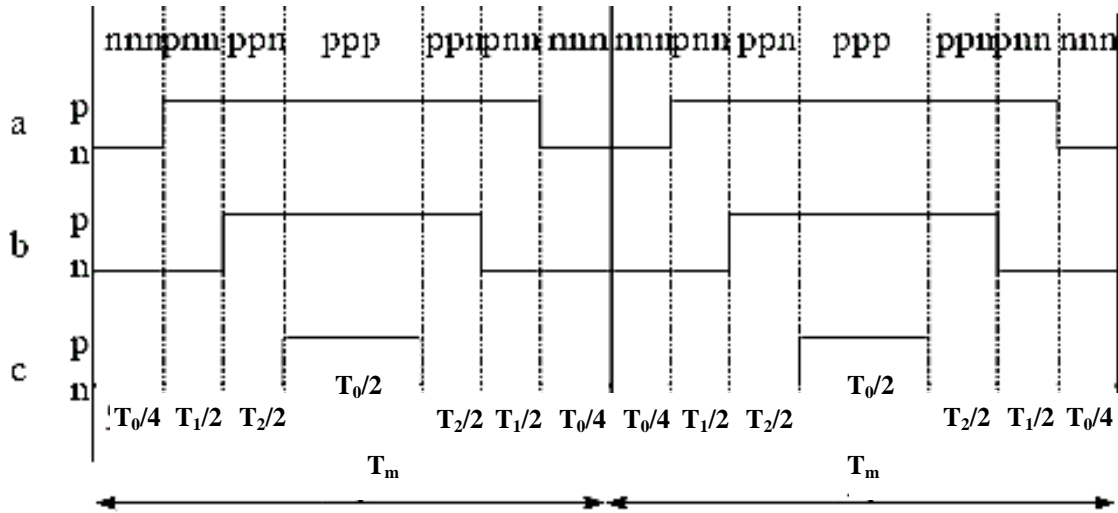
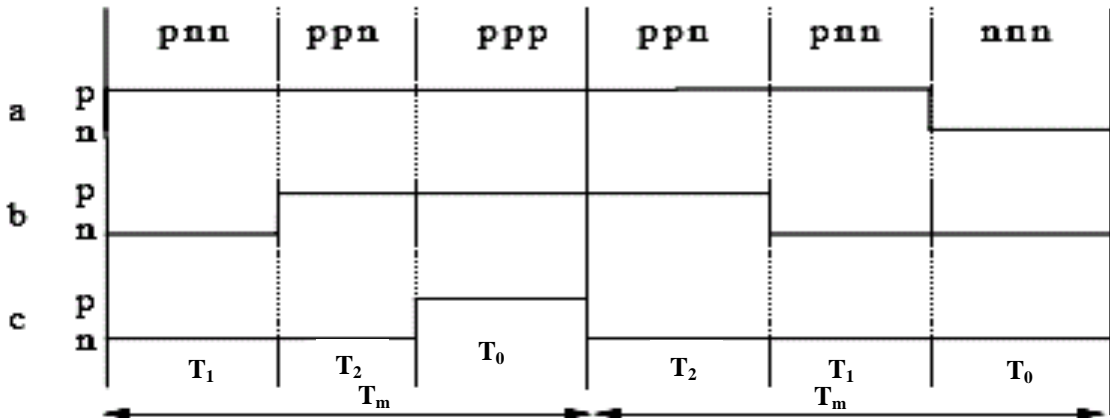


Fig.I-10: Signaux des gâchettes dans SVM2

I-4-3. La séquence alternante de vecteur nul (SVM3)

Dans ce schéma, les vecteurs nuls V_7 (ppp) et V_8 (nnn) sont employés alternativement dans les cycles adjacents de telle sorte que la fréquence de commutation soit divisée en deux, comme montré sur la Fig. (I-11).



I-4-4. La séquence non commuté de courant le plus élevé (SVM4)

Ce schéma, est basé sur le fait que les pertes de commutations sont approximativement proportionnelles à l'amplitude du courant commuté et par conséquent il serait avantageux d'éviter de commuter les bras de l'onduleur portant le courant instantané le plus élevé.

C'est possible dans la plupart des cas, parce que tous les vecteurs d'état de commutation (SSV) adjacent diffèrent dans l'état de commutation dans le même bras. Par conséquent, on utilise seulement un vecteur nul V_7 (ppp) ou V_8 (nnn) dans un secteur donné, un des bras ne doit pas être commuté, comme montré dans la Fig. (I-12).

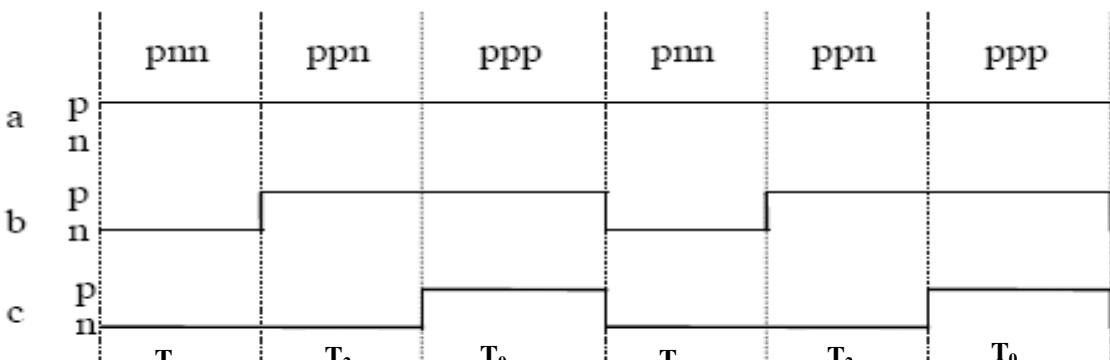


Fig.I-12: Signaux des gâchettes dans SVM4

IV-1. Théorie de la MLI vectorielle

En s'appuyant sur la notion de vecteur tournant expliquée dans le chapitre précédent, on peut considérer que l'onduleur délivre un vecteur de tension.

$$V_{refn0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(V_{an0} + V_{bn0} \cdot e^{j \cdot \frac{2\pi}{3}} + V_{cn0} \cdot e^{j \cdot \frac{4\pi}{3}} \right) \quad (I-5)$$

L'état des interrupteurs, supposés parfaits, peut être représenté par trois grandeurs booléennes de commande K_j ($j=1, 2, 3$) telles que:

$K_j=1$ si la phase a est connectée à la borne positive de la source continue E .

$K_j=0$ si la phase a est connectée à la borne négative de la source continue E .

La même chose pour les autres phases.

Dans ces conditions, on peut écrire les tensions des phases V_{ino} en fonction des signaux de commande K_j tel que [16].

$$V_{ino} = K_j \cdot E - E/2 \quad (I-6)$$

On peut alors écrire:

$$V_{ref} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(K_a + K_b \cdot e^{j \cdot \frac{2\pi}{3}} + K_c \cdot e^{j \cdot \frac{4\pi}{3}} \right) \quad (I-7)$$

Les différentes combinaisons des trois grandeurs (K_a, K_b, K_c) permettent de générer les huit positions du vecteur V_{ref} dont deux correspondent au vecteur nul comme le montre la Fig. (I-10).

$$V_8 \Leftrightarrow (K_a, K_b, K_c) = (0,0,0) \quad , \quad V_7 \Leftrightarrow (K_a, K_b, K_c) = (1,1,1)$$

Les six vecteurs tensions non nuls peuvent être formulés par:

$$\bar{V}_i = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U \cdot e^{j \cdot (i-1) \cdot \frac{\pi}{3}} \quad (i=1, 2, 3, 4, 5, 6) \quad (I-8)$$

Les tensions entre phases sont données par :

$$V_{ab} = V_{ano} - V_{bno} \quad , \quad V_{bc} = V_{bno} - V_{cno} \quad , \quad V_{ca} = V_{cno} - V_{ano}$$

Le moteur à cage constitue une charge triphasée en triangle ou en étoile avec un neutre isolé "n" d'où :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (I-9)$$

Cette relation permet d'écrire :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(V_{ab} - V_{ca}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(V_{bc} - V_{ab}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(V_{ca} - V_{cb}) \end{cases} \quad (\text{I-10})$$

Donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(2V_{ano} - V_{bno} - V_{cno}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(-V_{ano} + 2V_{bno} - V_{cno}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(-V_{ano} - V_{bno} - 2V_{cno}) \end{cases} \quad (\text{I-11})$$

L'utilisation de l'expression (I -6) permet d'établir les équations instantanées des tensions en fonction des grandeurs de commandes.

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \bullet \begin{bmatrix} K_a \\ K_b \\ K_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-12})$$

Pour simplifier les calculs et représenter ces tensions, appliquons la transformation triphasée/biphasée en respectant le transfert de puissance (transformation de Concordia):

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \bullet \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{I-13})$$

Il existe différentes stratégies de commandes permettant de déterminer les trois fonctions logiques K_j ($j=1, 2, 3$). Nous parlerons généralement de la MLI sinusoidale, la commande par hystérésis et la MLI vectorielle.

Le principe de la MLI vectorielle consiste à reconstruire le vecteur tension V_{ref} à partir des huit vecteurs tensions. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé [5, 6, 7, 8, 11, 19, 20].

Un vecteur de tension de référence V_{ref} d'une manière globale est évalué approximativement sur une période de modulation T_m . Ce dernier est estimé par l'application des vecteurs des tensions adjacentes et des vecteurs nuls V_8 et V_7 .

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer le vecteur de tension V_{ref} . Nous pouvons donc, dresser un tableau de différents états de l'onduleur [5], [6], [7], [13].

Tableau (I -1) : Calcul des vecteurs de tensions

K_1	K_2	K_3	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_α	V_β	Vecteur V_i
0	0	0	0	0	0	0	0	$V_8=0$
1	0	0	$2U/3$	$-U/3$	$-U/3$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U$	0	$V_1 = \sqrt{\frac{2}{3}}U$
1	1	0	$U/3$	$U/3$	$2U/3$	$\sqrt{\frac{1}{6}}U$	$\sqrt{\frac{1}{2}}U$	$V_2 = \sqrt{\frac{2}{3}}U e^{j\frac{\pi}{3}}$
0	1	0	$-U/3$	$2U/3$	$-U/3$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U$	$\sqrt{\frac{1}{2}}U$	$V_3 = \sqrt{\frac{2}{3}}U e^{j\frac{2\pi}{3}}$
0	1	1	$-2U/3$	$U/3$	$U/3$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}U$	0	$V_4 = -\sqrt{\frac{2}{3}}U$
0	0	1	$-U/3$	$-U/3$	$2U/3$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}U$	$V_5 = \sqrt{\frac{2}{3}}U e^{j\frac{4\pi}{3}}$
1	0	1	$U/3$	$-2U/3$	$U/3$	$\sqrt{\frac{1}{6}}U$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}U$	$V_6 = \sqrt{\frac{2}{3}}U e^{j\frac{5\pi}{3}}$
1	1	1	0	0	0	0	0	$V_7 = 0$

La modulation de largeur d'impulsion (SVPWM) par le vecteur spatial peut être mise en application suivant les étapes suivantes [7], [13].

- 1- Détermination de V_α , V_β , V_{ref} , et angle (θ).
- 2- Détermination des durées d'utilisations des interrupteurs T_1 , T_2 et T_0 .
- 3- Détermination de la période de commutation de chaque interrupteur (K_1, K_2, K_3 et K_1', K_2', K_3').

IV-1-1 Détermination de V_α , V_β , V_{ref} et L'angle (θ)

À partir de la Fig. (I -13), V_α , V_β , V_{ref} et l'angle (θ) peuvent être déterminés comme suit:

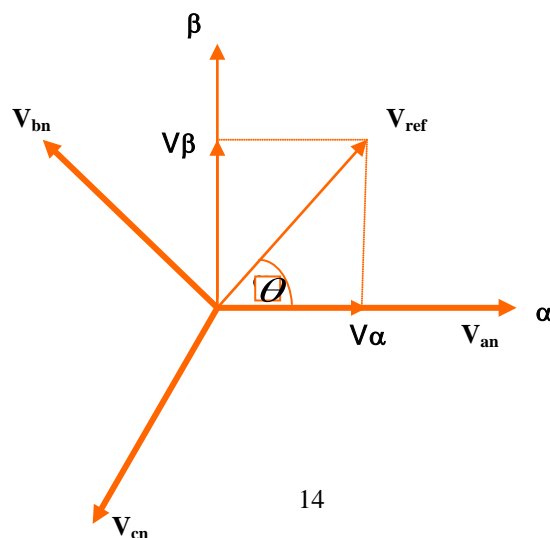


Fig.I-13: Projection des vecteurs de tension (V_{an} , V_{bn} , V_{cn}) sur le plan (α, β)

Avec :

$$V_{an} = r \cdot \frac{U}{2} \cdot \cos(\theta)$$

$$V_{bn} = r \cdot \frac{U}{2} \cdot \cos(\theta - 2\pi/3)$$

$$V_{cn} = r \cdot \frac{U}{2} \cdot \cos(\theta - 4\pi/3)$$

Où : r est le coefficient de réglage

$$V_{\alpha} = V_{an} - V_{bn} \cdot \cos 60 - V_{cn} \cdot \cos 60$$

$$= V_{an} - \frac{1}{2} \cdot V_{an} - \frac{1}{2} \cdot V_{cn}$$

$$V_{\beta} = 0 + V_{bn} \cdot \cos 30 - V_{cn} \cdot \cos 30$$

$$= 0 \cdot V_{an} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{cn}$$

En respectant le transfert de puissance (transformation de Concordia) on aura [6]

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \bullet \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix}$$

$$V_{ref} = \sqrt{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2}$$

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{V_{\alpha}}{V_{\beta}}\right) = \omega \cdot t = 2\pi f t, \quad \text{où } f : \text{ est la fréquence fondamentale.}$$

Le vecteur de référence V_{ref} est évalué sur la période de modulation T_m , par la génération d'un vecteur moyen déterminé par l'application des vecteurs de commande adjacents de l'onduleur et des vecteurs nuls. En utilisant les huit vecteurs disponibles (Tableau (VI -1)) [12], [6].

La Fig. (IV-5) représente le cas où le vecteur de référence se trouve dans le secteur 1.

Le temps d'application des vecteurs adjacents est donné comme suit:

$$T_m = T_1 + T_2 + T_0$$

$$V_{ref} = \frac{T_1}{T_m} V_1 + \frac{T_2}{T_m} V_2 + \frac{T_0}{T_m} V_0 \quad (\text{I} -14)$$

La détermination des instants T_1 et T_2 est donnée par une simple projection sur les axes α et β Fig. (I-14) [6], [7].

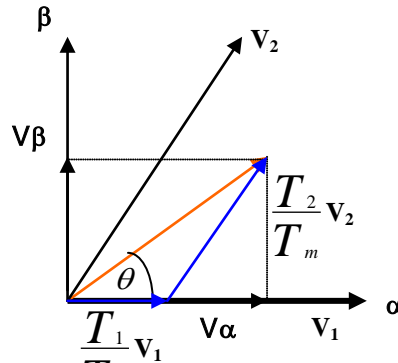


Fig.I-14 : Projection du vecteur de référence (secteur 1)

$$\int_0^{T_m} \mathbf{V}_{ref} dt = \int_0^{T_1} V_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_m} V_0 dt$$

$$T_m \cdot V_{ref} = (T_1 \cdot V_1 + T_2 \cdot V_2) + T_0 \cdot (V_7 \text{ ou } V_8)$$

$$T_m |V_{ref}| \times \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} = T_1 \sqrt{\frac{2}{3}} U \times \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \sqrt{\frac{2}{3}} U \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) \\ \sin(\pi/3) \end{bmatrix}$$

Où $(0 \leq \theta \leq 60^\circ)$

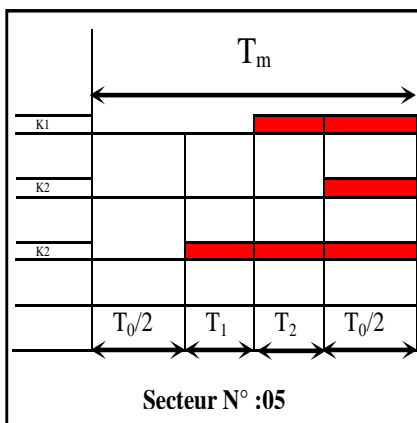
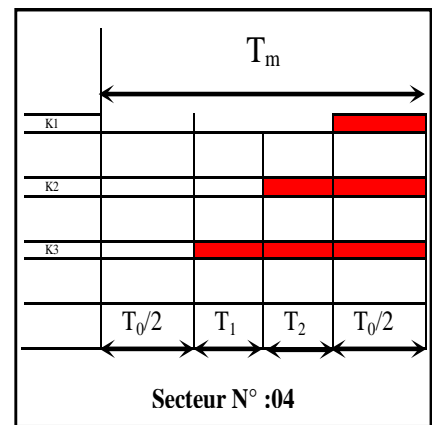
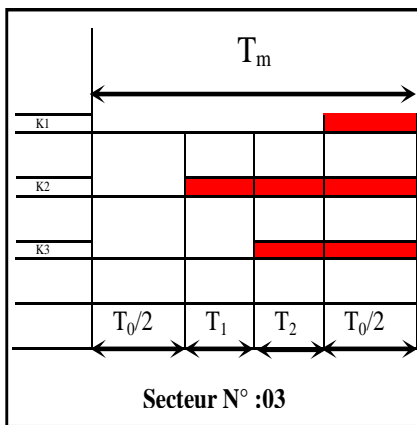
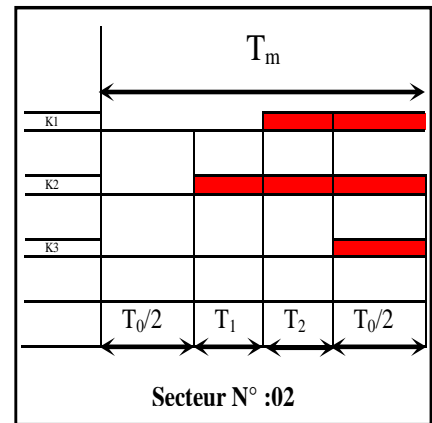
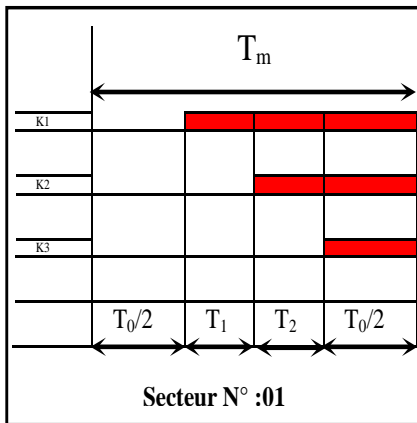
$$T_1 = T_m \times \frac{|V_{ref}|}{\sqrt{\frac{2}{3}} \times U} \times \frac{\sin(\pi/3 - \theta)}{\sin(\pi/3)}$$

$$T_2 = T_m \times \frac{|V_{ref}|}{\sqrt{\frac{2}{3}} \times U} \times \frac{\sin \theta}{\sin(\pi/3)}$$

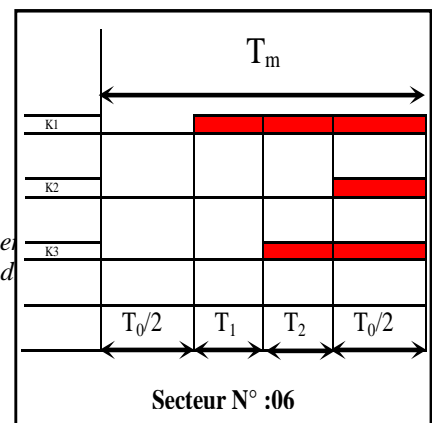
Pour le reste de la période on applique le vecteur nul :

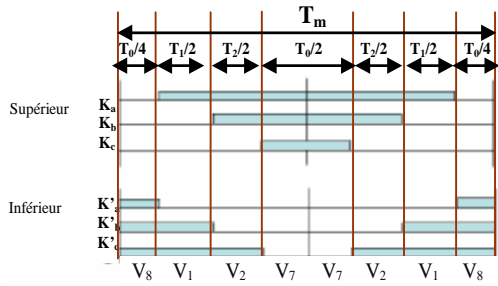
$$T_0 = T_m - (T_1 + T_2),$$

En fait le même calcul pour chaque secteur et ensuite on passe au calcul des temps de commutations.

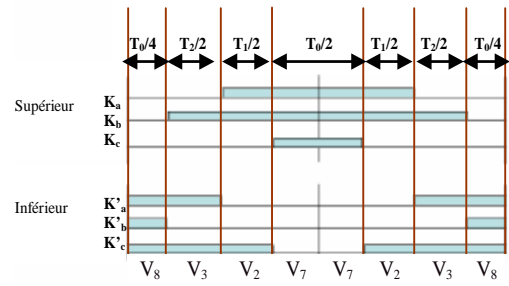


mutation pour chaque secteur
pour la séquence aligné à d

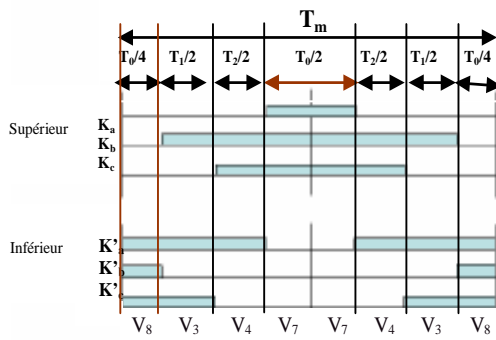




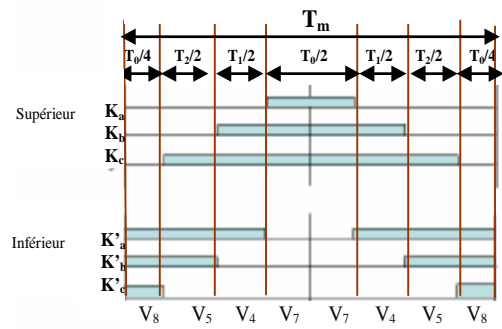
Secteur N° : 01



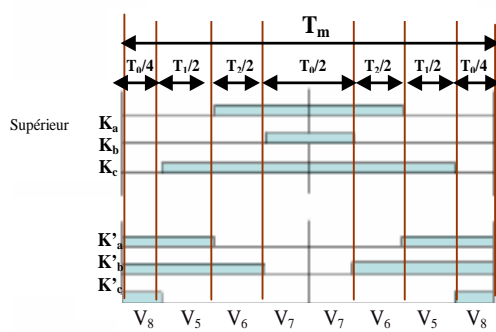
Secteur N° : 02



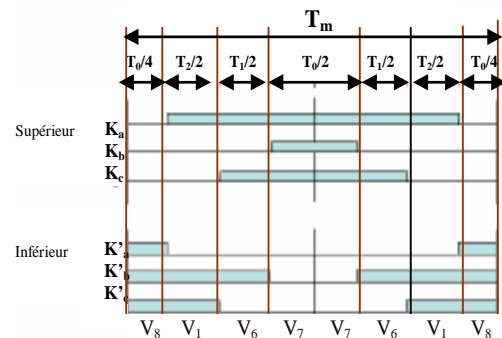
Secteur N° : 03



Secteur N° : 04



Secteur N° : 05



Secteur N° : 06

Le calcul des temps de conduction des interrupteurs de chaque secteur pour les commutateurs est résumé dans le tableau (I-2).

Tableau (I-2): Calcul des largeurs des impulsions pour chaque secteur.

Secteur	Commutateur supérieur (T_a, T_b, T_c)	Commutateur inférieur (T_a', T_b', T_c')
---------	--	---

1	$T_a = T_1 + T_2 + T_0/2$ $T_b = T_2 + T_0/2$ $T_c = T_0/2$	$T_a' = T_0/2$ $T_b' = T_1 + T_0/2$ $T_c' = T_1 + T_2 + T_0/2$
2	$T_a = T_1 + T_0/2$ $T_b = T_1 + T_2 + T_0/2$ $T_c = T_0/2$	$T_a' = T_2 + T_0/2$ $T_b' = T_0/2$ $T_c' = T_1 + T_2 + T_0/2$
3	$T_a = T_0/2$ $T_b = T_1 + T_2 + T_0/2$ $T_c = T_2 + T_0/2$	$T_a' = T_1 + T_2 + T_0/2$ $T_b' = T_0/2$ $T_c' = T_1 + T_0/2$
4	$T_a = T_0/2$ $T_b = T_1 + T_0/2$ $T_c = T_1 + T_2 + T_0/2$	$T_a' = T_1 + T_2 + T_0/2$ $T_b' = T_2 + T_0/2$ $T_c' = T_0/2$
5	$T_a = T_2 + T_0/2$ $T_b = T_0/2$ $T_c = T_1 + T_2 + T_0/2$	$T_a' = T_1 + T_0/2$ $T_b' = T_1 + T_2 + T_0/2$ $T_c' = T_0/2$
6	$T_a = T_1 + T_2 + T_0/2$ $T_b = T_0/2$ $T_c = T_1 + T_0/2$	$T_a' = T_0/2$ $T_b' = T_1 + T_2 + T_0/2$ $T_c' = T_2 + T_0/2$

La détermination des largeurs d'impulsion pour L' MLI vectorielle à séquence aligné à droite se fait de la manière que celle de l'MLI vectorielle a séquence symétrique , la seule différence est que les impulsions de la séquence aligné à droite sont décalées à droite , par contre la séquence symétrique sont symétrique par rapport au leur axe .

II-5. Conclusion

Pour comparer la séquence alignée à droite à la séquence symétrique, il est nécessaire de développer deux algorithmes à la base de ces deux séquences de modulation. Pour tester le fonctionnement de ces algorithmes, il faut déterminer le modèle du moteur asynchrone. Le chapitre suivant sera consacré à la modélisation du moteur asynchrone.

