

République Algérienne démocratique et populaire  
Ministère de l'enseignement supérieur et de  
La recherche scientifique  
Université de Tébessa  
Institut des sciences et technologie

Département de génie minier  
Option: Electromécanique

**MEMOIRE**

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de MAGISTER

*Thème*

**STRATÉGIES DE CONTRÔLE D'UNE MACHINE  
ASYNCHRONE ALIMENTÉE PAR CONVERTISSEURS  
ÉLECTRONIQUES**

Présenté Par:  
Mokrani Radhouane

<i>Jury</i>	<i>Qualité</i>	<i>Grade</i>	<i>Affiliation</i>
Dr.Haddouche Ali	Président	Professeur	U.Annaba
Dr.Dib Djalal	Rapporteur	maître de conférences A	U.Tébessa
Dr.Louafi Messaoud	co- rapporteur	maître de conférences B	U.Tébessa
Dr.Bouzenada Laid	Examineur	maître de conférences A	U.Tébessa
Dr.Labed Djamel	Examineur	maître de conférences A	U.Constantine

2008-2009

---

# REMERCIEMENTS

*Avant tout je remercie le dieu le tout puissant qui ma donné la vie, et la patience pour terminer ce modeste travail*

*Je tiens tout particulièrement à remercier mon directeur de thèse Dr.Dib Djalal,et mon co – directeur thèse Dr. Louafi Messaoud qui m'ont encadré tout au long de cette thèse .je suis reconnaissant pour leurs disponibilité dont il font preuve et pour leurs gentillesse.*

*Je tiens à remercier vivement:*

- *Dr.Haddouche Ali , président de jury, Professeur U. Annaba*

*Je tiens à remercier les membres de jury pour l'intérêt porté à ce mémoire:*

- \* *Dr.Bouzenada Laïd ,examineur, maître de conférences A. U.Tébessa*
- \* *Dr.Labed Djamel , examineur , maître de conférences A, U.Constantine*

*Enfin je tiens à remercier mes collègues de promotion de magister durant le trois années, pour le bon temps que j'ai passé avec eux.*

---

# Dédicace

Je dédie cette thèse à Ma Mère la seule personne qui m'a donnée le vrai sentiment de tendresse et d'affection, et l'aide financière et psychique pour achever ma thèse, j'espère un jour le bon dieu m'aide et je serai à la hauteur et je prends soin d'elle.

Je dédie cette thèse aussi à :

Ma petite sœur : Siwar .

Mon père, Mes deux frères, Mes sœurs.

Alla-eddine,ahlame,sihame,mahmoude.

Mon *intime ami* :G.H.

Mon professeur Soufi youcef.

Toute ma famille.

**Les mots clés:** machine asynchrone triphasées, onduleurs multi niveaux, modèles de commande, stratégies MLI, commande scalaire et vectoriel, convertisseur matriciel.

### Résumé

Les actionneurs électriques tournants jouent un rôle très important dans l'industrie et particulièrement en traction électrique. Les performances demandées à ces actionneurs sont de plus en plus élevées, tant au point de vue de la dynamique de vitesse que de la précision du couple délivré.

Actuellement, l'utilisation des moteurs à courant alternatif est plus en plus fréquente car ces machines sont caractérisées par leurs robustesses et leurs longévités ,malgré que celles-ci imposent des structures internes et de stratégies de commande nettement plus compliquées.

Les progrès dans les domaines de semi-conducteurs à sa grande influence sur le développement de topologies des onduleurs, et liées également à des applications nécessitant de puissances plus élevés. Plus précises et plus sophistiqués, par exemple nous avons passé de l'ancien convertisseur de tension deux niveaux à un notre type de convertisseurs multi-niveaux qui sont apparues ,aussi d'autres topologies sont apparues au cours des derniers années ,aussi bien au niveau académique qu'au niveau industriel.

Et comme nous avons dit précédemment, l'augmentation de la puissance, nécessite l'utilisation des semi-conducteurs capables de bloquer de courants de plus en plus grands, et d'autre part obtenir un contenu harmonique réduit.

**Keywords:** three-phase asynchronous machine, multilevel inverters, control models, strategies MLI, scalar and vector control, matrix converter .

The electric rotary actuators play a very important role in industry and particularly in electric traction. The performance requirements for these actuators are increasingly high, both in terms of the dynamics of speed and accuracy of the couple issued.

Currently, the use of ac motors is increasing as these machines are characterized by their robustness and durability, although they impose internal structures and control strategies significantly more complicated.

Progress in the fields of semiconductors in its great influence on the development of inverter topologies, and also related to applications requiring higher power. More accurate and sophisticated, for example, we have spent the previous voltage converter to a two-level type of our multi-level converters which have emerged as other topologies have emerged in recent years, both academic and industrial level.

And as we said earlier, the increase in power requires the use of semi-conductors can block currents become larger, and also get a reduced harmonic content .

### Abstract

**الكلمات المفتاحية:** المحرك اللامتزامن ثلاث اطوار , المموج المتعدد المستويات, نموذج التحكم , الاستراتيجيات م.س.ن, التحكم السلمي و الشعاعي , المحول ذو البنية المصفوفة

### ملخص

تدعب المشغلات الكهربائية الدوارة دورا هاما جدا في الصناعة وخاصة في القاطرات الكهربائية. الأداء المطلوب من هذه المشغلات هو في صورة متزايدة ، سواء من حيث ديناميكيات السرعة والدقة في العزم . حاليا ، استخدام محركات التيار المتناوب في تزايد مستمر حيث تتميز هذه الآلات بالقوة والمتانة ، على الرغم من أنها تفرض هياكل داخلية ، ووضع استراتيجيات أكثر تعقيدا .

التقدم في مجال أشباه الموصلات له تأثير كبير على تطوير طبولوجيات المحولات المتناوبة ، وترتبط أيضا بالتطبيقات التي تتطلب أعلى استطاعات . الأكثر دقة وتعقيدا ، على سبيل المثال ، لقد انتقلنا من المحول المتناوب الجهدي بمستويين الى نوع متعدد المستويات الذي ظهر مؤخرا. انواع اخرى من طبولوجيات المحولات ظهرت في السنوات الأخيرة ، على حد سواء الأكاديمية والصناعية .

وكما قلنا سابقا ، فإن الزيادة في الطاقة يتطلب استخدام أشباه الموصلات يمكن أن تمنع من مرور تيارات أكبر ، وكذلك الحصول على محتوى ضعيف

## SOMMAIRE

Notations et Symboles	1
Introduction Générale	3
<b>Chapitre I</b>	
<b>Modélisation et simulation de machine asynchrone en vue de sa commande</b>	
INTRODUCTION.	
I.1-Description de la machine asynchrone triphasé(MAS)	6
I.1.1-Construction.	6
I.1.2-Principe de fonctionnement	7
I.2-Modèle de la machine asynchrone triphasé(MAS).	8
I.2.1-Hypothèses simplificatrice	8
I.2.2-Equations électriques de la MAS	10
I.2.3-Equations magnétiques de la MAS	10
I.2.4-Equations mécaniques de la MAS	14
I.3-Transformation de park	14
* Conventions	15
I.4-Modélisation de la MAS dans le repère de park	16
I.4.1-Choix du référentiel	16
a- Référentiel lié au stator	16
b- Référentiel lié au rotor	16
c- Référentiel lié au champ tournant.	17
I.5-Equations utilisées dans le modèle simulink	18
I.6-Résultats de la simulation de la MAS sous matlab-simulink	25
I.6.1-Interprétation des résultats.	31
I.7-Conclusion	31
<b>Chapitre II</b>	
<b>Modélisation et simulation d'un redresseur et d'un convertisseur à deux niveaux</b>	
<b>Commandé par différentes stratégies</b>	
INTRODUCTION	33
II.1-Redresseur à diodes	33
II.1.2-Modélisation du redresseur triphasé double alternance	34
II.2-Modélisation du filtre	37
II.3-Association convertisseur-MAS	38
II.3.1-Modélisation de l'onduleur de tension	39
II.4-Commande de convertisseur	42
II.4.1-Modulation de largeurs d'impulsions triangle sinusoidale	42
II.4.1.2-Principe de MLI	
II.4.1.3-Le résultat de comparaison entre l'onde de référence et la porteuse triangulaire	42
II.4.1.4-Les trois phases de convertisseur tension avec une porteuse	44
	45

II.5-la simulation de la machine asynchrone associée à un convertisseur à MLI	46
II.6-Les résultats de simulation	49
II.6.1-Interprétation des résultats	55
II.7-Commande de convertisseur de tension par hystérésis ou MLI à Hystérésis	57
II.8-La simulation de la MAS associé à un convertisseur à hystérésis	58
II.9-Résultats de la simulation de la MAS associé à un convertisseur à hystérésis	60
II.9.1-Interprétation des résultats	63
II.10-MLI-Vectorielle	64
II.10.1-Principe de MLI-Vectorielle	64
II.10.2- étape 1 détermination de $V_d, V_q$ et $V_{réf}$ ainsi que l'angle ( $\alpha$ )	70
II.10.3-étape 2 détermination de durées commutation $T_1, T_2, T_0$	71
II.10.3-étape 3 détermination de temps de commutation des transistors ' $S_1, \dots, S_6$ ' A chaque secteur	74
II.11-la simulation de la machine asynchrone associée à convertisseur à MLI-Vectorielle	78
II.12-Les résultats de la simulation	82
II.12.1-Interprétation des résultats	91
II.13-Conclusion	92
<b>Chapitre III</b>	
<b>La Stratégie de commande d'un convertisseur triphasé à trois niveaux</b>	
INTRODUCTION	94
III.1-La topologie de base et le fonctionnement d'un convertisseur multi-niveau	94
III.1.2-Convertisseur de tension 2N	94
III.1.3-les états des interrupteurs et les commutations	95
III.2-Sinus-triangle modulation	99
III.2.1-les ondes de sortie et le spectre	100
III.3-Simulation de l'onduleur 2 niveaux	102
III.3.1-Résultats de simulation	104
III.3.2-Interprétation des résultats	110
III.4-3N-Convertisseur de tension à diodes de bouclage (neutral-point-clamped)(NPC)	111
III.4.1- les états des interrupteurs et les commutations	112
III.4.2-Sinus-triangle modulation	118
III.5-Simulation de l'onduleur 3 niveaux	119
III.6-Résultats de la simulation de l'onduleur 3 niveaux	123
III.6.1-Interprétation des résultats.	130
III.7-Conclusion	131
<b>Chapitre IV</b>	
<b>Modélisation et simulation d'un convertisseur à structure matricielle</b>	
INTRODUCTION	133
IV.1-Convertisseur statique de fréquence[AC/AC convertisseur]	133
IV.2- La structure de convertisseur matriciel	134
IV.3-La stratégie de modulation de convertisseur matriciel	136

<i>IV.4-L'algorithme de venturinu</i>	140
<i>IV.5-Simulation sous simulink de CM par l'utilisation de l'algorithme de Venturinu</i>	142
<i>IV.6-Résultats de simulation</i>	146
<i>IV.7-Interprétation des résultats</i>	154
<i>IV.8- L'algorithme de venturinu amélioré</i>	155
<i>IV.9- Simulation sous simulink de CM par l'utilisation de l'algorithme de Venturinu Amélioré</i>	157
<i>IV.10-Résultats de simulation</i>	161
<i>IV.11-Résultats de simulation</i>	164
<i>IV.12-Résultats de simulation</i>	166
<i>IV.13-Interprétaion des résultats</i>	168
<i>IV.14-Conclusion</i>	169
<i>IV.14-Conclusion Générale</i>	170
<i>Références bibliographiques</i>	172
<i>Annexe –A-,Annexe-B-</i>	174
<i>Annexe-C</i>	175

## Notations et symboles

- $\Omega_s$  : vitesse de synchronisme [rad/s]  
 $\Omega_r$  : vitesse de rotation relative de rotor [rad/s]  
 $\Omega$  : vitesse de rotation de rotation mécanique ou de rotor [rad/s]  
 $\omega_s$  : pulsation statorique [Hz]  
 $\omega_r$  : pulsation relative rotorique [Hz]  
 $\omega$  : pulsation mécanique [Hz]  
 $g$  : glissement sans dimension  
 $[I_s]$  : vecteur courant statorique  
 $[I_r]$  : vecteur courant rotorique  
 $[V_s]$  : vecteur tension statorique  
 $[V_r]$  : vecteur tension rotorique  
 $[\Phi_s]$  : vecteur flux statorique  
 $[\Phi_r]$  : vecteur flux rotorique  
 $[R_s]$  : vecteur de résistance statorique  
 $[R_r]$  : vecteur de résistance rotorique  
 $R_s$  : résistance statorique [ $\Omega$ ]  
 $R_r$  : résistance rotorique [ $\Omega$ ]  
 $\Phi_s$  : flux statorique [Wb]  
 $\Phi_r$  : flux rotorique [Wb]  
 $E_s$  : force magnétomotrice  
 $j$  : nombre complexe  
 $[L_{ss}]$  : matrice d'inductance statorique  
 $[L_{rr}]$  : matrice d'inductance rotorique  
 $[M_{sr}]$  : matrice d'inductance mutuelle (stator-rotor)  
 $[M_{rs}]$  : matrice d'inductance mutuelle (rotor-stator)  
 $I_{as}, I_{bs}, I_{cs}$  : courants instantanés des phases statoriques [A]  
 $I_{ar}, I_{br}, I_{cr}$  : courants instantanés des phases rotoriques [A]  
 $V_{as}, V_{bs}, V_{cs}$  : Tensions instantanées des phases statoriques [V]  
 $V_{ar}, V_{br}, V_{cr}$  : Tensions instantanées des phases rotoriques [V]  
 $P$  : nombre de paire de pôles  
 $\theta$  : angle électrique [rad]  
 $M$  : inductance mutuelle cyclique maximale quand l'axe a de stator coïncide avec l'axe a de rotor ( $\theta = 0$ )  
 $l_s$  : inductance propre d'une phase statorique [H]  
 $V_{red}$  : tension à la sortie de redresseur



$\mathbf{M}_s$  : inductance mutuelle entre deux phases statorique [H]  
 $l_r$  : inductance propre d'une phase rotorique [H]  
 $\mathbf{X}_d$  : composante de l'axe directe  
 $\mathbf{X}_q$  : composante de l'axe en quadrature  
 $\mathbf{X}_o$  : composante de l'axe homopolaire  
 $\mathbf{X}$  : c'est une grandeur courant, tension, flux...  
 $\mathbf{C}_{em}$  : couple électromagnétique [Nm]  
 $\mathbf{C}_r$  : couple résistant [Nm]  
 $\mathbf{J}$  : moment d'inertie [Kg.m<sup>2</sup>]  
 $\mathbf{K}_f$  : coefficient de frottement [N.m.s/rad]  
 $[\mathbf{P}(\theta)]$  : matrice de park directe  
 $[\mathbf{P}(\theta)]^{-1}$  : matrice de park inverse  
 $\mathbf{F}(s)$  : fonction de transfert  
 $\mathbf{S}$  : opérateur de laplace  
 $\mathbf{V}_{dc}$  : tension de bus continu  
 $(\mathbf{S}_i \text{ avec } i = 1, \dots, 6)$  : les (IGBT) interrupteurs parfaits.  
 $(\mathbf{D}_i \text{ avec } i = 1, \dots, 6)$  : les diodes  
 $\mathbf{V}_{an}, \mathbf{V}_{bn}, \mathbf{V}_{cn}$  : tensions des phases de la charge.  
 $\mathbf{V}_{ao}, \mathbf{V}_{bo}, \mathbf{V}_{co}$  : tensions d'entrée de l'onduleur  
 $\mathbf{V}_{ab}, \mathbf{V}_{bc}, \mathbf{V}_{ca}$  : tensions composées de l'onduleur  
 $\mathbf{V}_{nM}$  : tension homopolaire  
 $\mathbf{V}_{\text{triangulaire}}$  : Amplitude de l'onde porteuse triangulaire  
 $\mathbf{V}_{\text{référence}}$  : Amplitude de l'onde modulante sinusoïdale  
 $\mathbf{m}_a$  : indice de modulation des amplitudes  
 $\mathbf{m}_f$  : indice de modulation des fréquences  
 $\mathbf{f}_{\text{réf}}$  : la fréquence de la référence  
 $\mathbf{f}_{\text{tri}}$  : la fréquence de la triangulaire  
 $\mathbf{T}_1, \mathbf{T}_2, \mathbf{T}_0$  : les durées de commutation  
 $\mathbf{D}_{2x} \quad (\mathbf{x}=\mathbf{a}, \mathbf{b}, \mathbf{c}) ; \mathbf{D}_{1x} \quad (\mathbf{x}=\mathbf{a}, \mathbf{b}, \mathbf{c})$  : diodes  
 $\mathbf{T}_{2x} \quad (\mathbf{x}=\mathbf{a}, \mathbf{b}, \mathbf{c}) ; \mathbf{T}_{1x} \quad (\mathbf{x}=\mathbf{a}, \mathbf{b}, \mathbf{c})$  : transistors  
 $\mathbf{S}_{ij} (t) \quad (i=\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C} ; j = \mathbf{a}, \mathbf{b}, \mathbf{c})$  : fonction des interrupteurs pour le CM  
 $\mathbf{q}$  : rapport de transfert de la tension pour un convertisseur matriciel  
 $\mathbf{MLI}$  : modulation de largeurs d'impulsions  
 $\mathbf{CM}$  : convertisseur matriciel  
 $\mathbf{MAS}$  : machine asynchrone  
 $\mathbf{NPC}$  : Neutral-Point-Clamped  
 $\mathbf{f}$  : une variable représente la tension ou le courant .

# Introduction Générale

La machine à courant électrique continu a rester pendant longtemps sur le trône d'entraînements industriels, grâce à sa simplicité de la commander, le couple est directement proportionnel au courant d'induit, la rend la plus favorable de machines électriques, mais ça n'empêche pas de voir des inconvénients liés à sa structure électromécanique, la présence ballais-collecteur diminuer sa longévité d'utilisation, et quand les ballais sont usées il faut les remplacer c'est –à- dire coût d'entretien plus le coût de l'arrêt de la machine et c'est le plus important et en plus de ça les étincelles dues au frottement des ballais contre le collecteur paralyse son utilisation dans un endroit explosive.

dû à ces inconvénients et l'arrivée des convertisseurs statiques de fréquence, dans un premier temps ont données la voie à l'utilisation de moteurs synchrones qui sont les frères de moteurs asynchrones (il y'a une certaine ressemblance en circuit électromagnétique) et grâce au développement en électronique de puissance et les stratégies de commande implanté dans de micro processeur (digital signal processor) (DSP) la machine asynchrone qui a été utilisée depuis son invention que dans une vitesse constante à développer et sont utilisation dans une large plage de vitesse est devenu possible et peu à peu à atteint les performances (MCC) et dans certaines conditions ont préféré l'utilisation de (MAS).

Ce développement considérable dans l'histoire de la machine asynchrone et claire et nette dans le domaine de traction ferroviaire et spécialement train à grande vitesse l'Eurostar (TGV)(l'an 2000), ce train disposait d'abord des moteurs à courant continu, puis synchrones et enfin asynchrones. [Car 2000],[Dav2004]

Uniquement avec l'apparition de thyristor, le concept d'association convertisseur-machine a été possible, ce concept a pour but, le réglage de la vitesse en régime permanent et transitoire, et aussi pour maîtriser le courant appelé et le couple.

Dernièrement un grand nombre de convertisseurs ont été développés, donnons la voix à une meilleure association d'un moteur asynchrone et convertisseur de tension deux niveaux ou multiniveaux et aussi le convertisseur matriciel directe (AC-AC) qui est un convertisseur plus adaptable au moteur asynchrone, en effet les machines asynchrones ont un meilleur fonctionnement si elles sont alimentées par des grandeurs sinusoïdales. [Bou2005]

Vu ces progrès technologiques et aussi avec des algorithmes de commande plus facile à implanter de manière numérique l'utilisation des convertisseurs est devenue de plus en plus indispensable.

Dans ce travail on va associer la machine asynchrone après sa modélisation à plusieurs types de variateurs (deux niveaux, trois niveaux, matriciel), et on va appliquer à chaque type une stratégie de contrôle adéquate.

Parmi ces stratégies la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI ou PWM), la MLI est une technique de pilotage pour les convertisseurs servant d'interface entre une charge (machine électrique,...) et son dispositif d'alimentation (onduleur triphasé,...). [Cap2002] on va voir spécialement dans le deuxième chapitre plusieurs types (MLI classique, MLI vectorielle, MLI à hystérésis) appliquées sur l'onduleur deux niveaux.

On va étendre l'étude dans le troisième chapitre en appliquant au convertisseur trois niveaux, la même technique MLI mais modifiée un peu avec l'injection à la MLI classique la troisième harmonique.

Dans le dernier chapitre est réservé à un notre type de convertisseur de plus en plus intéresse les chercheurs dans le domaine de l'électronique de puissance, à cause qu'il est plus pratique de coté matériel (réduction considérable de la taille et de poids) que les autres convertisseurs (deux niveaux, trois niveaux) ou la nécessité d'un redresseur et une capacité de stockage de l'énergie électrique tout cet étage est éliminer dans un convertisseur matriciel directe (AC-AC).

Cette thèse comprend quatre chapitres:

**Le premier chapitre :** modélisation et simulation d'une machine asynchrone en vue de sa commande, on va élaborer un modèle équivalent dans la base de park, ensuite on l'introduit sous le logiciel simulink/matlab pour la simulation.

**Le deuxième chapitre :** est consacré à l'étude de l'association d'un redresseur et d'un onduleur MLI de tension deux niveaux avec une machine asynchrone et les différentes stratégies de commandes appliquées.

**Le troisième chapitre :** nous présentons la modélisation et la simulation de convertisseur trois niveaux à structure NPC (Neutral Point Clamped) (structure avec distribution du potentiel commun).

**Le quatrième chapitre :** dans ce dernier chapitre nous étudions un autre prototype de convertisseur (AC-AC) de tension à structure matricielle et un autre algorithme de modulation (algorithme de venturinu).

# Chapitre -7.

## Modélisation et simulation d'une machine Asynchrone en vue de sa commande

## **INTRODUCTION :**

Avant de simuler par un simulateur quelconque il faut une modélisation de notre machine asynchrone à cage elle est essentiel surtout lorsque nous voulons étudier ses régimes permanent( à vitesse constante) et dynamique ( démarrage ,freinage) par exemple à vide ou à charge , alimentée seule ou avec l'association d'un onduleur lors de commande .c'est-à-dire étudier ses caractéristiques électriques,magnétiques et mécaniques(tensions,courants,flux,couple...).

Donc pour l'étudier parfaitement il faut que nous disposons d'un modèle mathématique , représentant bien et clairement notre machine qui est très compliquées ne pas simple mathématiquement et ça est du à sa nature non linéaire couplage naturelle de flux statorique et de flux rotorique lui-même crée par le flux statorique, et aussi l'inaccessibilité au rotor de ces points précisément parvient la difficultés de la commander,donec les chercheurs ont pensées à plusieurs stratégies parmi elle la commande à flux orienté(FOC)pour que le moteur asynchrone devient découplé Simple et la machine plus performante , Dans ce chapitre, on va s'intéresser à la modélisation de la machine asynchrone triphasée.

La machine asynchrone n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, les courants de Foucault, l'effet pelliculaire ...etc. Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car d'une part, leur formulation mathématique est difficile, d'autre part, leurs incidences sur le comportement de la machine sont considérées comme négligeable dans certaines conditions. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

D'abord on commence par poser les systèmes d'équations en grandeurs de phases. Puis, en appliquant la transformation de Park, un système réduit est obtenu qui nous servira ultérieurement lors de l'association convertisseur-moteur. Pour la simulation nous avons utilisées le logiciel MATLAB /SIMULINK, Qui est un logiciel très utilisé [Moh2000].

### **I.1- Description de la machine asynchrone triphasée (MAS) :**

#### **I.1.1- Construction :**

Un moteur asynchrone se compose de deux parties , une partie fixe constituée d'une carcasse(carter) entourant le circuit magnétique et l'enroulement statorique polyphasé bobiné en fil de cuivre isolé ( notre cas triphasé),logé dans des encoches du stator d'une part,ressemble bien à un cylindre creux à l'intérieur du quelle une partie mobile séparé par un vide (entrefer), le circuit magnétique rotorique sous la forme d'une masse en aluminium, qui accueille dans ces encoches les barreaux de la cage rotorique, court -circuités

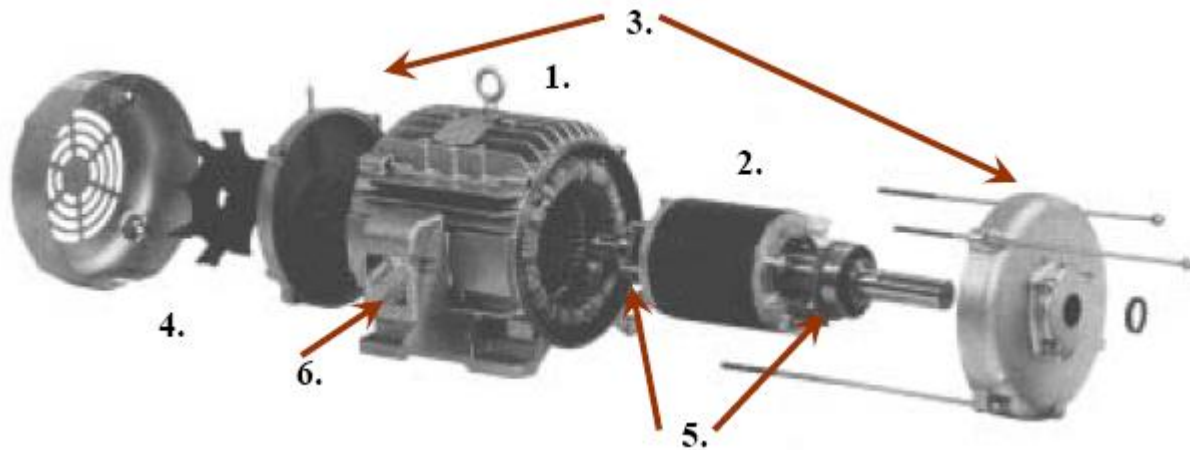
à chaque extrémités par des anneaux en aluminium associée à l'arbre qui repose sur des paliers montés dans de flasques fixés au carter. Les trois enroulements statoriques et les trois enroulements rotoriques décalées l'un à l'autre de  $(2\pi/3)$ , à  $p$  paires de pôles chacun.

Le rotor porte un enroulement polyphasé mis en court-circuit. On peut distinguer deux types de rotor :

- Les rotors à bagues (rotor bobiné) dont un enroulement généralement triphasé, couplé en étoile ou en triangle, logé dans des encoches semi-fermées, est connecté à trois bagues isolées sur lesquelles frottent des balais en charbon.

- Les rotors à cages munis d'un enroulement constitué par des barres conductrices court-circuitées à leurs extrémités par des anneaux (rotor à cage d'écureuil).

D'un point de vue électrique, les deux formes sont équivalentes, or le rotor à cage est plus robuste.



**Figure I.1 :** construction d'un moteur asynchrone à cage (1) le stator, (2) le rotor, (3) flasques, (4) ventilateur de refroidissement, (5) roulements à billes (6) boîte à bornes, plus les tiges de montage et le capot de ventilation. [Wil 97]

### ***1.1.2- Principe de fonctionnement :***

Les trois courants statoriques  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  et  $i_{sc}$  de pulsation  $\omega_s$  engendrent un champ magnétique tournant  $B_{\text{stator}}$ , tournant à la vitesse  $\Omega_s = \omega_s/p$  à l'intérieur de l'entrefer.

-Le rotor étant à l'arrêt. La force magnétomotrice  $E_r = B_{\text{stator}} l V_{\text{stator/rotor}}$

Induite dans le rotor. Fait circuler dans chaque barre court-circuitée des courants de pulsation temporelle  $\omega_r$

- le rotor tournant à la vitesse  $\Omega$  voit le champ tourner à la vitesse  $\omega_s/p - \Omega$

Ce champ induit au rotor des courants de pulsation  $\omega_r = \omega_s - p \Omega = \omega_s - \omega$

Puisqu'un observateur lié au rotor voit défilier  $p$  paires de pôles pendant une période de rotation du champ tournant statorique.