Chapitre II

Modélisation De La Machine Asynchrone

II-1- Introduction

Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes des machines électriques. Ainsi la modélisation [22, 12,11, 13] permet de décrire le fonctionnement d'une machine asynchrone par des équations différentielles ce qui nous permet de simuler n'importe qu'elle machine électrique. En outre elle est d'un apport précieux en permettant d'une part de restituer une image de ce que l'on peut observer expérimentalement et d'autre part de prévoir des comportements de la machine plus variés que ceux de l'observation expérimentale.

Ce premier chapitre est réservé à l'étude des machines asynchrone. La première partie étant consacré à la modélisation. Pour faciliter la solution du système, le modèle triphasé, à l'aide de la transformation de PARK, est ramené à un modèle biphasé équivalent.

II-2- Présentation de la machine

Une machine asynchrone à cage est constituée de 2 parties, le stator et le rotor. Le stator, représente la partie statique de la machine. Il est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont bobinées 3 enroulements formant les enroulements statoriques. Au centre de ce cylindre, on retrouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé de barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé. Ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit. Notons que les barres sont légèrement inclinées pour éviter l'effet magnétique d'encoche dû à la forte variation de reluctance qui perturbe le couple. Cette cage est traversée par l'arbre mécanique qui peut sortir ou non de chaque côté.



Moteur asynchrone

II-3- Avantages du moteur asynchrone

Le moteur asynchrone à cage est le moteur le plus utilisé dans l'ensemble des applications industrielles, du fait de sa facilité de mise en œuvre, de son faible encombrement, de son bon rendement et de son excellente fiabilité.

II-4- Hypothèses simplificatrices

Pour simplifier la présentation des relations de base qui régissent le fonctionnement et la stratégie de commande du moteur asynchrone, on peut faire les hypothèses suivantes :

- On néglige la saturation, ce qui permet de définir les inductances,
- On ramène le rotor au stator, c'est-à-dire qu'on suppose que le rotor est triphasé comme le stator, que ses enroulements comptent le même nombre de spires,
- On suppose que les bobines du stator et du rotor sont bipolaires et que leurs phases créent des flux à répartition sinusoïdale,
- On ne tient compte que des fondamentaux des grandeurs alternatives.

II-5- Modélisation triphasée

Les enroulements statoriques et rotoriques peuvent être représentés comme indiqué sur Fig.II.1. Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles mêmes et θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase a statorique et la phase a rotorique.

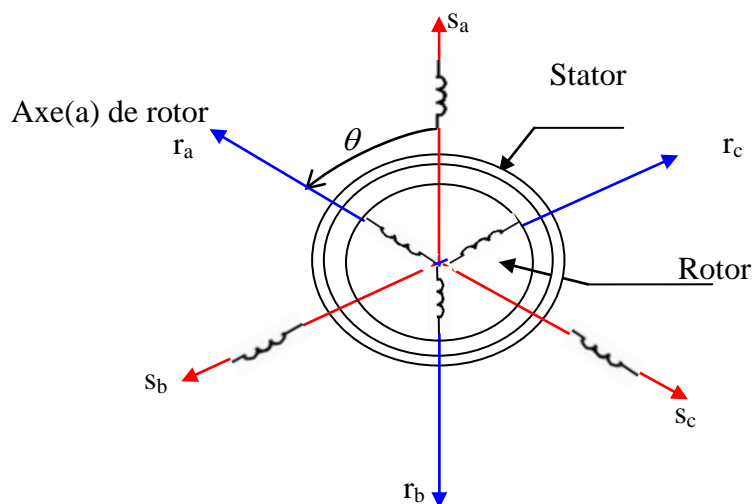


Fig.II.1: Représentation des enroulements statoriques et rotoriques
a- Equation électrique

La loi de Faraday permet d'écrire :

$$V = Ri + \frac{d\varphi}{dt} \quad (\text{II -1})$$

Pour les trois phases on résume cette écriture par l'écriture matricielle condensée :

$$[V_{abc}] = R[i_{abc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{abc}] \quad (\text{II -2})$$

• Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II-3})$$

• Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-4})$$

b- Equation magnétique :

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases y compris la sienne (notion de flux / inductance propre).

Exemple de la phase a statorique :

$$\varphi_{as} = l_s i_{as} + m_s i_{bs} + m_s i_{cs} + m_1 i_{ar} + m_3 i_{br} + m_2 i_{cr} \quad (\text{II-5})$$

En matriciel :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \\ \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s & m_1 & m_3 & m_2 \\ m_s & l_s & m_s & m_2 & m_1 & m_3 \\ m_s & m_s & l_s & m_3 & m_2 & m_1 \\ m_1 & m_2 & m_3 & l_r & m_r & m_r \\ m_3 & m_1 & m_2 & m_r & l_r & m_r \\ m_2 & m_3 & m_1 & m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II -6})$$

Cette matrice des inductances fait apparaître quatre sous matrices :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sabc} \\ \varphi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} ; \text{ Avec : } [M_{sr}] = [M_{rs}]^T \quad (\text{II-7})$$

Où :

l_s : est l'inductance propre d'une phase statorique.

l_r : est l'inductance propre d'une phase rotorique.

m_s : est l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

m_r : est l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

m_{sr} : est le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

Avec :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II-8})$$

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles du couplage stator-rotor.

θ : Angle électrique définit la position relative instantanée entre les axes rotoriques et les axes statoriques qui sont choisis comme axes de références.

On obtient finalement :

$$\begin{aligned} [V_{sabc}] &= [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \} ; \\ [V_{rabc}] &= [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][i_{rabc}] + [M_{sr}]^T[i_{sabc}] \} ; \end{aligned} \quad (\text{II-9})$$

c- Equation mécanique :

L'expression de l'équation mécanique est :

$$C_e - C_r = J \frac{d}{dt} \Omega + f \cdot \Omega \quad (\text{II-10})$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_e = p \begin{bmatrix} i_{as} & i_{bs} & i_{cs} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} [M_{sr}] \times \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-11})$$

Avec :

j : Moment d'inertie du rotor

f : Coefficient de frottement visqueux.

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

p : Nombre de paire de pôle.

II-6- Transformation triphasé- diphasé

La transformation triphasée- biphasée aboutit à une famille de modèles de la machine asynchrone, où les grandeurs statoriques et rotoriques sont projetées sur deux axes en quadrature. L'idée de cette transformation repose sur le fait qu'un champ tournant créé par un système triphasé équilibré peut l'être aussi, à l'identique, par un système diphasé de deux bobines décalées de $\frac{\pi}{2}$ dans l'espace, alimentées par des courants déphasés de $\frac{\pi}{2}$ dans le temps. On se donne pour objectif que les forces magnétomotrices et la puissance instantanée soient conservées. Dans notre étude et pour plus de simplicité, on établit en premier un modèle où les grandeurs sont dans le repère lié au stator.

Ainsi, l'enroulement équivalent aux trois phases du stator est formé de deux bobinages d'axes direct α_s et en quadrature β_s . L'axe direct α_s est confondu avec l'axe de la première phase a_s statorique. De même, au rotor, on substitue deux bobinages α_r et β_r aux enroulements triphasés équivalents.

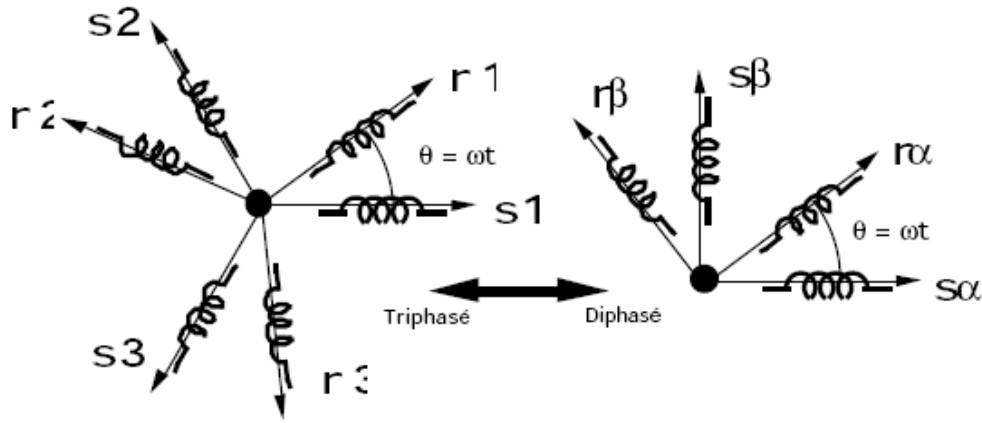


Fig.II-2 : représentation de la transformation triphasé-biphasé

Il existe principalement deux transformations Clarke et Concordia, sont représentés sur le tableau suivant :

Transformation de Concordia	Transformation de Clarke
Passer d'un système triphasé abc vers un système biphasé αβ	
$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \text{ c-à-d, } [X_{abc}] = T_{23} [X_{\alpha\beta}]$ $\text{avec } T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \text{ c-à-d, } [X_{\alpha\beta}] = C_{23} [X_{abc}]$ $\text{avec } C_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$

I -7- Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasé- biphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère (abc) vers le repère (αβ) puis vers (dq). Le repère (αβ) est toujours fixe par rapport au repère (abc) du stator, par contre le repère (dq) est mobile. Il forme avec le repère fixe (αβ) un angle qui est appelé l'angle de Park.

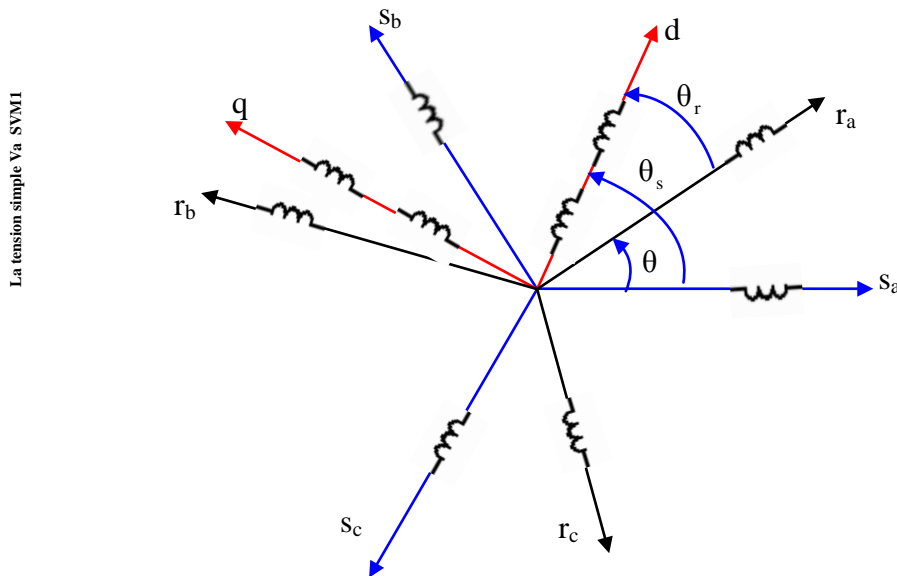


Fig. II-3 : Repérage angulaire des systèmes d’axes dans l’espace électrique

Les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier leurs équations Fig.II.3. Ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation :

$$\theta_s = \theta + \theta_r \tag{II-12}$$

Alors dans ce cas la transformation de Park s’écrit de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\rho) & \sin(\rho) \\ -\sin(\rho) & \cos(\rho) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \tag{II-13}$$

Comme on définit également la transformation inverse ainsi :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\rho) & -\sin(\rho) \\ \sin(\rho) & \cos(\rho) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \tag{II-14}$$

L’angle ρ correspond à la position du repère choisi pour la transformation, $\rho = \theta_s$ pour le stator et, $\rho = \theta_r$ pour le rotor.

La transformation de Park (d, q) peut être également obtenue à partir des grandeurs triphasées (abc), et en faisant une rotation de l’angle ρ , le passage se fait ainsi :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P] \times \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \tag{II-15}$$

On a ajouté les composantes homopolaires pour équilibrer la transformation (ces composantes sont égales à zéro dans le cas d'un système triphasé équilibré).

$[P]$: est la matrice de Park, définie par :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\rho) & \cos(\rho - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\rho + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\rho) & -\sin(\rho - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\rho + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-16})$$

Cependant, c'est au niveau de l'écriture des flux que ça devient intéressant :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{dqs} \\ \varphi_{dqr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dqs} \\ i_{dqr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-17})$$

Avec :

$L_s = l_s - m_s$: Inductance cyclique propre du stator.

$L_r = l_r - m_r$: Inductance cyclique propre du rotor.

$M = \frac{3}{2} m_{sr}$: Inductance cyclique mutuelle stator- rotor.

Le système matriciel peut également être écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \varphi_{dr} = M i_{ds} + L_r i_{dr} \\ \varphi_{qr} = M i_{qs} + L_r i_{qr} \end{cases} \quad (\text{II-18})$$

Et les équations aux tensions deviennent :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s i_{ds} - \dot{\theta}_s \varphi_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \dot{\theta}_s \varphi_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} \\ V_{dr} = 0 = R_r i_{dr} - \dot{\theta}_r \varphi_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} \\ V_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \dot{\theta}_r \varphi_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} \end{array} \right. \quad (\text{II-19})$$

Ou $\dot{\theta}_s$ et $\dot{\theta}_r$ sont les dérivées des angles des transformations de Park des grandeurs statoriques et rotoriques respectivement.

II-8- Choix du repère dq

Jusqu'à présent, nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère dq qui fait un angle électrique θ_s avec le stator et qui fait également un angle électrique θ_r avec le rotor mais qui n'est pas défini par ailleurs, c'est à dire qu'il est libre.

Il existe trois choix important. On peut fixer le repère dq au stator, au rotor ou au champ tournant. Rappelons que le repère dq est le repère mobile, c'est-à-dire qu'il nous appartient de calculer les angles des transformations de Park θ_s et θ_r afin d'effectuer les rotations.

II-8-1 Référentiel lié au stator

$$\text{On remplace dans le système (II-19) avec : } \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \text{ et } \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = -\omega_r$$

Ce référentiel est choisi lorsqu'on désire étudier les variations de la vitesse de rotation, associé ou non avec des variations de la fréquence d'alimentation.

I -8-2 Référentiel lié au rotor

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ et } \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = 0$$

Ce référentiel est intéressant dans les problèmes où la vitesse de rotation est considérée comme constante, par exemple pour l'étude des contraintes d'un court-circuit.

II -8-3- Dans un référentiel lié au champ tournant

Le champ tournant est le champ créé par le bobinage statorique et qui tourne, en régime permanent, à la vitesse de synchronisme. Il est symbolisé par le vecteur flux statorique.

On parle de vecteur alors qu'en vérité on a tout un champ. Le vecteur permet de donner une idée visuelle de la phase et du module d'amplitude du flux.

Le flux rotorique, quand a lui, est représenté par un vecteur flux rotorique qui tourne également à la même vitesse, c'est-à-dire au synchronisme. En effet, c'est le rotor qui "glisse" par rapport au champ tournant. Mais, en régime permanent, les deux flux, statorique et rotorique tournent à la même vitesse, au synchronisme.

Donc on fixe le repère dq au champ tournant.

Notons $\omega_s = \dot{\theta}_s$ que nous appellerons pulsation statorique, bien que le régime puisse être quelconque.

De même, nous noterons $\omega_r = \dot{\theta}_r$ la pulsation rotorique et $\omega = \omega_s - \omega_r = \dot{\theta} = p\Omega$ la pulsation mécanique.

Nous pouvons alors écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} \\ V_{dr} = 0 = R_r i_{dr} - \omega_r \varphi_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} \\ V_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \omega_r \varphi_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} \end{array} \right. \quad (\text{II-20})$$

Avec:

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \varphi_{dr} = M i_{ds} + L_r i_{dr} \\ \varphi_{qr} = M i_{qs} + L_r i_{qr} \end{array} \right. \quad (\text{II-21})$$

$$\text{On a: } \left. \begin{array}{l} g = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} \\ \omega_s - \omega = \omega_r \end{array} \right\} \Rightarrow g \omega_s = \omega_r, \text{ donc :}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \phi_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \phi_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} \\ V_{dr} = 0 = R_r i_{dr} - g \omega_s \phi_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} \\ V_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + g \omega_s \phi_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} \end{array} \right. \quad (\text{II-22})$$

Avec:

g: le glissement.

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent.

Il est alors plus aisé d'en faire la régulation.

I- 9- Expression du couple électromagnétique instantané

Dans le cas générale, la puissance électrique instantanée p_e fournie aux enroulements statoriques et rotoriques s'exprime en fonction des grandeurs d'axes d, q :

$$P_e = V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq} + V_{rd} i_{rd} + V_{rq} i_{rq} \quad (\text{II-23})$$

Elle se décompose en trois séries de termes qui correspondent respectivement aux trois colonnes des équations des tensions :

➤ Puissance dissipée en pertes joule :

$$R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) \quad (\text{II-24})$$

➤ Puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec les sources:

$$i_{sd} \left(\frac{d\phi_{sd}}{dt} \right) + i_{sq} \left(\frac{d\phi_{sq}}{dt} \right) + i_{rd} \left(\frac{d\phi_{rd}}{dt} \right) + i_{rq} \left(\frac{d\phi_{rq}}{dt} \right) \quad (\text{II-25})$$

➤ Puissance mécanique P_m regroupant l'ensemble des termes liés aux dérivées des positions angulaires :

$$P_m = (\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) + (\phi_{rd} i_{rq} - \phi_{rq} i_{rd}) \left(\frac{d\theta_r}{dt} \right) \quad (\text{II-26})$$

En tenant compte des équations des flux on peut donc écrire que :

$$P_m = (\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \left(\frac{d(\theta_s - \theta_r)}{dt} \right) \quad (\text{II-27})$$

Or la puissance mécanique est aussi égale à $C_e \Omega$ ou à $C_e \omega/p$, on en tire l'expression du couple :

$$C_e = P(\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \quad (\text{II-28})$$

Après avoir étudié la modélisation de la machine asynchrone à cage qui est une partie très importante dans notre travail, il est nécessaire d'aborder le côté simulation de l'ensemble moteur associé à l'onduleur pour tester les deux algorithmes de commande développés.

Chapitre III

Résultats et Discussion

Dans le but d'appliquer la technique de commande par MLI vectorielle pour commander un onduleur de tension triphasée, on a développé un algorithme basé sur la séquence aligné à droite **SVM1**.

Nous avons pris trois signaux de tensions sinusoïdales projetés sur les deux axes du plan (α , β) par une transformation triphasé biphasé. A l'aide d'un un sous programme (α : axe des abscisses et β : axe des ordonnées), on aura les deux vecteur V_α , V_β qui donnent le vecteur de référence.

Un autre sous programme nous permet de déterminer l'angle θ du vecteur de référence V_{ref} par rapport à l'axe α , à partir des vecteurs V_α et V_β ainsi que le numéro du secteur dans lequel se trouve le vecteur de référence.

Nous avons développés un autre sous programme pour calculer la largeur d'impulsion. Avant l'exécution de ce programme, on doit fixer les valeurs de l'Indice de modulation m et la tension de la source continue U (au début de la simulation).

Par l'intermédiaire d'un autre sous programme, nous avons générés les signaux d'impulsions dans le but d'allumer les gâchettes des GTOs de l'onduleur, branché en parallèle avec un moteur à cage.

Dans le but de contrôler les paramètres caractérisant le fonctionnement du moteur nous avons utilisés MATLAB, un logiciel destiné au calcul scientifique, à la modélisation et à la simulation. Le noyau de calcul est associé à l'environnement SIMULINK, permettant une modélisation basée sur des schémas blocs. Les blocs de mesure de SIMULINK employés dans la simulation sont les suivants : bloc de Machines Measurement Demux, un bloc d'oscilloscope et un bloc de la FFT qui nous permet de faire l'analyse spectrale du courant statorique pour déterminer la THD.

Dans ce travail et grâce aux performances du logiciel **MATLAB** nous avons tracés le schéma fonctionnel, introduire les valeurs des données et simuler les modèles pour tracer les réponses temporelles ou fréquentielles.

Nous présentons les résultats de simulation de la technique MLI vectorielle associée à un onduleur de tension qui alimente un moteur asynchrone à cage pour des valeurs différentes du coefficient de réglage r et de l'indice de modulation m , ensuite on compare les résultats obtenus avec ceux de la séquence symétrique.

Tableau (III-1): Les paramètres techniques du moteur asynchrone [23]

Les paramètres	La valeur
La puissance nominale	$P_n = 3\text{Kw}$
Fréquence nominale	$F = 50\text{Hz}$
Nombre de paire de pole	$P=2$
Tension d'alimentation	$u_n=220\text{v}$
Courant nominal	$I_n = 13\text{A}$
Vitesse de rotation nominale	$n_n = 1725\text{tr/min}$
Résistance statorique	$R_s = 0.435 \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 0.816 \Omega$
Inductance statorique	$L_s = 5*2.0*10^{-3} \text{ H}$
Inductance rotorique	$L_r = 2.0*10^{-3} \text{ H}$
Inductance mutuelle	$M_{sr} = 69.31*10^{-3} \text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 0.089 \text{ Kgm}^2$
Coefficient de frottement	$f_t = 0.07\text{Kg m}^2/\text{s}$

La particularité de ce travail est le développement de deux algorithmes de commande basé sur la séquence alignée à droite et symétrique.

Nous passons maintenant à la partie simulation, simulation de l'onduleur avec la MLI vectorielle.

III-1- Onduleur commandé par MLI Vectorielle (SVM)

III -1-1 Simulation d'un moteur à cage alimenté par MLI Vectorielle (SVM)

Les schémas bloc sous SUMULINK de l'algorithme SVPWM implanté dans la commande de l'onduleur de tension sont donnés par la Fig. (III-1) et Fig. (III-2).

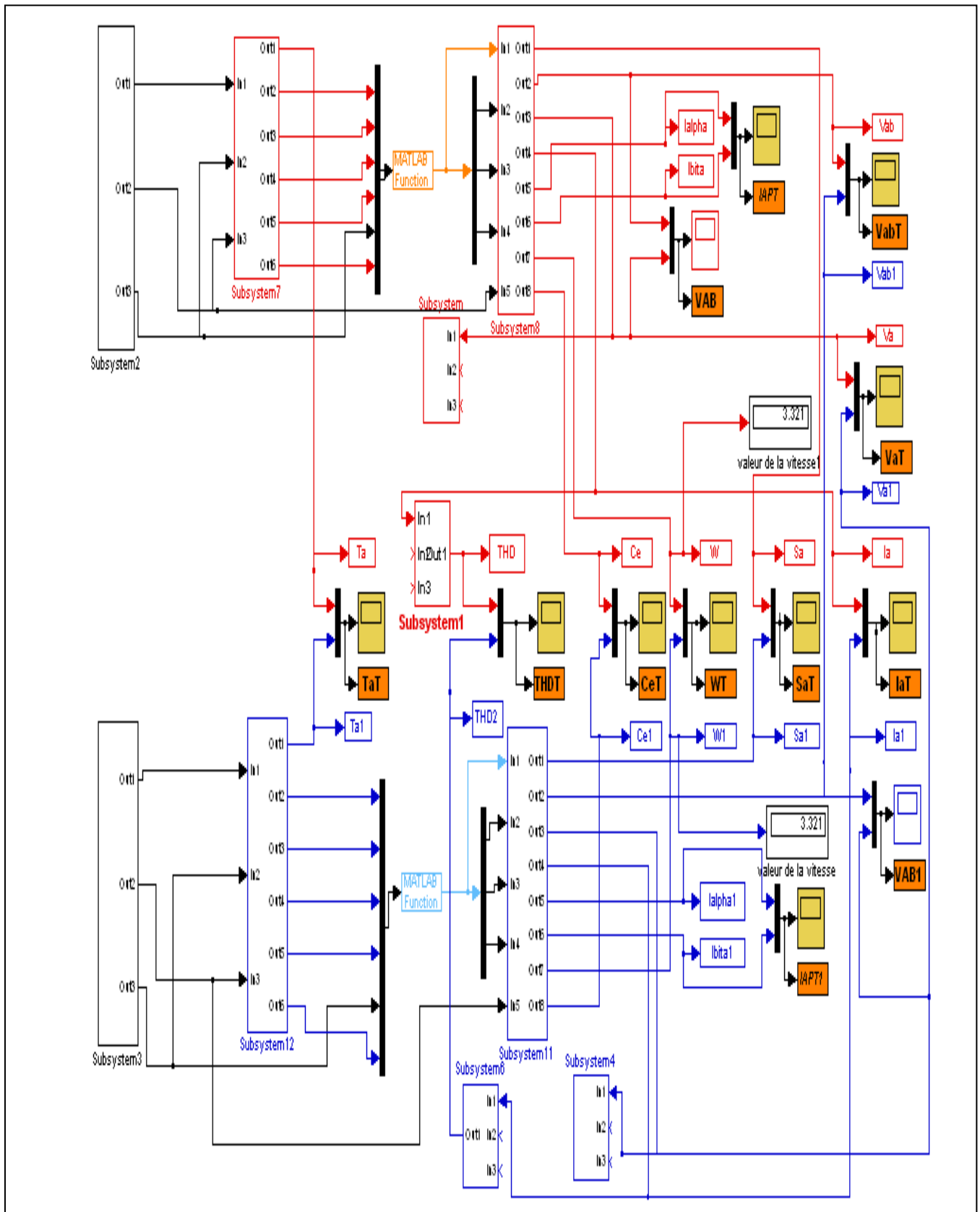
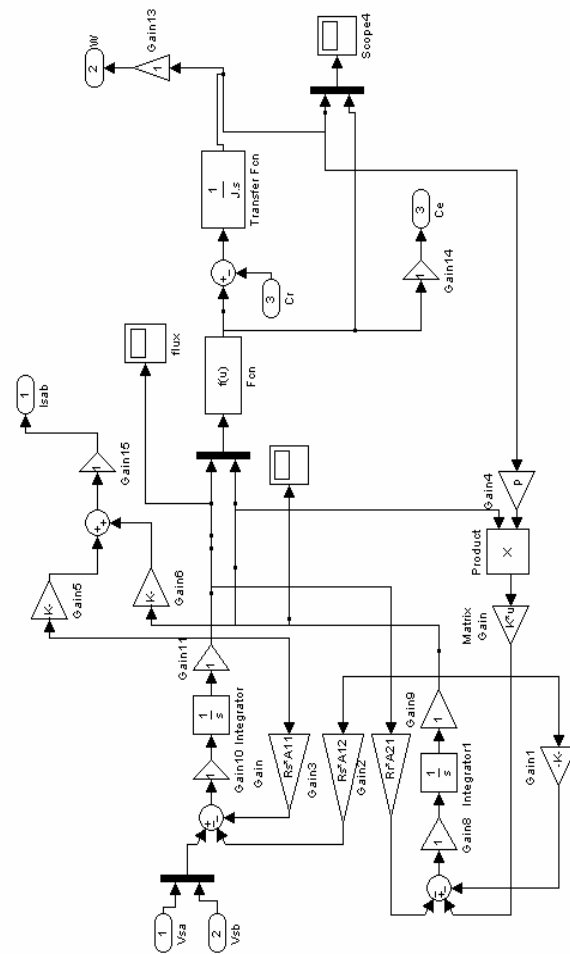