D'après la loi de **laplace**, les courants induits rotoriques  $\dot{i}_r$ , produisent à chaque barre une force laplace  $F = \dot{i}_r l \times B_{\text{stator}}$ , l'ensemble des forces sur l'ensemble de barres entraîne le rotor en rotation. Se traduit par le lancement du rotor à la poursuite de champ tournant statorique, c'est à dire par la création d'un couple électromagnétique.

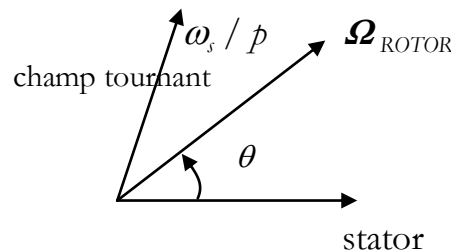
la vitesse relative du rotor  $\omega_r$  par rapport à la vitesse du champ tournant  $\omega_s$ , s'appelle le glissement  $g$ :

$$g = \omega_r / \omega_s = (\omega_s - \omega) / \omega_s$$

donc:  $\omega_r = g \omega_s$

$$\Omega = (1-g) \omega_s / p = (1-g) \Omega_s$$

-g=1: arrêt;  
-g=0: synchronisme.



Le rotor ne peut pas rattraper le champ tournant statorique, car si s'était le cas, il serait soumis à un champ fixe dans son espace, avec pour conséquence la nullité des courants induits et du couple électromagnétique, ainsi la vitesse du rotor  $\Omega$  est nécessairement inférieure à la vitesse de synchronisme ( $\Omega_s$ ). Alors, c'est le fonctionnement en asynchrone.

[Guy1997]

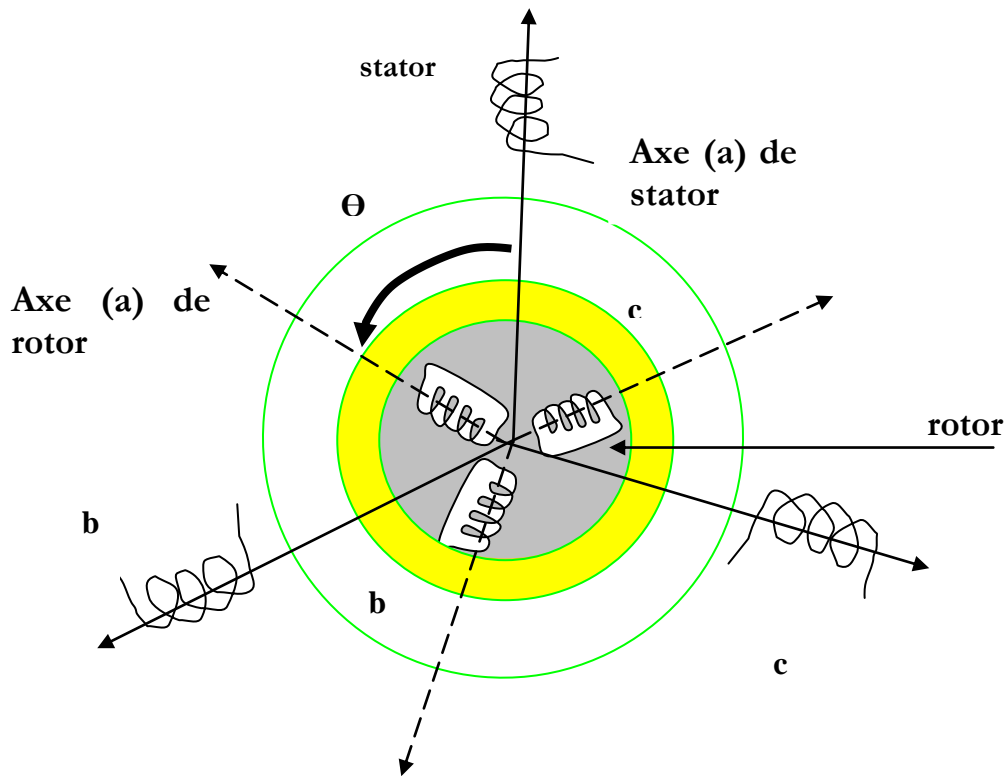
## **I.2- Modèle de la machine asynchrone triphasée (MAS) :**

### **I.2.1- Hypothèses simplificatrices :**

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe. Pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, et comme nous l'avons déjà soulevé, il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices :

- La machine est de constitution symétrique.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont tous négligés. Les relations entre les flux et les courants sont linéaires.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- On considère une densité de courant uniforme dans la section des conducteurs élémentaires, l'effet de peau est négligé.

- On admet de plus que la force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligé. Les inductances propres sont constantes et les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes rotoriques et statoriques.



**Figure I.2 :** Modélisation de la machine asynchrone dans un repère triphasé.



### I.2.2- Equations électriques de la MAS :

Avec les hypothèses citées ci-dessus, les équations des tensions des phases statoriques et rotoriques qui décrivent le fonctionnement de la machine s'écrivent comme suit : [Seg 2003] , [Pat 1993]

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \\ [0] = [R_r] [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \end{cases} \quad (I.1)$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}; \quad [I_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}; \quad [I_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}$$

### I.2.3- Equations magnétiques de la MAS :

Les équations des flux en fonction des courants s'obtiennent à partir des différentes inductances, dont certaines dépendent de temps par l'intermédiaire de l'angle électrique  $\theta$ , position de la phase (a) du rotor par rapport à la phase (a) de stator (Figure I.2) :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}] [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \\ [\Phi_r] = [L_{rr}] [I_r] + [M_{rs}] [I_s] \end{cases} \quad (I.2)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}; \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

La matrice des inductances mutuelles (matrice de couplage rotor-stator) s'écrit :

$$\begin{aligned}
 [M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix}, [M_{rs}] = [M_{sr}]^T
 \end{aligned} \tag{I.3}$$

En remplaçant (I.2) dans (I.1), on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] \mathbf{I}_s + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}] \mathbf{I}_s \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}] \mathbf{I}_r \} \\ [V_r] = [R_r] \mathbf{I}_r + \frac{d}{dt} \{ [L_{rr}] \mathbf{I}_r \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}] \mathbf{I}_s \} \end{cases} \tag{I.4}$$

On peut simplifier grandement les équations (I.1) et (I.2) par l'introduction de vecteur spatial :

Une grandeur triphasée peut être exprimé dans différents référentiels liés à la machine asynchrone. Ces référentiels sont de type biphasé (voir la Figure I.3) ce qui réduit considérablement la complexité du modèle, et comme nous avons dans les hypothèses simplificatrices que la structure de la machine est symétrique et équilibrée permet le passage d'une représentation triphasée à une représentation biphasée (transformation de park et concordia).

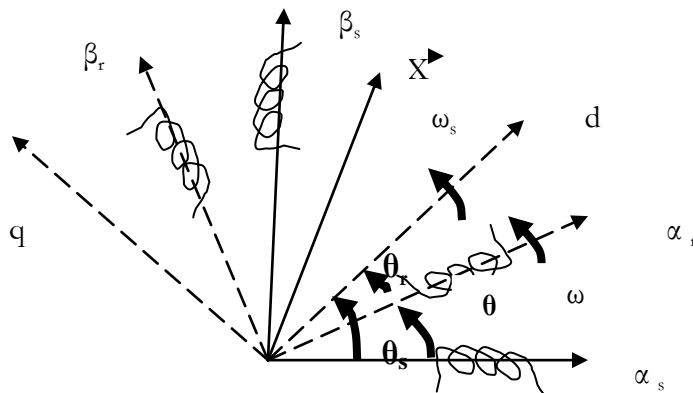


Figure I.3: transformation de repères

Les équations des tensions et de flux du stator et du rotor du modèle vectoriel de la machine dans un référentiel (d,q) tournant à une vitesse  $\omega_s$  par rapport au stator sont :

$$V_s = R_s I_s + \frac{d}{dt} \Phi_s + j \omega_s \Phi_s$$

$$V_r = 0 = R_r I_r + \frac{d}{dt} \Phi_r + j (\omega_s - \omega) \Phi_r$$

$$\Phi_s = L_s I_s + M I_r$$

$$\Phi_r = L_r I_r + M I_s$$

(I.5)

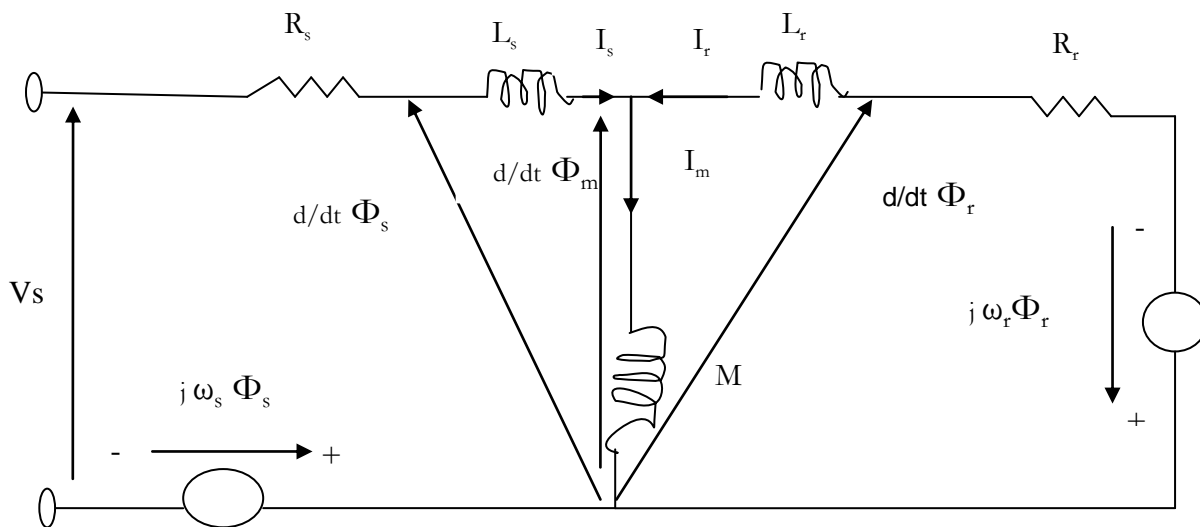


Figure I.4 : schéma équivalent dynamique dans un référentiel tournant

Les projections des équations du modèle vectoriel dans le référentiel tournant, sur les deux axes (d,q), permettent d'obtenir les équations de park de la machine asynchrone :

Avec l'introduction des nombres complexes nous aurons:

$$\begin{aligned}
 V_s &= V_{ds} + j V_{qs} \\
 V_r &= V_{dr} + j V_{qr} \\
 \Phi_s &= \Phi_{ds} + j \Phi_{qs} \\
 \Phi_r &= \Phi_{dr} + j \Phi_{qr} \\
 I_s &= I_{ds} + j I_{qs} \\
 I_r &= I_{dr} + j I_{qr}
 \end{aligned} \tag{I.6}$$

Et nous réarrangeons nous trouvons:

(I.1) ,(I.2) s'écrivent :

Remplaçant la vitesse de référentiel  $\omega_s$  par  $\omega_p$  :

$$\begin{cases}
 V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_p \Phi_{qs} \\
 V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_p \Phi_{ds}
 \end{cases} \tag{I.7}$$

$$\begin{cases}
 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_p - \omega) \Phi_{qr} \\
 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_p - \omega) \Phi_{dr}
 \end{cases} \tag{I.8}$$

Avec :

$$\begin{cases}
 \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\
 \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr}
 \end{cases} ; \quad \begin{cases}
 \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\
 \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs}
 \end{cases} \tag{I.9}$$

et :

$L_s = l_s - M_s$  : Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_r$  : Inductance cyclique rotorique.

$M_{sr} = M_{rs} = M$  : Inductance mutuelle cyclique entre rotor et stator.

### I.2.4-Equation mécanique de la MAS :

Le couple électromagnétique est donné par l'expression générale suivante :

$$C_{em} = p [I_s]^t \frac{d}{d\theta} [M_{sr} \mathbf{I}_r] \quad (\text{I.10})$$

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (\text{I.11})$$

La résolution analytique dans ce repère est très difficile car le système d'équations est à coefficients variables en fonction de  $\theta$  (angle de rotation électrique de la machine). L'application d'une transformation dite de Park nous permet la résolution d'un tel système.

### I.3- Transformation de Park :

La transformation de Park consiste à transformer un système triphasé  $(a, b, c)$  en un système diphasé équivalent  $(d, q)$  (Figure.I.6) .

Les matrices de passage directe  $[P(\theta)]$  et inverse  $[P(\theta)]^{-1}$  sont ainsi définies comme suit : [Seg 2003], [Pat 1993]

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

et on a :  $[X_a X_b X_c]^t = [P(\theta)][X_a' X_b' X_c']^t$ .

$X$  : Peut être la tension, le courant ou le flux.

### • Conventions :

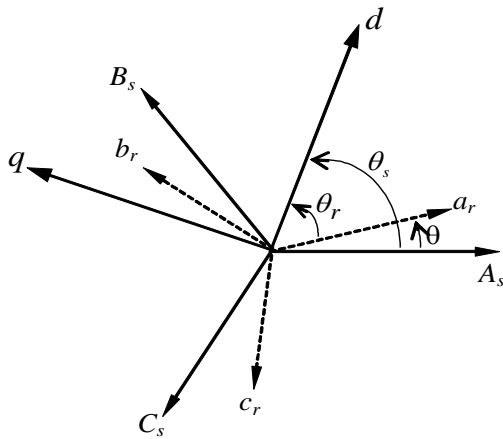
La machine est représentée par trois phases statoriques  $A_s, B_s$  et  $C_s$  trois phases rotoriques  $a_r, b_r, c_r$  (Figure.I.5).

$$\omega = p\Omega = \frac{d\theta}{dt}; \theta_r = \theta_p - \theta$$

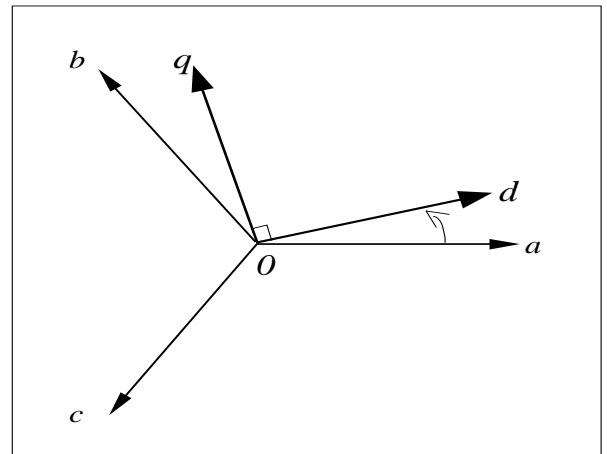
On a:

$\omega_p = d\theta_p / dt$  : vitesse angulaire des axes  $(d, q)$  par rapport au stator.

$\omega_r = d\theta_r / dt$  : Vitesse angulaire des axes  $(d, q)$  par rapport au rotor.



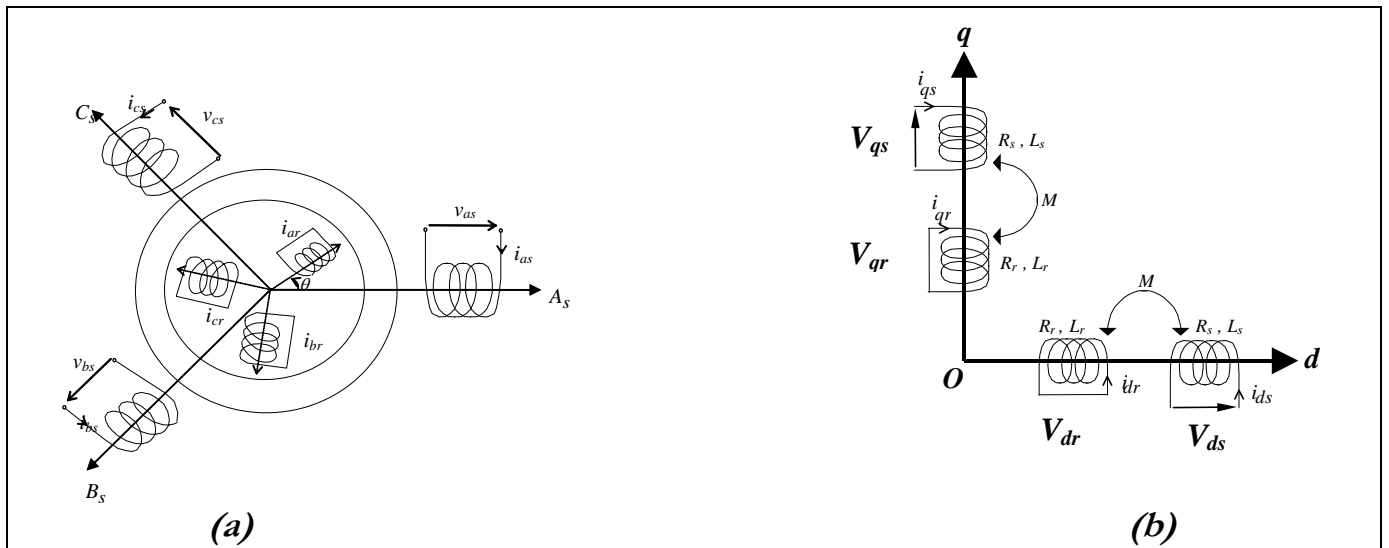
**Figure.I.5-** Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique.



**Figure.I.6-** Systèmes d'axes triphasés  $(o, a, b, c)$  et diphasés  $(o, d, q)$ .

**I.4- Modélisation de la MAS dans le repère de Park :**

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variables en faisant intervenir l'angle entre les axes des enroulements et les nouveaux axes  $d$  et  $q$ . Ceci peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels ( $a_s, b_s, c_s$ ) et ( $a_r, b_r, c_r$ ), des enroulements fictifs ( $d_s, q_s$ ) et ( $d_r, q_r$ ), dont les axes magnétiques sont liés aux axes  $d$  et  $q$  (Figure.I.7) . [Seg 2003] , [ Pat 1993]



**Figure.I.7-** Représentation de la MAS dans l'espace électrique (a) et dans le repère de Park (b).

Dans le repère de Park ( $d, q$ ) tournant à la vitesse angulaire  $\omega_p = d\theta_p/dt$ , les équations (I.1) et (I.2), s'écrivent par l'application de La transformation de Park on va obtenir les mêmes équations (I.7), (I.8), (I.9).

**I.4.1- Choix du référentiel :**

Le référentiel est le système d'axes ( $d, q$ ) associé à la vitesse de rotation choisie pour lui, c'est à dire  $\omega_p$ . Il y a trois types de référentiel intéressants. En pratique, le choix se fait en fonction du problème étudié. [Seg 2003] , [Pat 1993]

**a- Référentiel lié au stator :**

C'est le référentiel le mieux adopté pour travailler avec les grandeurs instantanées. Il se traduit par la condition :

$$\frac{d\theta_p}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega \tag{I.13}$$

**b- Référentiel lié au rotor :**

C'est le choix quand on a besoin d'étudier des grandeurs rotoriques. Il se traduit par

la condition :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_p}{dt} = \omega \quad (\text{I.14})$$

**c- Référentiel lié au champ tournant :**

C'est pour l'étude de la commande. Dans ce cas :

$$\omega_p = \omega_s \quad (\omega_s: \text{Vitesse de synchronisme})$$

$$\frac{d\theta_p}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} \Rightarrow \omega_p = \omega_s \quad (\text{I.15})$$

Dans notre travail, on va prendre un référentiel lié au stator. Le modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrit alors dans ce repère de Park comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \end{array} \right. ,$$

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega \Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega \Phi_{dr} \end{array} \right.$$

(I.16)

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_j \Omega \end{array} \right.$$

(I.17)



Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{array} \right. , \left\{ \begin{array}{l} \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{array} \right. , \left\{ \begin{array}{l} \Phi_{dm} = M (i_{ds} + i_{dr}) \\ \Phi_{qm} = M (i_{qs} + i_{qr}) \end{array} \right. \quad (I.18)$$

### **I.5- les équations utilisées dans le modèle simulink:**

Nous allons utiliser l'opérateur de Laplace intégral  $1/s$  à la place de l'opérateur de Laplace dérivation  $s$  parce que simulink marche mieux avec cet opérateur.

#### **a- Référentiel lié au stator :**

Si nous revenons aux systèmes d'équations (I.16) les flux de stator et rotor s'expriment comme suit (nous avons choisi ce référentiel pour simuler notre machine)

$$\begin{aligned} \Phi_{ds} &= 1/s \times (v_{ds} - R_s i_{ds}), \\ \Phi_{qs} &= 1/s \times (v_{qs} - R_s i_{qs}), \\ \Phi_{dr} &= 1/s \times (-R_r i_{dr} - \omega \Phi_{qr}), \\ \Phi_{qr} &= 1/s \times (-R_r i_{qr} + \omega \Phi_{dr}) \end{aligned} \quad (I.19)$$

Et de la même façon nous exprimons à partir du système (I.18) les courants statoriques et rotoriques comme suit:

$$\begin{aligned} i_{ds} &= \Phi_{ds}/L_s - M i_{dr}/L_s \\ \text{Nous essayons d'exprimer } i_{ds} \text{ seul :} \\ \text{Donc on remplace } i_{dr} \text{ dans l'expression précédente par la relation suivante :} \\ i_{dr} &= \Phi_{dr}/L_r - M i_{ds}/L_r \\ \text{Nous aurons :} \\ i_{ds} &= \Phi_{ds}/L_s - M(\Phi_{dr}/L_r - M i_{ds}/L_r) \\ i_{ds} &= \Phi_{ds} \times L_r/L_x - \Phi_{dr} \times M/L_x \\ \text{Avec } L_x &= L_s \times L_r - M^2 \end{aligned} \quad (I.20)$$

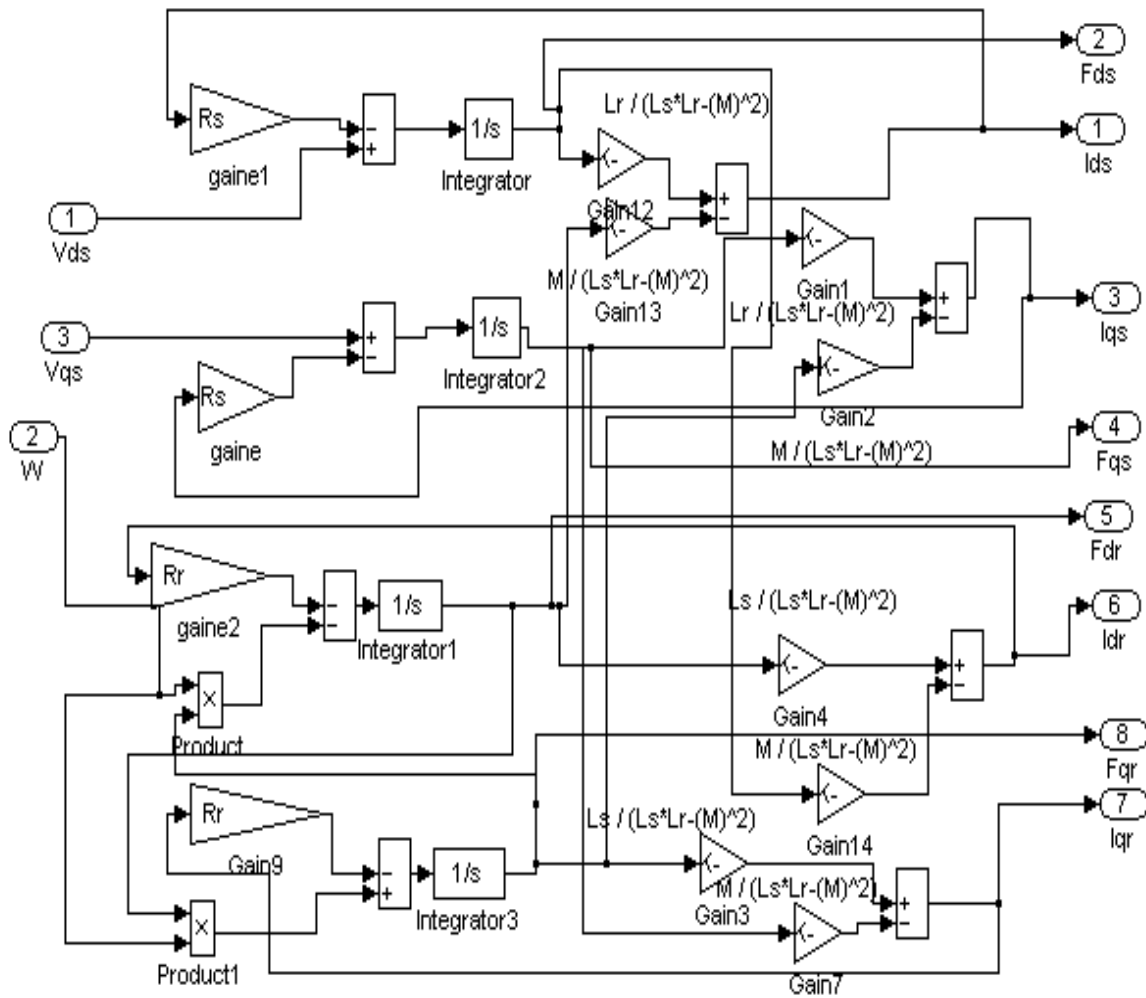
Donc de la même façon nous pouvons exprimer les autres courants :

$$\begin{aligned} i_{qs} &= \Phi_{qs} \times L_r/L_x - \Phi_{qr} \times M/L_x \\ i_{dr} &= \Phi_{dr} \times L_s/L_x - \Phi_{ds} \times M/L_x \\ i_{qr} &= \Phi_{qr} \times L_s/L_x - \Phi_{qs} \times M/L_x \end{aligned} \quad (I.21)$$

Le couple électromagnétique :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_j \Omega \end{array} \right. \quad (I.22)$$

$$\text{la vitesse de rotation: } \Omega = (C_{em} - C_r) / (K_f + sJ) \quad (I.23)$$



**Figure I.8-** Schéma fonctionnel des courants  $I_{qs}$ ,  $I_{ds}$ ,  $I_{qr}$ ,  $I_{dr}$ , et les flux  $F_{qs}$ ,  $F_{ds}$ ,  $F_{qr}$ ,  $F_{dr}$  Dans la base de Park (référentiel statorique)

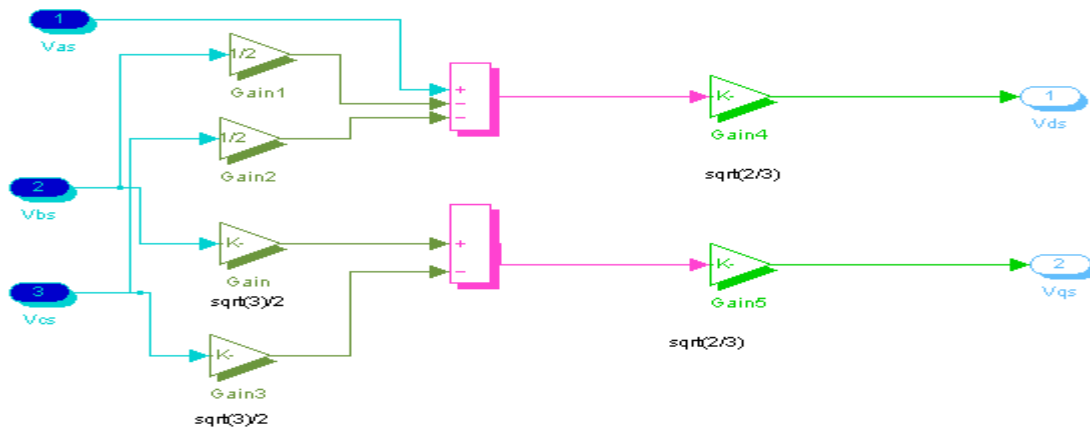


Figure I.9- schéma fonctionnel de la transformation de Park directe

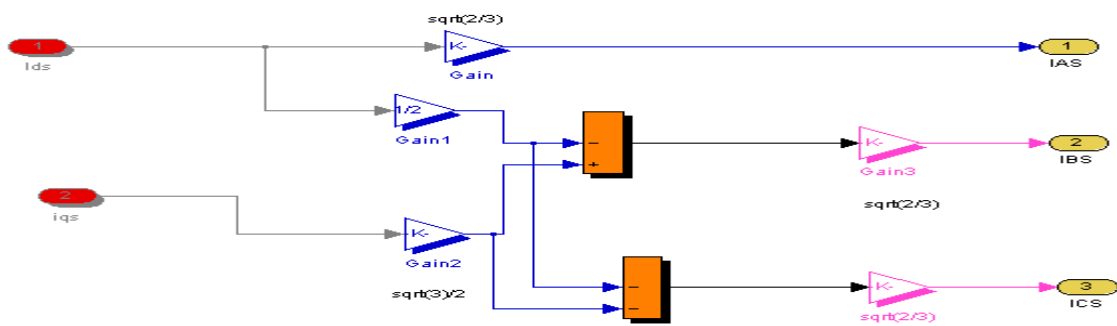
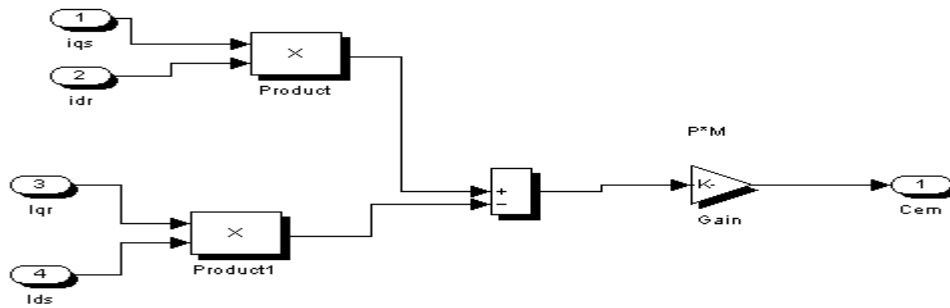