Fig III-1 Bloc de simulation

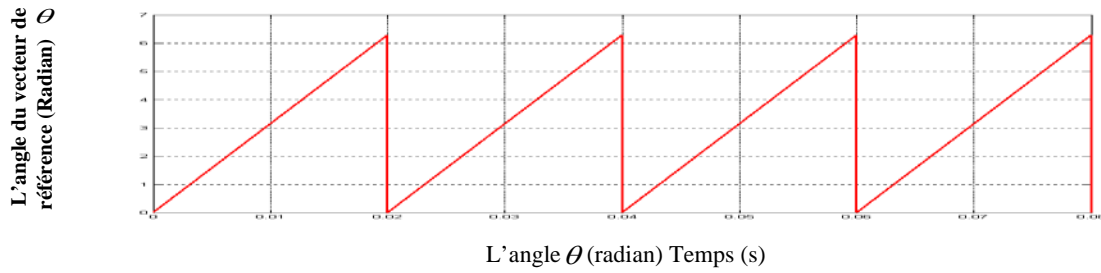
Fig. III-2 Modèle du moteur



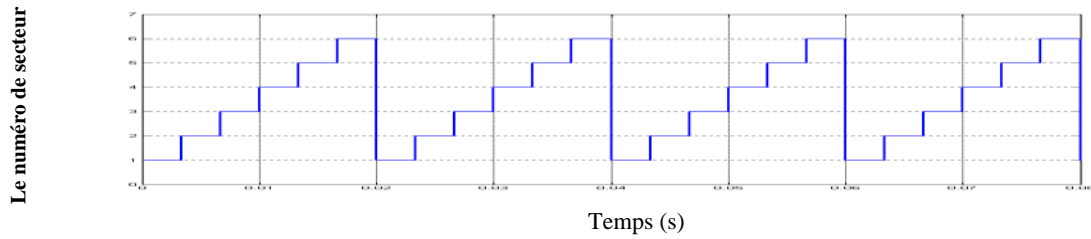
III-2 Les Résultats de simulation

III-2-1) $r=0.866$; $m=36$

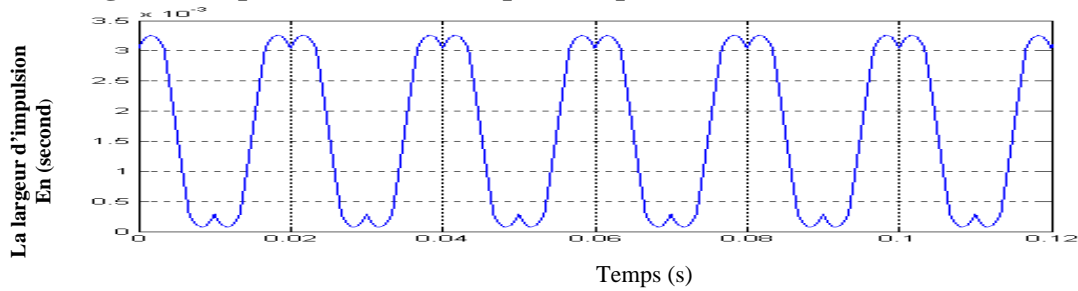
a- L'angle du vecteur de référence



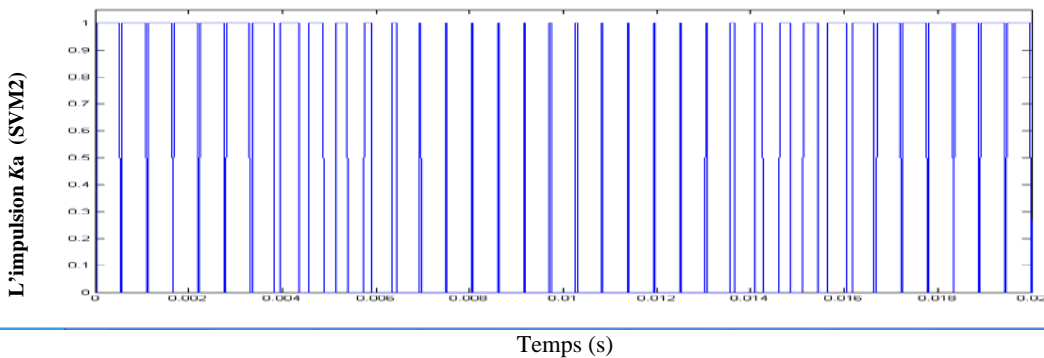
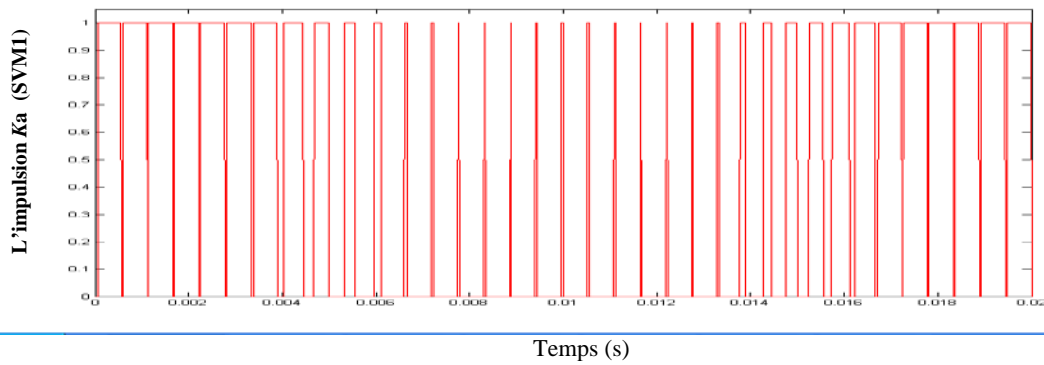
b- Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs avec le temps.



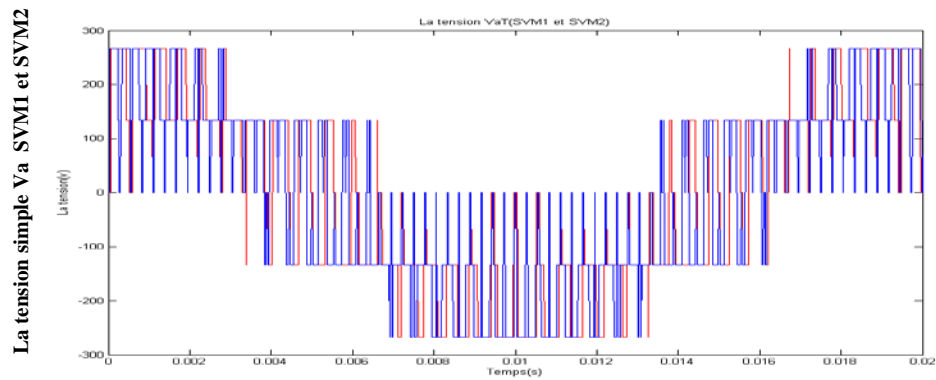
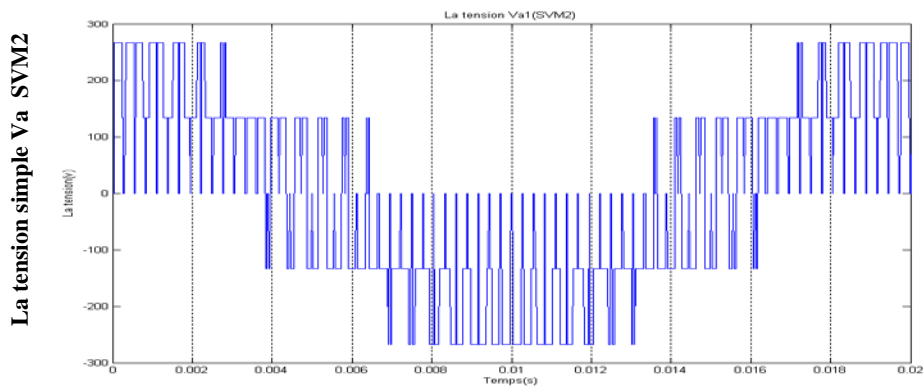
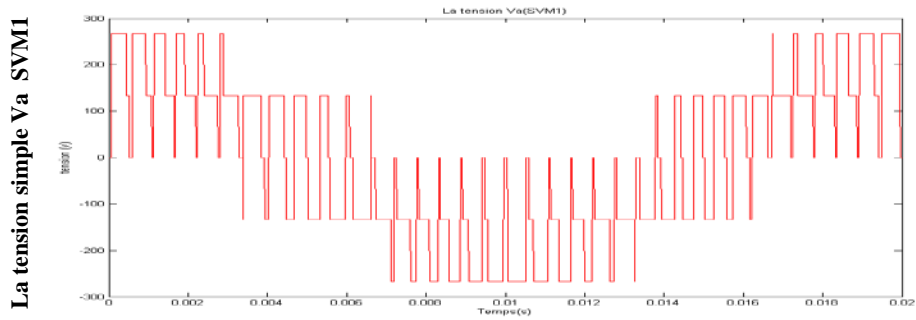
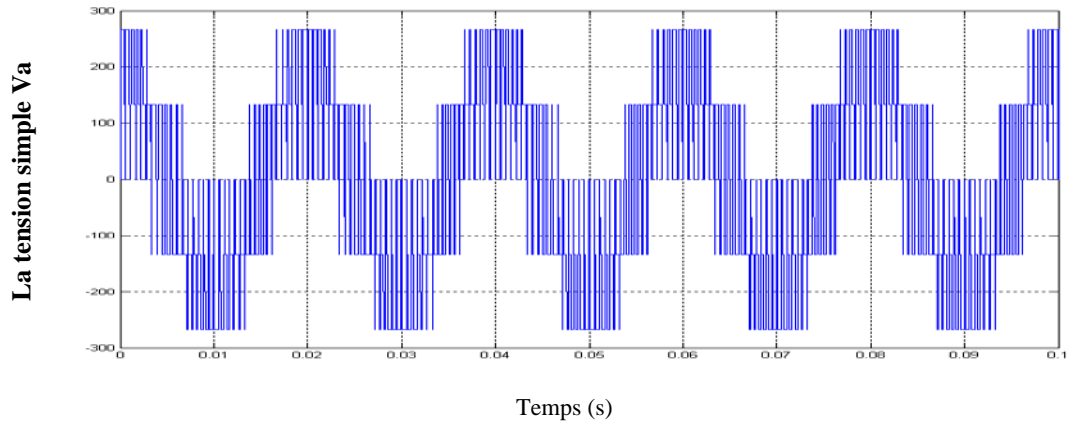
c- La largeur d'impulsion de l'interrupteur supérieur de la branche A de l'onduleur



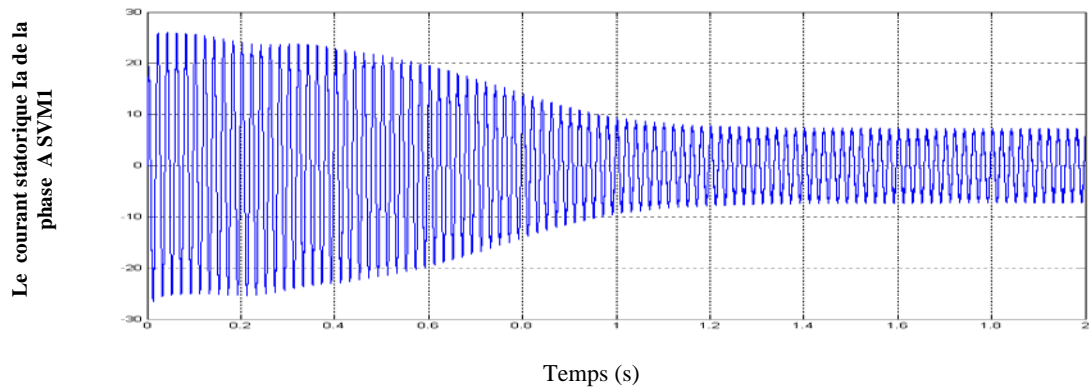
d- Les signaux des impulsions des interrupteurs supérieurs de l'onduleur l'impulsion K_a



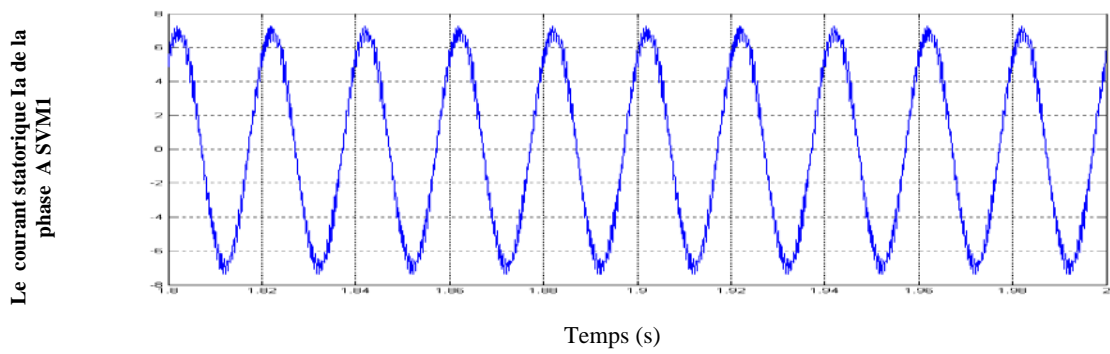
e- Les tensions simples V_a à la sortie de l'onduleur



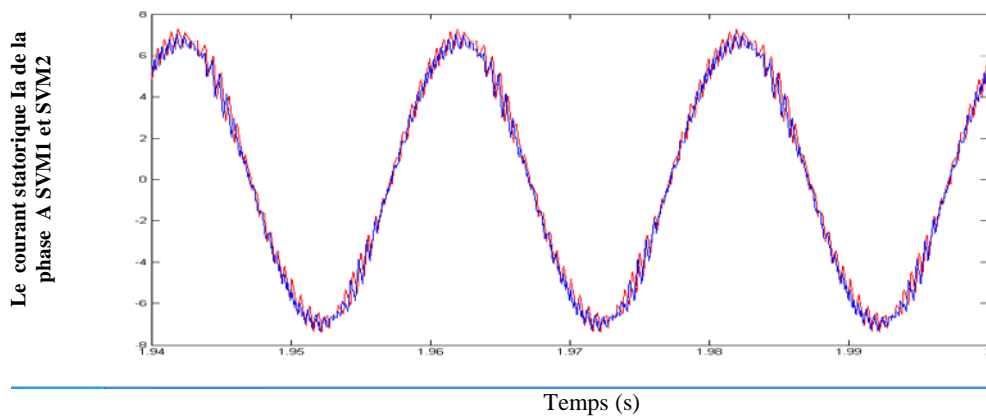
g- Le courant statorique I_a de la phase A



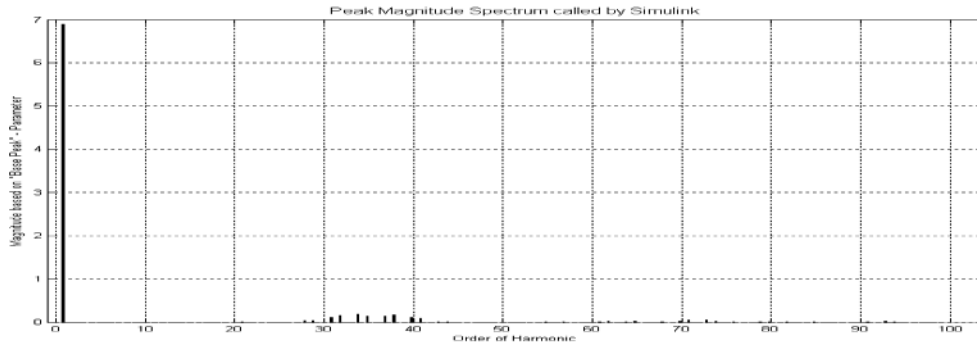
h- Le courant statorique I_a de la phase A en régime permanent



K- Le courant statorique I_a de la phase A en régime permanent

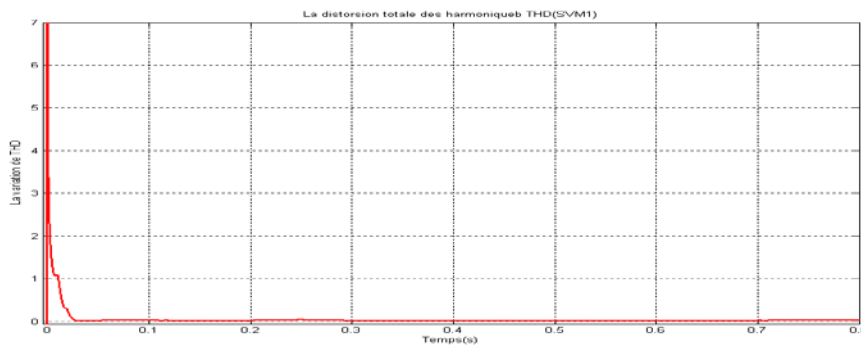


f- Analyse spectrale du courant

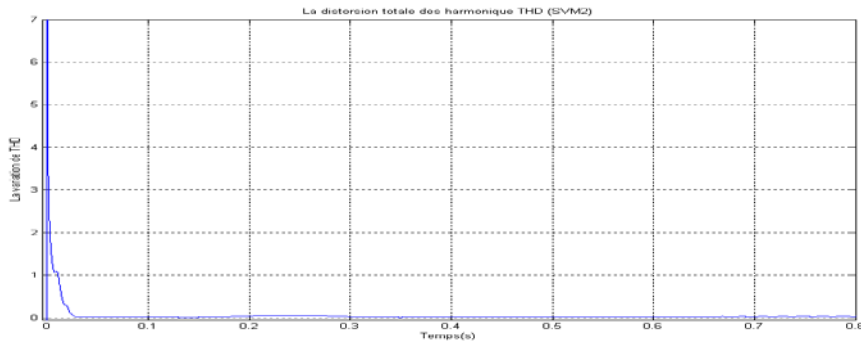


j- La distorsion totale des harmoniques

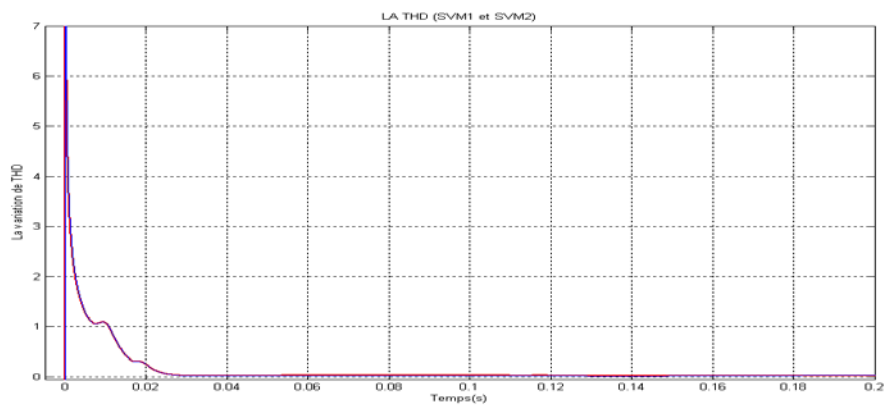
La distorsion totale des harmoniques SVM1



La distorsion totale des harmoniques SVM2



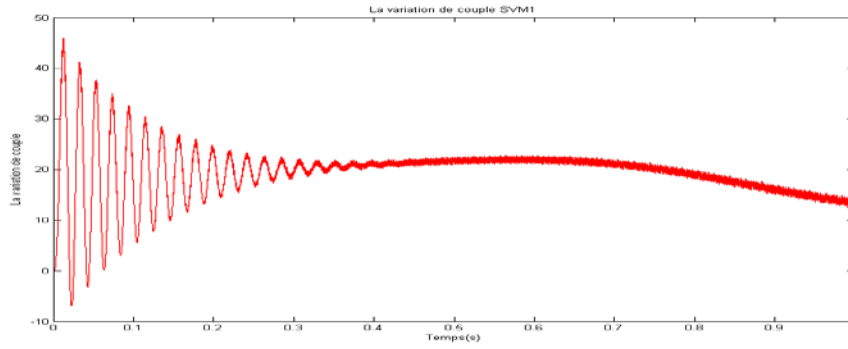
La distorsion totale des harmoniques SVM1 et SVM2



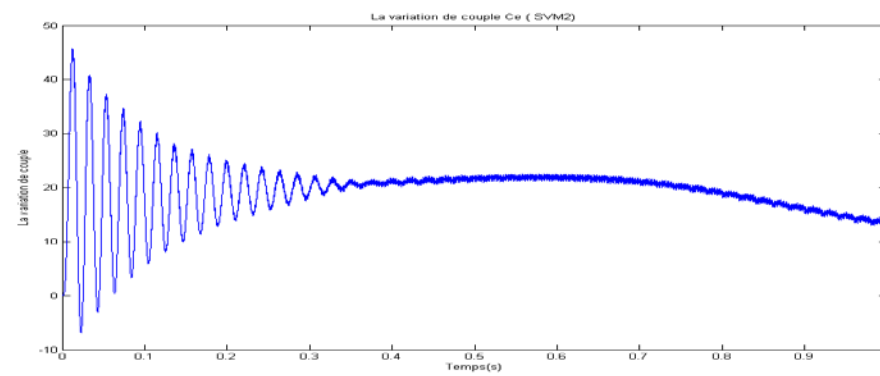
SVM1 : M=36 THD=0.06925 THD=6.925%
 SVM2 : M=36 THD=0.06181 THD=6.181%

k- La variation de couple du moteur asynchrone

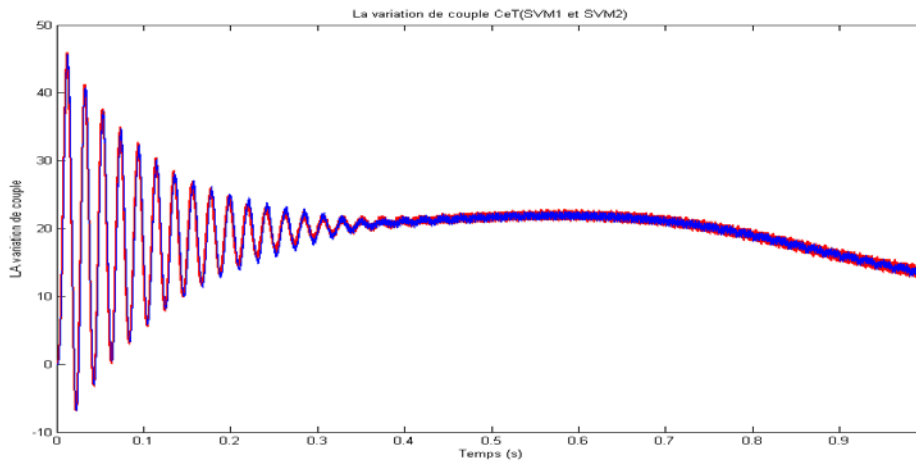
La variation de couple SVM1



La variation de couple SVM2



La variation de couple SVM1 et SVM2

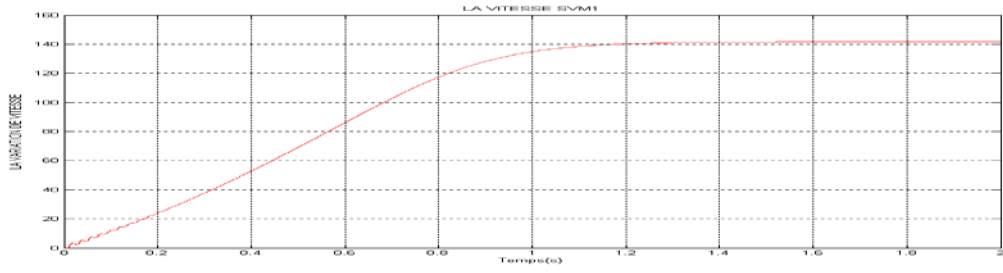


Temps (s)

Cr=10

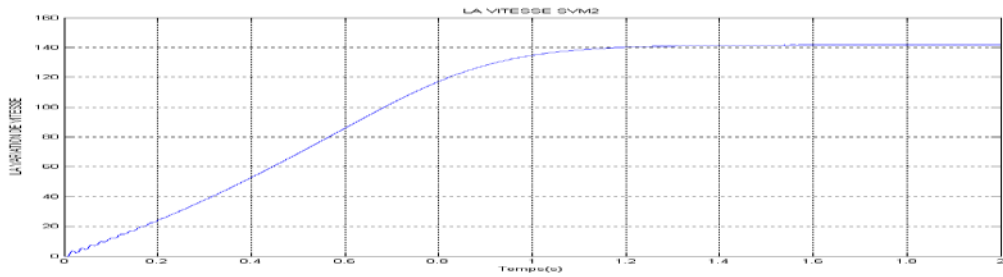
I- La variation de la vitesse du moteur asynchrone

La variation de la vitesse SVM1

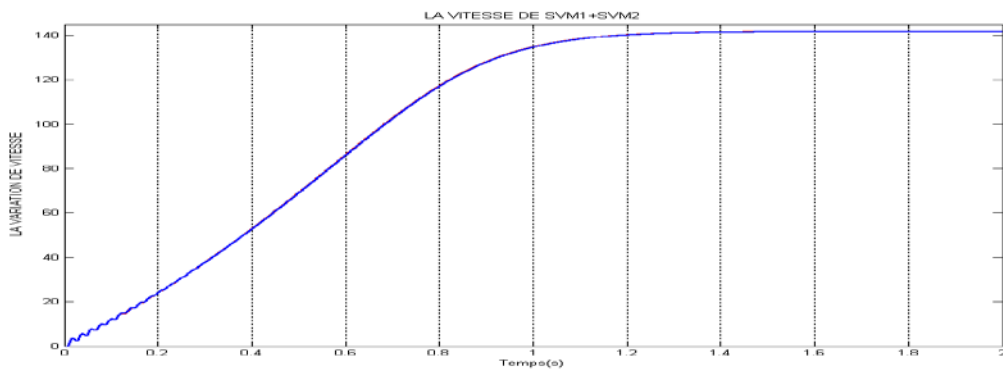


$$\omega_m = 141.71 \text{rd/s} \approx 1353,23 \text{tr/mn}$$

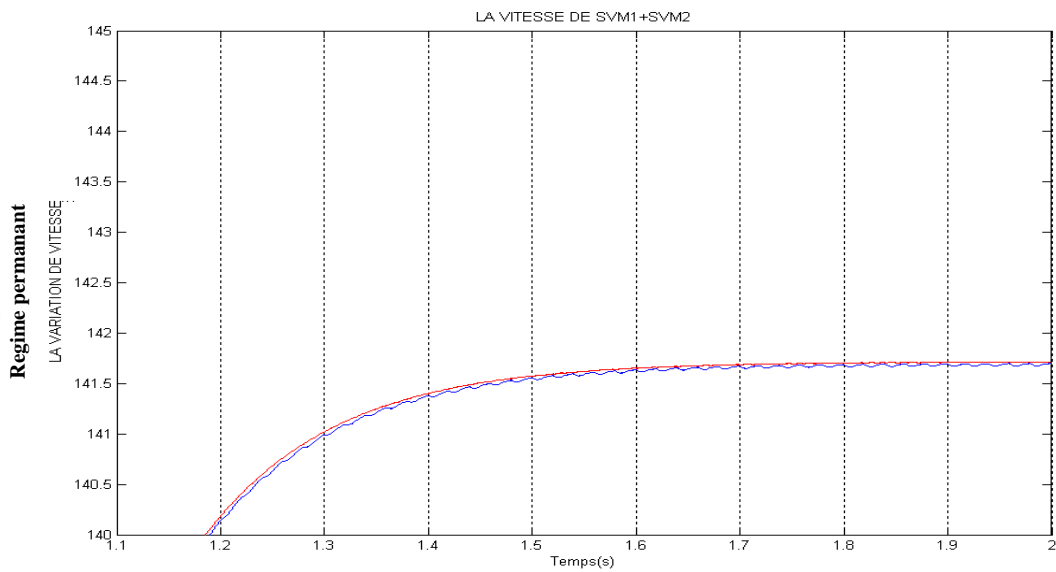
La variation de la vitesse SVM2



La variation de la vitesse SVM1 et SVM2

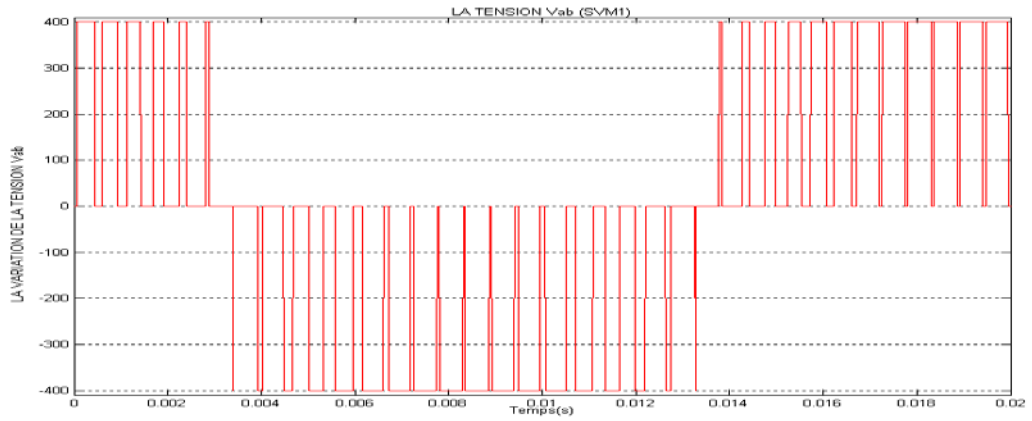


La variation de la vitesse SVM1 et SVM2
Regime permanent

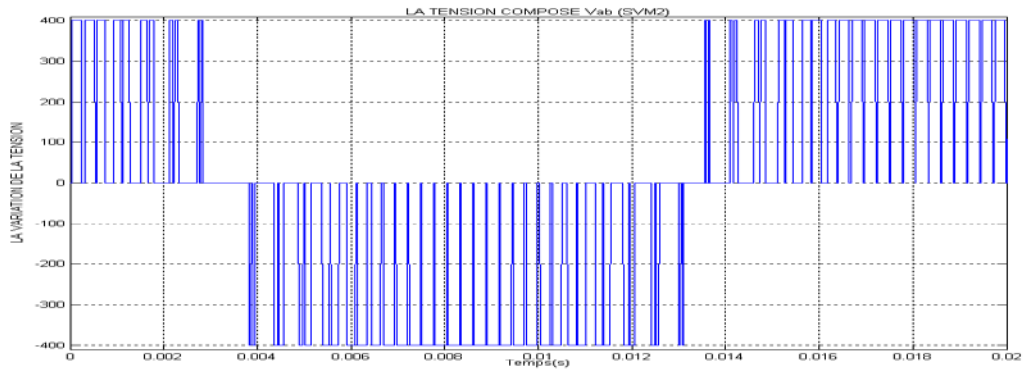


m- Les tensions composé V_{ab} à la sortie de l'onduleur (SVM1)

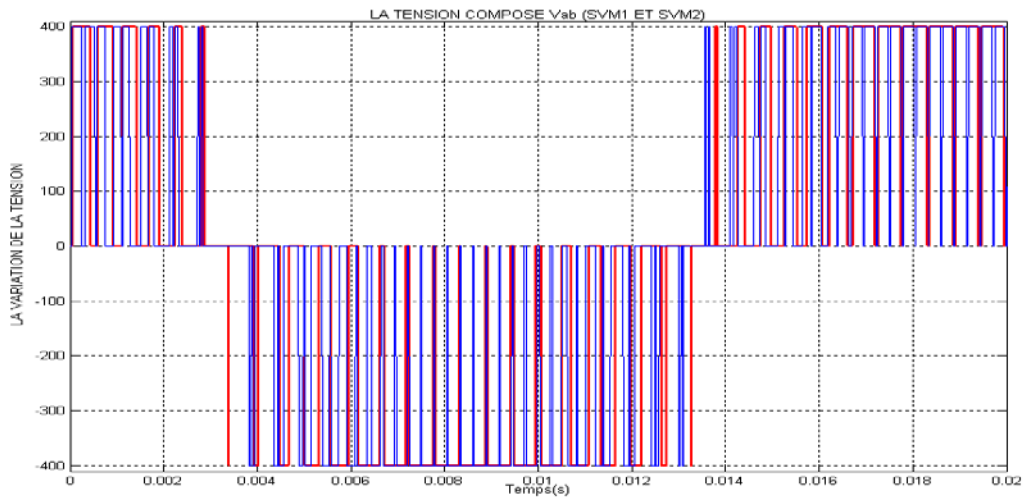
Les tensions composé V_{ab} - SVM1-



Les tensions composé V_{ab} - SVM2-

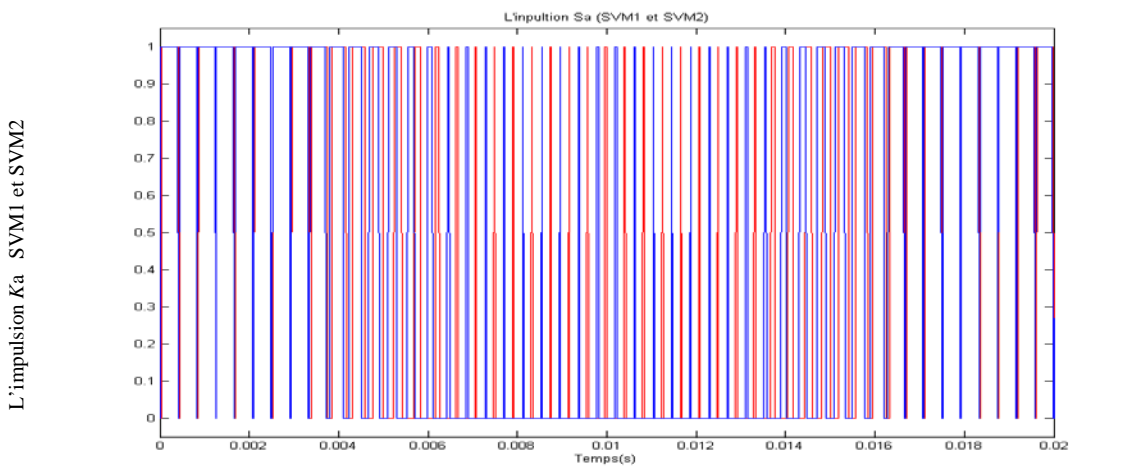
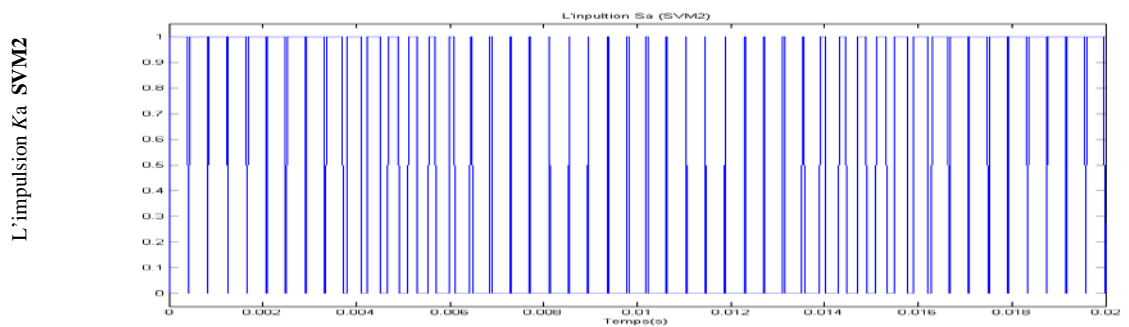
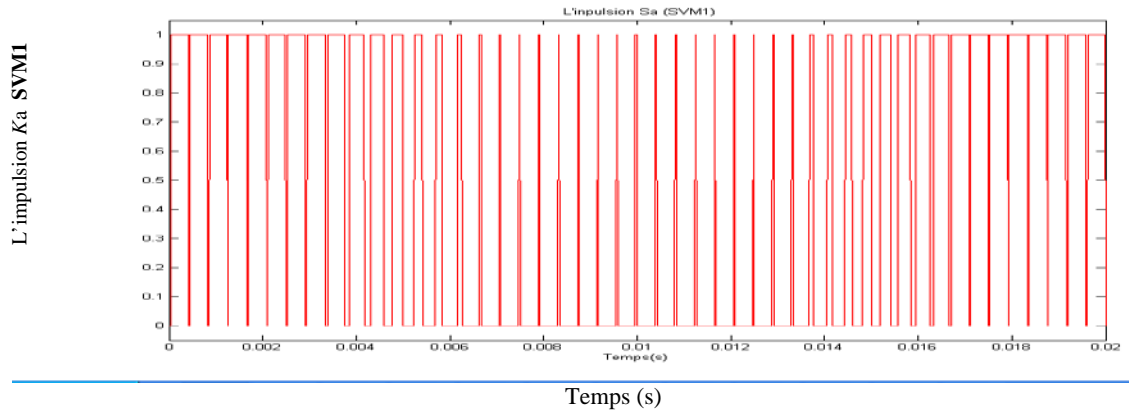


Les tensions composé V_{ab} - SVM1 et SVM2-

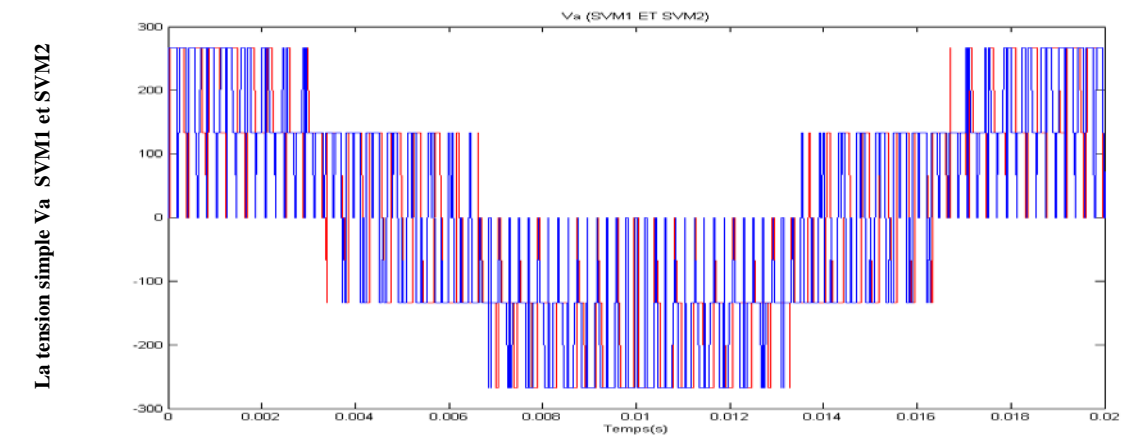
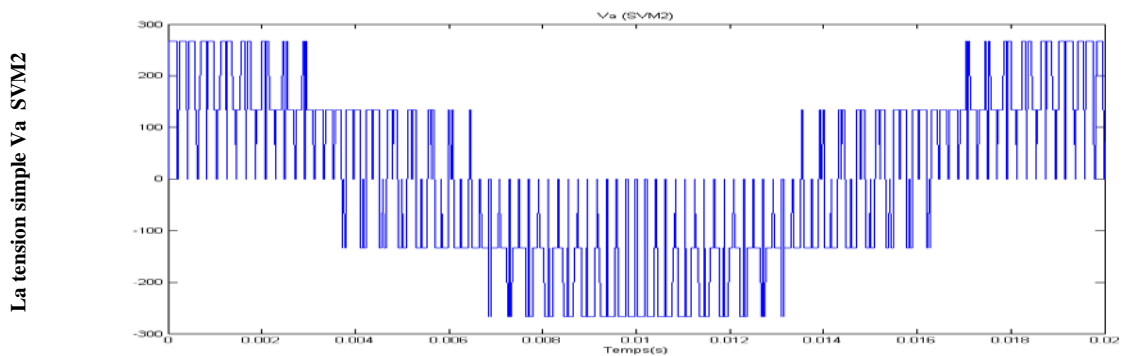
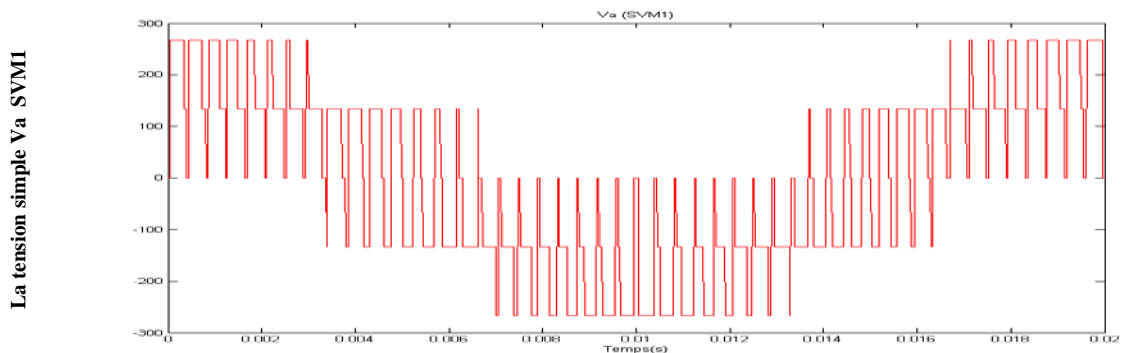
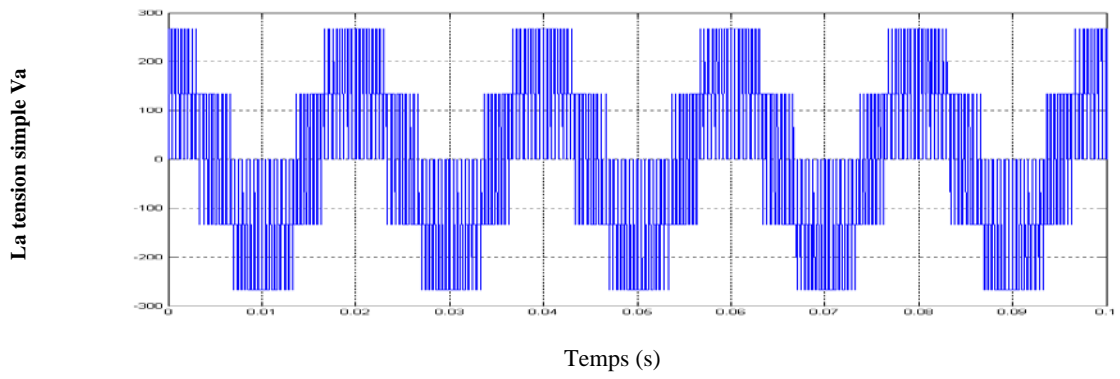


III-2-2) $r=0.866$; $m=48$

a- Les signaux des impulsions des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur
L'impulsion K_a

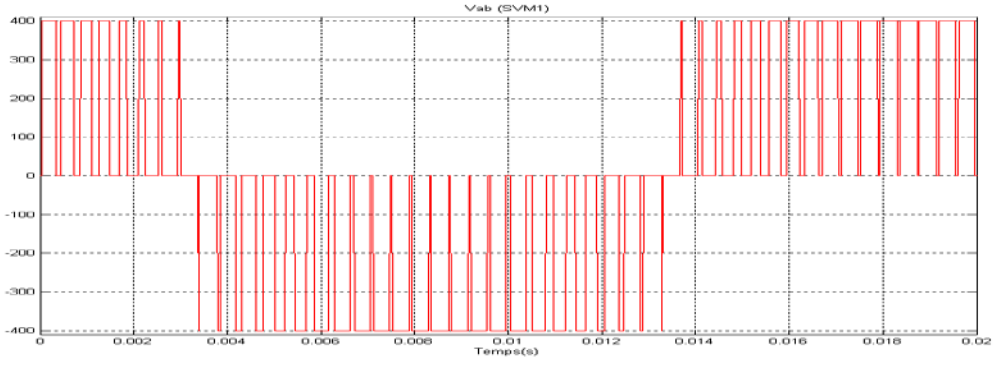


b- Les tensions simples Va à la sortie de l'onduleur

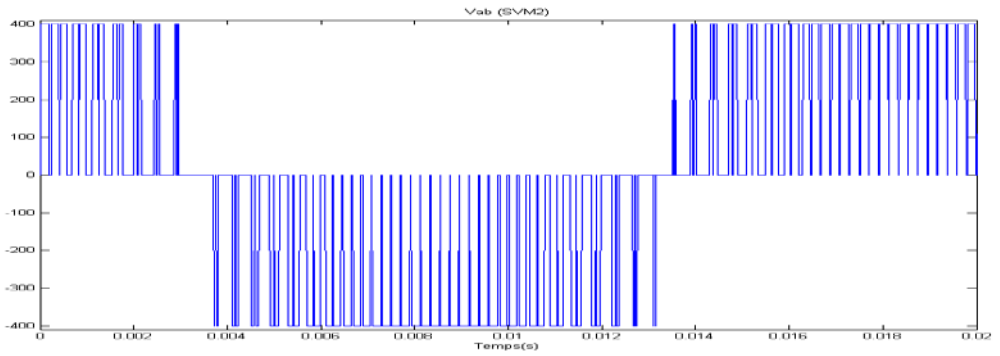


c-Les tensions composé V_{ab} à la sortie de l'onduleur (SVM1)

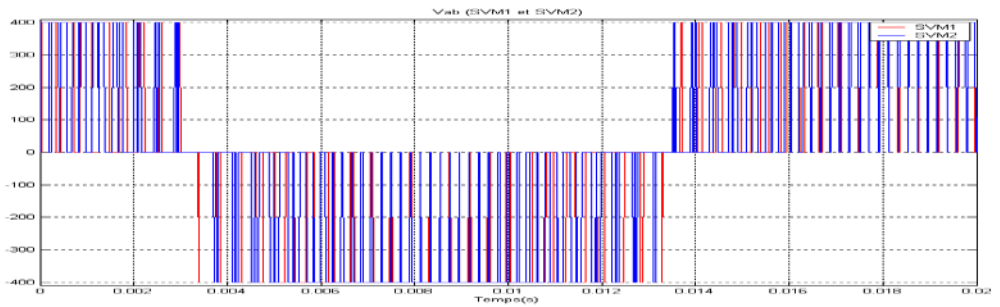
La tension simple V_a b SVM1



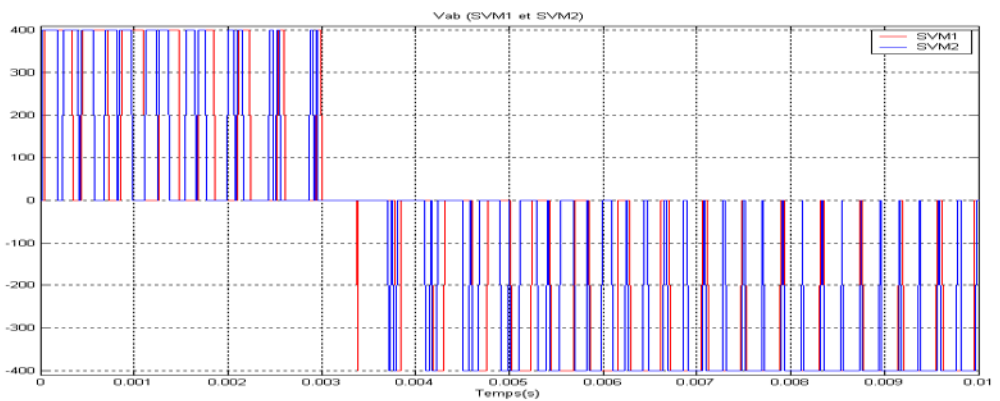
La tension simple V_a b SVM2



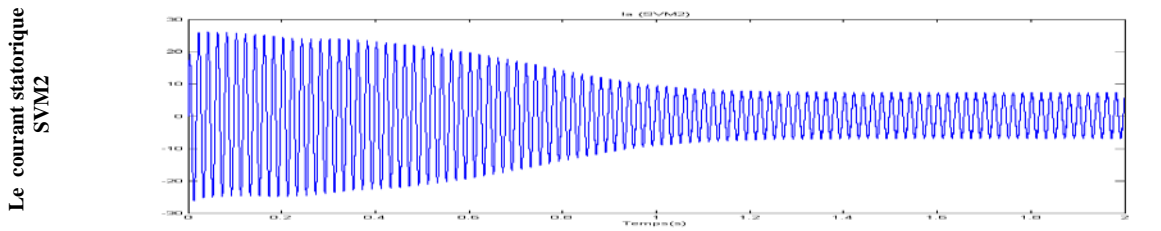
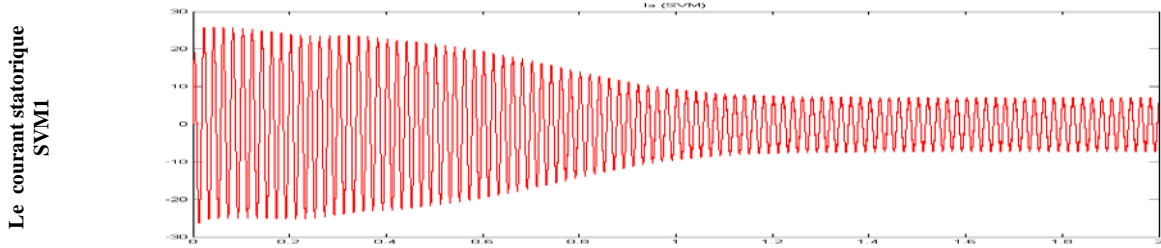
La tension simple V_a b SVM1 et SVM2