Figure I.10-: schéma fonctionnel de la transformation de Park inverse



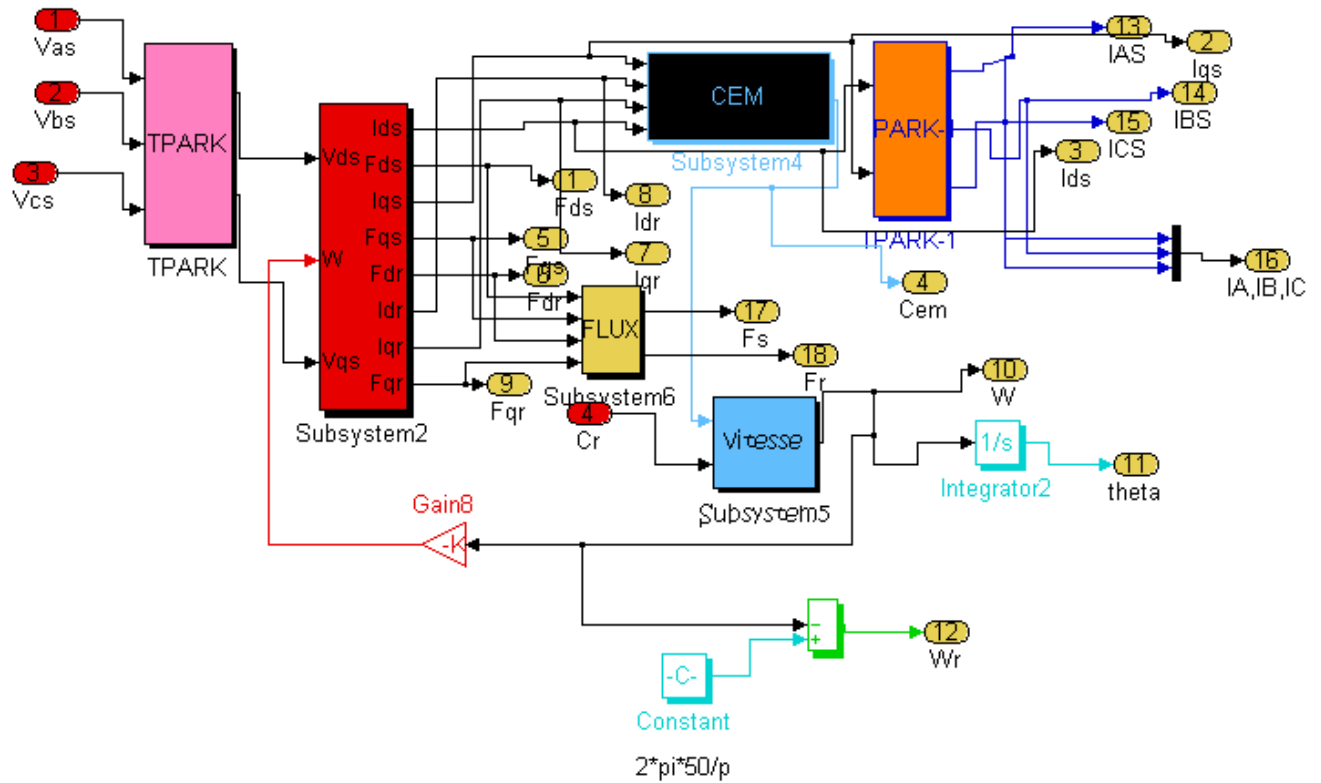
FigureI.11:- schéma fonctionnel simplifier couple électromagnétique



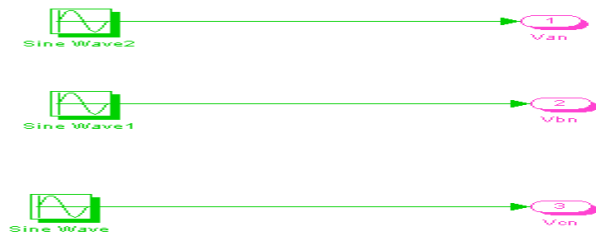
FigureI.12- Schéma fonctionnel de la vitesse



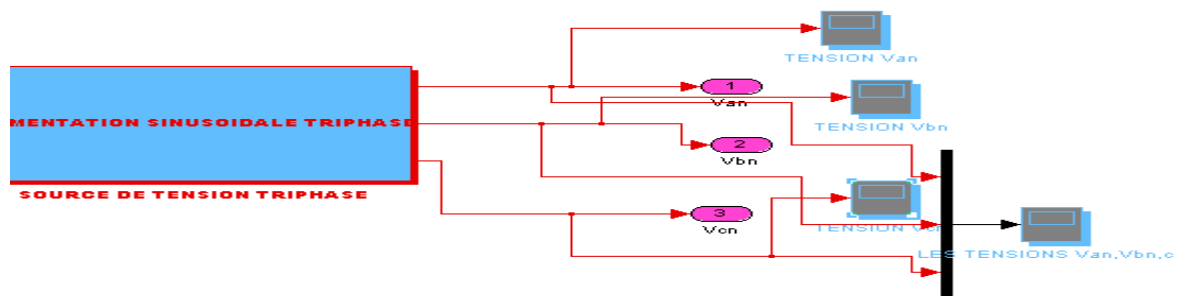
FigureI.13- Schéma fonctionnel de l'amplitude de flux statorique et rotorique



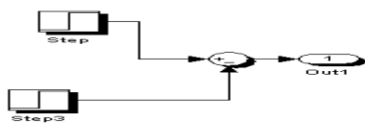
FigureI.14- Schéma fonctionnel simplifier de la machine asynchrone dans la base de Park



FigureI.15- Schéma fonctionnel de l'alimentation triphasée 220V ,50Hz



FigureI.16- schéma de source de tension triphasée 220V, 50Hz



FigureI.17- : schéma fonctionnel de la charge

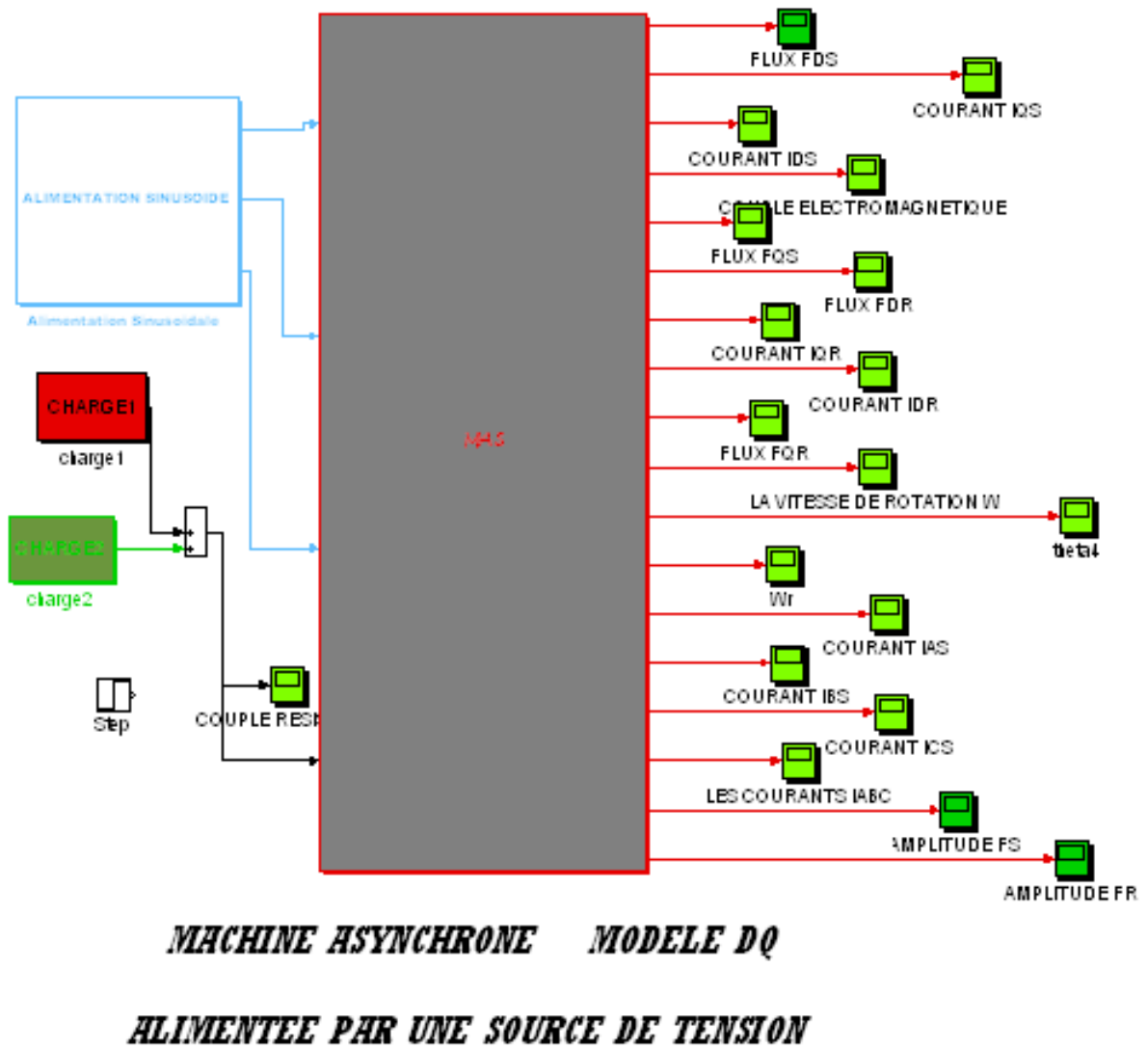
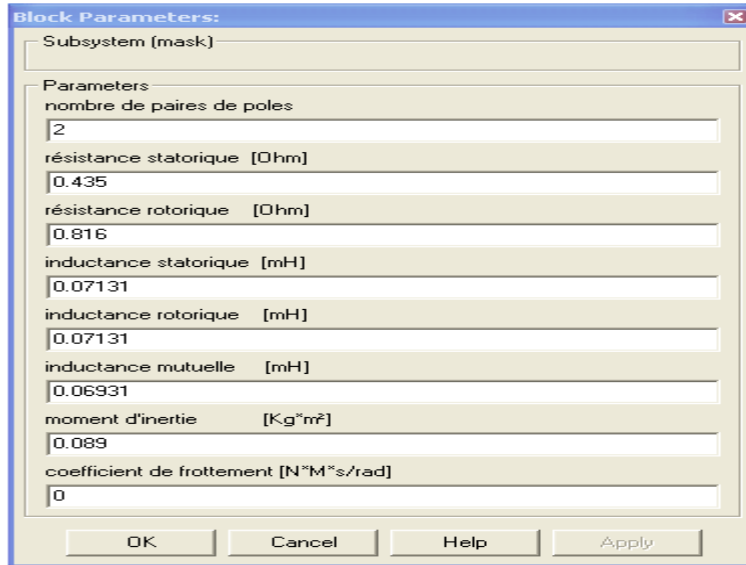
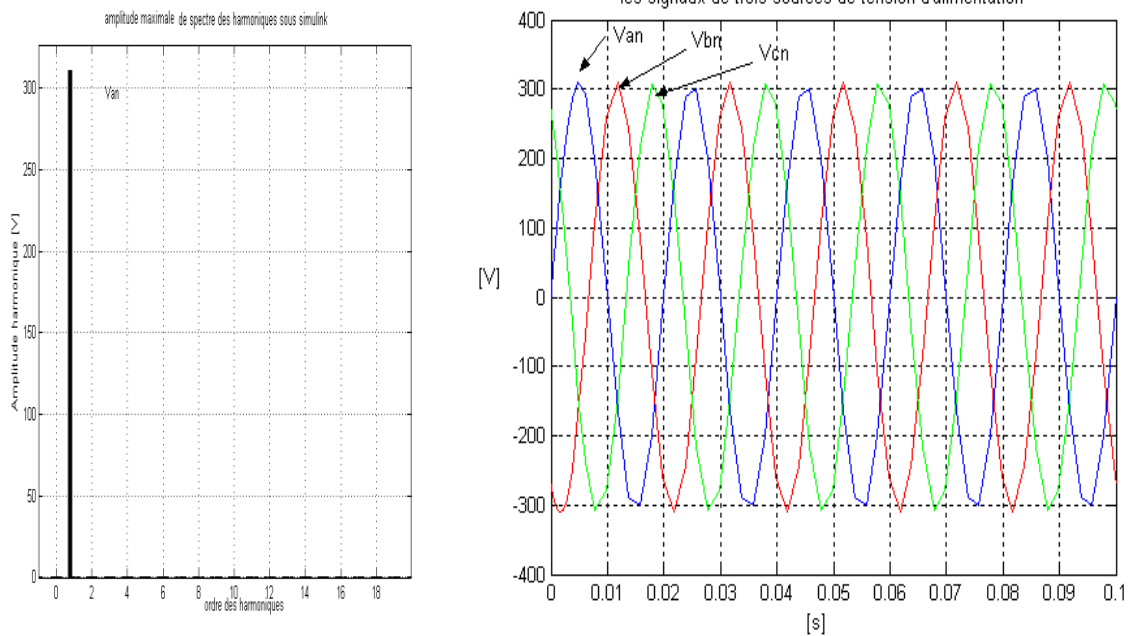


Figure I.18- Schéma bloc de la machine asynchrone à charge alimentée en vue de simulation.

**I.6- Résultats de la Simulation de la machine asynchrone sous Matlab-Simulink :**

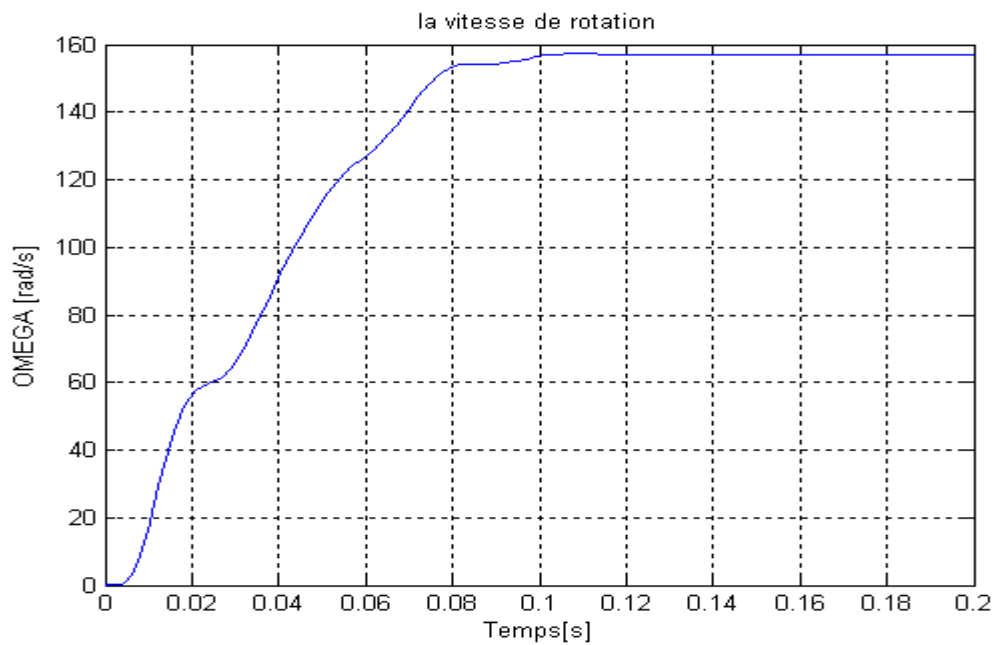
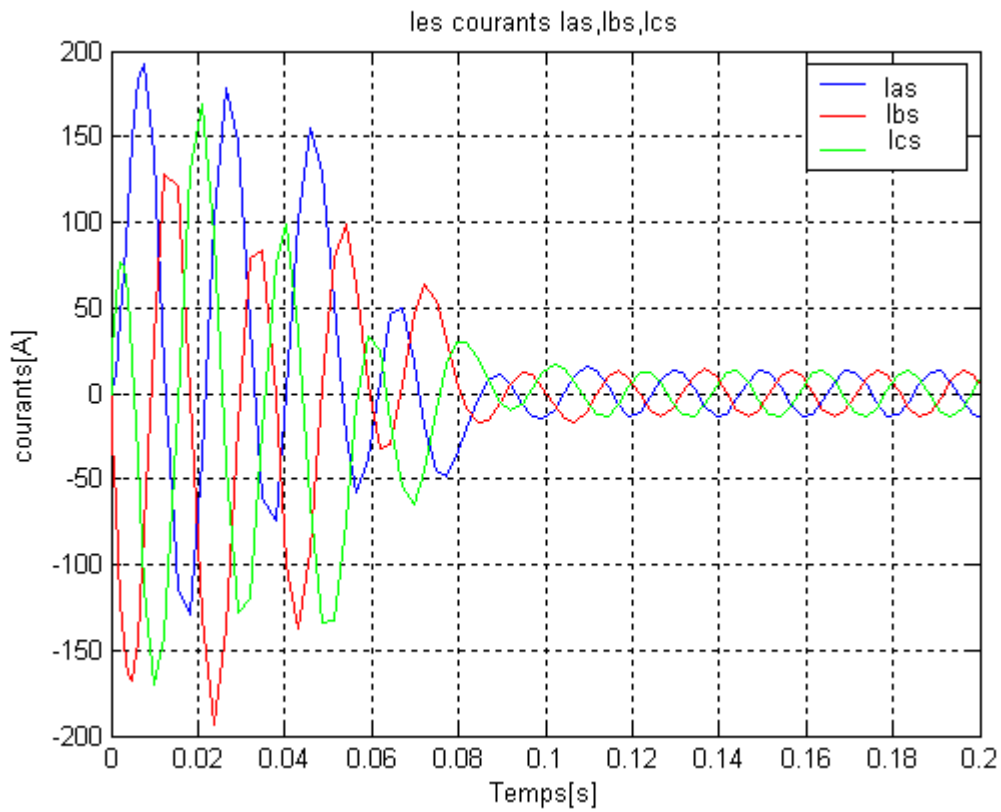


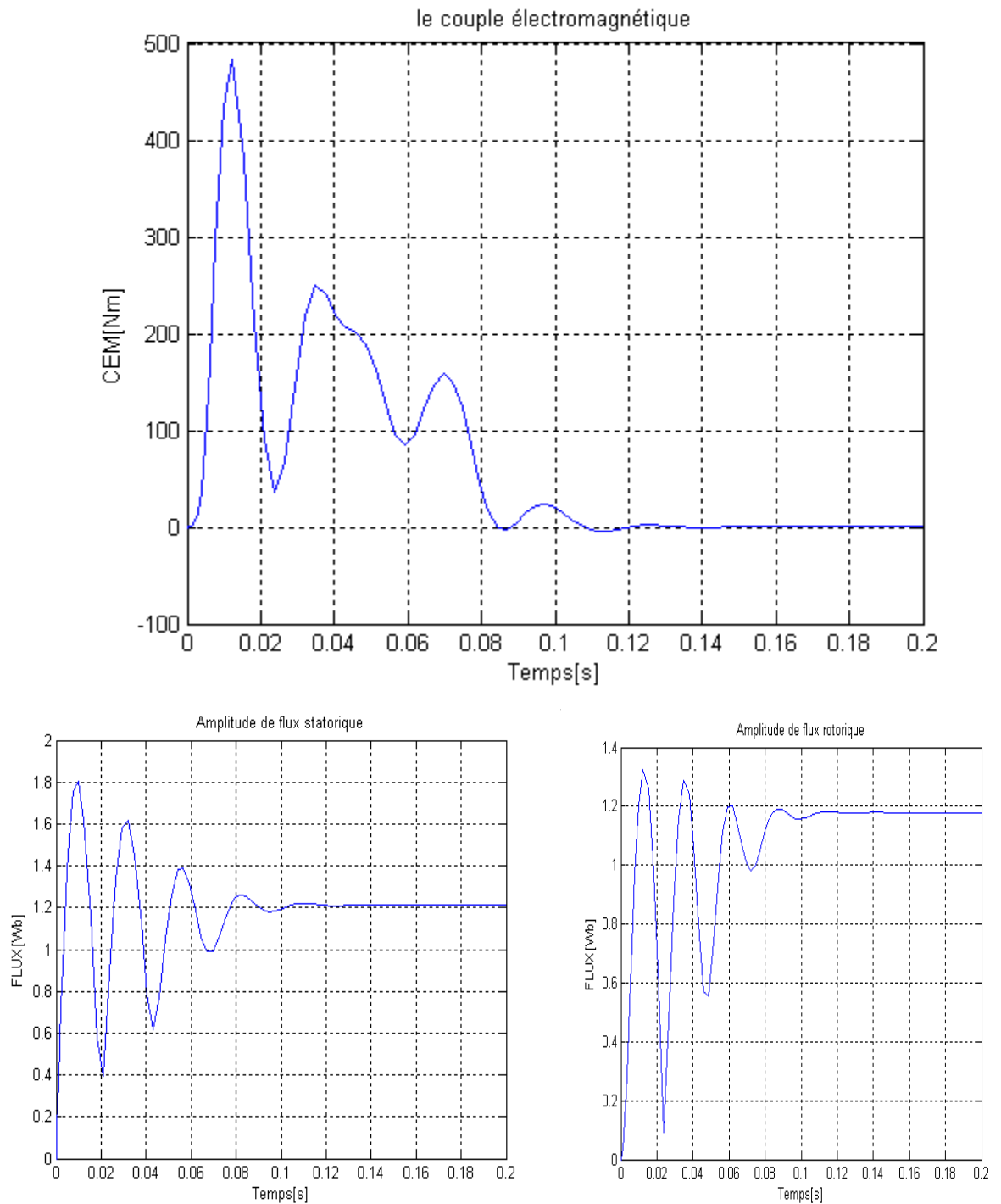
**Figure I.19-Paramètres de la machine asynchrone triphasée**



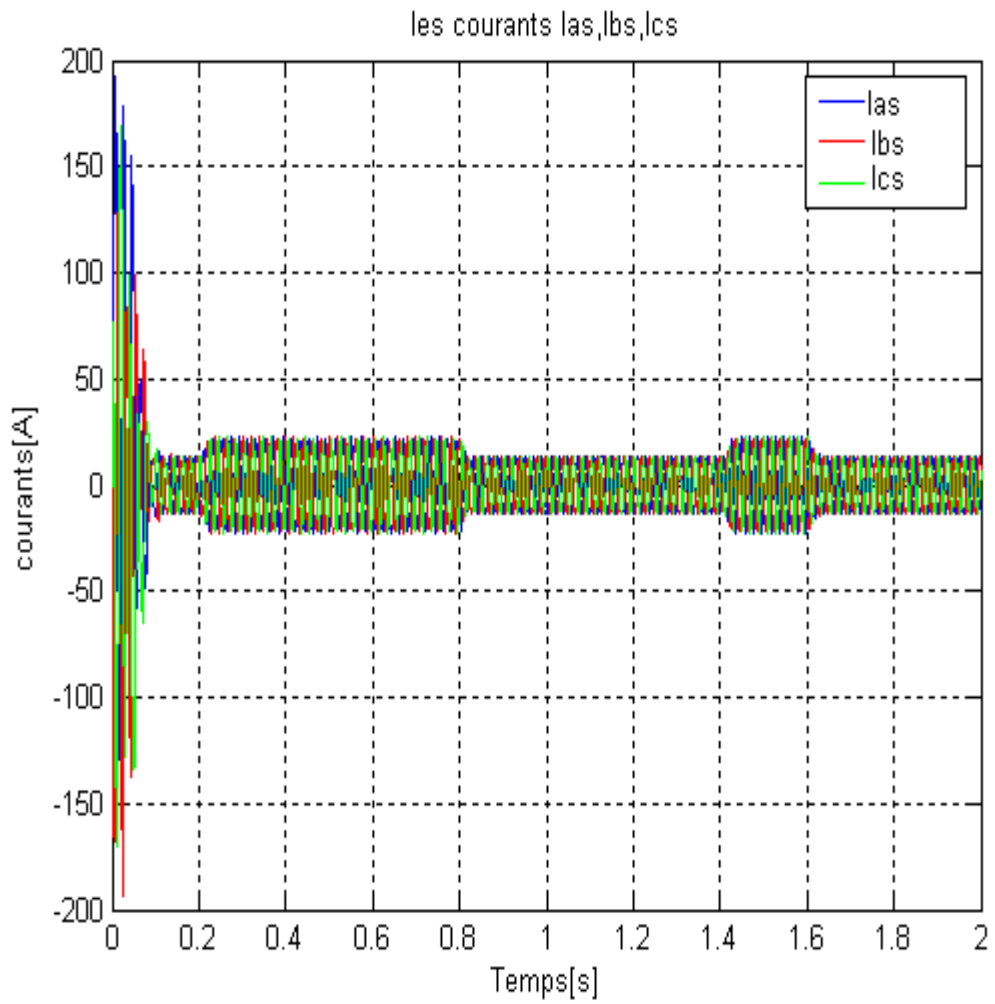
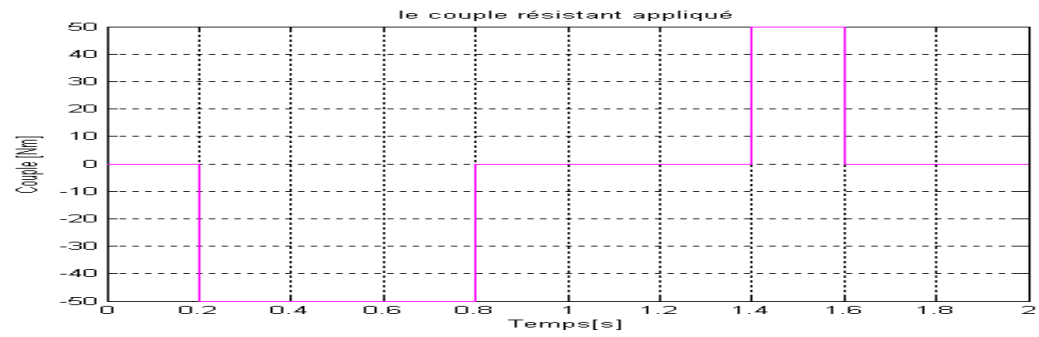
**Figure I.20- à gauche le spectre d'harmonique fondamentale de la phase d'alimentation  $V_{an}$  et à droite l'alimentation de tension triphasée équilibrée**

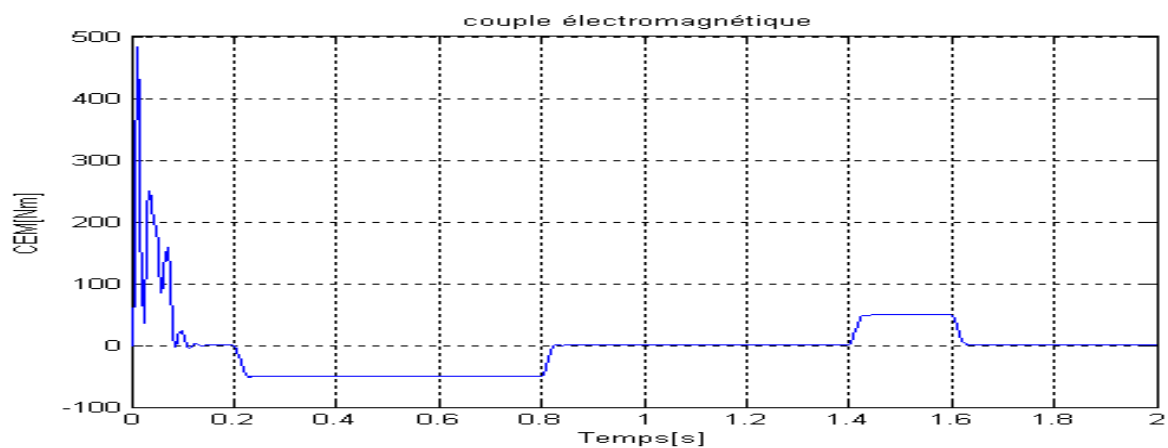
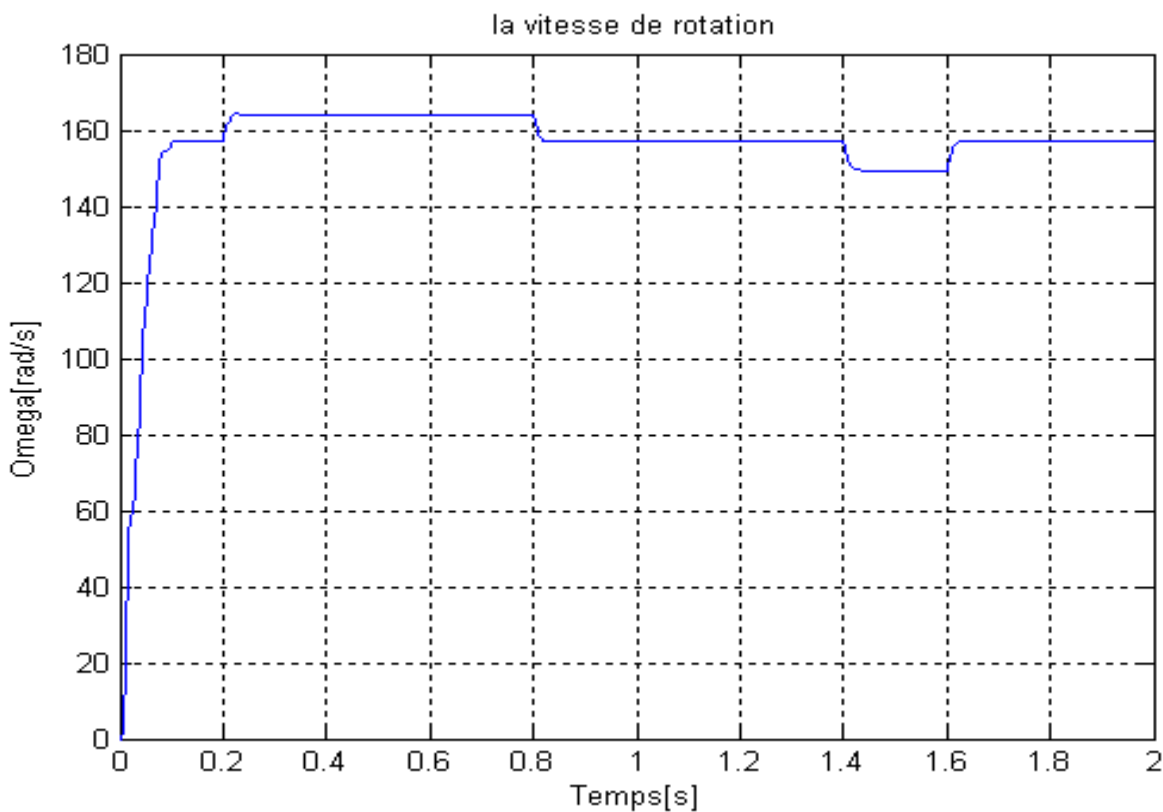


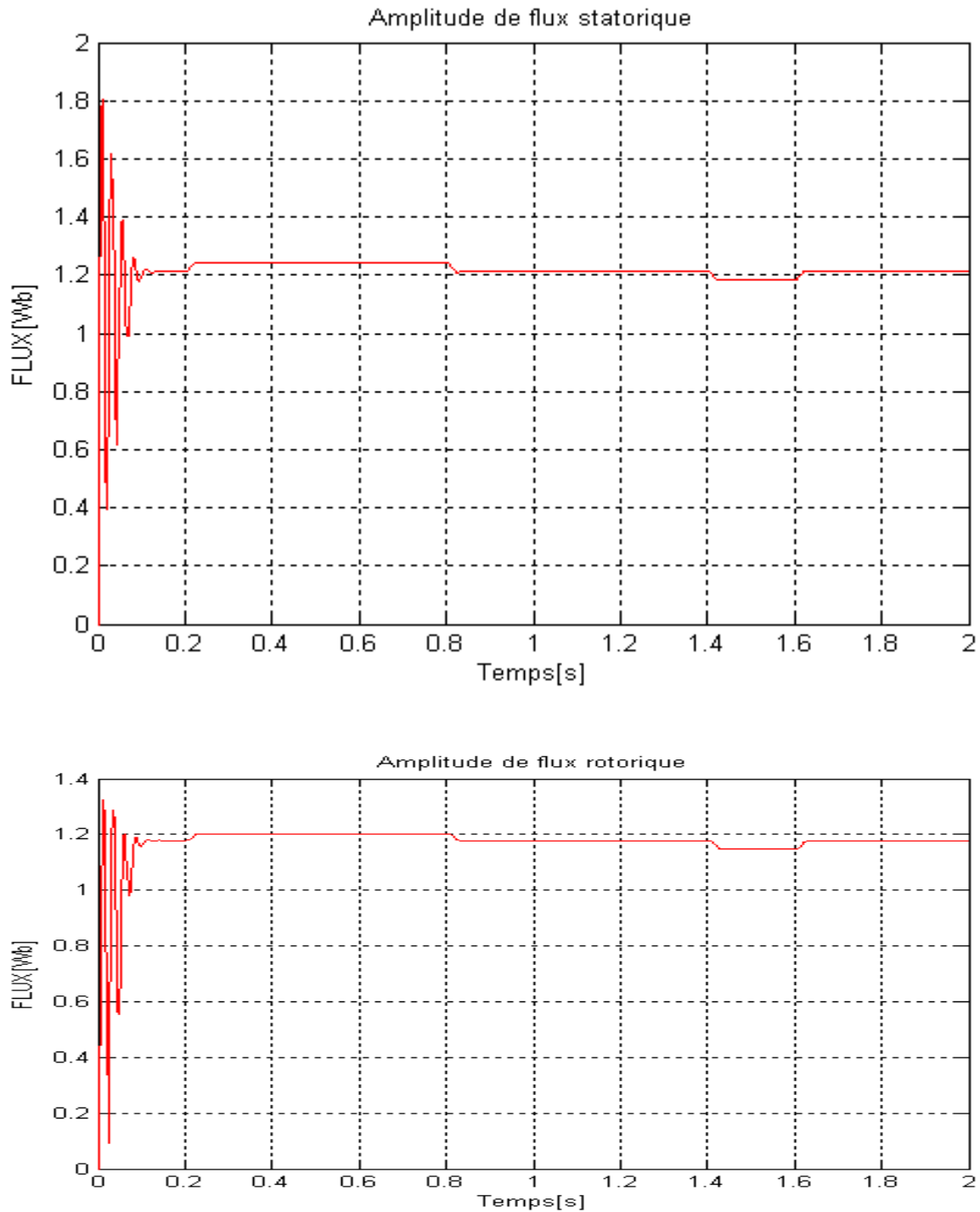




FigureI.21- Simulation de la machine asynchrone à vide en fonction de temps







**Figure I.22-** Simulation de la machine à charge avec l'application d'un couple résistant  $C_r = -50$  [Nm] de 0.2[s] à 0.8 [s] et  $C_r = 50$  [Nm] de 1.4[s] à 1.6[s].

### **I.6.1- Interprétation des résultats :**

Dans ce premier chapitre, on a simulé la machine asynchrone dans la base de park ( $d, q$ ) dans le référentiel statorique, alimentée par un réseau triphasé équilibré 220/380 V,  $f=50$  Hz, figure I.20; à vide et à charge sous le logiciel simulink/matlab.

Voir les paramètres de la machine asynchrone (annexe1).

sur La figure I.21 donne le résultats de la simulation de la MAS à vide ,c'est-à-dire le couple résistant est nul  $C_r=0$ , si on voit bien la courbe de couple électromagnétique au démarrage à vide ,qu'il est fortement oscillatoire ,il atteint un pic de 480[Nm],et aussi un fort appel de courant bref ,mais très important,engendrant un bruit dans la partie mécanique à cause de CEM très important au démarrage ,et le bruit disparaîtra quand le CEM devient nul parce que nous avons annulé le couple résistant ,le régime permanent est atteint dans un délai très court,la vitesse de rotation  $\Omega$  de rotor est quasi linéaire au démarrage et se stabilisera à 157 [rad/s], parce que le moteur possède 2 paires de pôles. La vérification des courbes, de CEM, Vitesse, Flux, Courants, le temps d'établissements de ces grandeurs est de l'ordre de 0.1[s], ou plus exactement le temps de régime transitoire durera 0.1[s] que ce soit à vide ou à charge.

Sur La figure I.22 donne le résultats de la simulation de la MAS à charge variable,  $C_r = -50$ [Nm] de 0.2[s] à 0.8 [s] et  $C_r = 50$ [Nm] de 1.4[s] à 1.6[s]. L'introduction de couple résistant négatif  $C_r = -50$ [Nm], à provoqué une augmentation de la vitesse rotation 164 [rad/s] et aussi une augmentation de flux statorique et rotorique, dans l'intervalle de temps 0.2[s] à 0.8 [s], on aperçoit bien que le CEM tendra vers la valeur de  $C_r = -50$ [Nm], au contraire l'application d'un couple positif  $C_r = 50$ [Nm] de 1.4[s] à 1.6[s]. À diminuer la vitesse de rotation à la valeur 149 [rad/s]. Et aussi une réduction de flux statorique et rotorique, le CEM tendra vers la valeur de couple résistant  $C_r = 50$ [Nm], le courant augmentera lorsque couple résistant est appliqué quel que soit positif ou négatif.

### **I.7-CONCLUSION :**

Dans ce chapitre, on a utilisé des hypothèses simplificatrices et une transformation de park pour passer d'un système triphasé ( $a, b, c$ ) en un système biphasé équivalent ( $d, q$ ) , cette transformation permet de réduire la complexité de notre machine asynchrone et par conséquent simplifié son étude. On a présenté le modèle de park de la machine asynchrone, à savoir les équations électriques, magnétiques et l'équation mécanique.

Après cela nous avons simulé notre modèle de park sous simulink/matlab, les résultats obtenus confirment la validité de notre modèle lié au référentiel statorique. Les graphiques examinés des grandeurs (tension, couple, vitesse, courant,...) lors de l'alimentation de la machine par une source de tension équilibrée à vide ou à charge, nous a permis de connaître les caractéristiques des grandeurs électriques de la machine asynchrone pendant les régimes transitoire et permanent et aussi pour la préparer ultérieurement à l'association avec les différents types des onduleurs.

# Chapitre 2

## Modélisation et simulation d'un redresseur et d'un convertisseur à deux niveaux commandé Par différentes stratégies

**INTRODUCTION :**

Pour commander un moteur électrique à vitesse variable, il faut associer un convertisseur (onduleur), entre l'alimentation triphasée et la machine asynchrone .Mais quel convertisseur faut il associé à notre machine qui marche avec une tension alternative, donc il faut un convertisseur de tension alternative de type (AC-DC-AC)(1<sup>er</sup> étage [AC-DC](redresseur+filtre)ou(filtre+redresseur)(filtrage des harmoniques),( par exemple redresseur(passif) à diodes ou redresseur (actif)( à thyristors), (passif et actif )signifie (commandé et non commandé)( le deuxième étage [DC-AC] c'est notre convertisseur à deux niveaux qui nous allons étudier dans ce chapitre. Dans les applications industrielles en utilise le schéma bloc pour le système d'alimentation d'une machine asynchrone comme suit : [Dar2005]

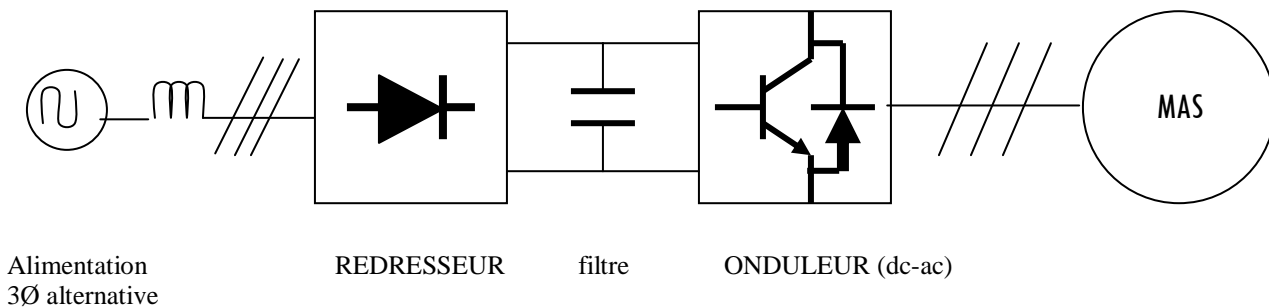


Figure II.1- Schéma bloc de système d'alimentation d'une machine asynchrone.

**II.1-REDRESSEUR A DIODES :**

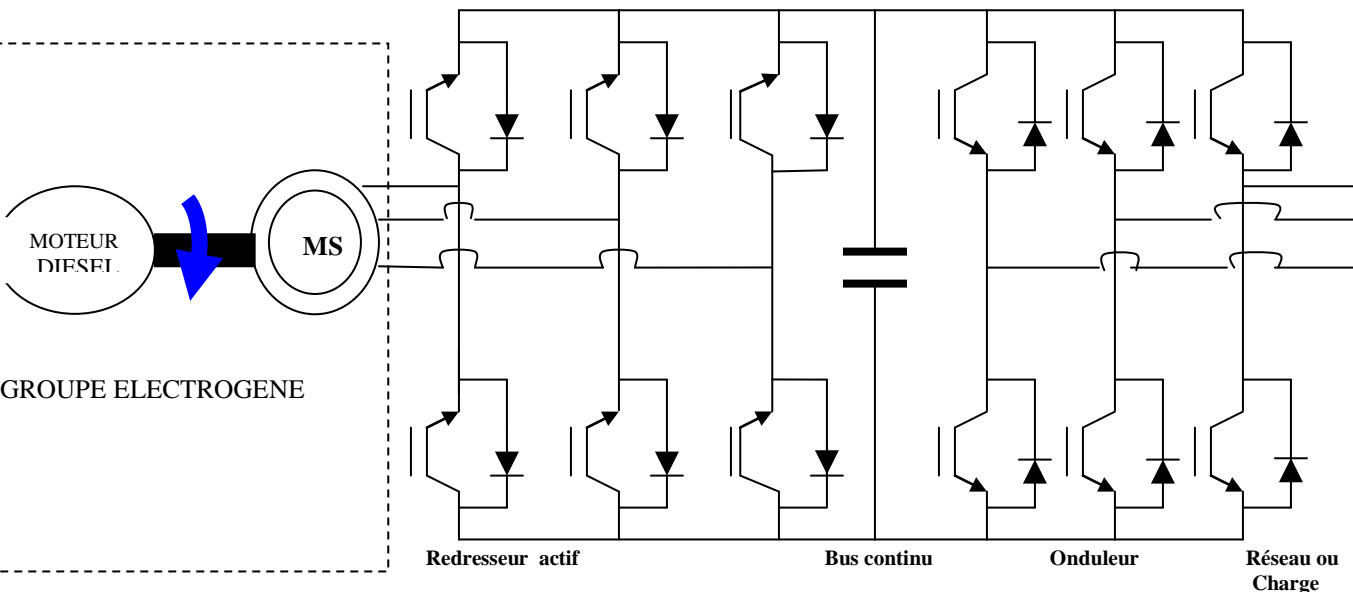


Figure II.2-Schéma explicatif de l'association d'un générateur avec un redresseur et un onduleur pour alimenter une charge.



C'est un convertisseur qui peut changer la tension alternative en tension continu (amplitude constante et fréquence nulle  $f=0$ ), le convertisseur est un pont de diodes ( 6 diodes) ,deux diodes à chaque bras à la sortie de redresseur,la diode ( permet le passage uniquement des alternances positives) voir la figure (ci- dessous ).

Il y'a toujours une capacité (pour filtrer et stocker l'énergie électrique) et comme le redresseur est le responsable de génération des harmoniques dans l'alimentation (soit en met à l'entrée de redresseur une inductance ou à la sortie de redresseur) pour filtrer ces harmoniques.

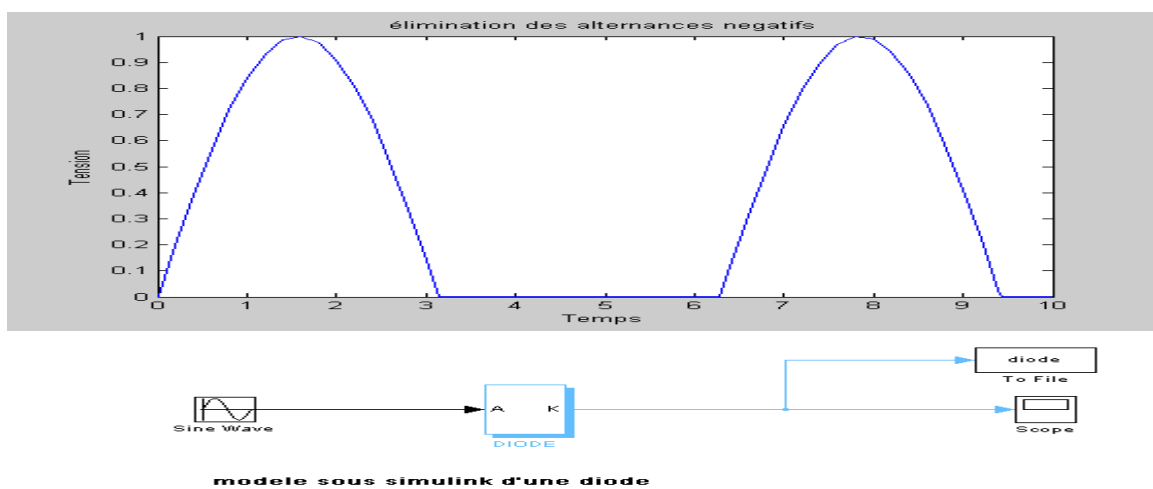


Figure II.3-la forme de la tension à la sortie d'une diode.

### II.1.2- modélisation du redresseur triphasé double alternance:

Comme nous avons dit avant le redresseur est un convertisseur (alternatif/continu),il faut donc l'alimenter par une tension alternatif,c' est un redresseur qui comporte trois diodes ( $D_1,D_2,D_3$ ) à cathode commune assurant l'aller du courant  $I_d$ , et aussi trois diodes ( $D_4,D_5,D_6$ ) assurant le retour du courant  $I_d$  (voir figure ci-dessous).

Supposons que notre redresseur est alimenté par trois sources de tension alternatives équilibrées: [Tam2006]

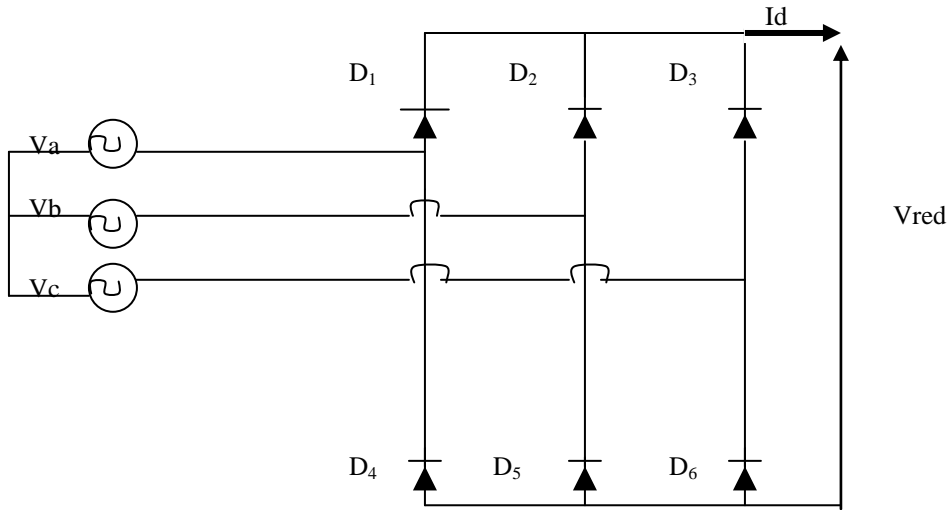


Figure II.4- Redresseur passif

$$\left\{ \begin{array}{l} V_a(t) = V_m \sin(2\pi f t) \\ V_b(t) = V_m \sin(2\pi f t - 2\pi/3) \\ V_c(t) = V_m \sin(2\pi f t - 4\pi/3) \end{array} \right. \quad (\text{II.1})$$

On définit la tension de sortie d'un redresseur par la relation suivante:

$$V_{\text{red}}(t) = \text{Max}[V_a(t), V_b(t), V_c(t)] - \text{Min}[V_a(t), V_b(t), V_c(t)] \quad (\text{II.2})$$

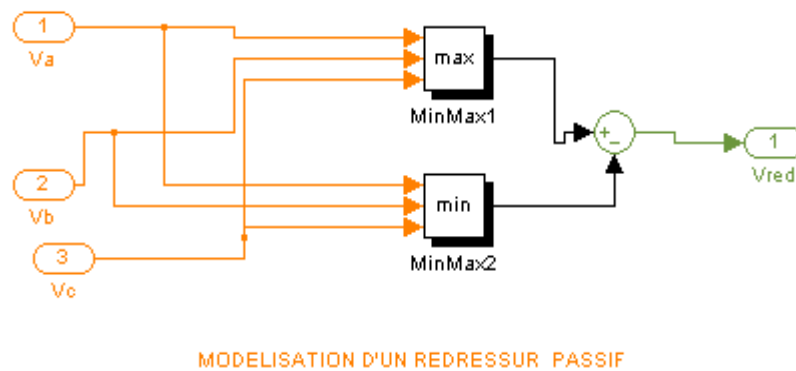


Figure II.5-modélisation sous simulink d'un redresseur passif

Est représentée par la figure suivante: [Chr 2005 ]

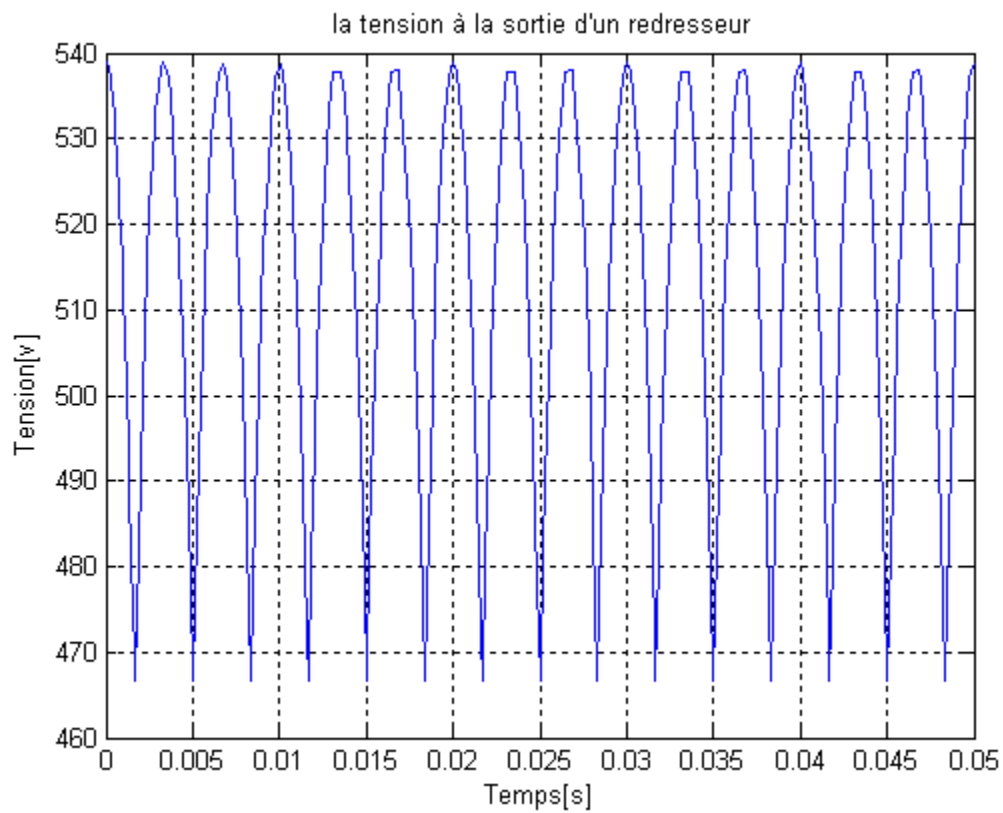


Figure II.6 – La forme de la tension à la sortie d'un redresseur passif

## II.2-Modélisation du filtre :

À la sortie de notre redresseur on utilise un filtre passe bas "LC", pour diminuer les hautes fréquences, Ce filtre est schématisé par la figure II.7

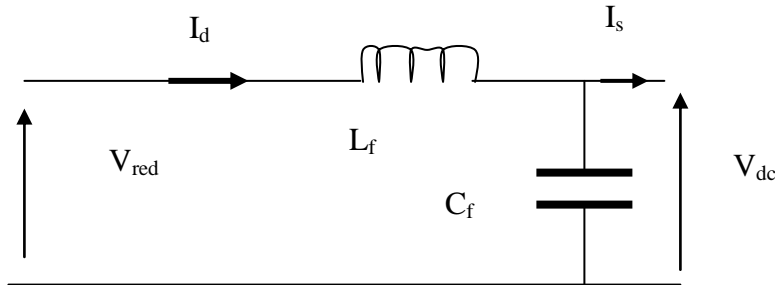


Figure II.7:circuit électrique d'un filtre passe bas

La fonction de transfert d'un filtre passe bas est :

$$F(s) = V_{dc} / V_{red}; \quad (\text{II.3})$$

$$V_{red}(t) = L_f dI_d(t) / dt + V_{dc}(t) \quad (\text{II.4})$$

$$dV(t)_{dc} / dt = 1 / C_f (I_d(t) - I_s(t)) \quad (\text{II.5})$$

appliquons le diviseur de tension et le transformer de laplace :

$$V(s)_{dc} = V_{red}(s) Z_C / Z_L + Z_C \quad (\text{II.6})$$

$Z_L, Z_C$  : les impedances de l'inductance et de condensateur respectivement.

$$Z_L = sL_f; Z_C = 1/sC_f; \quad (\text{II.7})$$

On va trouver:

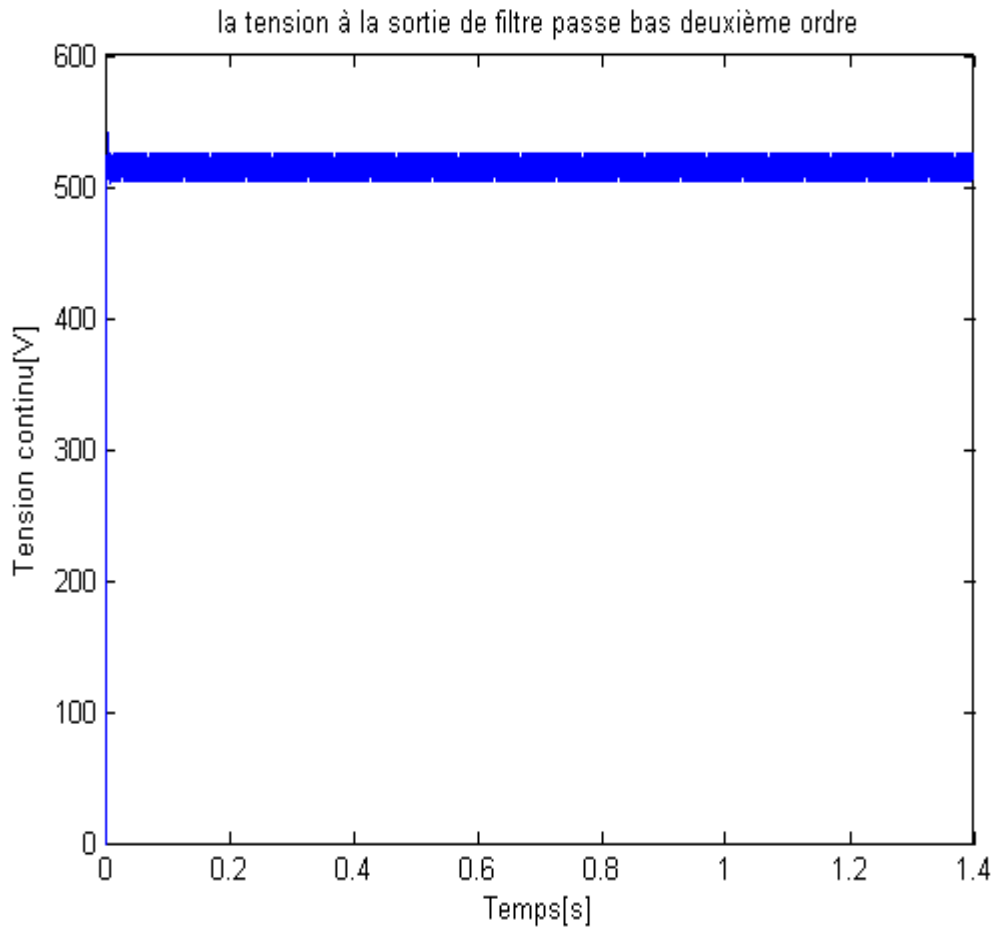
$$V(s)_{dc} = V_{red}(s) \times 1/sC_f / 1/sC_f + sL_f \quad (\text{II.8})$$

Après réarrangement :

$$F(s) = F(s) = V_{dc}(s) / V_{red}(s) = 1 / (s^2 L_f C_f + 1) = 1 / (1 + (\sqrt{L_f C_f} s)^2) \quad (\text{II.9})$$

La fréquence de coupure ,d'un filtre de deuxième ordre on remplaçant l'opérateur de laplace s par  $s=jw / w=2\pi f$ ; donc:

$$f_c = 1/2\pi (\sqrt{L_f C_f}) \tag{II.10}$$



**Figure II.8:** la tension à la sortie d'un filtre passe bas

**II.3- Association convertisseur –MAS:**

L'onduleur de tension à deux niveaux(2N) est un convertisseur statique(continu/alternatif) , constitué de trois bras,à chaque bras il y'a une cellule de commutation, on peut dire des interrupteurs commandables , sont généralement des transistors (IGBT) avec une diode ,ou à thyristors (GTO) pour les grandes puissances , par l'intermédiaire de ces interrupteurs nous pouvons hachés ,la tension filtrée  $V_{dc}$ , la sortie correspond au point milieu d'une bras ,la commande des interrupteurs d'une bras est faite d'une façon complémentaire .