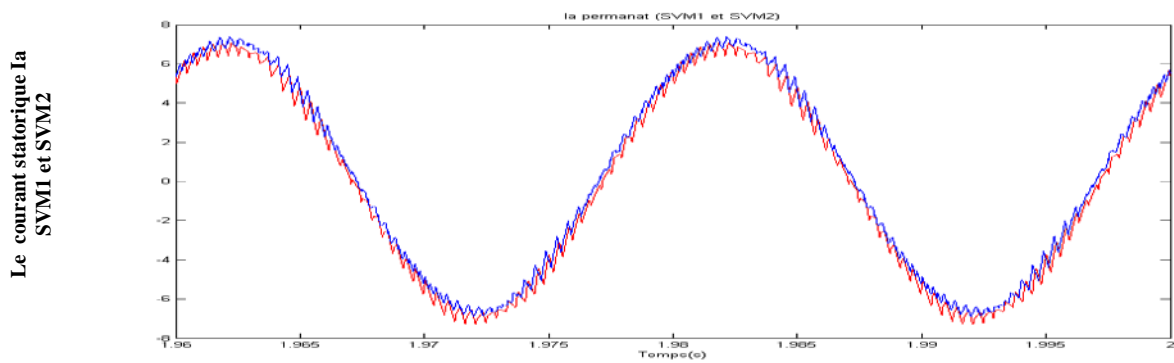
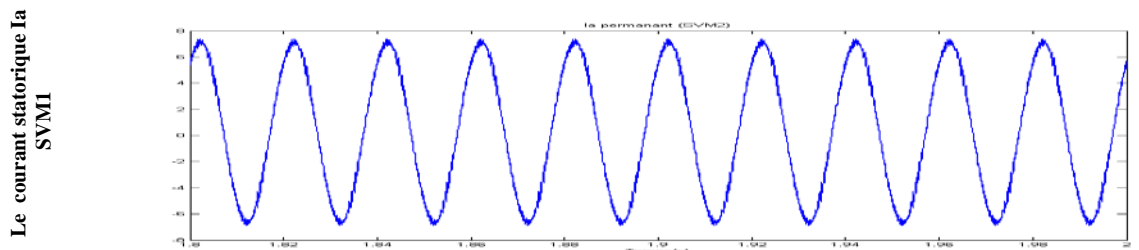
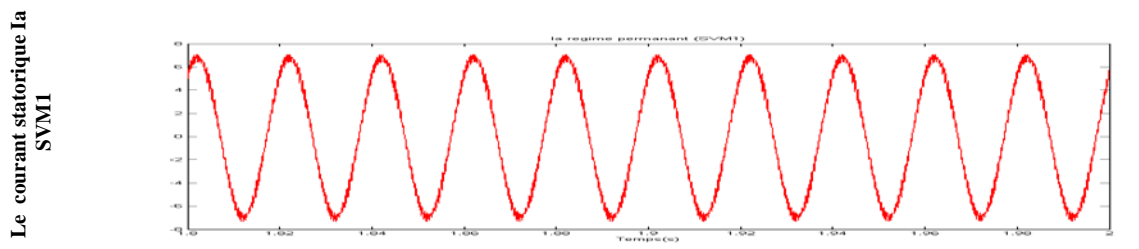
La tension simple V_a b SVM1 et SVM2



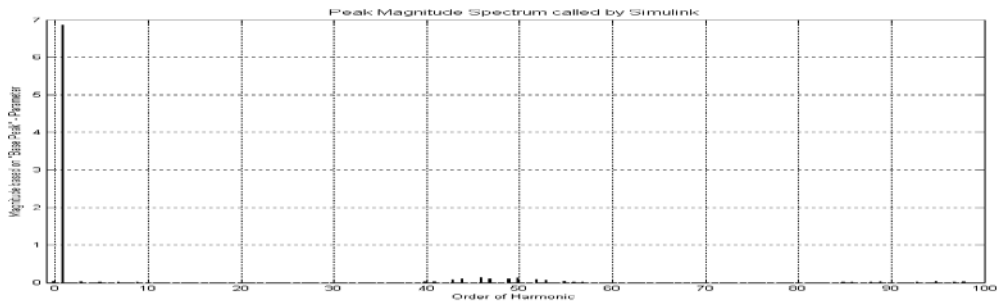
d- Le courant statorique I_a de la phase A



e- Le courant statorique I_a de la phase A en régime permanent

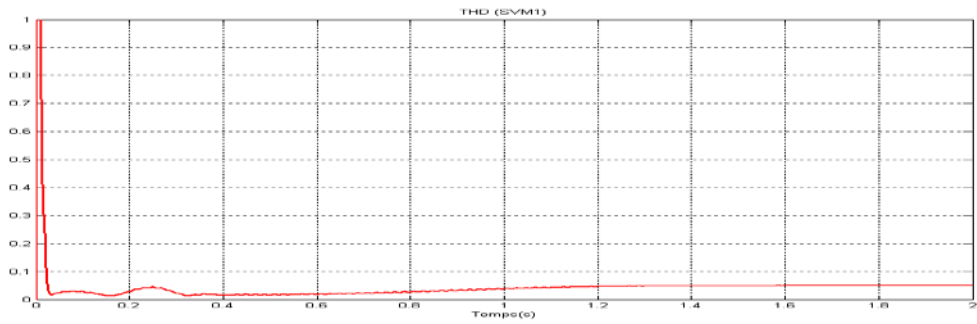


f- Analyse spectrale du courant

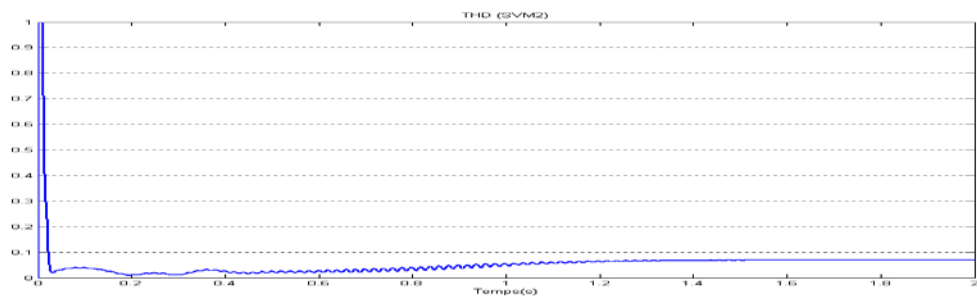


g- La distorsion totale des harmoniques

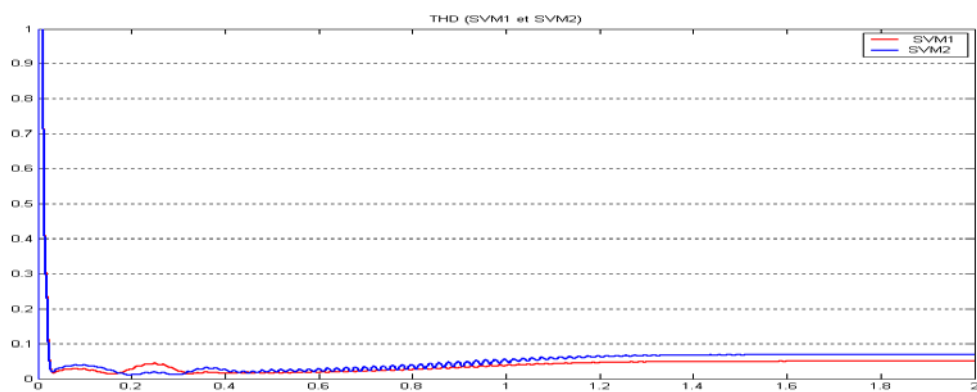
La distorsion totale des harmoniques SVM1



La distorsion totale des harmoniques SVM2



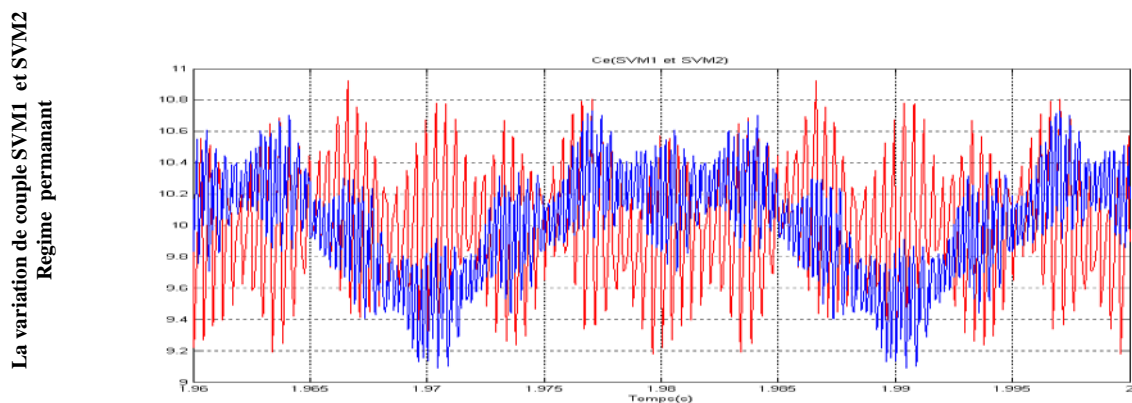
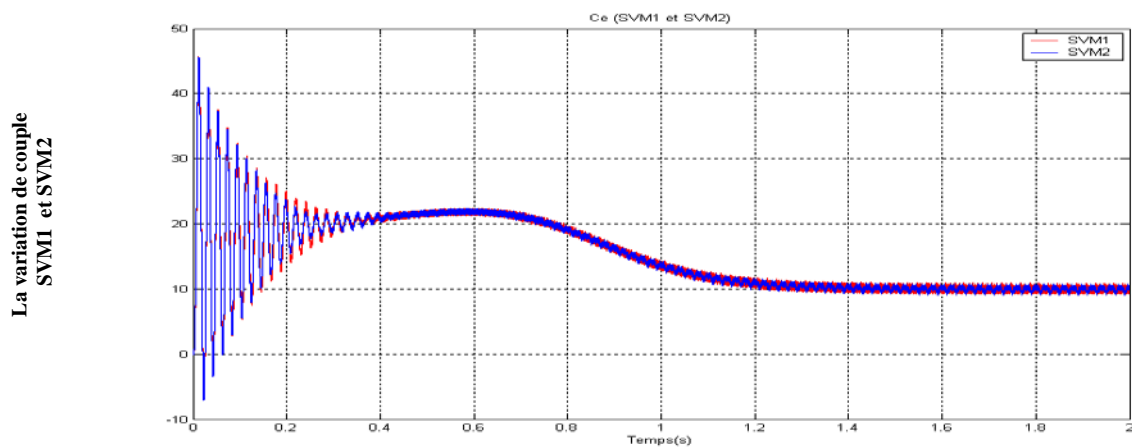
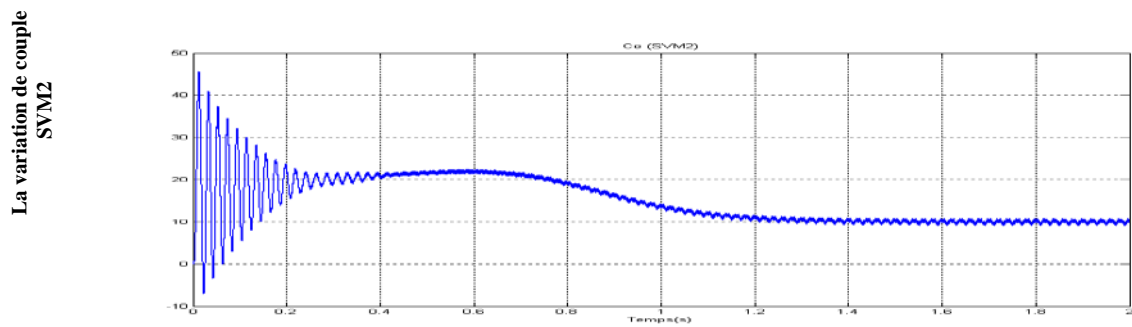
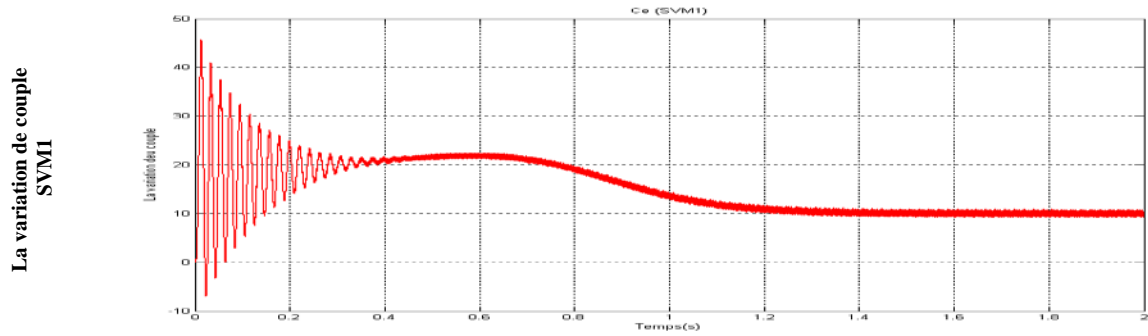
La distorsion totale des harmoniques SVM1 et SVM2



SVM1 :M=48 THD=0.05028 ⇒ THD=5.028%

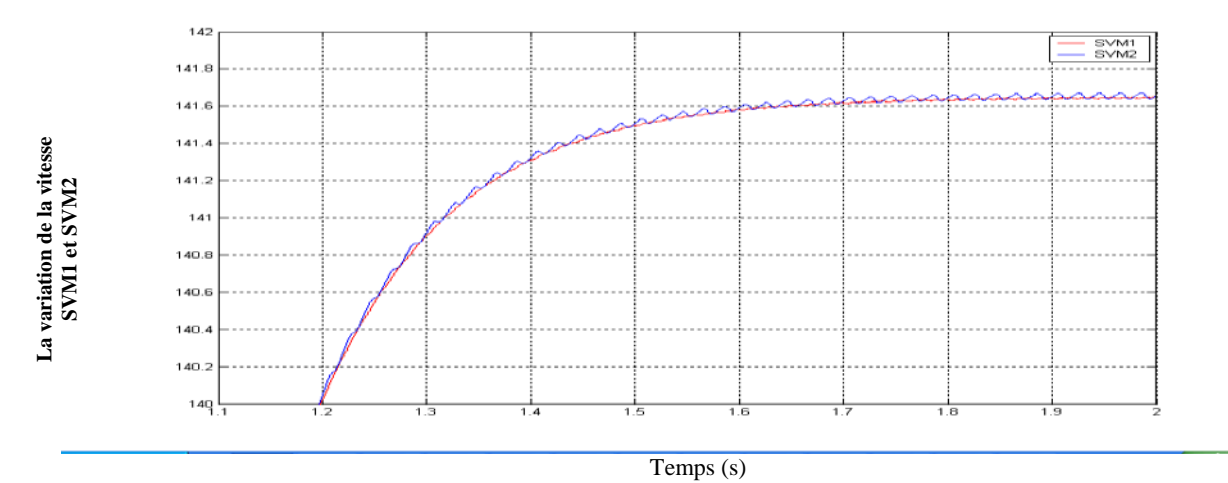
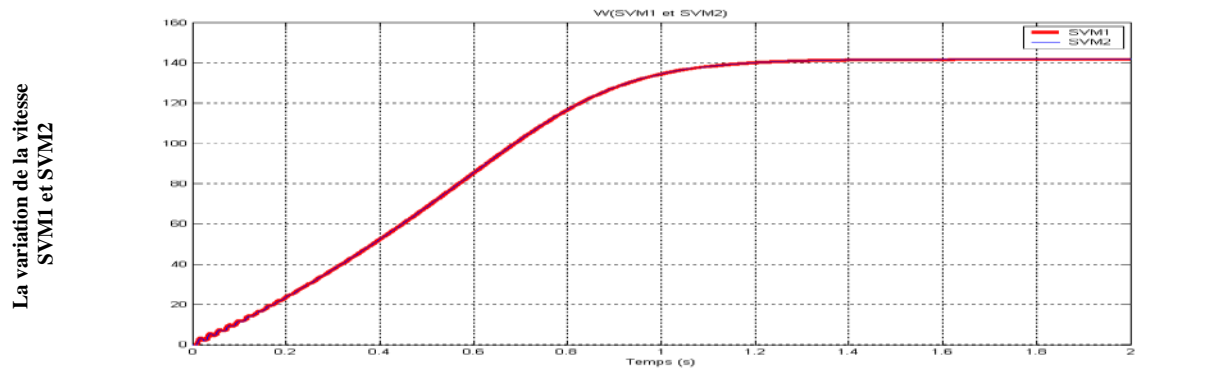
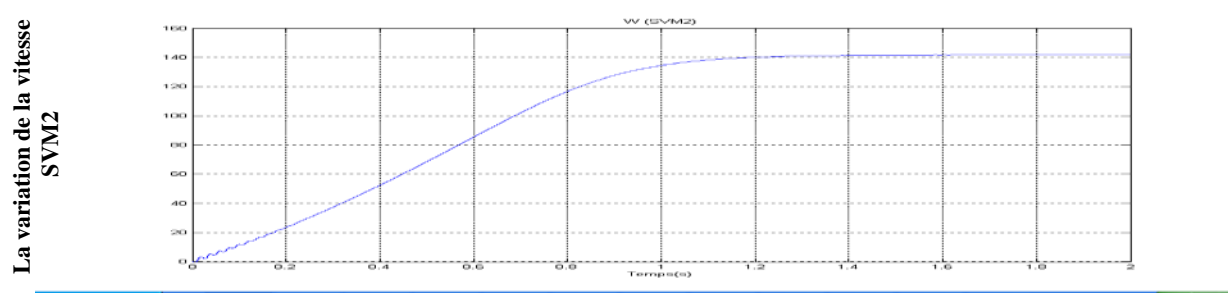
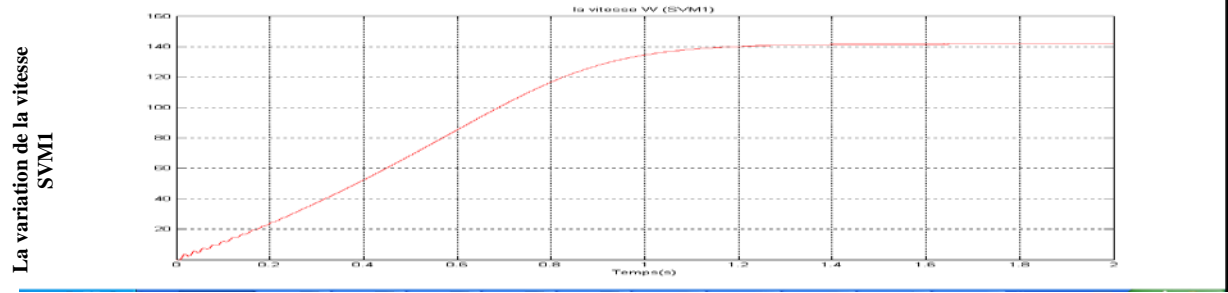
SVM2 :M=48 THD=0.06530 ⇒ THD=6.53%

h- La variation de couple du moteur asynchrone



Cr=10

i- La variation de la vitesse du moteur asynchrone

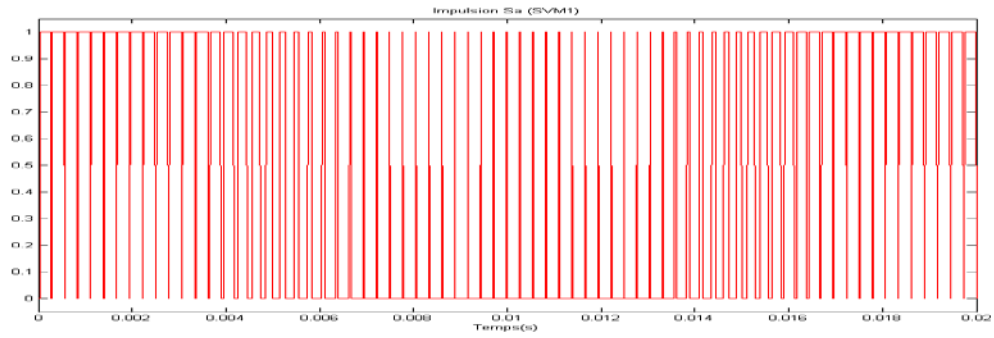


$$\omega_m = 141.71 \text{rd/s} \approx 1353,23 \text{ tr/mn}$$

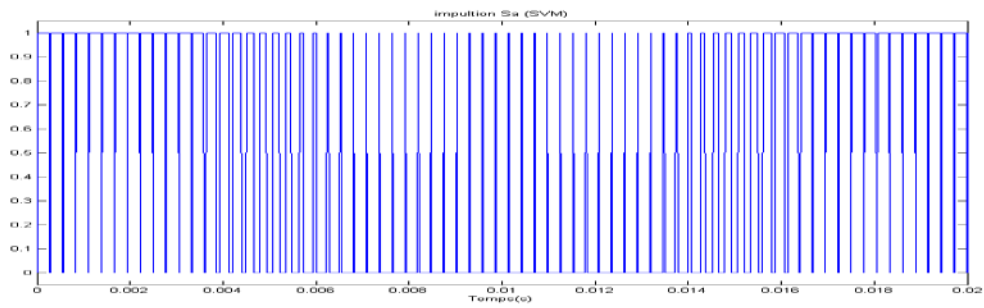
III-2-3) $r=0.866$; $m=72$

a- Les signaux des impulsions des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur L'impulsion K_a

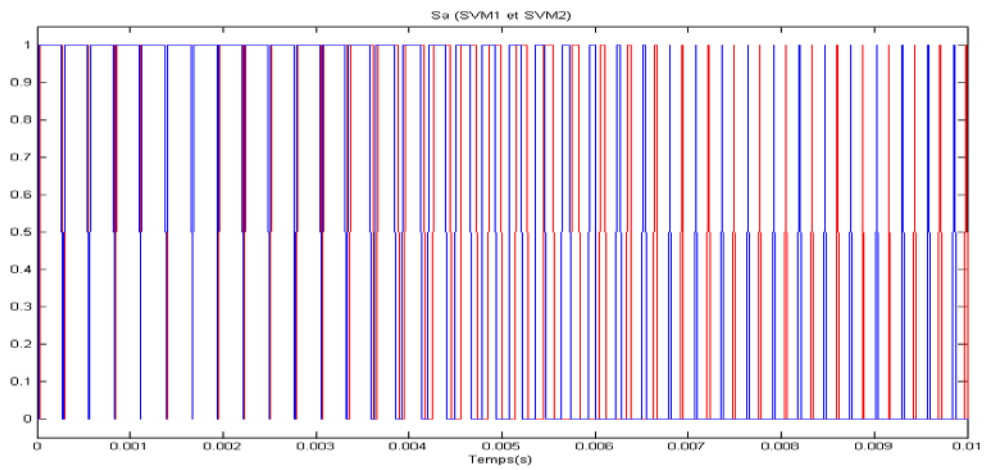
L'impulsion K_a SVM1



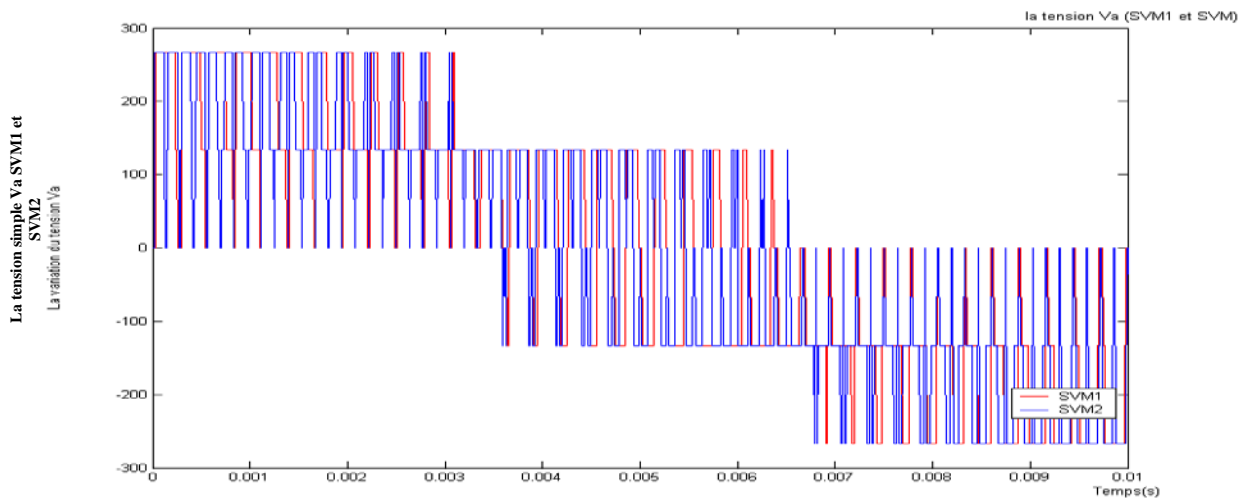
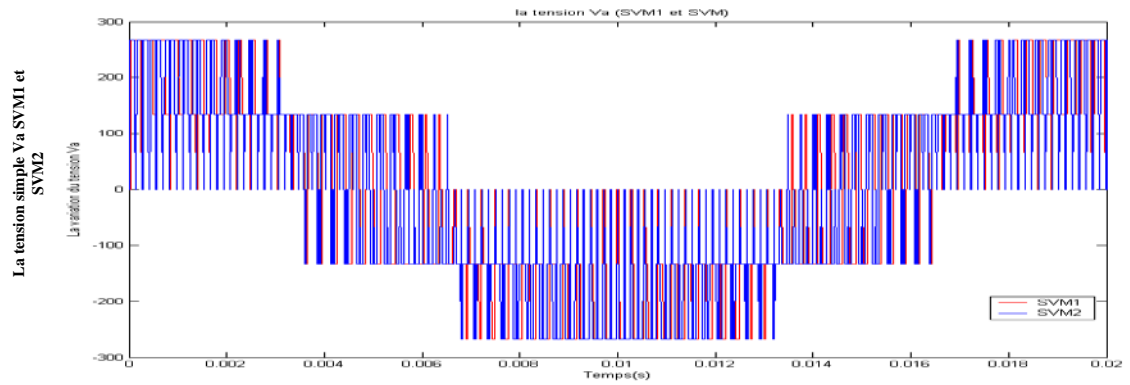
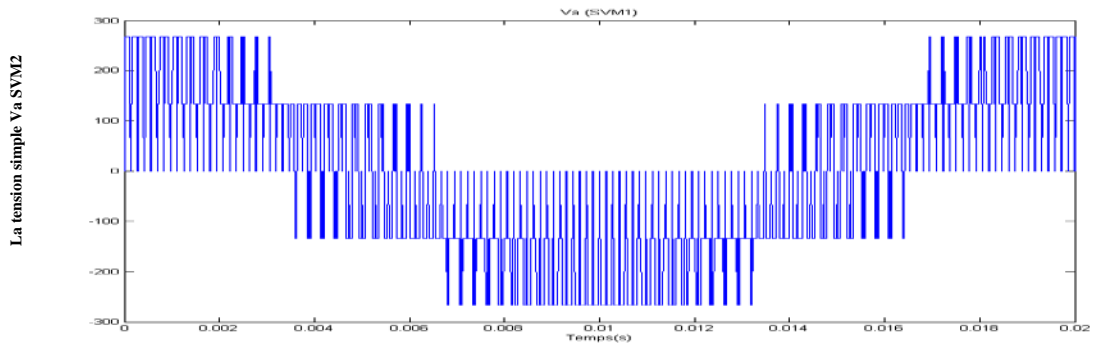
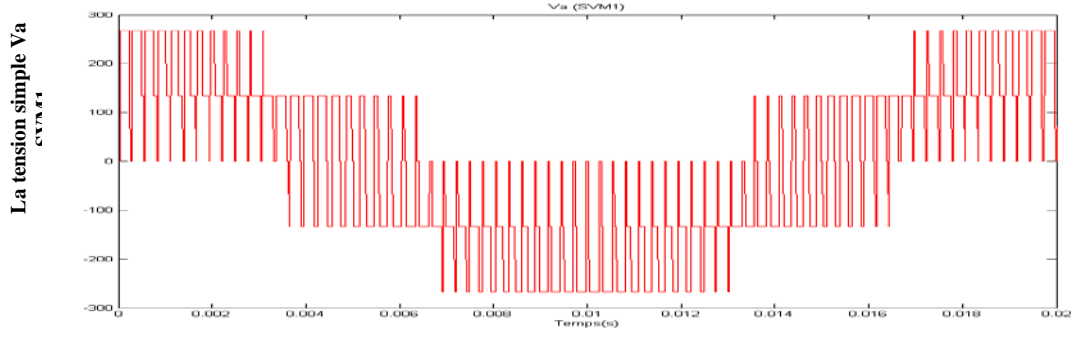
L'impulsion K_a SVM2