On voit dans la figure suivante l'association de convertisseur avec notre moteur à cage (charge)

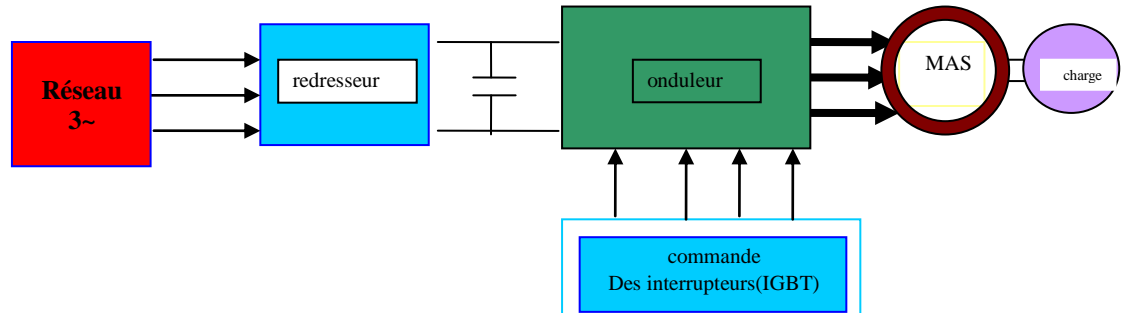


Figure II.9: Schéma bloc de la position de la commande par rapport au convertisseur  
 II.3.1-Modélisation de l'onduleur de tension: [Tar 2008]

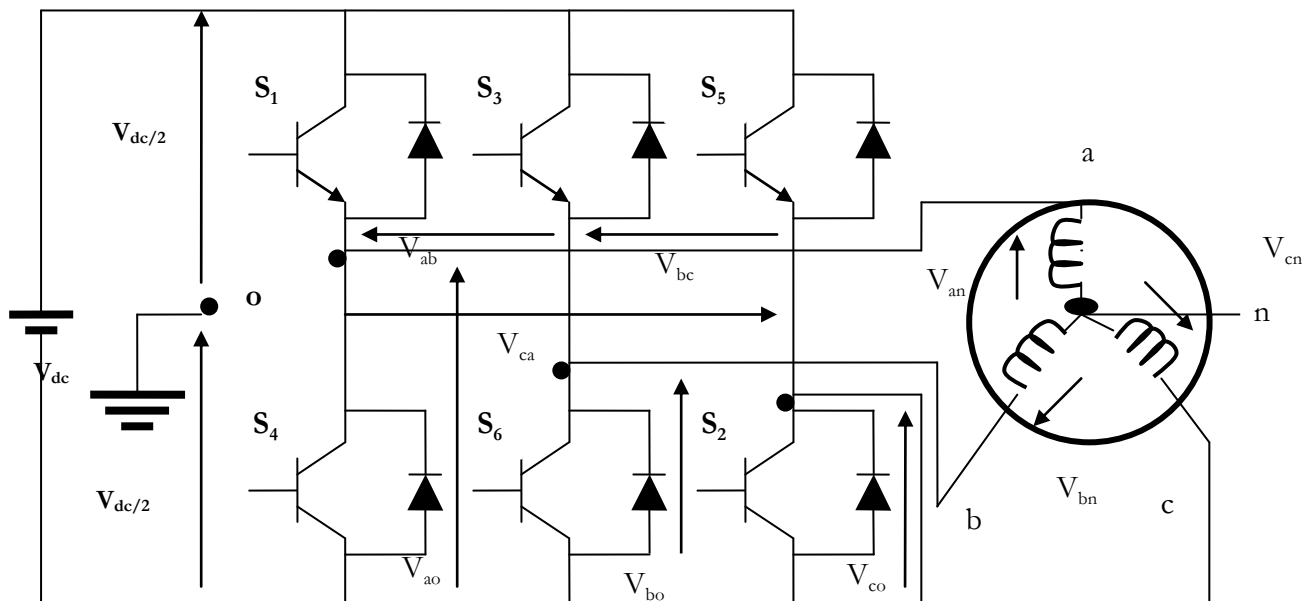


Figure II.10: schéma simplifier de l'association d'un convertisseur au bus continu et à la charge

Supposons que :

Les interrupteurs sont supposés idéales (chute de tension à ces bornes est nulle);

La commutation des interrupteurs est instantanée;

La charge est équilibrée (trois bobines de stator), couplée en étoile avec neutre isolé.

Les (IGBT) sont supposés des interrupteurs parfaits notés ( $S_i$  avec  $i=1, \dots, 6$ ).

Les Diodes par ( $D_i$  avec  $i=1, \dots, 6$ ).

Chaque interrupteur à deux états booléennes soit fermé ou ouvert par exemple l'interrupteur  $N^{\circ}=1$  ( $S_1 = 0$ ) ou ( $S_1=1$ ).

Donc quand ( $S_1 = 0$ ) le courant ( $I=0$ ) et la tension ( $V \neq 0$ ) interrupteur ouvert

Ou ( $S_1 = 1$ ) le courant ( $I \neq 0$ ) et la tension ( $V=0$ ) interrupteur fermé.

Nous avons d'après la figure précédente les tensions alternatives  $V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$  : tensions des phases de la charge.

$V_{no}$ : Tension de neutre de la charge par rapport au point fictif  $\ll o \gg$ .

Notre charge est équilibrée donc :  $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$ . (II.11)

On peut écrire les relations de charles , comme suit:

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (II.12)$$

Les tensions composées  $V_{ab}, V_{bc},$  et  $V_{ca}$  sont obtenus par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (II.13)$$

Tel que  $V_{ao}, V_{bo},$  et  $V_{co}$  : les tensions d'entrée de l'onduleur ou tension continues . elles sont référencées au point milieu  $\ll o \gg$  ou disons un diviseur de tension fictif à l'entrée.

La substitution de (II.11) et (II.12) donne:

$$V_{no} = 1/3(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (II.14)$$

Remplaçant (II.14) dans (II.12), nous obtenons:

$$\begin{cases} V_{an} = 2/3V_{ao} - 1/3V_{bo} - 1/3V_{co} \\ V_{bn} = -1/3V_{ao} + 2/3V_{bo} - 1/3V_{co} \\ V_{cn} = -1/3V_{ao} - 1/3V_{bo} + 2/3V_{co} \end{cases} \quad (II.15)$$

Donc l'onduleur de tension peut être modulisé par une matrice [T] assurant le passage de continu –alternatif. [Tam2006]

$$[V_{ac}] = [T] \cdot [V_{dc}]$$

Tel que les vecteurs :

$$[V_{ac}] = [V_{an} \quad V_{bn} \quad V_{cn}]^t \tag{II.16}$$

$$[V_{dc}] = [V_{ao} \quad V_{bo} \quad V_{co}]^t$$

$$[V_{dc}] = V_{dc} [S_1 \quad S_3 \quad S_5]^t$$

Il y'a deux états booléennes indépendants ,ces deux états de commutation supposées idéales :

$$S_i = (0 \text{ ou } 1), \text{ avec } i=1,3,5.$$

Notre matrice de transfert de l'onduleur est :

$$[T] = \begin{pmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{pmatrix} \tag{II.17}$$

$$[V_{AC}] = \begin{pmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_1 \\ S_3 \\ S_5 \end{pmatrix} \times V_{dc} \tag{II.18}$$



## **II.4- COMMANDE DE CONVERTISSEUR :**

Comme nous avons vu dans le premier chapitre, le moteur à cage, est alimenté par une source alternative (signal sinusoïdal), de cette petite remarque, il faut donc pour faire commander notre moteur des signaux sinusoïdales ou très proche de sinusoïdal si possible.

### **II.4.1-Modulation des largeurs d'impulsions triangle sinusoïdales (MLI-TRIANGLE-SINUSOIDALES):**

#### **II.4.1.2-principe de MLI:**

Donc il faut penser à une forme proche à notre alimentation triphasée équilibrée, la manière de faire cela et de prendre trois signaux de commande (modulantes).ces signaux sont les images des tensions que l'on souhaite appliquer sur chaque phase. Les tensions d'alimentation comme référence c'est-à-dire (amplitude constante et fréquence aussi constante), ces trois références (modulantes) seront comparées à une porteuse triangulaire, le résultat de cette comparaison nous donne des signaux à l'aide d'eux on peut commander les transistors de puissance, comme si les instants de commutation étaient déterminés par l'intersection de modulantes sinusoïdales avec la porteuse. C'est ainsi est piloté une phase de la machine. Les autres phases sont pilotées par des ensembles identiques déphasés de  $120^\circ$ .voir la figure II.11 cette méthode s'appelle modulation de largeur d'impulsion triangle-sinusoïdales .c'est-à-dire l'onduleur va nous délivrer des impulsions de tension d'amplitude fixe mais de largeur variable

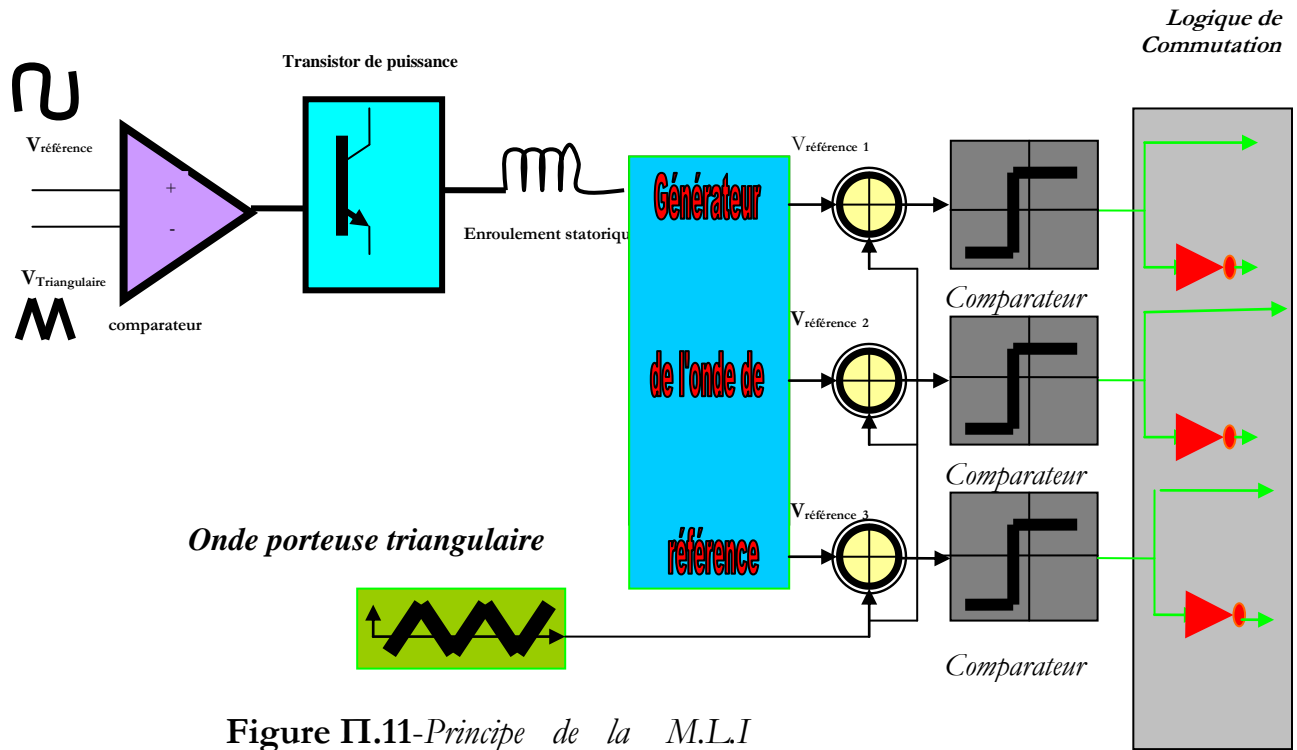


Figure II.11-Principe de la M.L.I

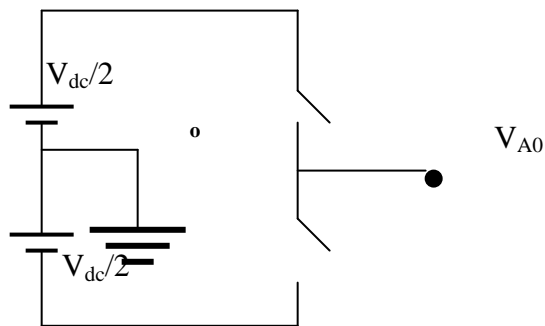


Figure II.12:représentation simplifier d'une seule phase d'un convertisseur deux niveaux.

**Π.4.1.3- le résultat de la comparaison entre l'onde de référence et la porteuse triangulaire:**

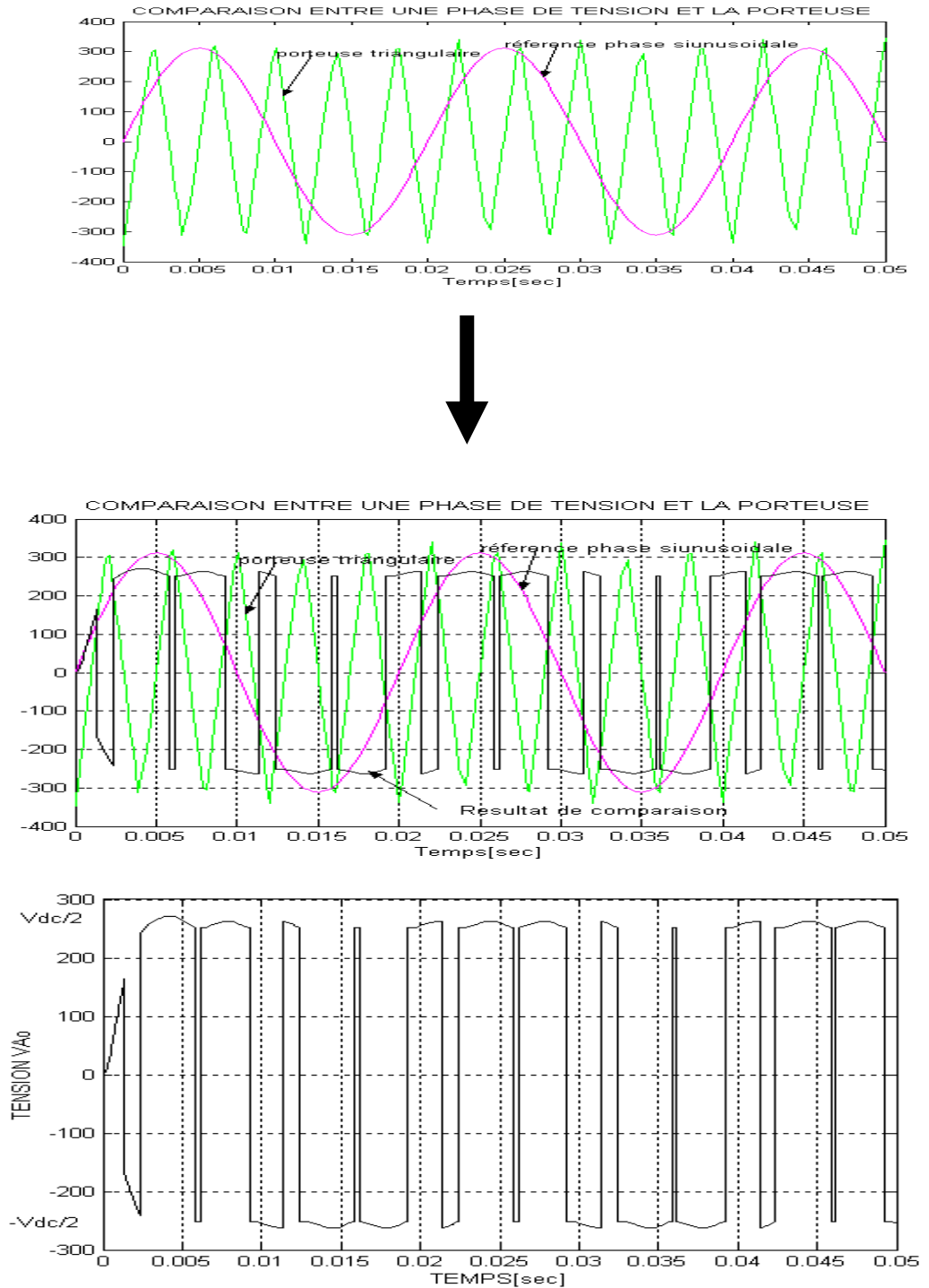


Figure Π.13: Le résultat de la comparaison entre l'onde de référence et la porteuse triangulaire.

Comme il est bien clair sur la figure II.13, la tension à la sortie de convertisseur est définie par l'algorithme de commande, Comme suit:

$$\begin{aligned} * \text{Quand } V_{\text{référence}} > V_{\text{triangulaire}} &\rightarrow V_{AO} = V_{dc}/2 \\ * \text{Quand } V_{\text{référence}} < V_{\text{triangulaire}} &\rightarrow V_{AO} = -V_{dc}/2 \end{aligned} \quad (\text{II.19})$$

Aussi, le convertisseur MLI sa tension de sortie à les caractéristiques suivantes :

- MLI fréquence est la même que la fréquence de  $V_{\text{triangulaire}}$
- l'amplitude est contrôlée par la valeur maximale de  $V_{\text{référence}}$
- la fréquence fondamentale est contrôlée par la fréquence de  $V_{\text{référence}}$ .

L'indice de modulation ( $m_a$ ) rapport des amplitudes est définie par :

$$(m_a = V_{\text{réf}}/V_{\text{tri}} = \max(V_{AO})/V_{dc/2}). \quad (\text{II.20})$$

L'indice de modulation ( $m_f$ ) rapport des fréquences est définie par:

$$(m_f = f_{\text{tri}}/f_{\text{réf}}). \quad (\text{II.21})$$

#### **II.4.1.4-LES TROIS PHASES DE CONVERTISSEUR TENSION AVEC UNE PORTEUSE:**

Figure II.14, représente un modèle de trois phases MLI convertisseur , et la figure II.16, représente l'onde porteuse  $V_{\text{tri}}$  et les trois phases de référence  $V_{\text{réf}}$  , les tensions de sortie de l'onduleur MLI , les tensions simples (ligne-neutre) sont ( $V_{ao}, V_{bo}, V_{co}$ ) ,et les tensions composées (ligne- ligne) sont ( $V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}$ ), respectivement.

La fréquence de  $V_{\text{triangulaire}}$  et  $V_{\text{référence}}$  est :

Fréquence de  $V_{\text{tri}}$  est  $f_{\text{tri}}$

Fréquence de  $V_{\text{réf}}$  est  $f_1$

Ou,  $f_{\text{tri}}$  : la fréquence de MLI et  $f_1$  : la fréquence fondamentale

La tension à la sortie de l'onduleur MLI est déterminer comme suit :

Quand  $V_{\text{réf}} > V_{\text{tri}}$ ,  $V_{AO} = V_{dc}/2$

Quand  $V_{\text{réf}} < V_{\text{tri}}$ ,  $V_{AO} = -V_{dc}/2$

Ou  $V_{AB} = V_{AO} - V_{BO}$ ,

$V_{BC} = V_{BO} - V_{CO}$ ,

$V_{CA} = V_{CO} - V_{AO}$ . [Woo2005]

**II.5- la Simulation de la machine asynchrone associée à un convertisseur à MLI:**

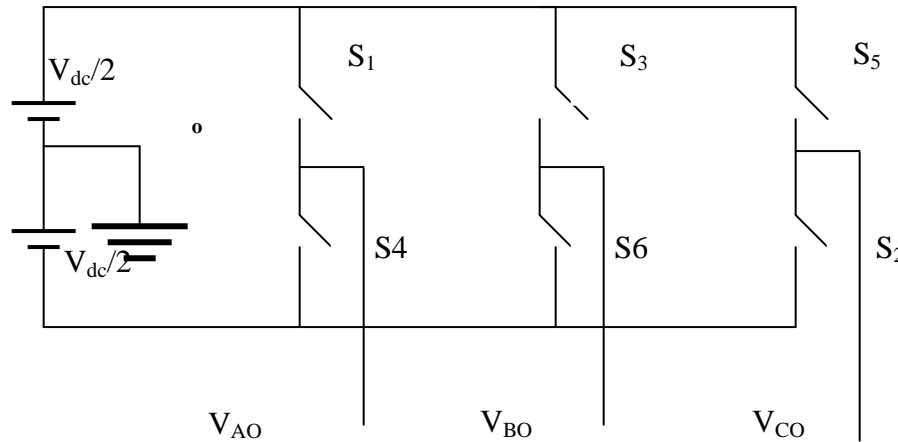


Figure II.14- Le convertisseur MLI trois phases

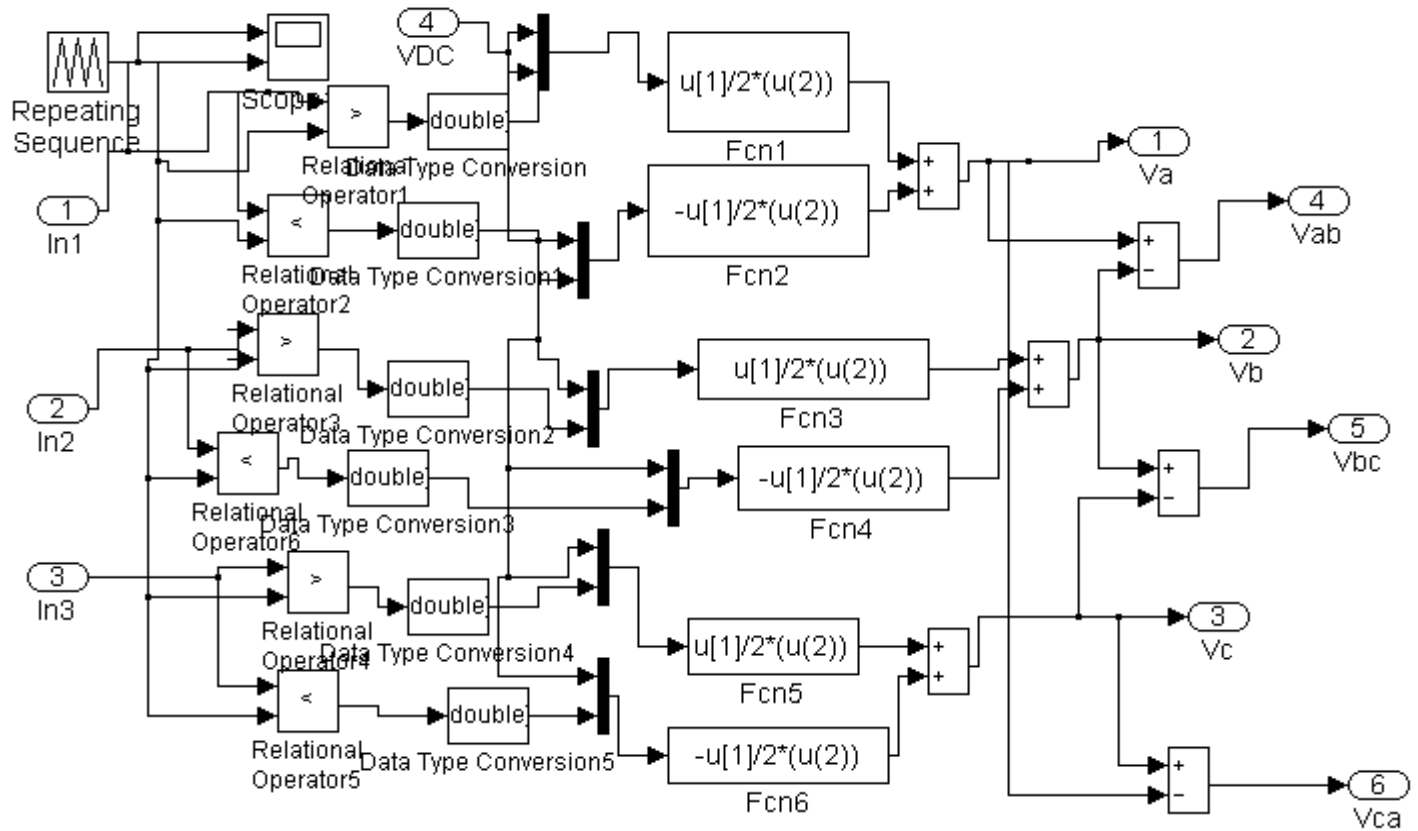
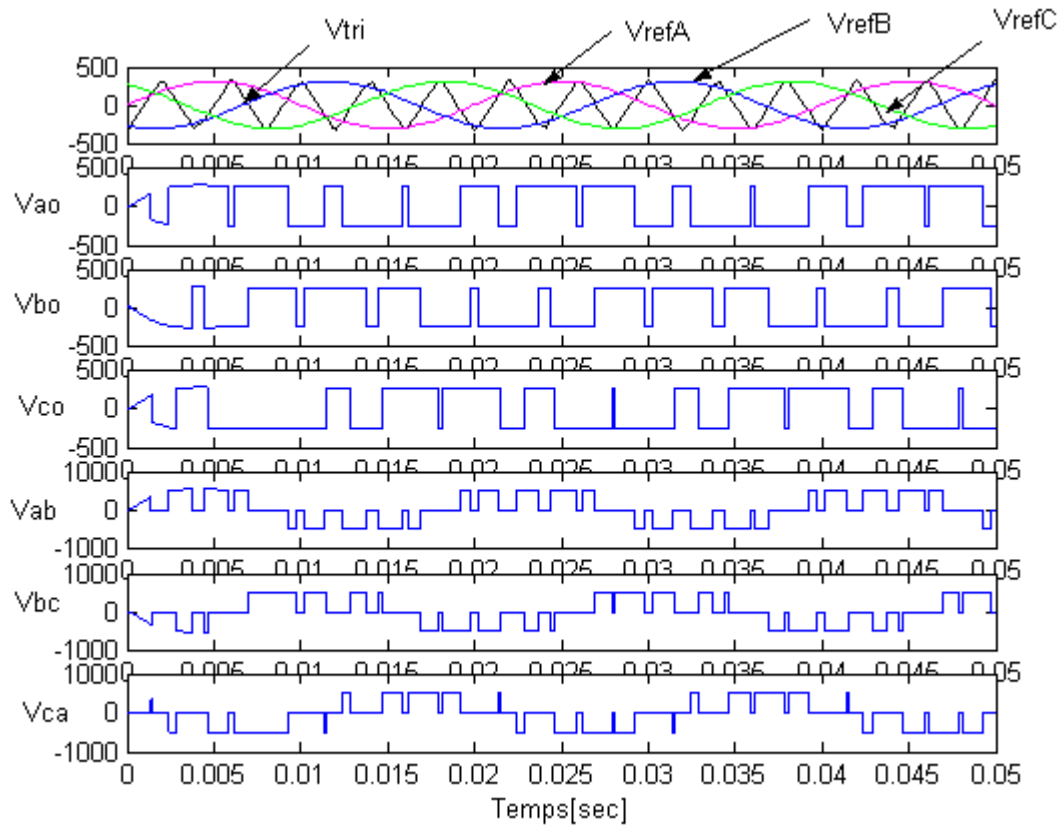


Figure II.15- L'onduleur MLI sous simulink



Pour  $m_a=0.89$  et Pour  $m_f=5$

Figure II.16-Tensions de sortie simples et composées pour modulation Largeurs d'impulsions classique (onduleur deux niveaux).

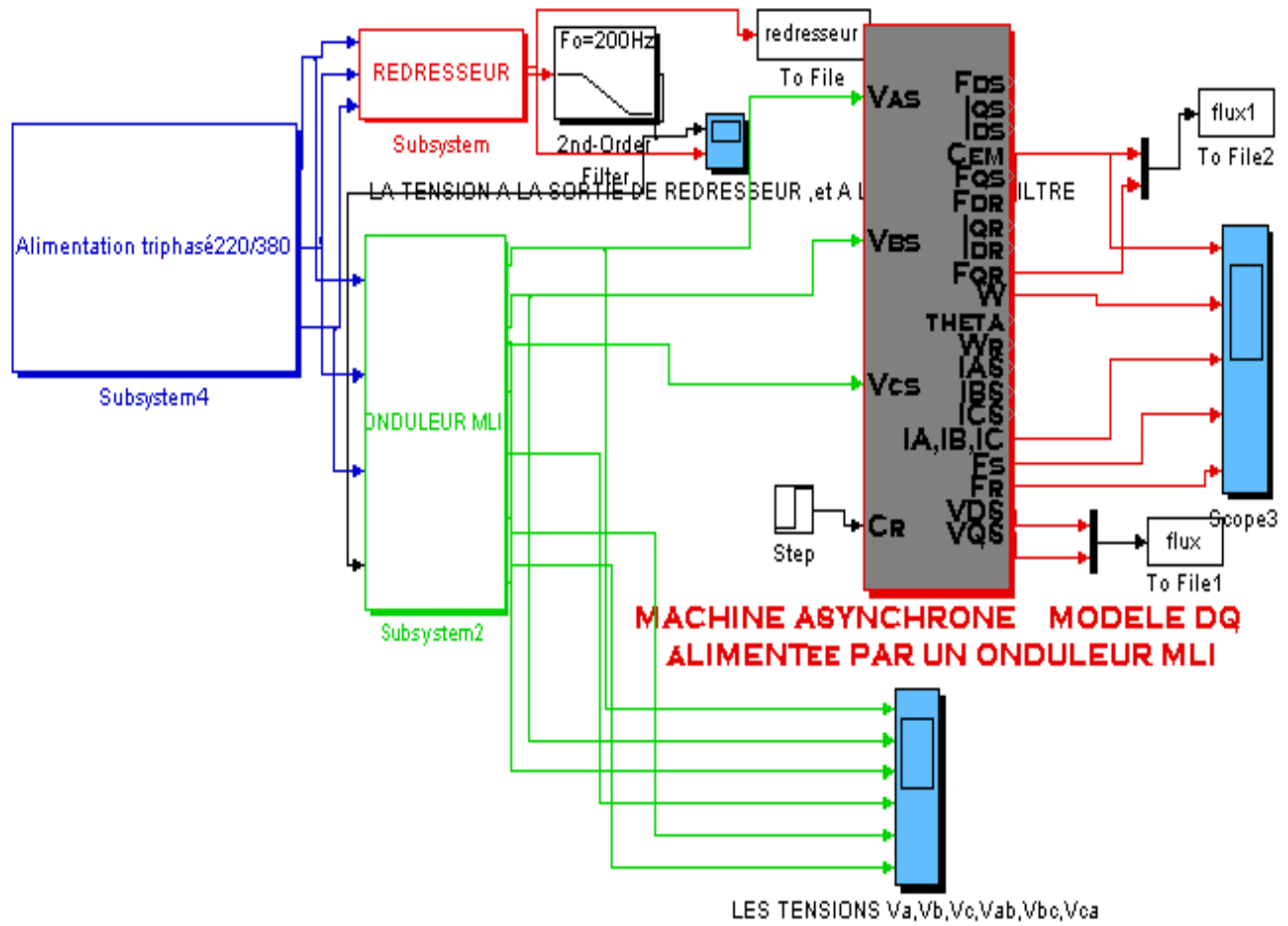


Figure II.17-Le schéma complet sous simulink d'une machine Asynchrone associée à un onduleur MLI

**II.6- les résultats de simulation :**

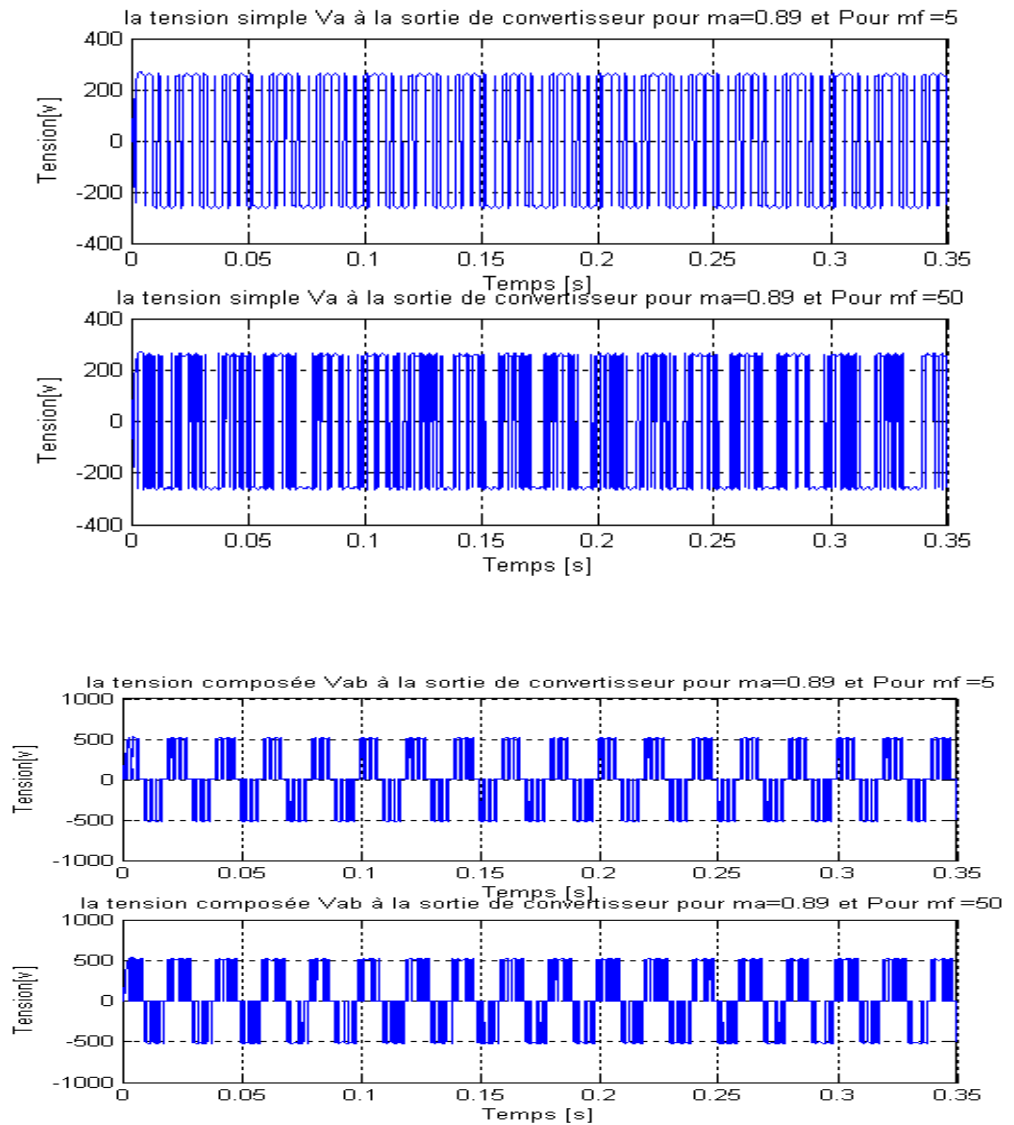
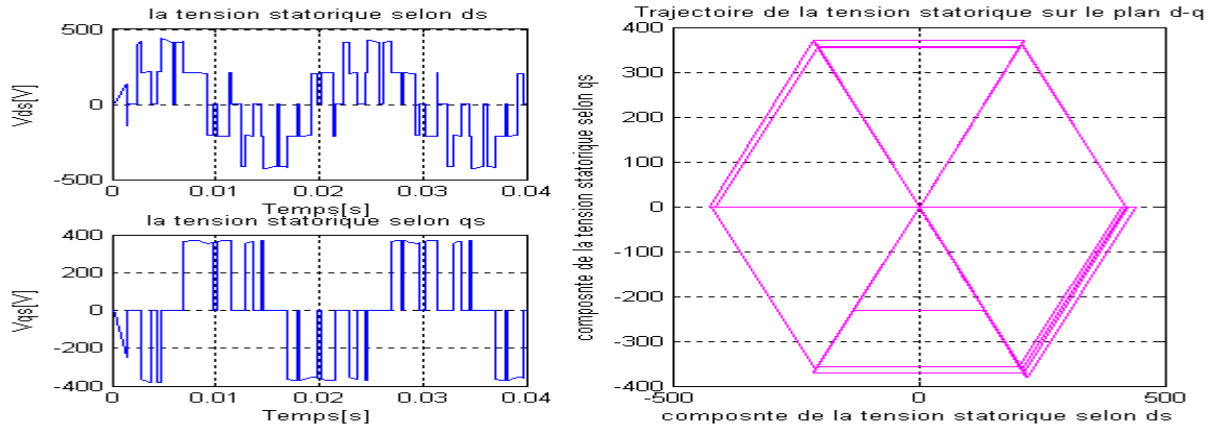
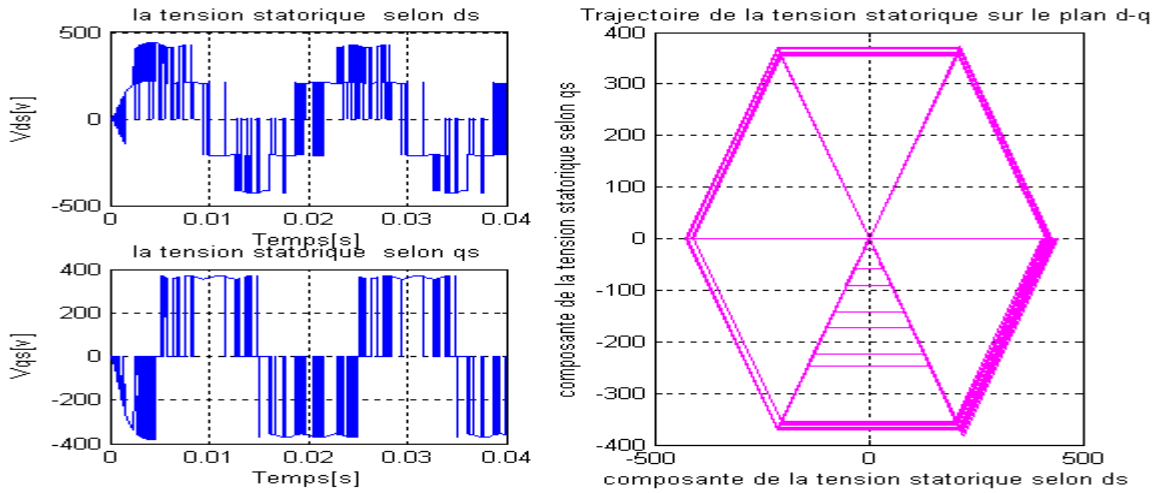


Figure II.18- la tension simple et composée à la sortie de l'onduleur à MLI



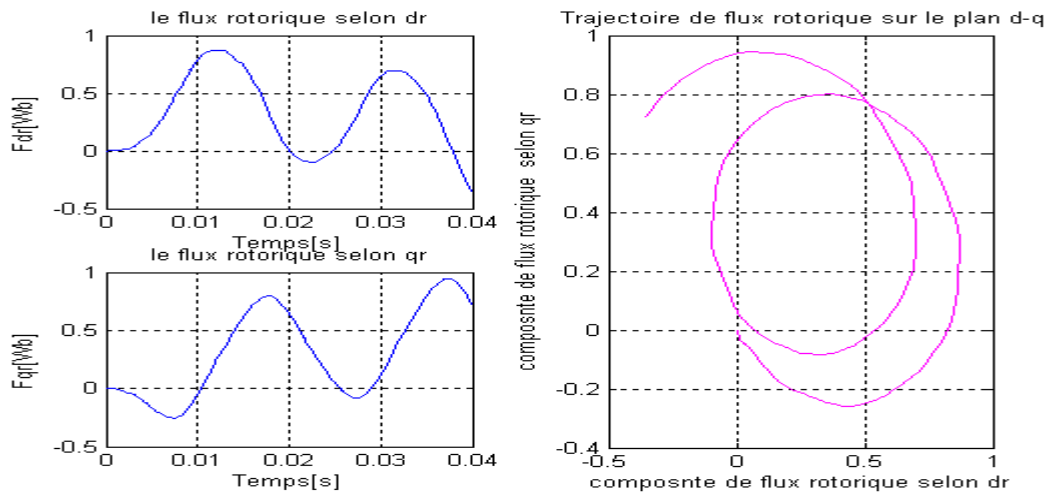


Pour  $m_a=0.89$  et Pour  $m_f=5$

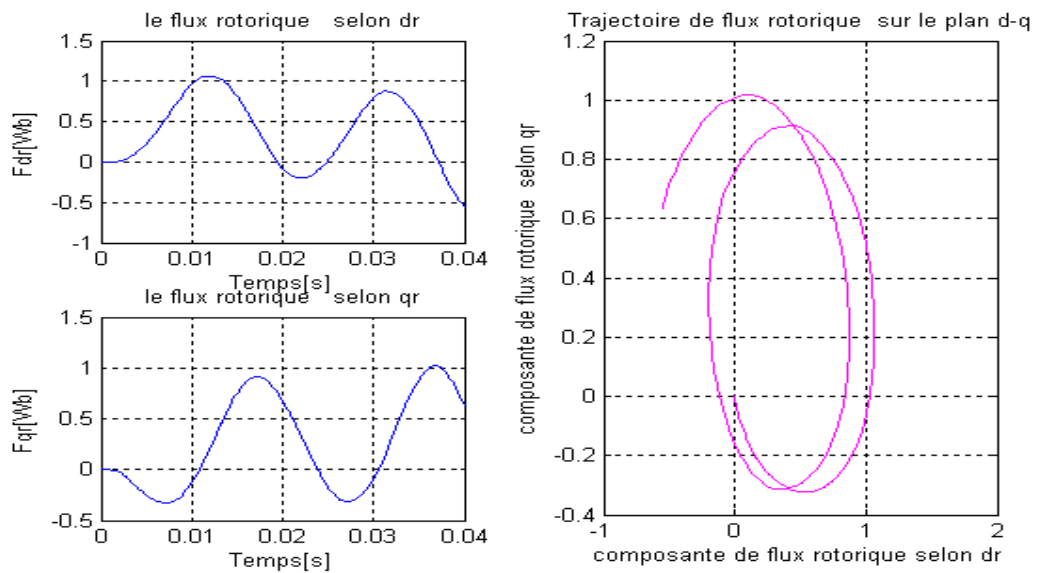


Pour  $m_a=0.89$  et Pour  $m_f=50$

Figure II.19- la tension statorique directe et quadratique et leurs trajectoires sur le plan (d-q)

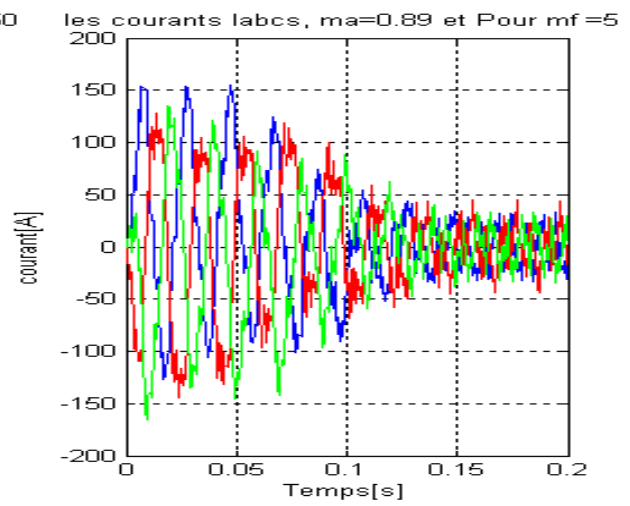
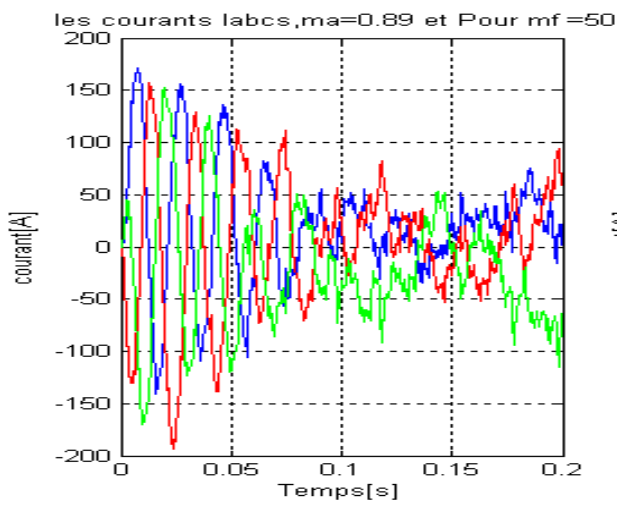
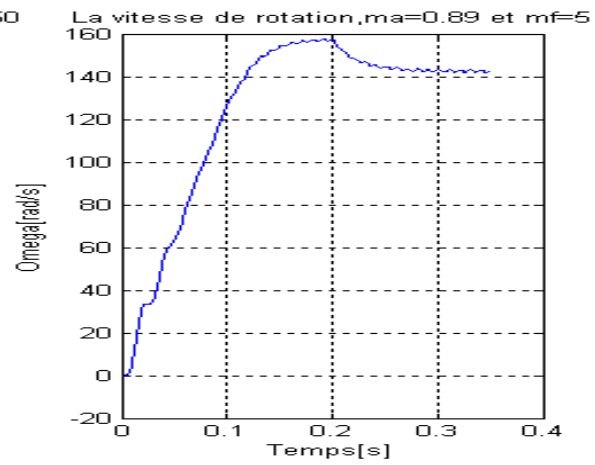
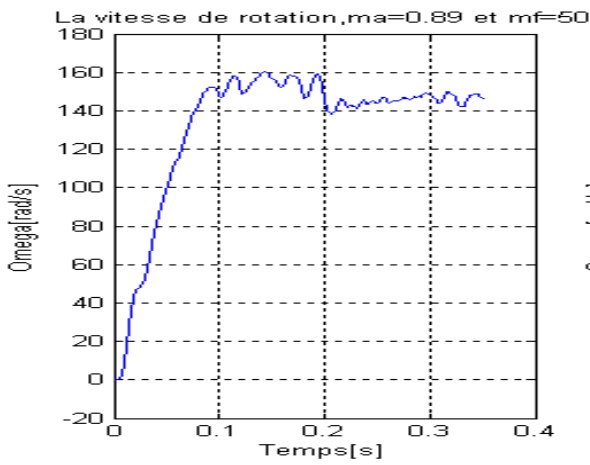
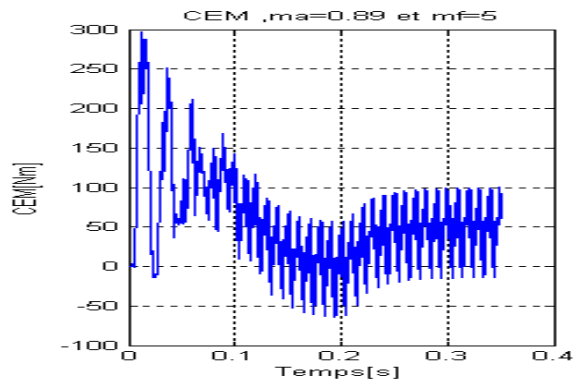
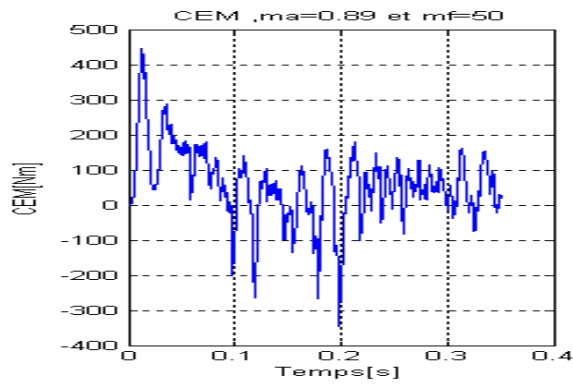


Pour  $m_a=0.89$  et Pour  $m_f=5$



Pour  $m_a=0.89$  et Pour  $m_f=50$

Figure II.20- le flux rotorique direct et quadratique et leurs trajectoires sur le plan (d-q)



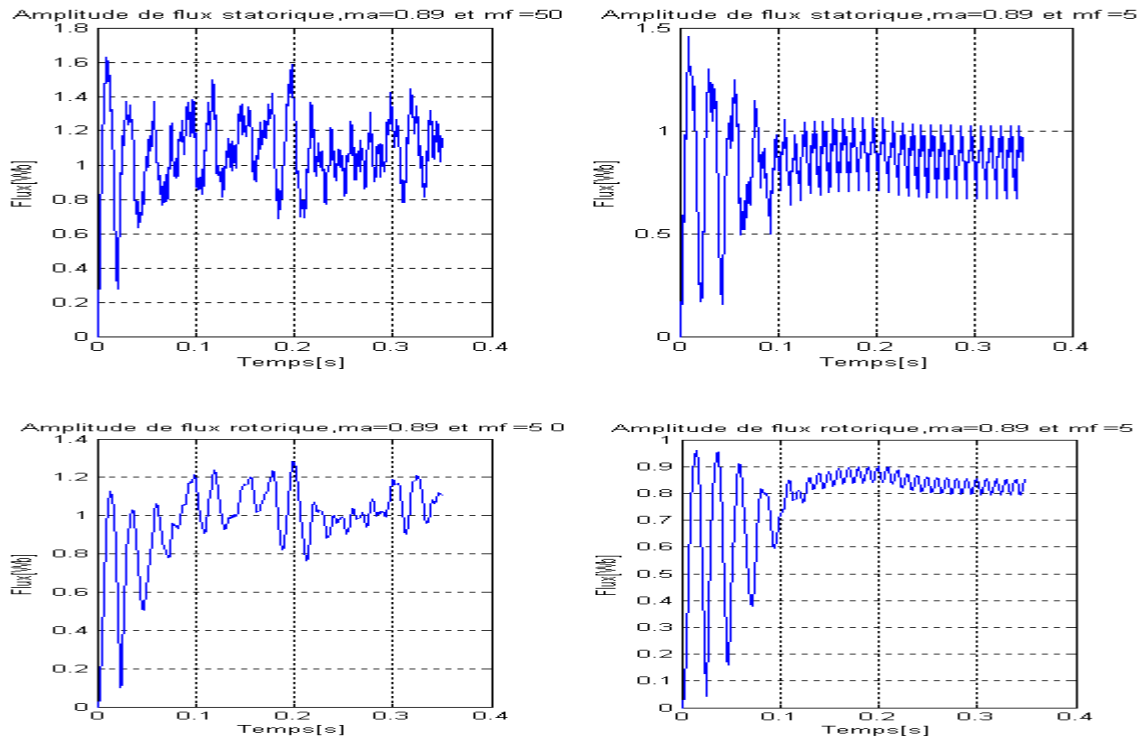


Figure II.21- Les résultats de la simulation d'une MAS avec introduction d'un couple de charge de  $50 [Nm]$  à l'instant  $t=0.2[s]$  associée à un onduleur MLI Pour  $m_a=0.89$  et Pour  $m_f=5$ , et  $m_a=0.89$  et Pour  $m_f=50$ .