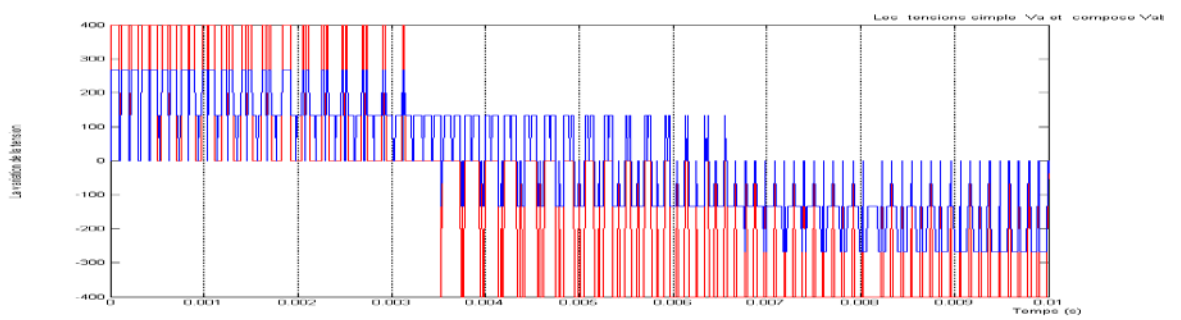
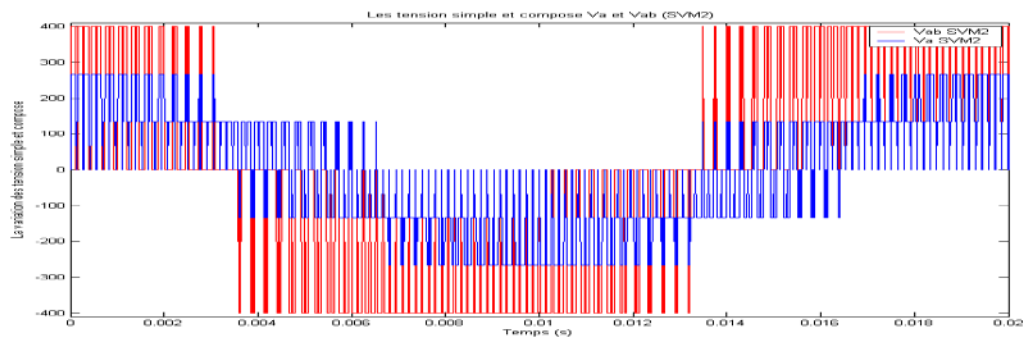
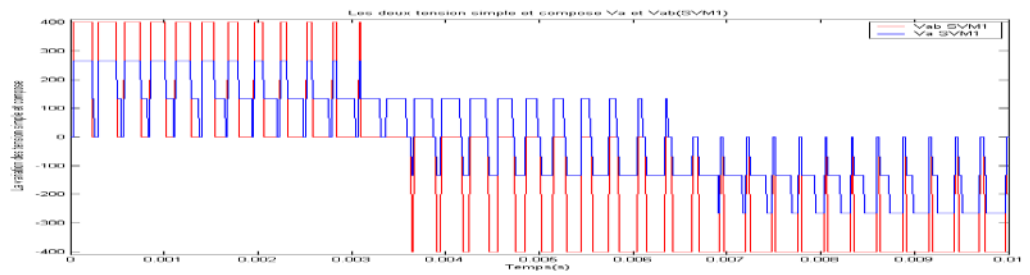
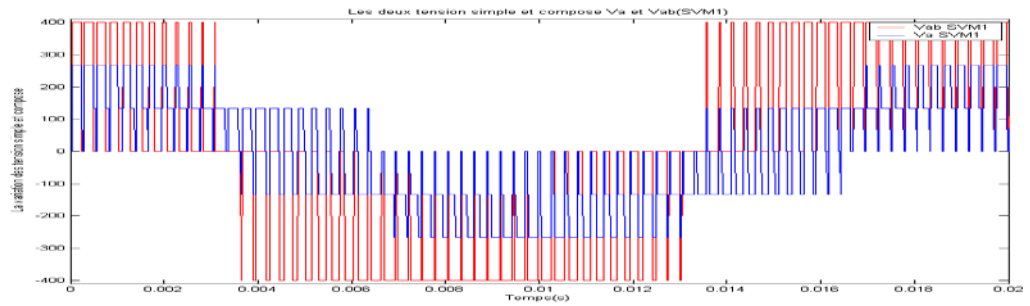
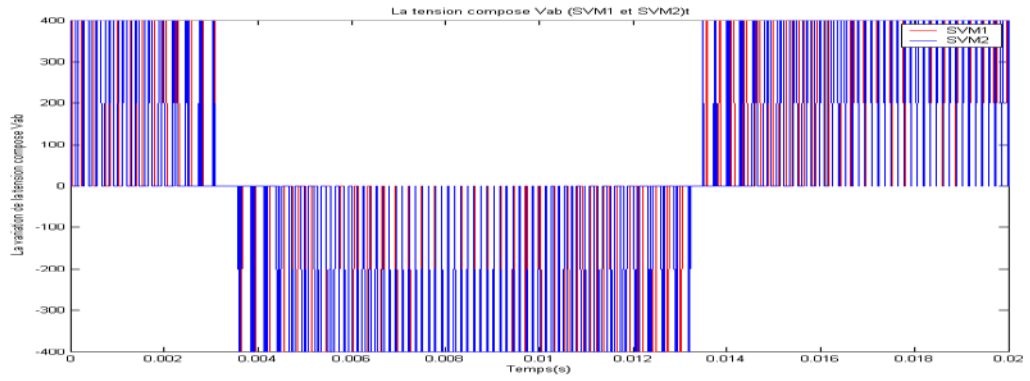
L'impulsion K_a SVM1 et SVM2



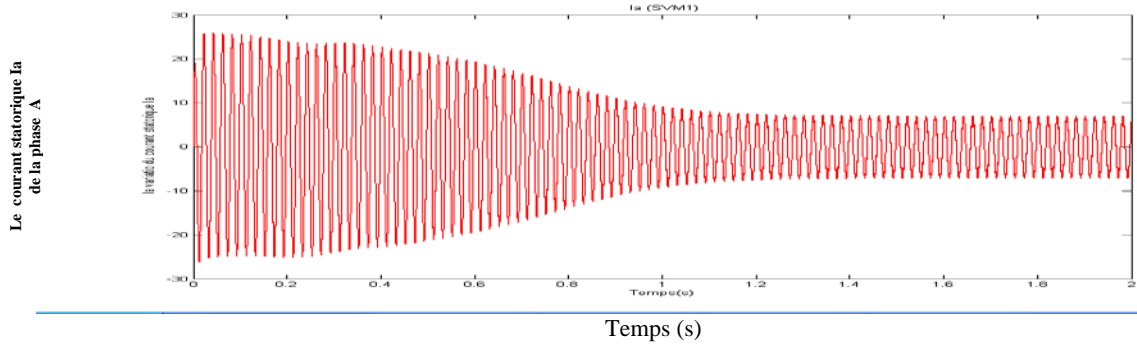
b- Les tensions simples Va à la sortie de l'onduleur



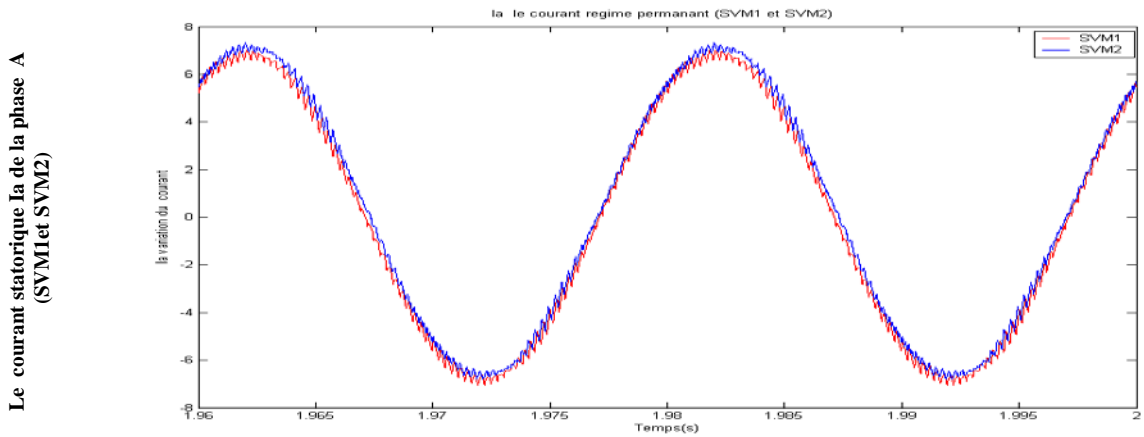
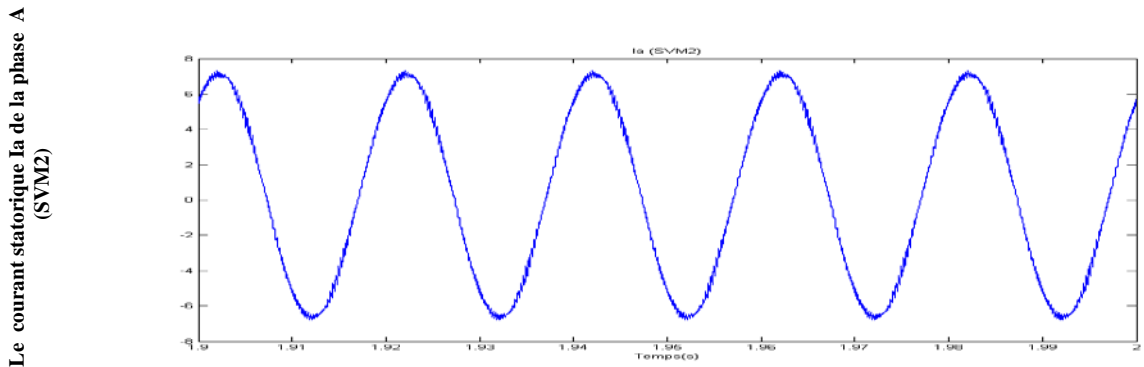
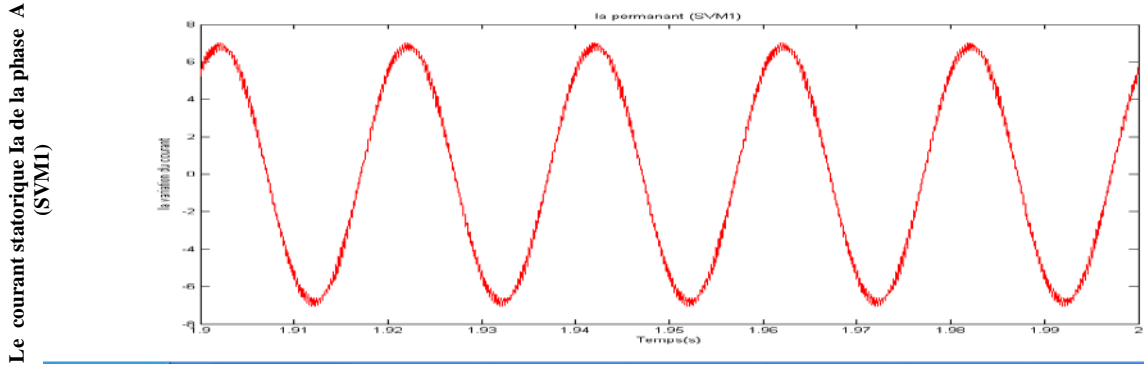
d-Les tensions compose Vab à la sortie de l'onduleur



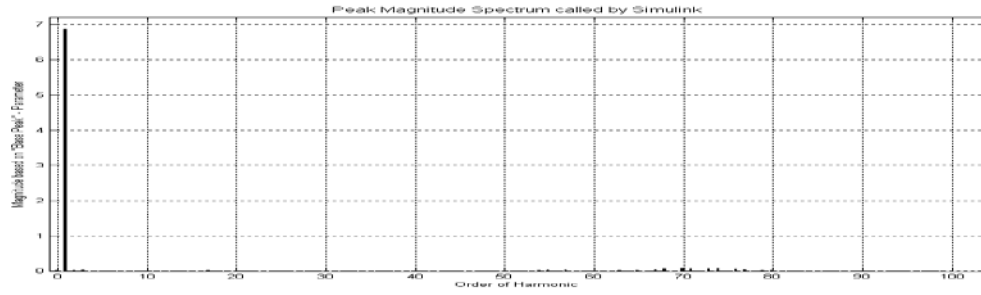
d- Le courant statorique I_a de la phase A



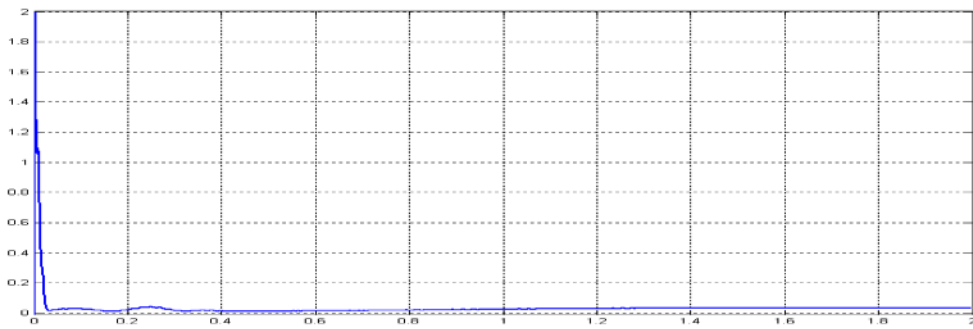
e- Le courant statorique I_a de la phase A en régime permanent



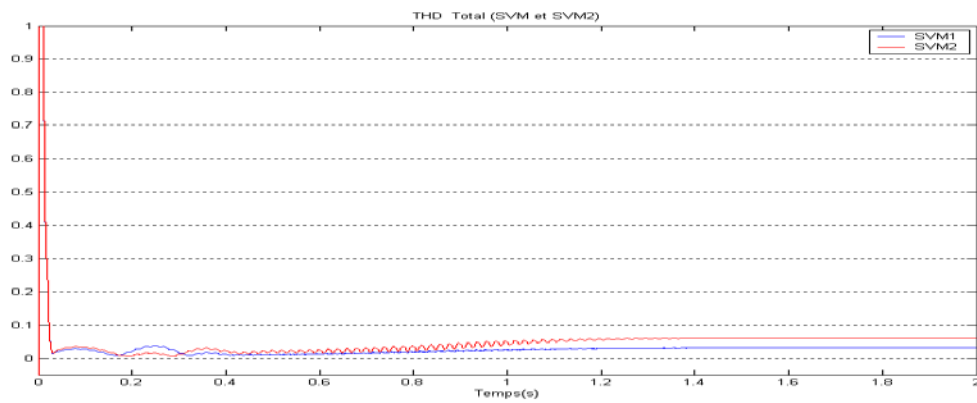
f- Analyse spectrale du courant



g- La distorsion totale des harmoniques



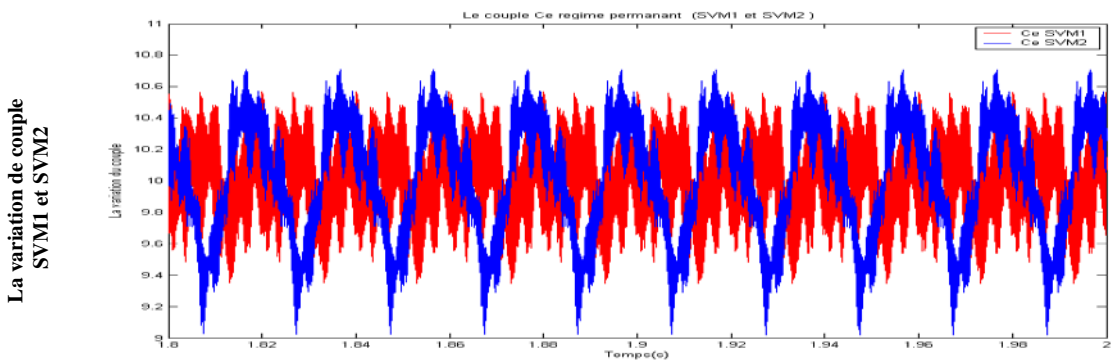
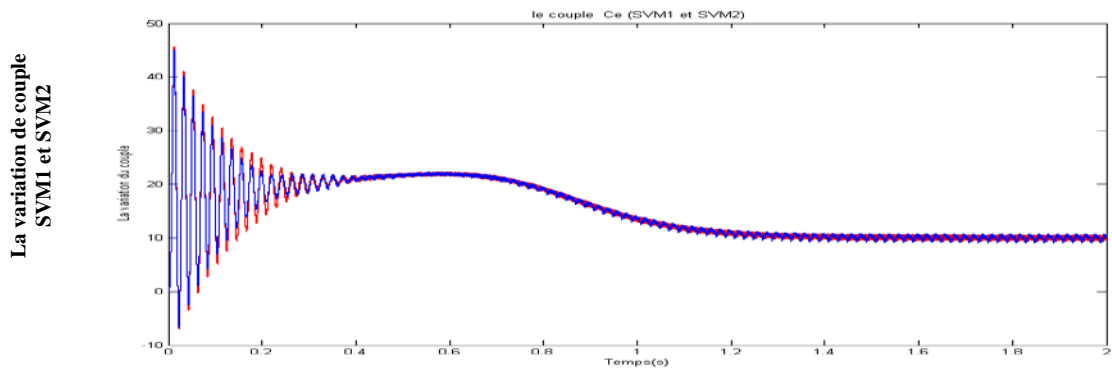
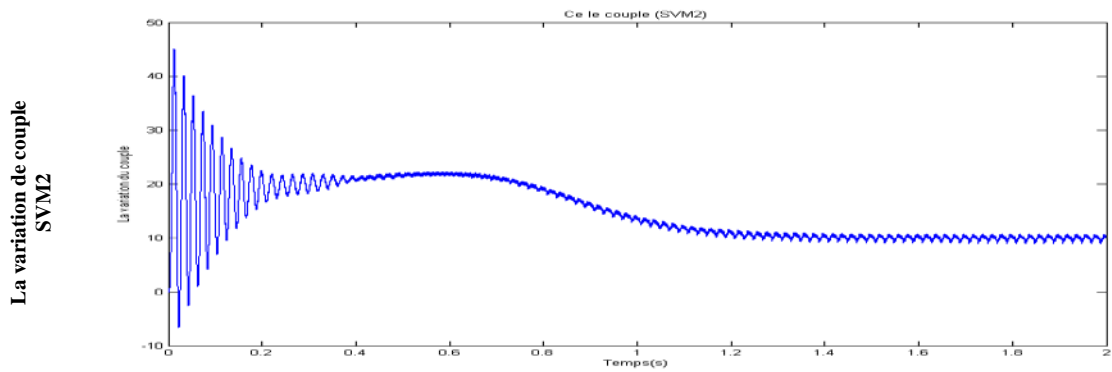
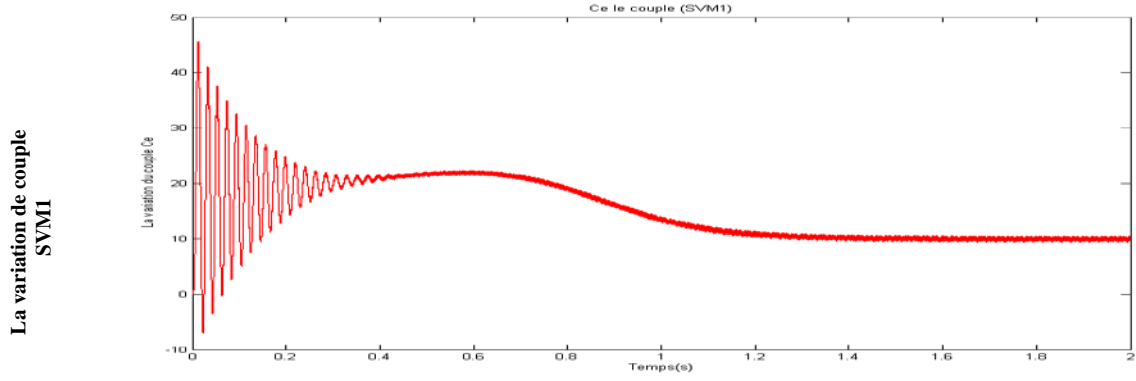
Temps (s)



La distorsion totale des harmoniques

SVM1 :M=72 THD=0.06078 ; THD=6.078%
 SVM2 :M=72 THD=0.03247 ⇒ THD=3.247%

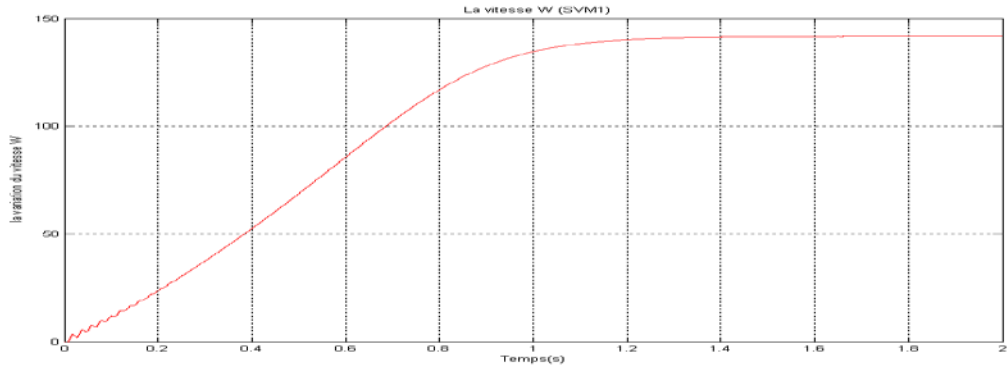
h- La variation de couple du moteur asynchrone