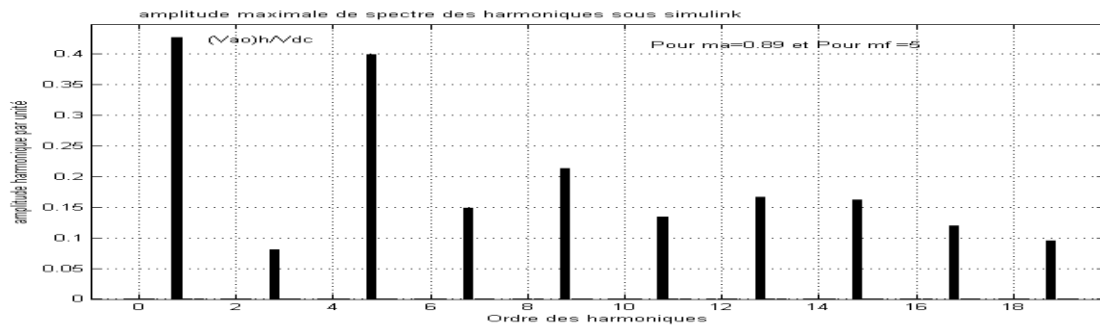


Figure II.22- spectre des harmoniques de convertisseur de tension deux niveaux à MLI de rapport de tension simple et de bus continu

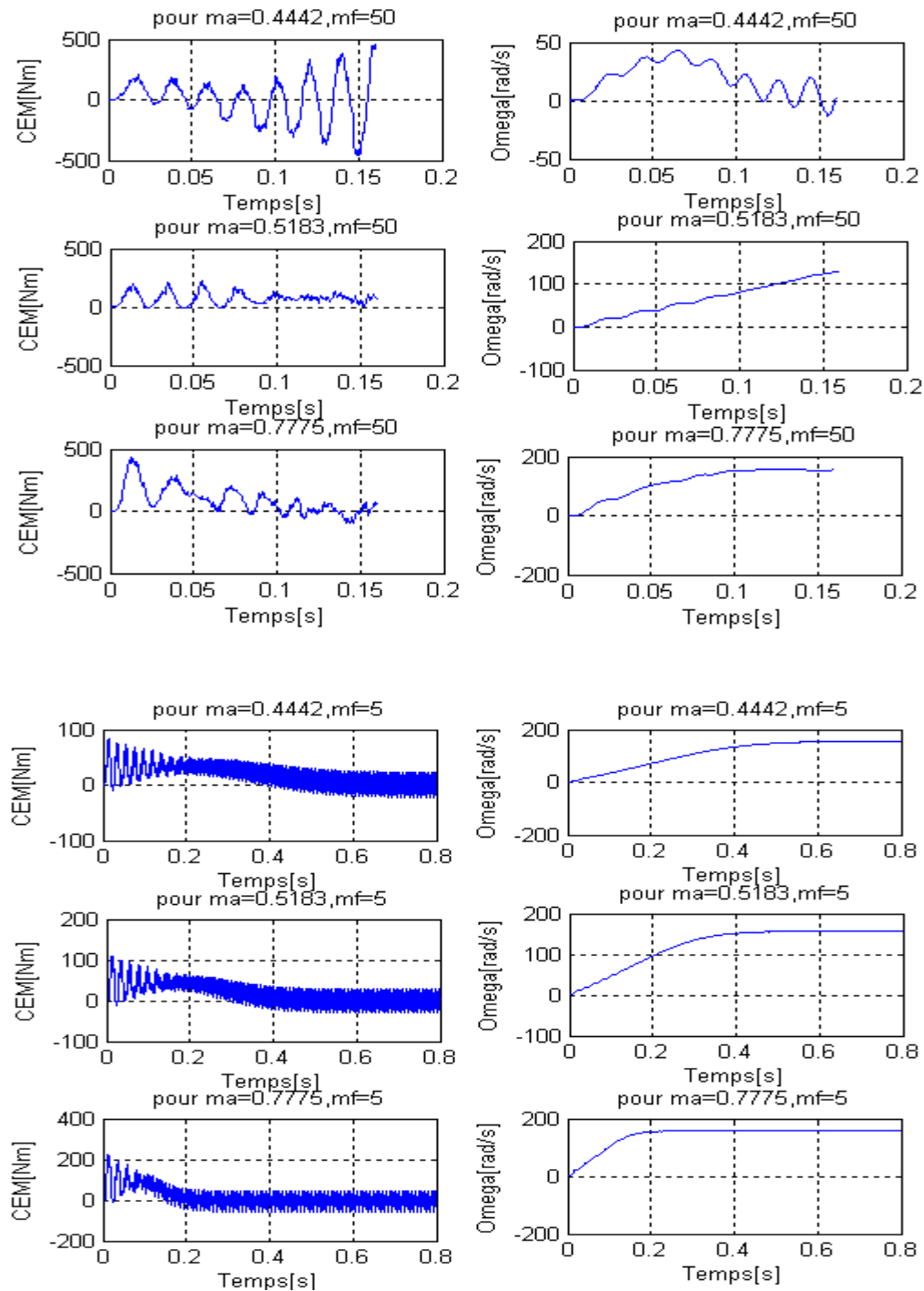


Figure II.23: les courbes de couple électromagnétique et la vitesse de rotation pour ( $m_f=5$  et  $m_f=50$ ) Et pour différentes valeurs de ( $m_a=0.7775, 0.5183, 0.4442$ ).

### **II.6.1-Interprétation des résultats :**

Dans ce chapitre nous avons modélisé et simulé un redresseur à diodes passif branché directement à une source de tension équilibrée et un filtre passe bas passif, nous avons obtenus sur la figure II.6, la forme de l'onde de tension continu redressé ou bien une source de tension pas parfaite ,par la présence d'une certaine ondulations à la sortie de redresseur ensuite on a associé à la sortie de redresseur un filtre passe bas ordre deux pour diminuer les amplitudes d'ondulations et stocker l'énergie électrique.

Ce premier étage (redresseur +filtre passe bas) nous pourrons le remplacer par une source de tension continue comme il est bien montré sur la figure II.8, que la tension à la sortie d'un filtre passe bas est bien continue .

Après cela nous avons branché au premier étage après modélisation notre onduleur de tension MLI deux niveaux pour être simuler et nous avons sur la figure II.13 une représentation de l'allure la tension d'une seule phase qu'est le résultat de la comparaison entre onde modulante (sinusoïdale) et une porteuse (triangulaire) à la sortie d'un onduleur MLI qui sont bien des impulsions à largeur variable, le même principe est appliqué sur les autres phases comme il est montré sur la figure II.16 les tension simples et composées.

L'objectif de la modélisation et simulation de redresseur et de l'onduleur c'est pour l'associer au moteur asynchrone et pour le commander par l'intermédiaire de l'onduleur est voire l'impact de celui-ci sur la performance de notre moteur pour cela nous avons associé notre moteur à l'onduleur MLI et nous avons premièrement changer l' indice de modulation  $m_f$  sauf la fréquence de la porteuse à été modifier, les indices de modulation ( $m_a=0.89$  et  $m_f=5$ ) à ( $m_a=0.89$  et  $m_f=50$ ) et on a constaté d'abord sur la sortie de l'onduleur à MLI que les graphiques figure II.18 de la tension simple et composée devient sombre à cause de nombre élevé de commutation,

Le nombre élevé de commutation à son répercussion sur la qualité des signaux des grandeurs (CEM, vitesse de rotation, courants statoriques,...) figure II.21, les amplitudes des ondulations devient plus grandes, mais ça va détérioré la qualité des signaux et aussi notre moteur devient plus sensible au couple résistant appliqué à l'instant 0.2[s].

Ces perturbations seront gênantes pour le bon fonctionnement de moteur, on observe que la vitesse ( $m_a=0.89$  et  $m_f=50$ ) il y'a des perturbations qui se traduit sur la sortie de l'arbre moteur par des vibrations.

Encore si en fait une comparaison de trajectoire de la tension statorique quadratique et directe dans le plan (d-q) ( $m_f=5$  et  $m_f=50$ ) on vois bien figure II.19 que c'est un hexagone dans le deux cas presque le même hexagone sauf qu'il est un peu sombre pour  $m_f=50$ , également pour ( $m_f=5$  et  $m_f=50$ ), figure II.20 le trajectoire de flux rotorique est presque circulaire ,à cause de la composante quadratique et directe elles sont presque sinusoïdales.

Figure II.22, représente le spectre des harmoniques dues aux découpages de l'onduleur de tension à MLI.

Et sur la figure II.23. On fixe maintenant  $m_f = 50$  et on varie ( $m_a = 0.7775, 0.5183, 0.4442$ ). On observe pour les graphiques de la vitesse et de couple électromagnétique Pour les valeurs ( $m_a = 0.4442, m_f = 50$ ), il y'a une nette détérioration de l'allure de CEM parce qu'il oscille vers l'infini autour de zéro, d'une manière identique pour l'allure de la vitesse de rotation au démarrage elle oscille et tend vers zéro.

Pour les valeurs ( $m_a = 0.5183, m_f = 50$ ) le CEM au démarrage est pulsatoire puis il Restera presque constant, la vitesse Omega restera linéaire.

Pour ces valeurs ( $m_a = 0.7775, m_f = 50$ ) le CEM au démarrage est pulsatoire puis il Tend vers zéro, la vitesse Omega est linéaire pendant le démarrage et elle devient stable Après 0.1[s], donc pour ces valeurs le fonctionnement de moteur est bon.

Toujours sur la même figure mais pour une autre simulation on fixe  $m_f = 5$  et on varie ( $m_a = 0.7775, 0.5183, 0.4442$ ). la différence entre la simulation suivante et la précédente est l'indice de modulation  $m_f$ .

Cette simulation de la machine asynchrone marche comme il faut, comme il est bien claire sur les allures des courbes de CEM et la vitesse de rotation Omega mais il y'a une certaine distinction pour chaque modulation.

Pour ( $m_a = 0.4442, m_f = 5$ ) le temps de stabilisation est long, 0.5[s], le CEM Atteindra au démarrage la valeur 80[Nm], la vitesse atteindra la valeur 156[rad/s].

Pour ( $m_a = 0.5183, m_f = 5$ ) le temps de stabilisation est long, 0.4[s], le CEM Atteindra au démarrage la valeur 110[Nm], la vitesse atteindra la valeur 157[rad/s].

Pour ( $m_a = 0.7775, m_f = 5$ ) le temps de stabilisation est court, 0.2[s], le CEM Atteindra au démarrage la valeur 220[Nm], la vitesse atteindra la valeur 158[rad/s].

On remarquera d'après ces valeurs avec l'augmentation de l'indice de modulation  $m_a$ , il y'a automatiquement une augmentation de la vitesse de rotation et de couple électromagnétique et en même temps une diminution de temps de stabilisation.

De tout ces simulations il faut que l'indice de modulation  $m_a$  qu'il soit élevé, et ça dans le cas de l'indice de fréquence  $m_f$  est réduit.

### II.7-commande de convertisseur de tension par hystérésis ou MLI à hystérésis:

C'est une technique très simple à implanter, elle consiste à contrôler directement le courant, au plus exactement faire une comparaison entre trois sources de courant alternatif de référence ( $I_a^*$ ,  $I_b^*$ ,  $I_c^*$ ).

Les courants de références sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_a^* = I_m \sin (wt) \\ I_b^* = I_m \sin (wt-2\pi/3) \\ I_c^* = I_m \sin (wt-4\pi/3) \end{array} \right. \quad (\text{II.21})$$

et les trois courants statoriques ( $I_{as}$ ,  $I_{bs}$ ,  $I_{cs}$ ), par exemple quand le courant  $I_{as}$  s'écarte de sa référence  $I_a^*$ , c'est-à-dire il y'a une erreur ( $\Delta I = I_a^* - I_{as}$ ) il y'aura une commutation logique, c'est-à-dire chaque contrôleur impose une commutation aux bras de l'onduleur et le maintient à l'intérieur d'une bande que s'appelle bande à hystérésis ( $\Delta I = h$ ), cette technique est aussi connue sous le nom fourchette de commutation et aussi en anglais (bang-bang control), Voir[Gam2000] . Comment cette commutation se réalisera t'elle: quand le courant d'une phase statorique augmentera est atteindra la borne supérieure de la bande il y'aura une commutation est la tension à la sortie de convertisseur est égale à : ( $V_{ao} = V_{dc}/2$ ) et quand le courant d'une phase statorique diminuera est atteindra la borne inférieure de la bande il y'aura une commutation est la tension à la sortie de convertisseur est égale à :

( $V_{ao} = -V_{dc}/2$ ). Voir la figure suivante :

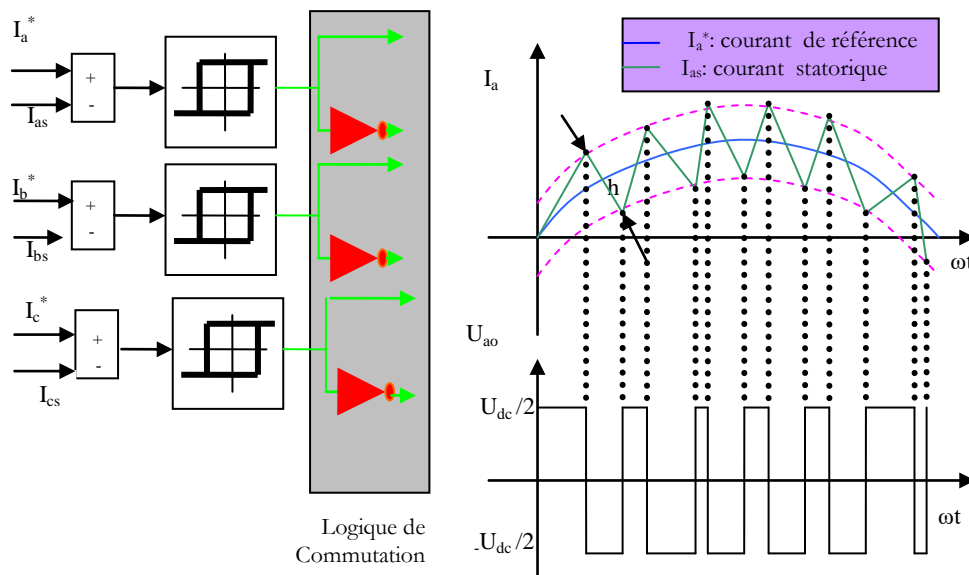


Figure II.24-Le principe de base d'un onduleur à hystérésis



**II.8- la Simulation de la machine asynchrone associée à un convertisseur à hystérésis :**

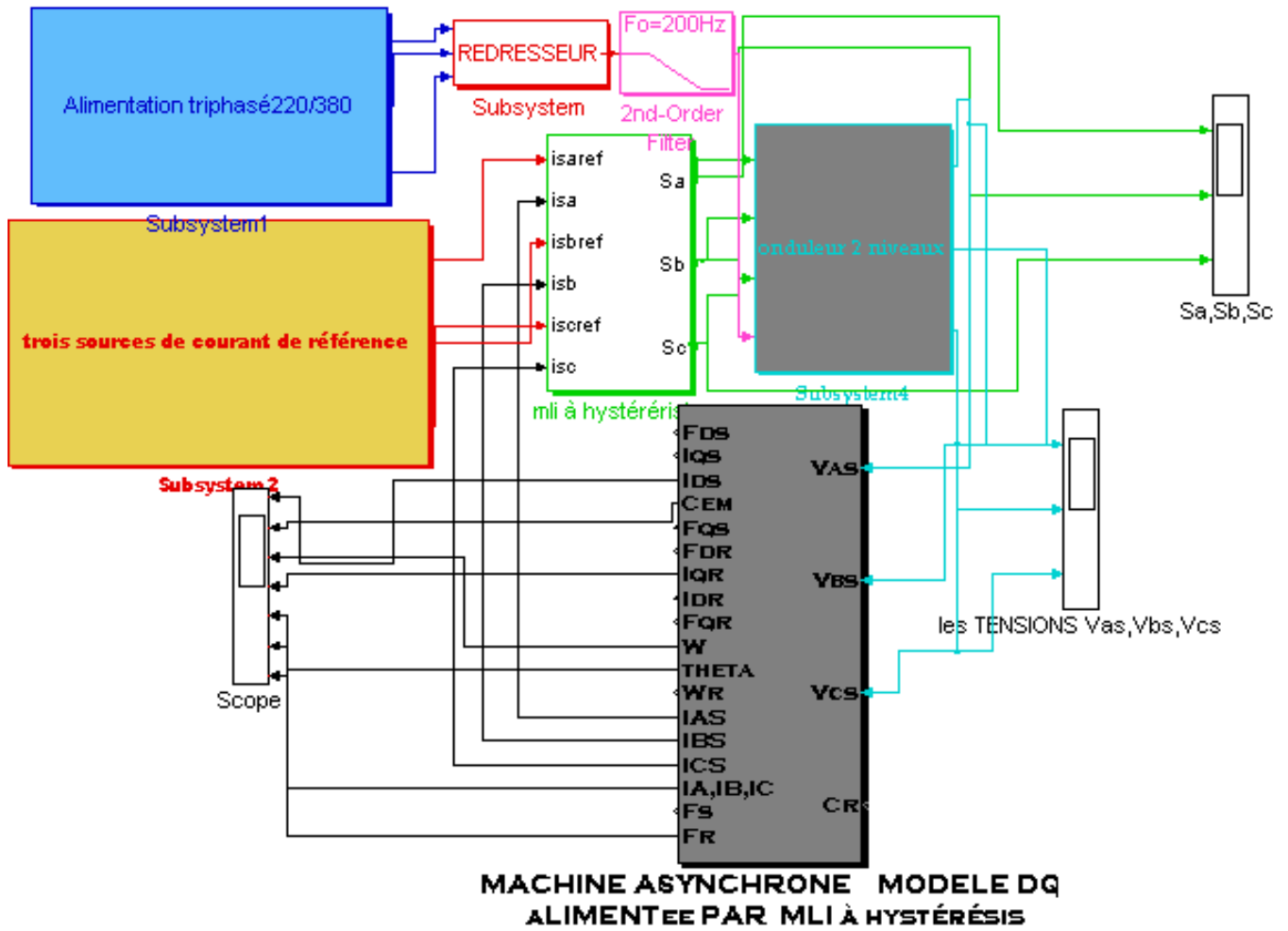


Figure II.25- Le schéma complet sous simulink d'une machine Asynchrone associée à un onduleur MLI À HYSTÉRÉSIS

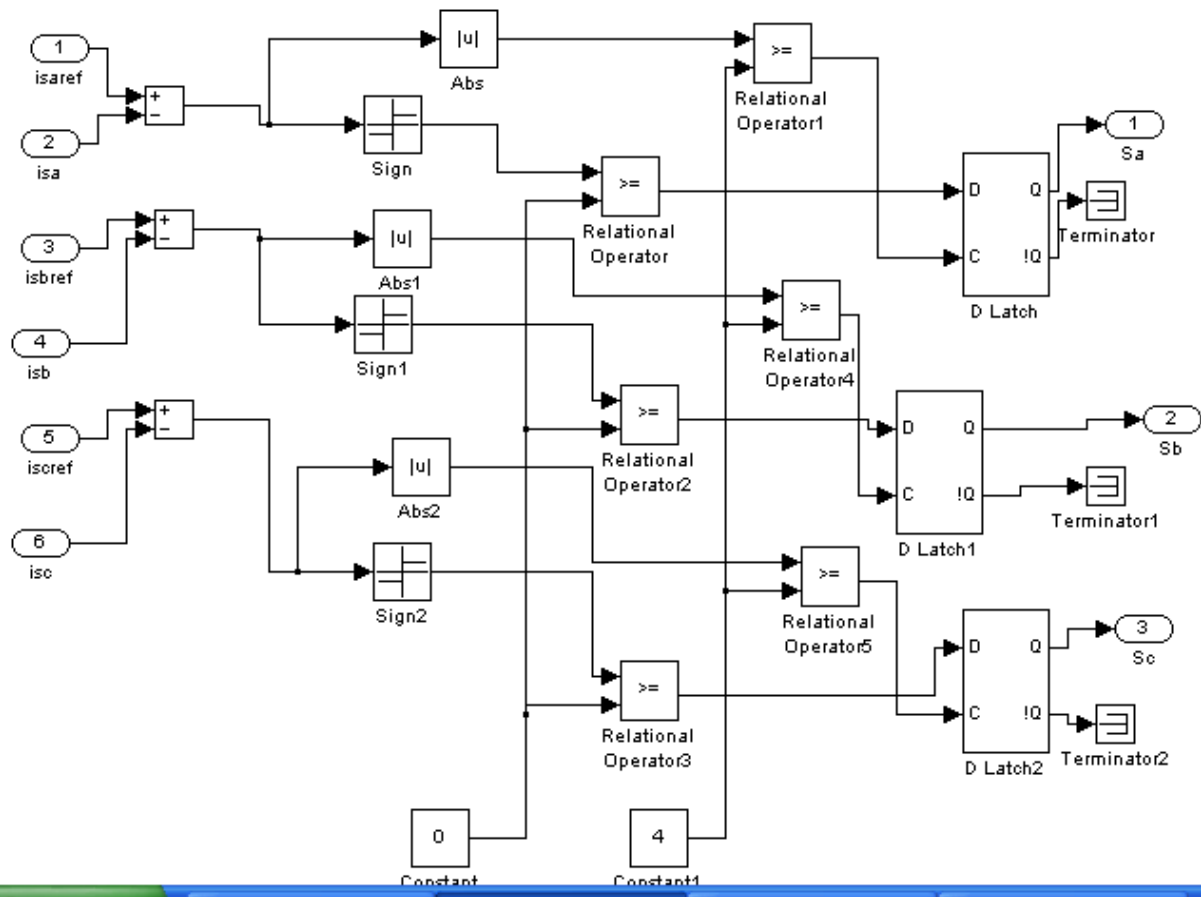


Figure II.26- le schéma MLI à hystérésis (Bang-bang) sous simulink

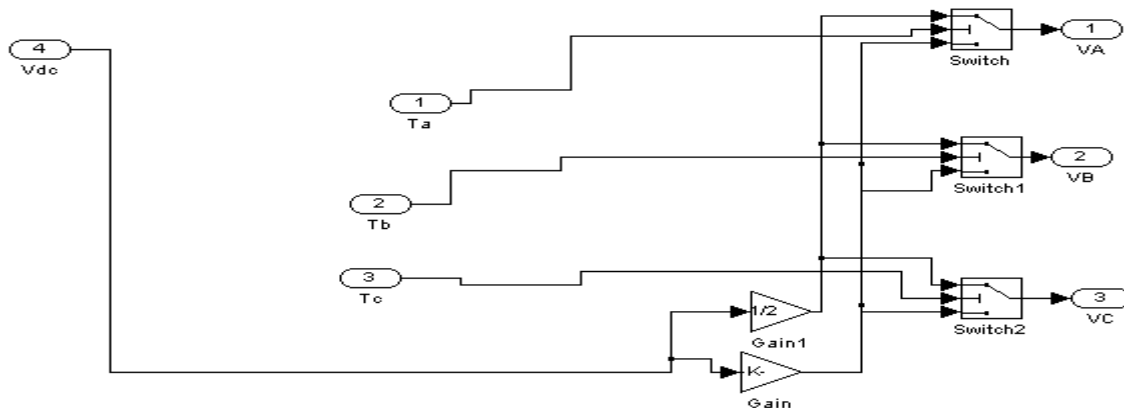


Figure II.27- le schéma de l'Onduleur de tension deux niveaux sous simulink

## II.9- Résultats de la Simulation de la machine asynchrone associée à un convertisseur à hystérésis :

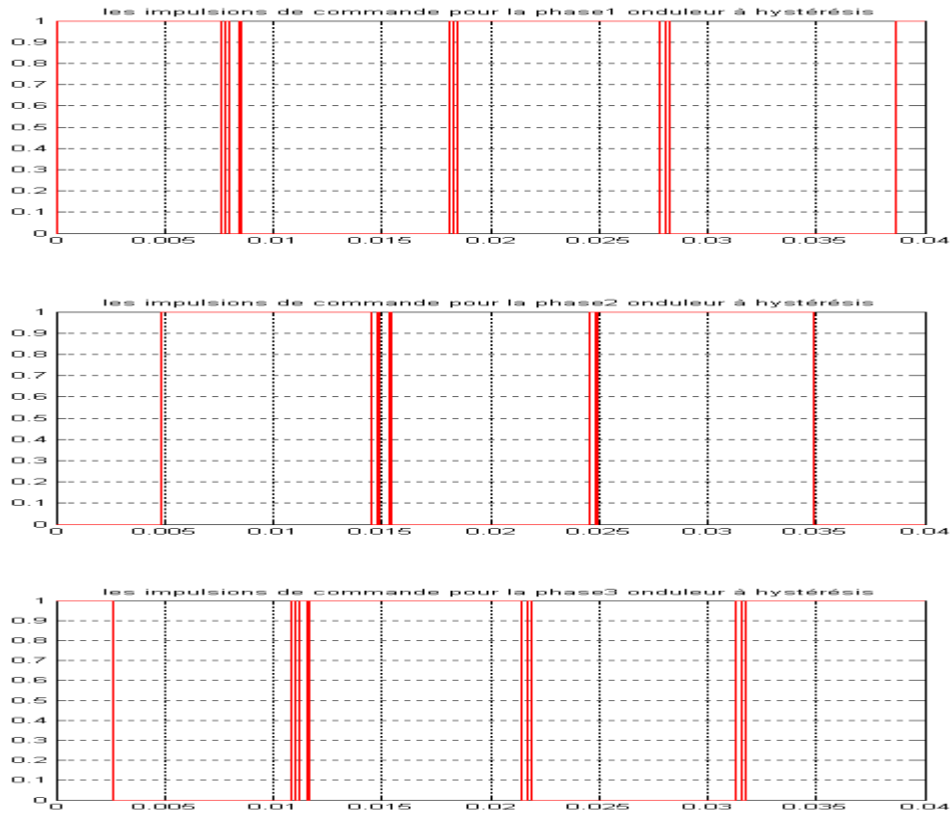
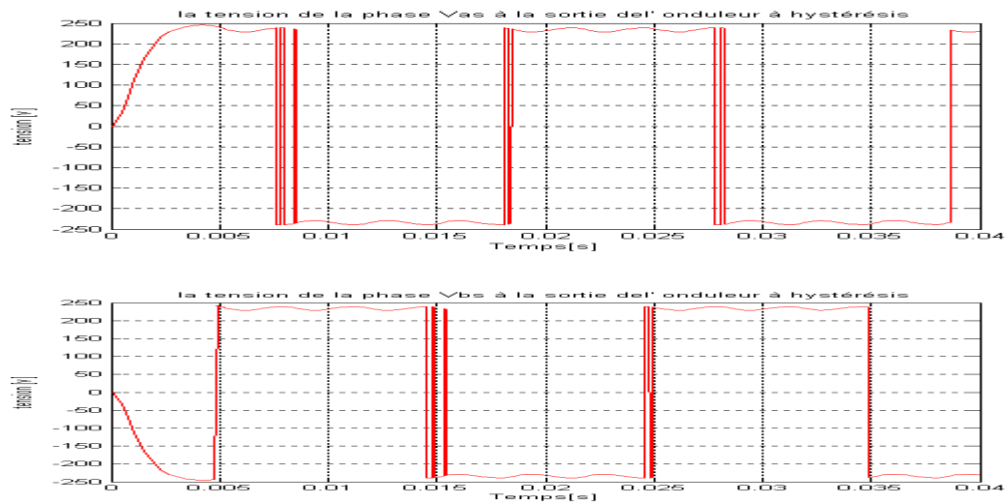


Figure II.28- Génération des signaux de commande par MLI à hystérésis (onduleur 2 niveaux).



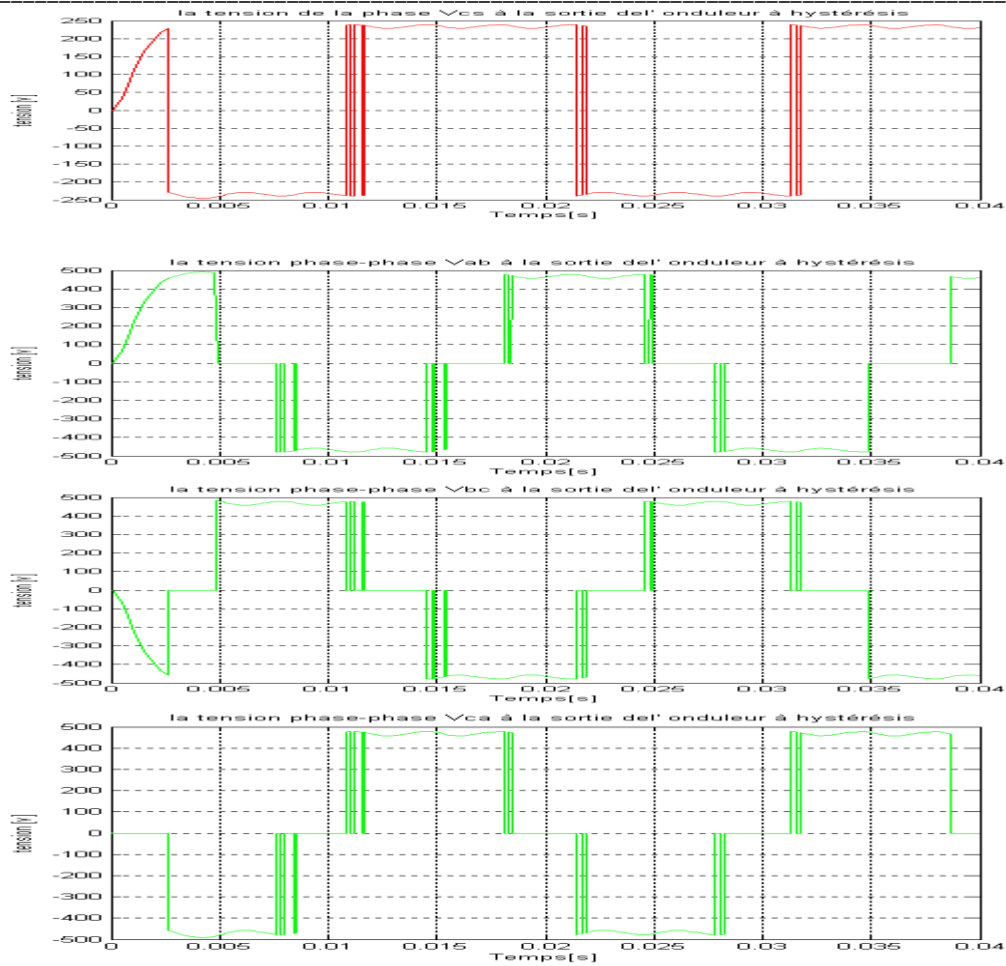


Figure II.29-Tensions de sortie simples et composées (onduleur MLI à hystérésis deux niveaux).