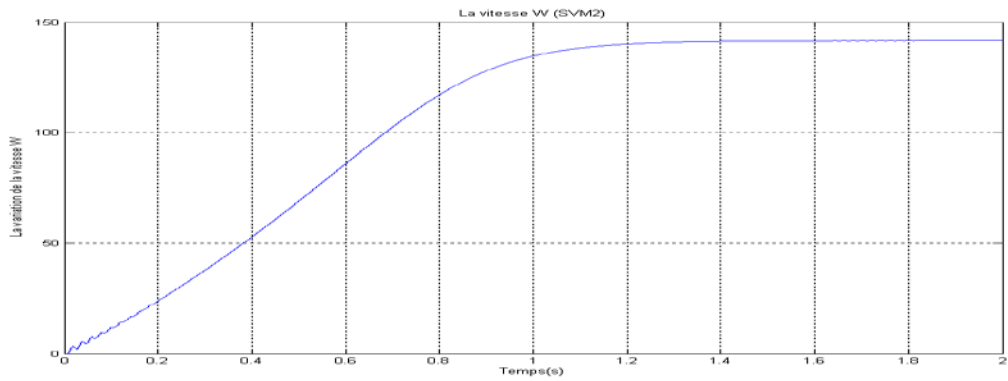
$C_r=10$

i- La variation de la vitesse du moteur asynchrone

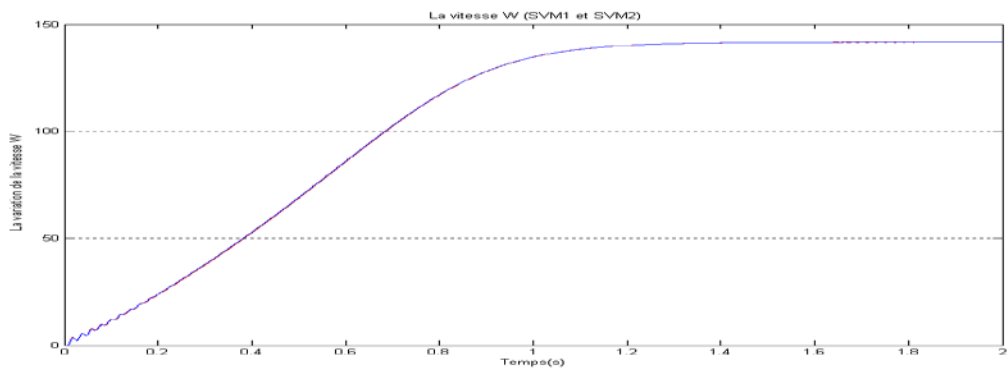
La variation de la vitesse SVM1



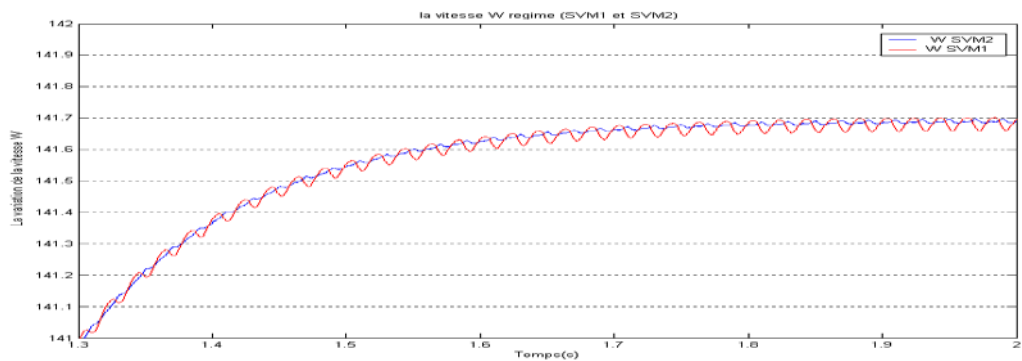
La variation de la vitesse SVM2



La variation de la vitesse SVM1 et SVM2



La variation de la vitesse SVM1 et SVM2

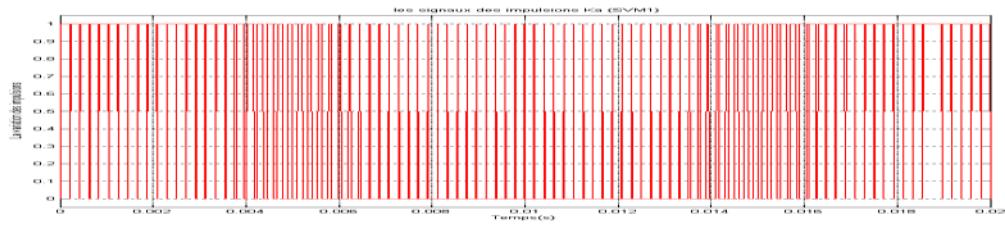


$$\omega_m = 141.71 \text{ rd/s} \approx 1353,23 \text{ tr/mn}$$

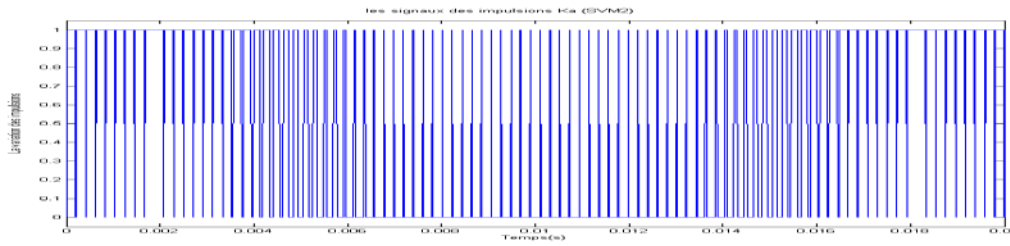
$r=0.866$; $m=96$

a- Les signaux des impulsions K_a , interrupteurs supérieurs de l'onduleur

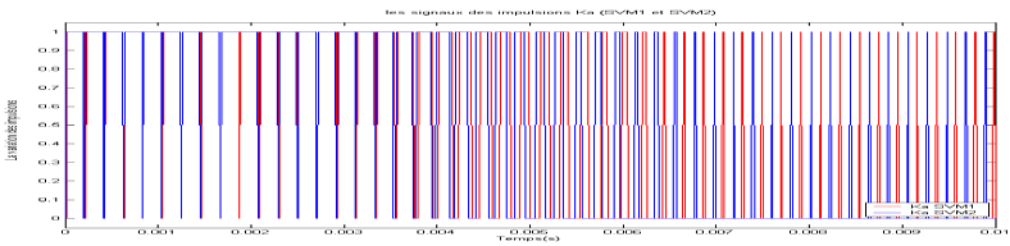
L'impulsion K_a SVM1



L'impulsion K_a SVM2

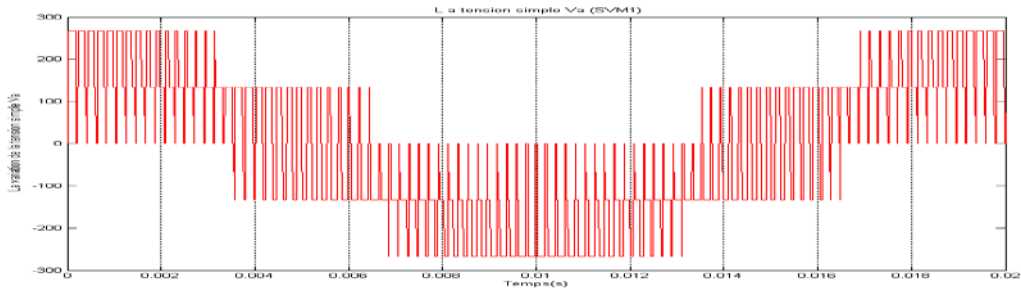


L'impulsion K_a SVM1 et SVM2

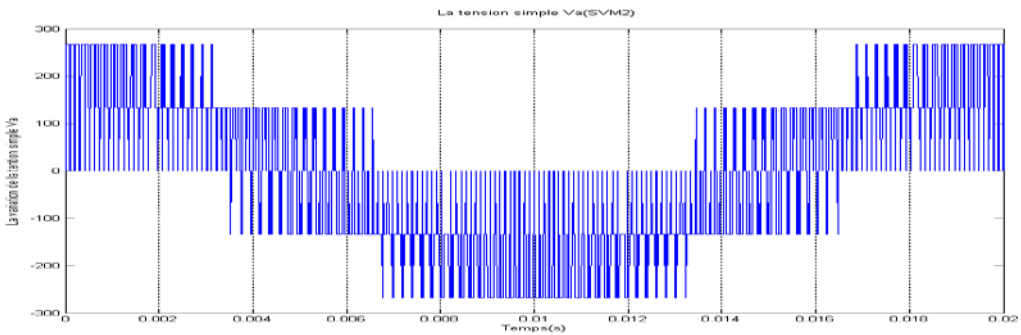


b- Les tensions simples V_a à la sortie de l'onduleur et V_{ab}

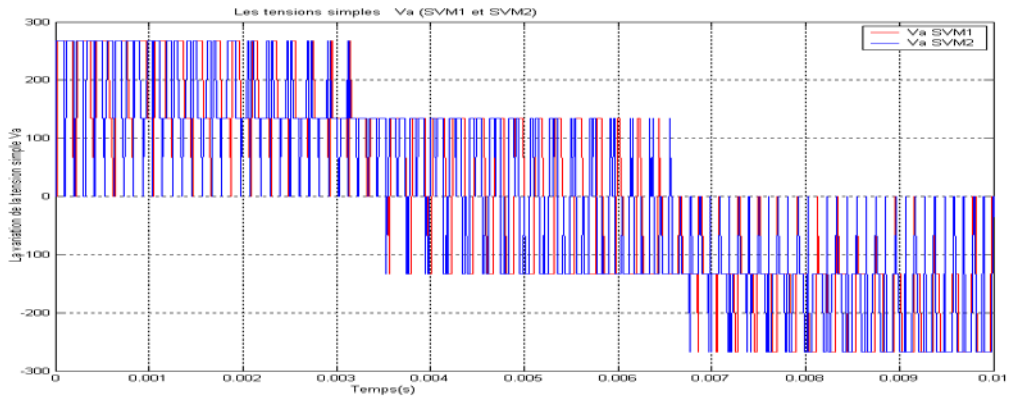
La tension simple V_a SVM1



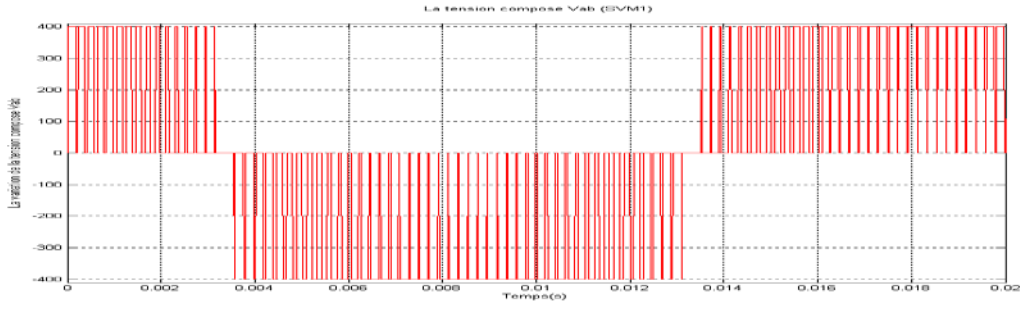
La tension simple V_a SVM2



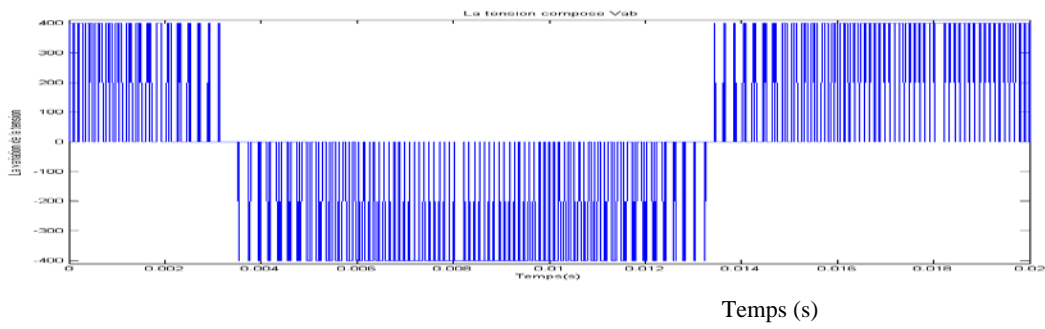
La tension simple Va SVM1 et SVM2



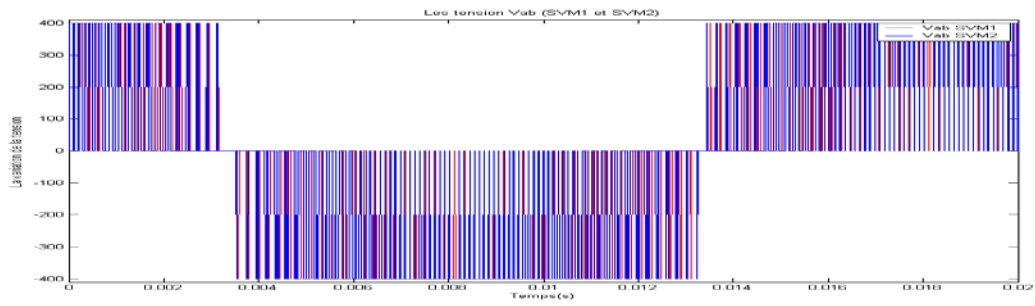
La tension Composé Vab SVM1



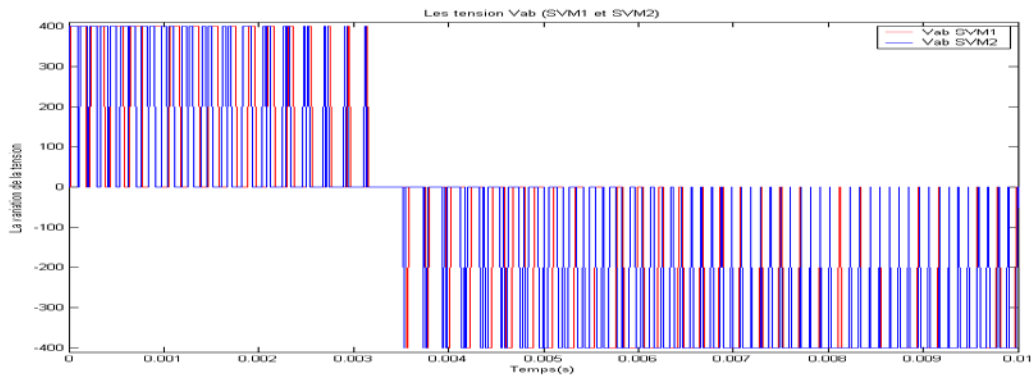
La tension Composé Vab SVM2



La tension Composé Vab SVM1 et SVM2

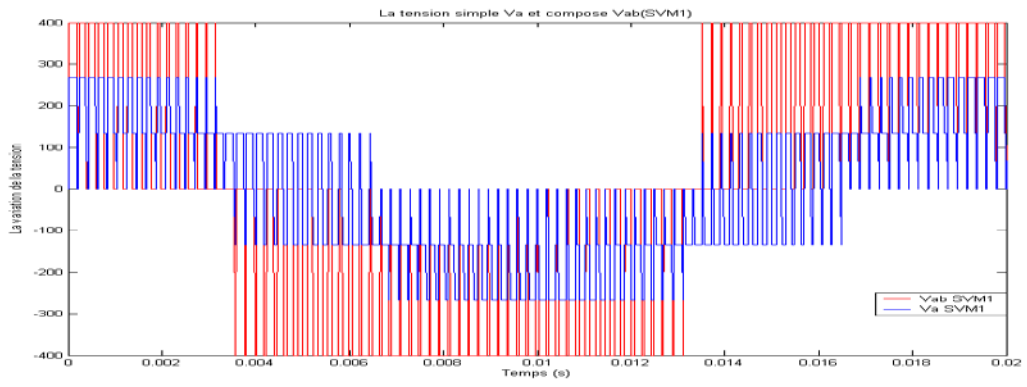


La tension Composé Vab SVM1 et SVM2

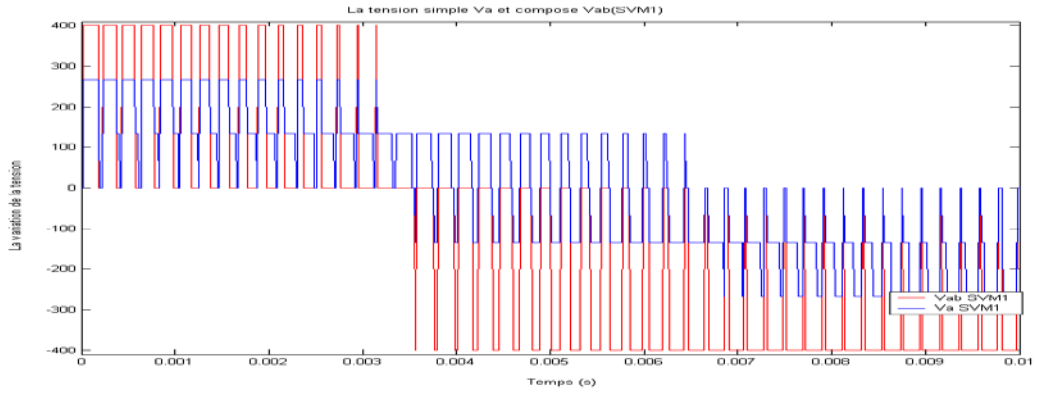


Temps (s)

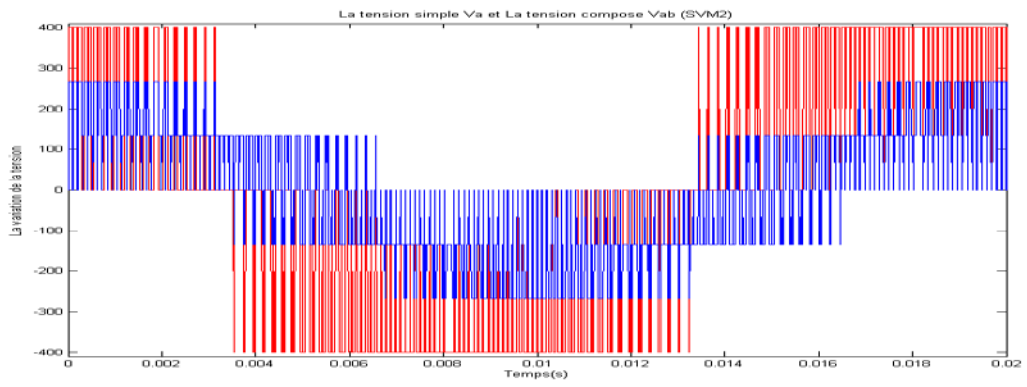
La tension Composé Va et Vab SVM1



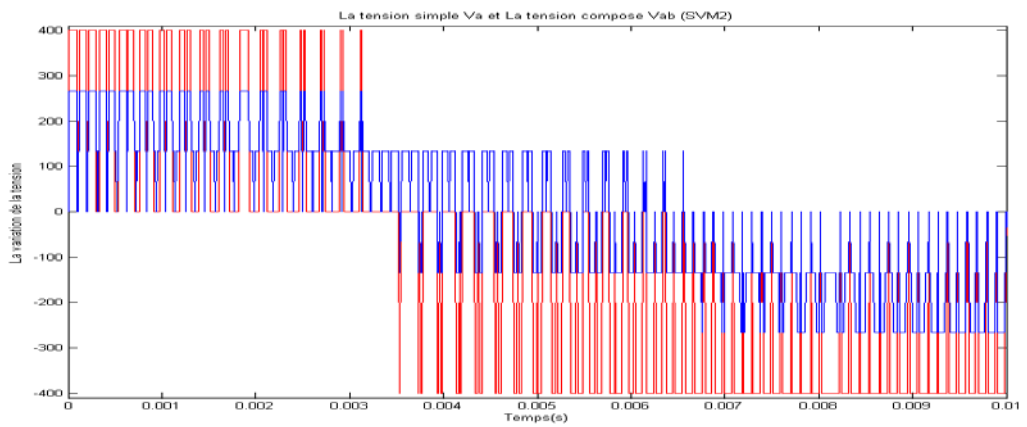
La tension Composé Va et Vab SVM1



La tension Composé Va et Vab SVM2

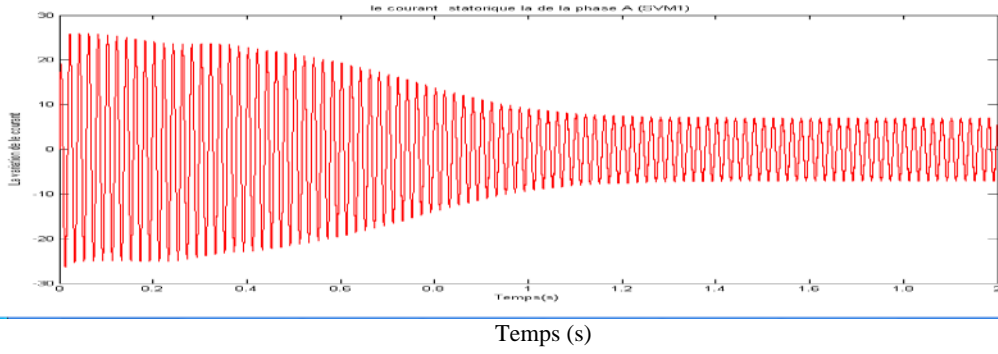


La tension Composé Va et Vab SVM2



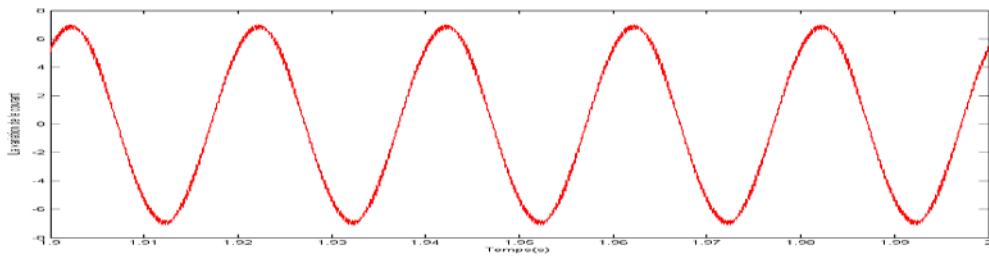
d- Le courant statorique Ia de la phase A

Le courant statorique Ia SVM1

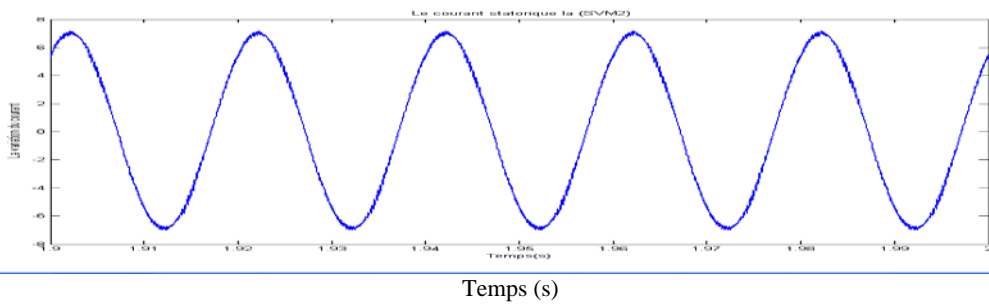


e- Le courant statorique Ia de la phase A en régime permanent

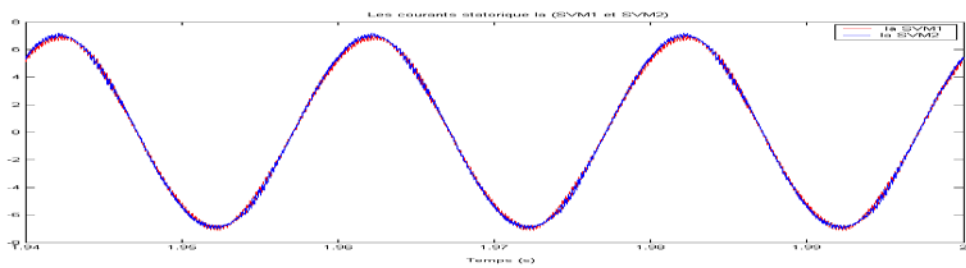
Le courant statorique Ia SVM1



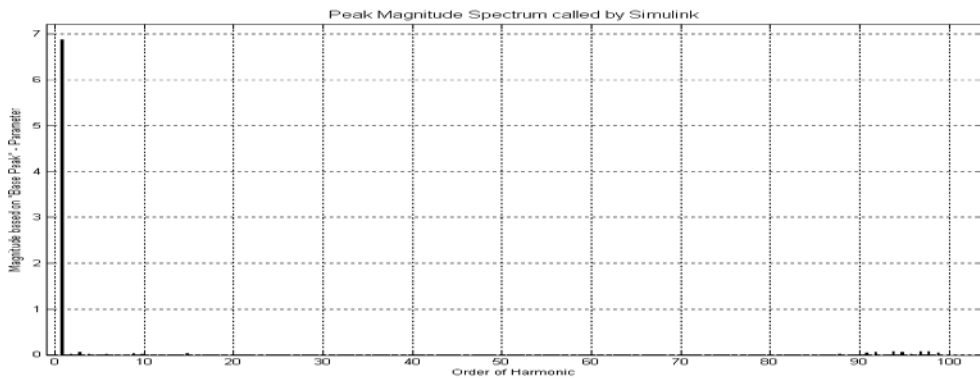
Le courant statorique Ia SVM2



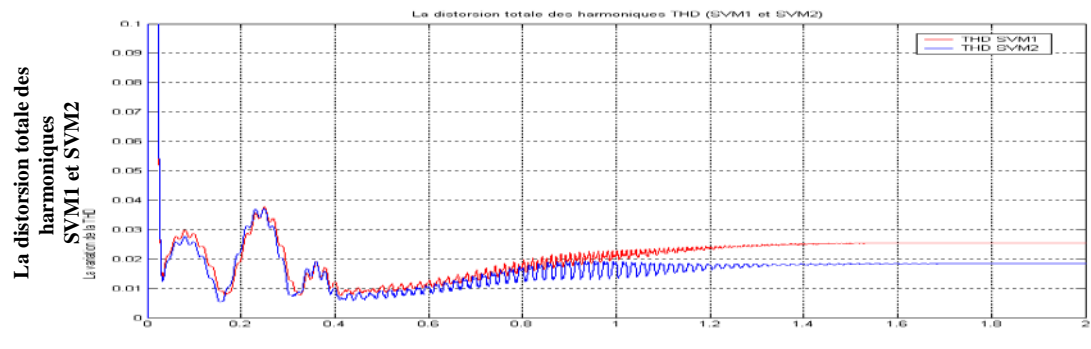
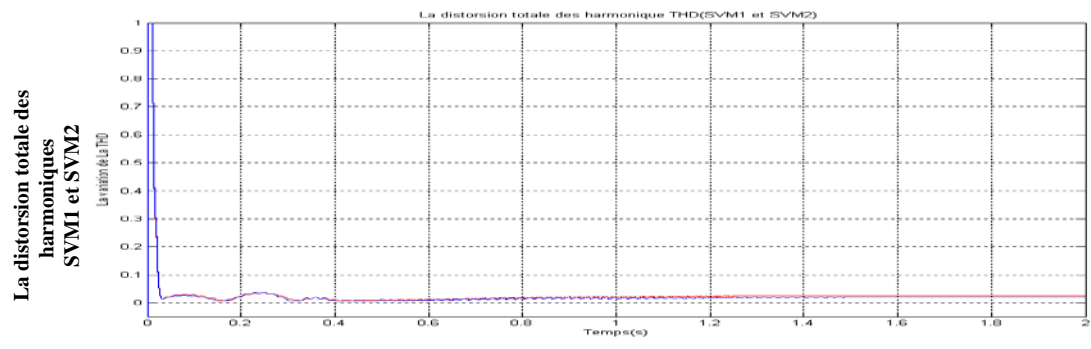
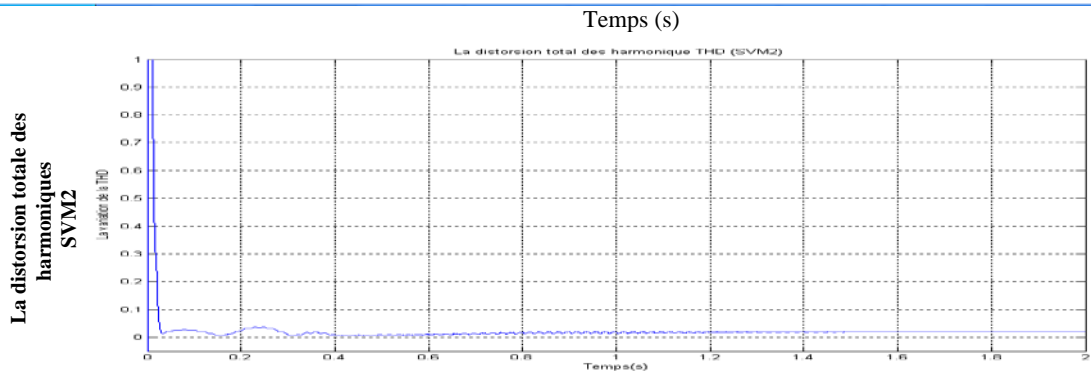
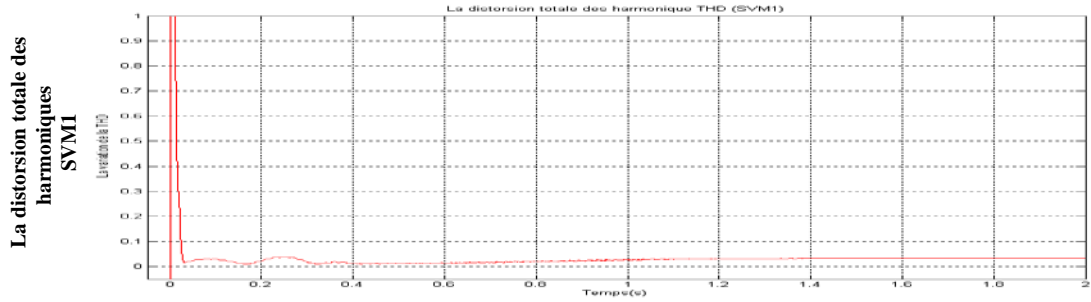
Le courant statorique Ia SVM1 et SVM2



f- Analyse spectrale du courant



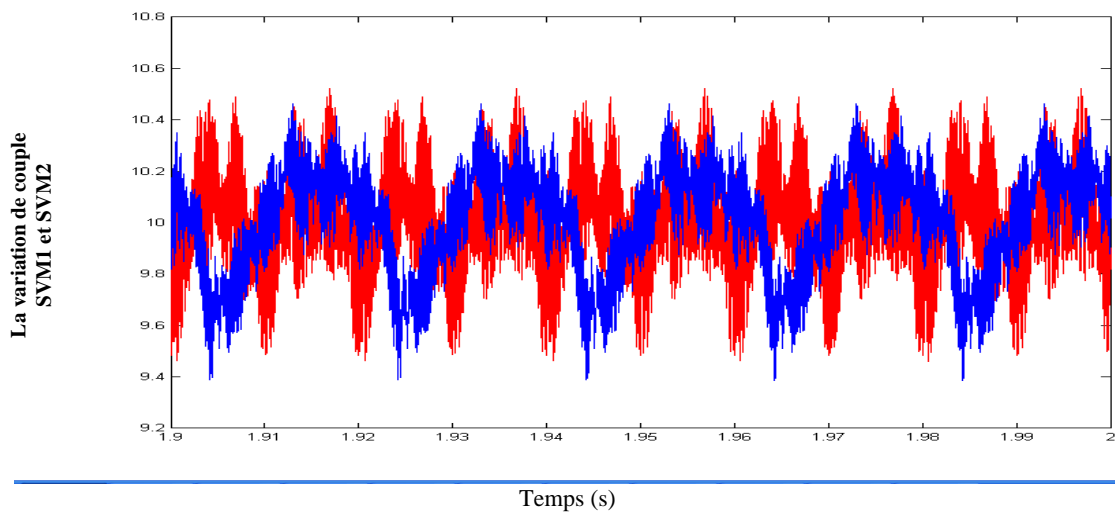
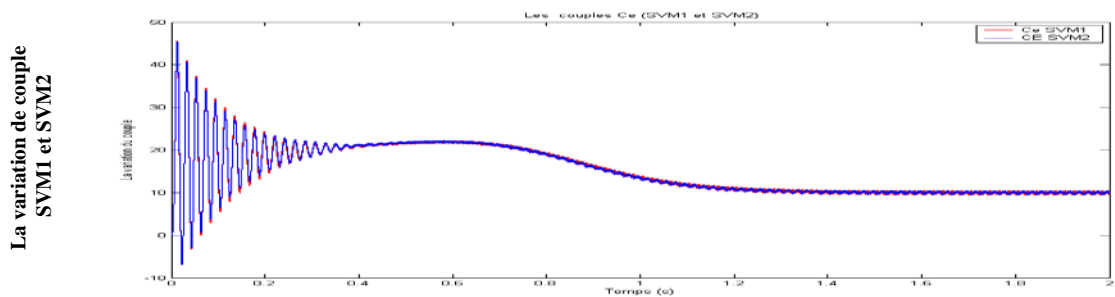
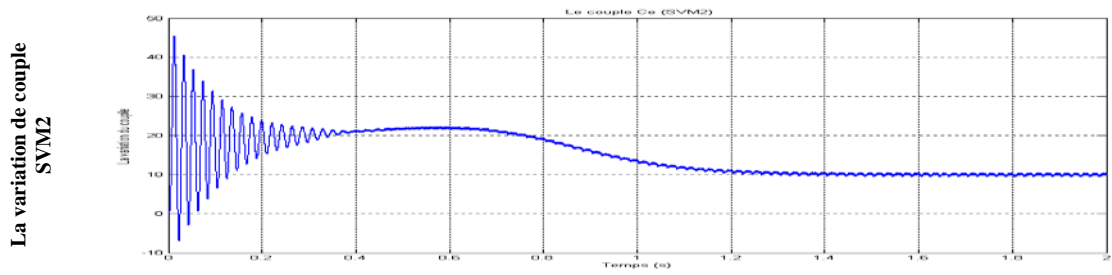
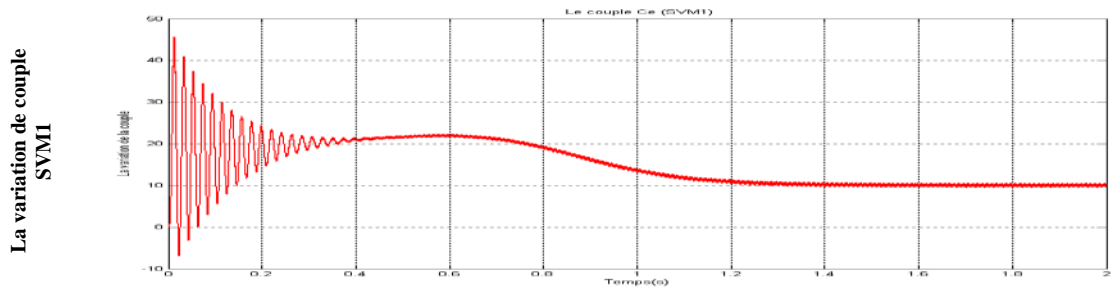
g- La distorsion totale des harmoniques



SVM1 :M=96 THD=0.02541⇒ THD=2.541%

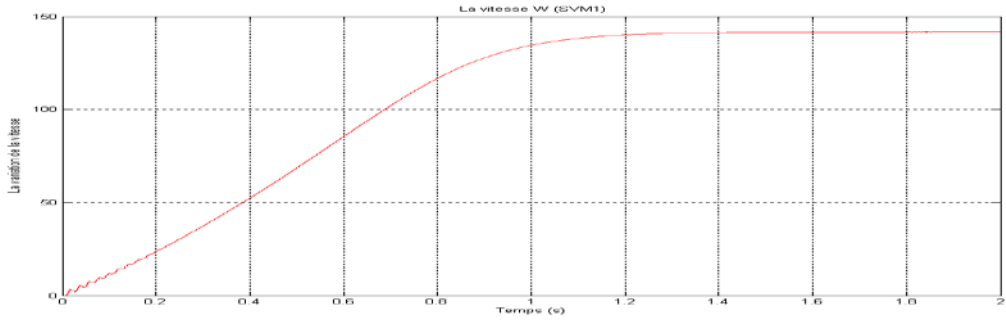
SVM2 :M=96 THD=0.01842⇒ THD=1.842%

h- La variation de couple du moteur asynchrone

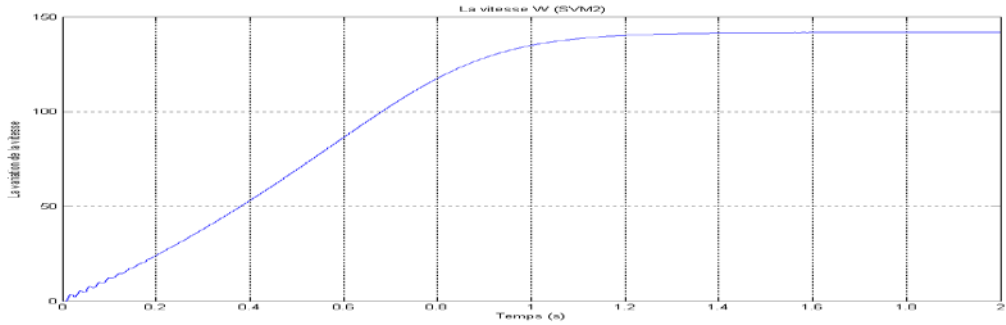


i- La variation de la vitesse du moteur asynchrone

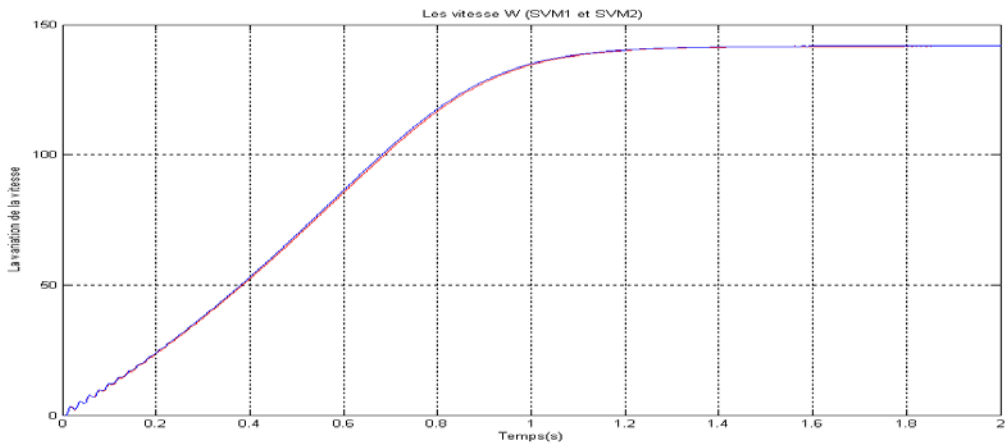
La variation de la vitesse SVM1



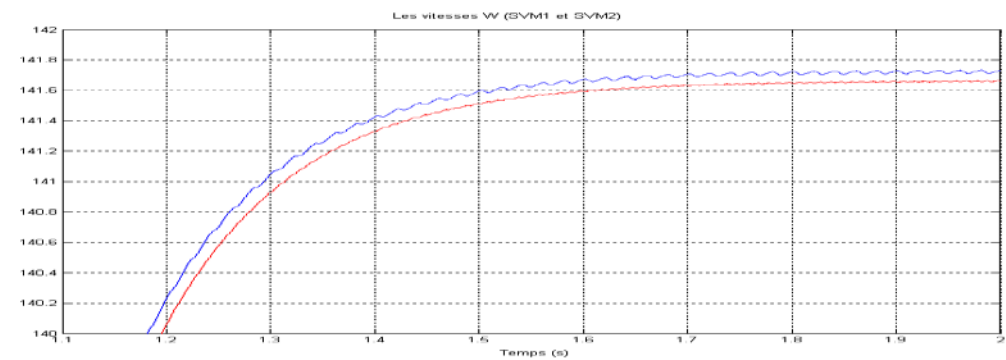
La variation de la vitesse SVM2



La variation de la vitesse SVM1 et SVM2

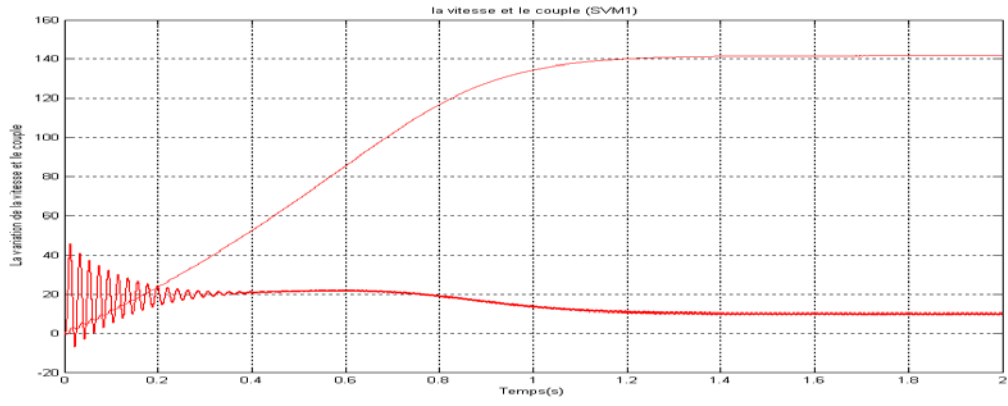


La variation de la vitesse SVM1 et SVM2

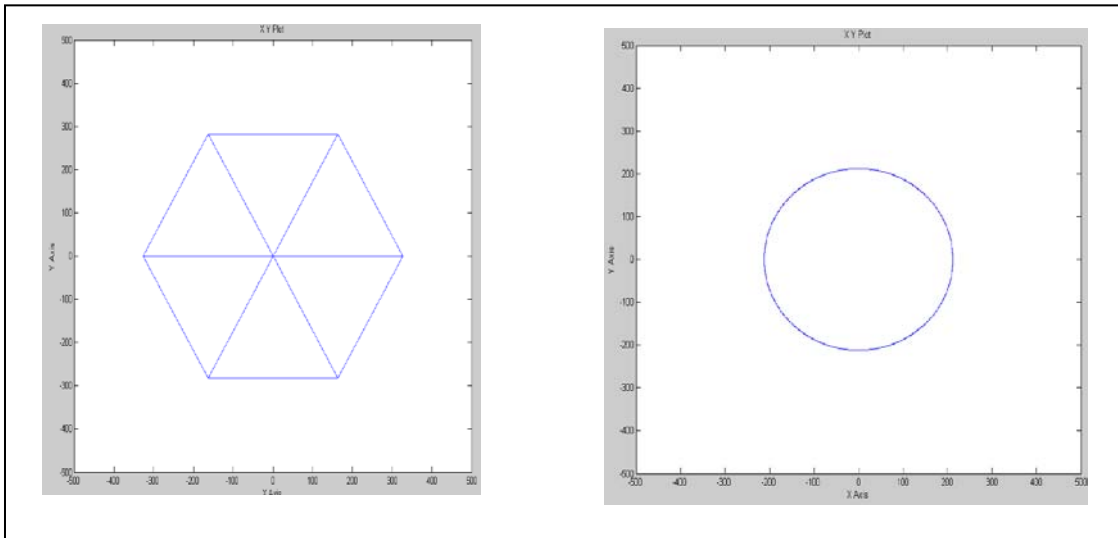
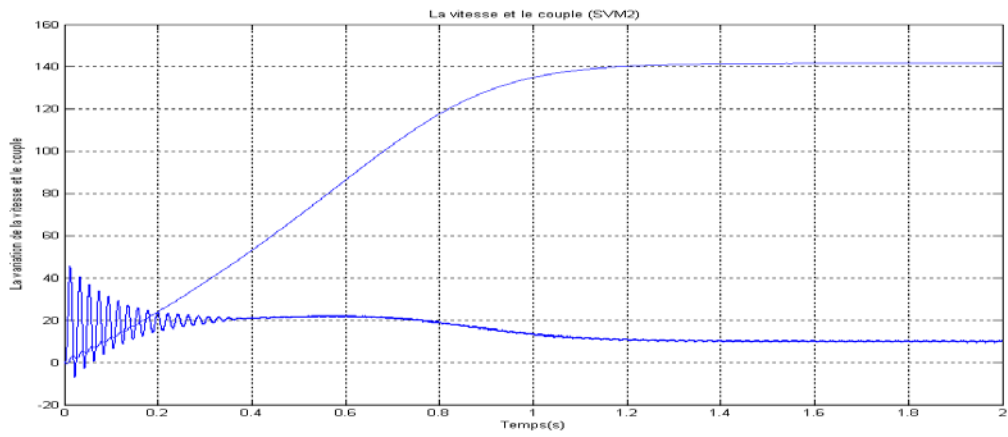


$$\omega_m = 141.71 \text{rd/s} \approx 1353,23 \text{tr/mn}$$

La variation de la vitesse et de couple SVM1



La variation de la vitesse et de couple SVM2



Resultat de la sequence alignée droite .

M=36 THD=0.06925THD=6.925%

M=48 THD=0.0653⇒ THD=6.53%

M=72 THD=0.06078 ; TDH=6.078%

M=96 THD=0.02541⇒ THD=2.541%

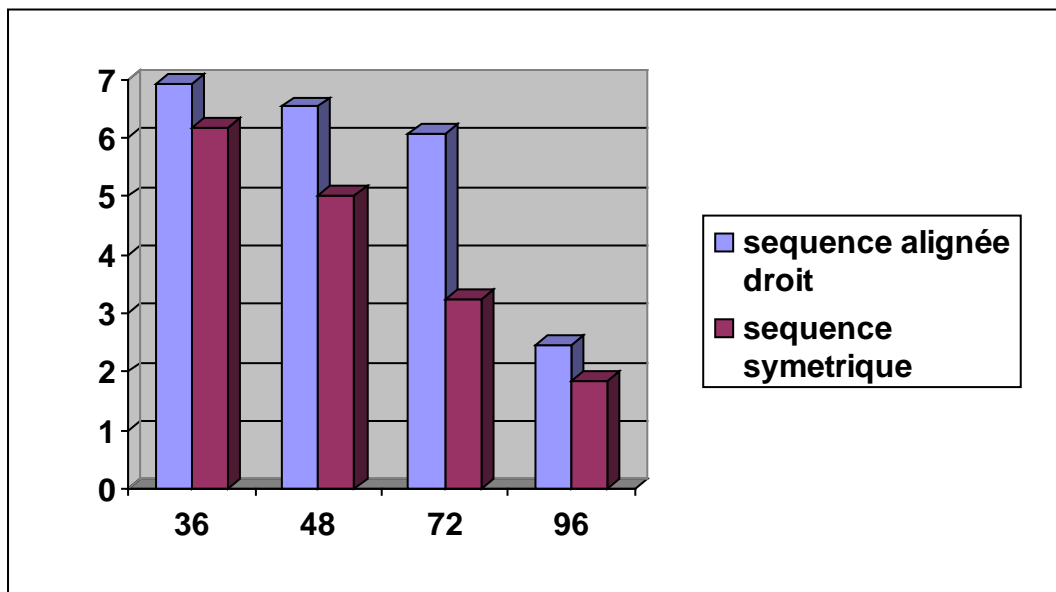
Resultat de la sequence symetrique

M=36 THD=0.06181 THD=6.181%

M=48 THD=0.05028⇒ THD=5.028%

M=72 THD=0.03247⇒ THD=3.247%

M=96 THD=0.01842⇒ THD=1.842%



Remarque

On remarque que le meilleur indice de modulation qui nous donne moins de distorsion harmonique est m=96. La séquence symétrique donne moins de pertes du à l’ouverture et fermeture des semi-conducteurs et une meilleure THD.

Interprétation des Résultats

En remarque que:

- le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs (de 1 à 6) pendant chaque période.
- les rapports cycliques des trois interrupteurs supérieurs sont décalées entre eux de un tiers de période.
- Les trois impulsions de commande contient M créneaux et sont décalées entre elle de un tiers de période.

Lorsque $M=72$ et 96 les signaux des courants de phase statorique A de la séquence symétrique et la séquence aligné à droite sont proche de la forme sinusoïdale et sont presque identique avec une légère perturbation du courant de la séquence aligné à droite.

La valeur de distorsion totale des harmoniques à la séquence aligné à droite est supérieur à celle de la séquence symétrique.

Le meilleur résultat obtenu avec $M=96$, le signal du courant contient moins des harmoniques.

pour la séquence aligné à droite THD= 2.541%.

pour la séquence symétrique THD= 1.842%

On a choisi l'indice de modulation $M= 72$ pour éviter le dysfonctionnement des interrupteurs (surtout pour les thyristors).

- la séquence aligné à droite THD= 6.078%.

- la séquence symétrique THD= 3.247%

On remarque que le temps de réponse du couple et de la vitesse est meilleur quand la séquence symétrique est appliquée.

On remarque aussi que la vitesse de la séquence symétrique est perturbée par rapport à celle de la séquence aligné à droite.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Le travail réalisé nous a permis de faire une comparaison entre la commande de l'onduleur par MLI vectorielle développé à base de la séquence aligné à droite et celle développé à base de la séquence symétrique. Cette technique de modulation de la largeur d'impulsion est une méthode récente possédant plusieurs avantages du point de vue réduction des harmoniques, exploitation de la tension d'alimentation de l'onduleur et les pertes due aux commutations des semi-conducteurs.

Après la simulation par MATLAB Simulink des deux algorithmes de commandes, il ressort que l'indice de modulation $M=96$ donne les meilleurs résultats et les courants sont presque sinusoïdales. L'indice de modulation $M=72$ donne aussi de bon THD avec un nombre réduit d'ouvertures et de fermeture des interrupteurs.

On remarque qu'avec la commande à séquence symétrique on obtient toujours les meilleurs résultats comparativement à la séquence aligné à droite.

Ce travail nous a permis d'élargir nos connaissances dans le domaine des techniques de commandes des onduleurs et l'association machines convertisseurs ainsi que leurs simulation par MATLAB Simulink.

Concernant les futurs travaux, il est recommandé de considérer les aspects suivants :

- * Réaliser l'onduleur de tension commandé par la technique MLI vectorielle, en implantant ces algorithmes dans des DSP ou les Microcontrôleurs.
- * Application de ces techniques de commandes dans les onduleurs multi-étages

Références

[1] A. Bendaikha, Commande par MLI vectorielle d'un onduleur alimentant un moteur a cage, mémoire de Magister, Département de l'électromécanique, Université de Annaba 2007.

[2] ZELLOMA. Laid, mémoire de magistère, Filtrage actif parallèle du courant généré par un pont redresseur triphasé non commandé, Département de l'électrotechnique, Université de Annaba 2006.

[3] Remdane A, Réduction des harmoniques et les pertes de commutations à la sortie de l'onduleur de tension commandé par MLI vectorielle, mémoire de Magister université de Skikda 2007.

[4] Application Note , An Introduction to Space Vector Modulation using NEC's 8-bit Motor Control Microcontrollers, Document No. U16699EE1V1AN00, Date Published May 2004.

[5]Application Note 9019, FAIRCHILD, Semiconductor, Motor Drive System Using SVM Inverter, October, 2001.

[6]Arbind Kumar, student member IEEE, B.G. Fernandes et K. Chatterjee, SVPWM-DTC of open-end winding induction motor drive with complete elimination of common mode voltage, Department of Electrical Engineering, Indian Institute of technology Bombay.

[7] Christopher Roff, Application Note: Space Vector Pulse-Width-Modulation For use with Inverters, Department of Computer and Electrical Engineering Michigan State University East Lansing, MI, March 30, 2005.

[8] Aaron S. Tint (*Ph.D*), Simulation for Low Total Harmonic Distortion PWM Inverter with Adaptive Switching Controls. Sr. Algorithm/Firmware Engineer, Celerity Group. Inc. Yorba Linda, CA, December 20, 2004.

[9] Keith Corzine, Operation and Design of Multilevel Inverters, University of Missouri – Rolla, December 2003.

[10]Hind Djeghloud, Hocine Benalla, Space Vector Pulse Width Modulation Applied to the Three-Level Voltage Inverter, Electrotechnic's Laboratory of Constantine, Mentouri-Constantine University, Constantine 25000, Algeria.

[11]Djafar Hadiouche, Thèse présentée pour l'obtention du grade de Docteur de l'Université Henri Poincaré, Nancy –I, Machine asynchrone double étoile, modélisation, alimentation et structure, Décembre 2001.

[12] Jean Bonal, Guy Séguier, Entraînements à vitesse variable (Vol. 2) , Rappels d'électronique de puissance et de d'automatique, Les variateurs de électroniques de vitesse, Technique et Documentation, Décembre 1998.

[13] Jin-Woo Jung, Ph.d student , Mechatronic Systems Laboratory Department of Electrical and Computer Engineering the Ohio State University, February 20, 2005.

- [14] Ned Mohan, Waldemar Sulkowski, Philip Jose, Ted Brekken. Including Voltage Space Vector PWM in Undergraduate Courses Ned Mohan
<http://www.ece.umn.edu/groups/PowerElectronics-Drives/svpwm.pdf>
- [15]Keliang Zhou and Danwei Wang, Member, IEEE , Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM , IEEE transactions on industrial electronics, vol. 49, no. 1, february 2002 .
- [16] Mohamad Alaa Eddin Alali, Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension (Automatisation des systèmes de puissance électriques), Thèse de Doctorat, Université Louis Pasteur – Strasbourg I , Discipline : Génie électrique, 12, September, 2002.
- [17] J holtz, Fellow, IEEE, Pulse width Modulation for Electronic Power Conversion, Wuppertal University — Germany.
- [18]Muhammed H. Rashid, Power Elictronics, Ciruits, Divices, and Aplications (second Edition), USA 1993.
- [19] Ned Mohan, Waldemar Sulkowski, Philip Jose, Ted Brekken, Including Voltage Space Vector PWM in Undergraduate Courses, **academic year 2003-2004** from the University of Narvik in Norway.
- [20] Rakesh Parekh, VF Control of 3-Phase Induction Mo Using Space Vector Modulation, 2005 Microchip Technology Inc.
- [21] S. L. Capitaneanu, b. De fornel, m. Fadel, j. Faucher,A. Almeida ,Graphical and Algebraic Synthesis for PWM Methods , EPE journal vol 11 n°3 – Août 2001.
- [22]S. TAIBI .Thèse de magistère. Commande vectorielle du moteur à induction. Université de Batna. février 2001.