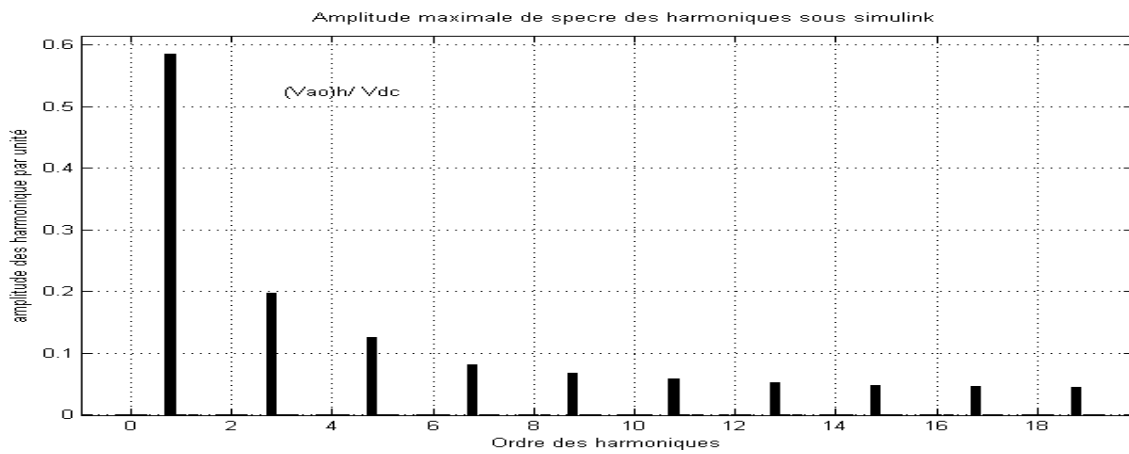


Figure II.30--spectre des harmoniques de convertisseur 2N à Hystérésis rapport de tension simple et de bus continu

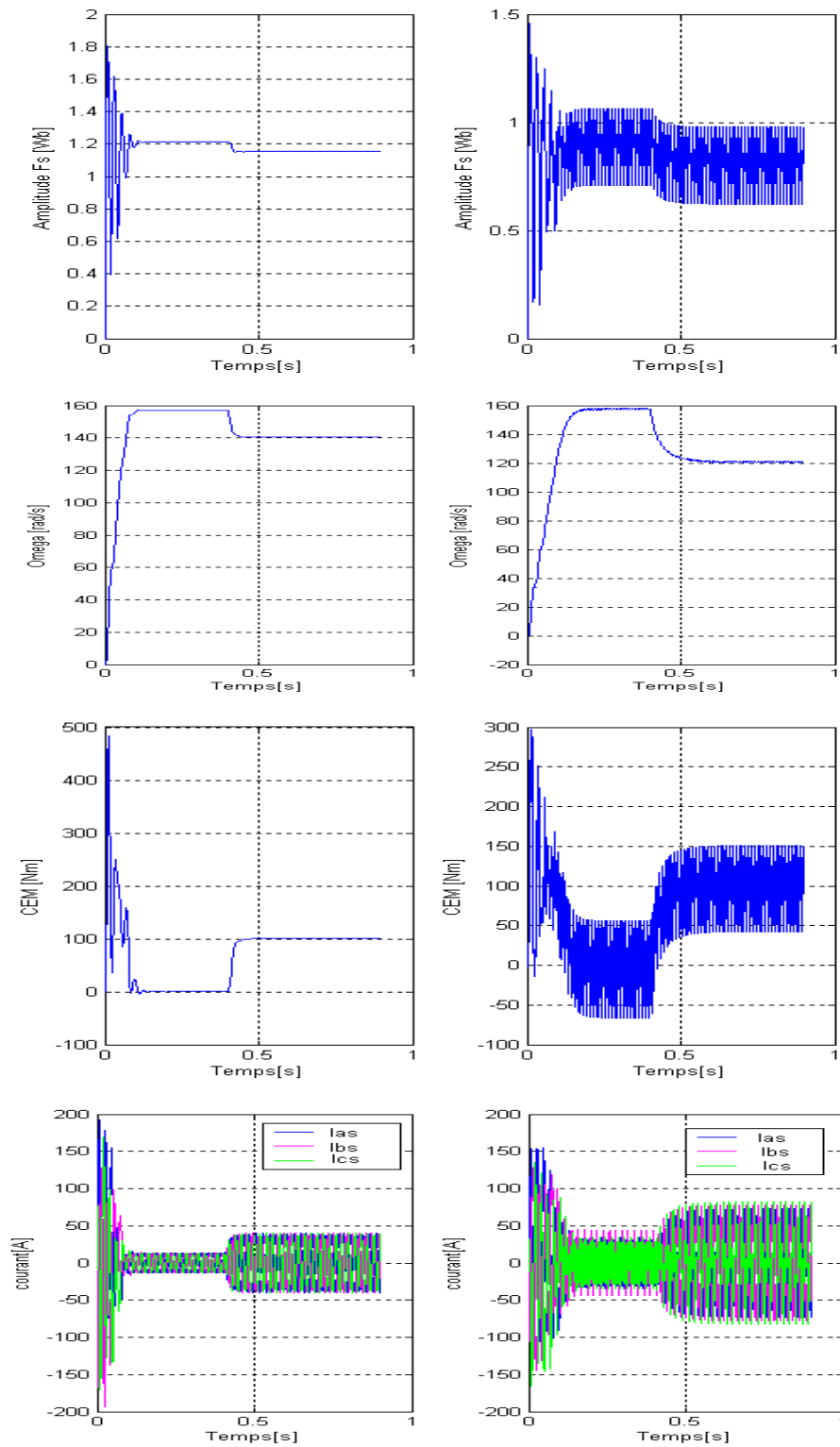


Figure II.31-La réponse d'une MAS à charge ( $C_r=100[Nm]$  à  $t= [0.4s]$ ) alimentée par réseau triphasé équilibré (à gauche) et associée à un onduleur MLI à Hystérésis (à droite).

### **II.9.1-Interprétation des résultats :**

On a associé notre moteur asynchrone à un convertisseur MLI à Hystérésis, figure II.28, représente la génération des impulsions pour les trois phases de l'onduleur MLI à Hystérésis de tension à deux niveaux. Figure II.29, tensions de sortie simples et composées (onduleur MLI à Hystérésis deux niveaux).

Sur la figure II.31, nous avons à gauche moteur asynchrone à charge ( $C_r=100[\text{Nm}]$ ) à ( $t=0.4[\text{s}]$ ) couplé directement à l'alimentation, à droite l'association MAS-onduleur à Hystérésis avec application d'un couple de charge ( $C_r=100[\text{Nm}]$ ) à  $t=0.4[\text{s}]$ , on constate qu'il y'a une diminution de la vitesse de rotation de 157 [rad/s] jusqu'à 140[rad/s] pour le cas association directe à l'alimentation et dans le cas de l'association MAS-onduleur la vitesse de rotation descend jusqu'à 120[rad/s] ,et aussi une augmentation des courants statoriques ,pour les deux cas associé à l'onduleur ou directement à l'alimentation. mais dans le cas MAS-onduleur à Hystérésis nous observons la présence des pulsations dans la réponse du couple liées aux harmoniques de courant injecté par l'onduleur à Hystérésis dans le deux cas le couple tends vers la valeur de couple résistant ( $C_r=100[\text{Nm}]$ ), mais les harmoniques de courant n'influerons pas sur la vitesse de rotation  $\Omega$  ,parce qu'elles sont filtrées Par l'inertie de rotor .et aussi on remarque bien qu' il y'a moins des harmoniques par rapport à l'onduleur MLI figure II.30 donc moins de pertes (perte fer, perte joule,...) ,une bonne performance de moteur.

**II.10-MLI VECTORIELLE :**

**II.10.1-principe de MLI vectorielle:**

Le circuit électrique de la figure II.32, est le modèle de convertisseur de tension MLI, de trois phases  $S_1$  jusqu'à  $S_6$  sont les six Interrupteurs de puissances qui donne l'allure ou la forme des ondes à la sortie de l'onduleur, qui sont contrôlées par la commutation de variables a, a', b, b', c, c'. Quand les transistors de haut est fermé a, b, c prendrons la valeur logique 1.

Et les transistors de bas a', b', c' prendrons la valeur logique 0. donc les états de commutation de transistors  $S_1, S_3,$  et  $S_5,$

Peuvent déterminer la tension à la sortie de convertisseur.

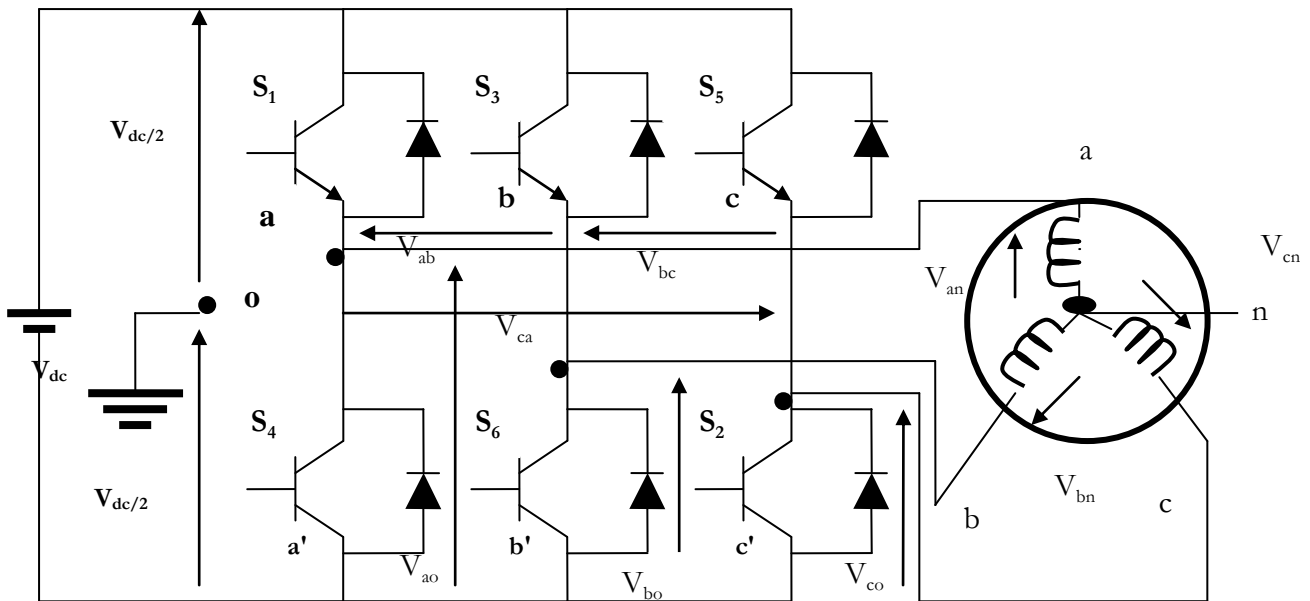


Figure II.32-trois phases convertisseur MLI de tension

La relation entre les variables de commutation, qui est représenté par un vecteur  $[a, b, c]^t$  et les tensions composées par le vecteur  $[V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}]^t$  est donnée par la relation suivante:

$$\begin{pmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{pmatrix} = V_{dc} \times \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a \\ b \\ c \end{pmatrix} \quad (\text{II.22})$$

Aussi, la relation entre les variables de commutation et le vecteur de tensions simples  $[V_{an}, V_{bn}, V_{cn}]^t$  nous pourrons l'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = V_{dc}/3 \times \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a \\ b \\ c \end{pmatrix} \quad (\text{II.23})$$

Et nous savons bien que le convertisseur de tension 2 niveaux, possède 3 phases donc  $N=niveau$ ;

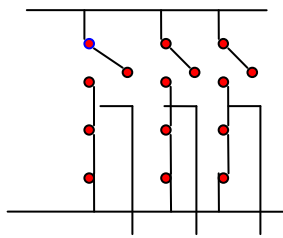
$N^{phases} = 2^3 = 8$  donc il y'a huit possible combinaison pour les interrupteurs de puissances de haut, et les états de commutation des interrupteurs de puissance de bas sont à l'opposé, c'est-à-dire les interrupteurs de haut et de bas travail d'une manière complémentaire. Si on revient aux équations précédentes (II.22) et (II.23)

Il y'a bien huit vecteurs de commutation ( $V_0$  jusqu'au  $V_7$ ), les tensions composées, et les tensions simples à la sortie de convertisseur de tension dépend bien des états de commutation de vecteurs  $[a, b, c]$ .

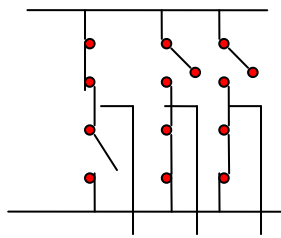


**TABLEAU II.1:** la dépendance des tensions simples et composées avec les huit positions de vecteurs de tensions d'un convertisseur de tension 2 niveaux.

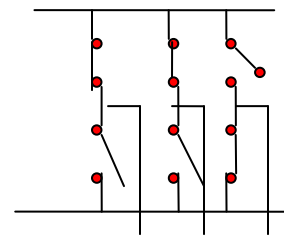
Vecteurs tension	Vecteurs de commutation			Tensions simples			Tensions composées		
	a	b	c	$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$	$V_{ab}$	$V_{bc}$	$V_{ca}$
$V_0$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$V_1$	1	0	0	$2/3V_{dc}$	$-1/3V_{dc}$	$-1/3V_{dc}$	$V_{dc}$	0	$-V_{dc}$
$V_2$	1	1	0	$1/3V_{dc}$	$1/3V_{dc}$	$-2/3V_{dc}$	0	$V_{dc}$	$-V_{dc}$
$V_3$	0	1	0	$-1/3V_{dc}$	$2/3V_{dc}$	$-1/3V_{dc}$	$-V_{dc}$	$V_{dc}$	0
$V_4$	0	1	1	$-2/3V_{dc}$	$1/3V_{dc}$	$1/3V_{dc}$	$-V_{dc}$	0	$V_{dc}$
$V_5$	0	0	1	$1/3V_{dc}$	$-1/3V_{dc}$	$2/3V_{dc}$	0	$-V_{dc}$	$V_{dc}$
$V_6$	1	0	1	$1/3V_{dc}$	$-2/3V_{dc}$	$1/3V_{dc}$	$V_{dc}$	$-V_{dc}$	0
$V_7$	1	1	1	0	0	0	0	0	0



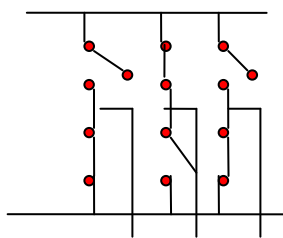
$$V_0 = [0 \quad 0 \quad 0]$$



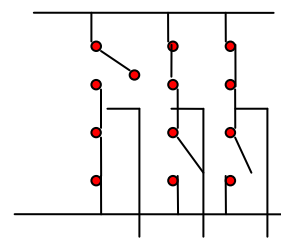
$$V_1 = [1 \quad 0 \quad 0]$$



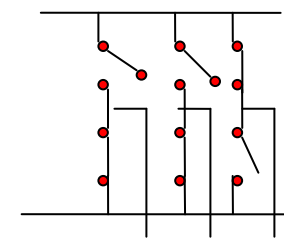
$$V_2 = [1 \quad 1 \quad 0]$$



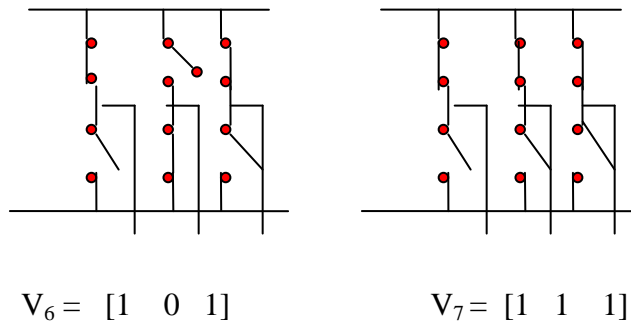
$$V_3 = [0 \quad 1 \quad 0]$$



$$V_4 = [0 \quad 1 \quad 1]$$



$$V_5 = [0 \quad 0 \quad 1]$$



**Figure II.33-**Les huit états de vecteurs de tension ( $V_0$  jusqu'à  $V_7$ )

Comme nous avons bien vu avant, la MLI vectorielle à une méthode de commutation spécial pour les trois transistors de puissances de trois phases de convertisseur. Pour moins des harmoniques pour le moteur asynchrone AC et pour lui délivre une alimentation plus efficace que l'ordinaire MLI voir la figure suivante.

Pour l'implémentation de MLI vectorielle, les équations de tensions dans le référentiel abc, peut être transformé au référentiel stationnaire (d,q), constitue d'un axe horizontal (d) et un axe vertical (q) voir la figure II.35.

De cette figure, la relation entre les deux références et comme suit :

$$f_{dq0} = K_s f_{abc} \tag{II.24}$$

$$K_s = \frac{2}{3} \times \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{pmatrix} \tag{II.25}$$

$$f_{dq0} = [f_d, f_q, f_o]^T \tag{II.26}$$

$$f_{abc} = [f_a, f_b, f_c]^T$$

f : une variable représente la tension ou le courant .

Comme il est décrit sur la figure II.36, cette transformation est équivalente à l'orthogonal projection de  $[a,b,c]^t$  sur le deux dimensions perpendiculaire de vecteur  $[1,1,1]^t$  (sur le plan équivalent (d-q) sur Les trois dimensions de coordonnées de système. Six vecteurs non nuls et deux vecteurs nuls.

Les six vecteurs non nuls ( $V_1 - V_6$ ) représente les axes de l'hexagone comme il est représenté sur la figure II.34, et l'alimentation électrique pour la charge.

L'angle entre n'importe quel deux vecteurs adjacents est  $60^\circ$ , pendant que le deux vecteurs nuls (une tension nul est appliquée à la charge) .le huit vecteurs ( $V_0 - V_7$ ) représente la base de MLI vectorielle. [JIN2005] ;[Dar 2005].

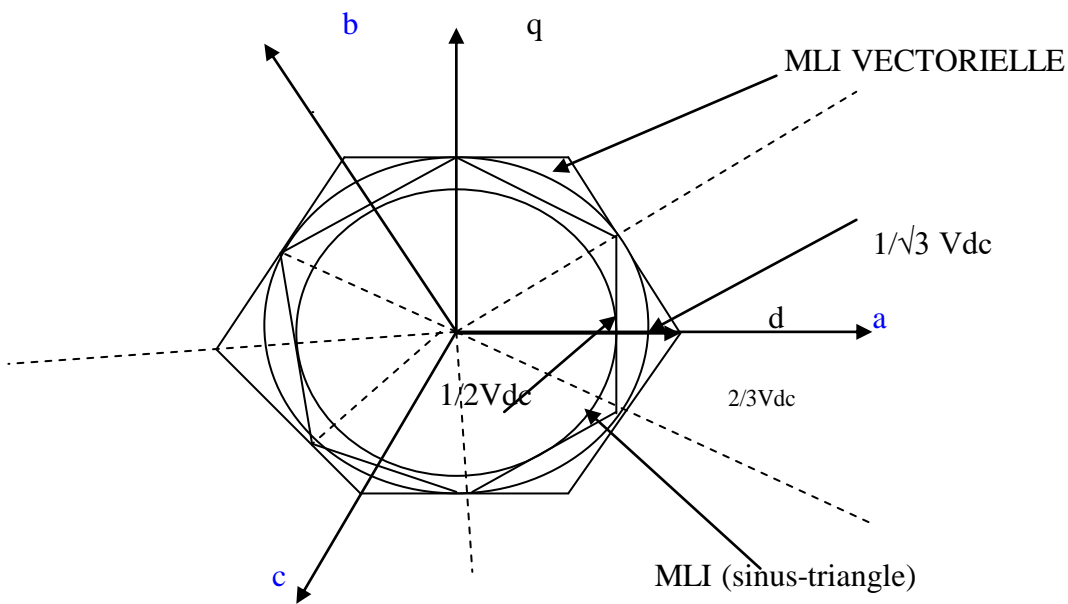


Figure II.34- Comparaison entre la MLI sinus et la MLI vectorielle sur le plan dq

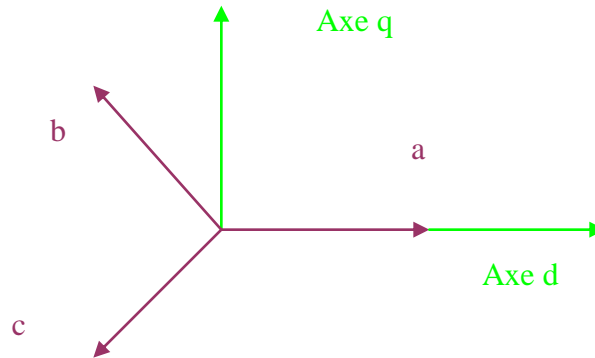


Figure II.35 -relation entre le référentiel abc et le référentiel stationnaire dq

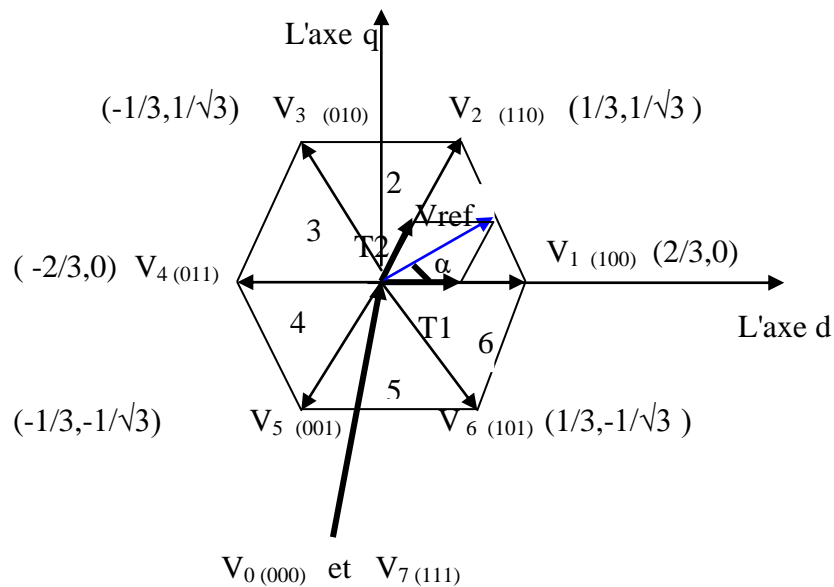


Figure II.36 –les huit états du vecteur  $V_{réf}$  sur un hexagone en fonction des états des interrupteurs

Donc les mêmes transformations peuvent être appliquées pour trouver la tension désirée  $V_{réf}$  dans le plan d-q . Le but de la technique MLI VECTORIELLE est d'approximer  $V_{réf}$  en utilisant le huit vecteurs d'états. Une simple méthode d'approximation pour générer la tension moyenne dans une petite période T, pour être la même de  $V_{réf}$  dans la même période.

Pour que notre méthode MLI vectorielle (space vector PWM) soit implémentée on doit suivre les étapes suivantes: [Kéi 1999]

- \* première étape : détermination de  $V_d, V_q$  et  $V_{réf}$  ainsi que l'angle ( $\alpha$ )

- \* deuxième étape : détermination de  $T_1, T_2, T_0$
- \* troisième étape : détermination de temps de commutation pour chaque transistor ( $S_1$  jusqu'à  $S_6$ ).

**II.10.2- étape 1: Détermination de  $V_d, V_q$  et  $V_{ref}$  ainsi que l'angle ( $\alpha$ )**

De la figure II.37,  $V_d, V_q$  et  $V_{ref}$  ainsi que l'angle ( $\alpha$ ) peuvent être déterminés comme suit :

$$\begin{aligned}
 V_d &= V_{an} - V_{bn} \times \cos 60^\circ - V_{cn} \times \cos 60^\circ \\
 V_d &= V_{an} - V_{bn} \times 1/2 - V_{cn} \times 1/2 \\
 V_q &= 0 + V_{bn} \times \cos 30^\circ - V_{cn} \times \cos 30^\circ \\
 V_q &= 0 + V_{bn} \times \sqrt{3}/2 - V_{cn} \times \sqrt{3}/2
 \end{aligned}
 \tag{II.27}$$

Donc :

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \times \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix}
 \tag{II.28}$$

Et l'amplitude de  $V_{ref}$  est donnée par :

$$|V_{ref}| = \sqrt{V_d^2 + V_q^2}
 \tag{II.29}$$

De la figure nous pouvons déterminer l'angle ( $\alpha$ ) qui est égale à :

$$\alpha = \tan^{-1} [V_d / V_q] = \omega t = 2\pi f t, \text{ Ou } f = \text{ la fréquence fondamentale.}
 \tag{II.30}$$

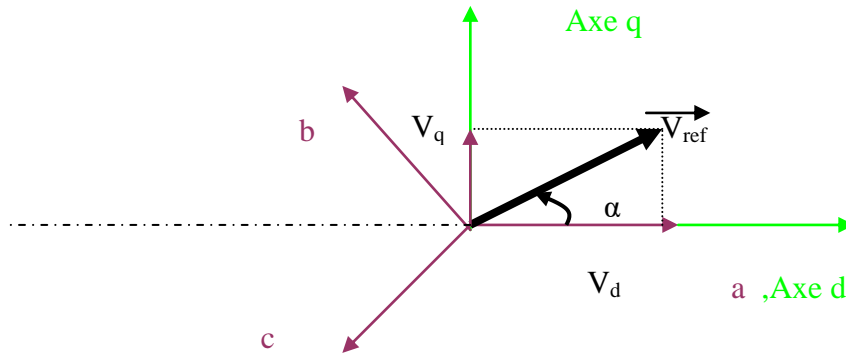


Figure II.37- Le vecteur de tension  $\vec{V}_{réf}$  est ces composantes (d,q)

**II.10.3- étape2:détermination de durées de commutation  $T_1, T_2, T_0$ :**

De la figure II.38 les durées de commutation  $T_1, T_2, T_0$  peut être calculées de la manière suivante:

- **pour la durée de temps de commutation dans le secteur 1:**

$$\int_0^{T_z} \vec{V}_{réf} \times dt = \int_0^{T_1} \vec{V}_1 \times dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \vec{V}_2 \times dt + \int_{T_1+T_2}^{T_z} \vec{V}_0 \times dt \quad (\text{II.31})$$

$$\text{Donc : } T_z \times \vec{V}_{réf} = ( T_1 \times \vec{V}_1 + T_2 \times \vec{V}_2 ) \quad (\text{II.32})$$

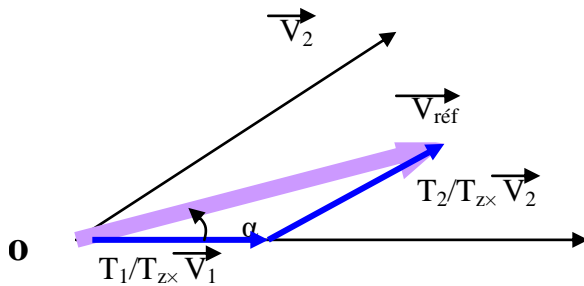


Figure II.38-vecteur de référence est une combinaison de 2 vecteurs adjacents  
Dans le premier Secteur

$$T_z \times \left| \overrightarrow{V_{réf}} \right| \times \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\alpha) \end{bmatrix} = T_1 \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) \\ \sin(\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

(ou,  $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$ )

$$\text{Donc, } T_1 = T_z \cdot m_a \cdot \sin(\pi/3 - \alpha) / \sin(\pi/3). \quad (\text{II.34})$$

$$T_2 = T_z \cdot m_a \cdot \sin(\alpha) / \sin(\pi/3).$$

$$\text{Donc: } T_0 = T_z - (T_1 + T_2), \quad \text{ou} \left( T_z = 1/f_z \text{ et } m_a = \frac{\left| \overrightarrow{V_{réf}} \right|}{\frac{2}{3} \cdot V_{dc}} \right) \quad (\text{II.35})$$

- pour la durée de temps de commutation dans n'importe quel secteur :

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} \cdot T_z \cdot \left| \overrightarrow{V_{réf}} \right|}{V_{dc}} \left( \sin(\pi/3 - \alpha + (n-1)\pi/3) \right) \quad (\text{II.36})$$

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} \cdot T_z \cdot \left| \overrightarrow{V_{réf}} \right|}{V_{dc}} \left( \sin(n \times \pi/3 - \alpha) \right) \quad (\text{II.37})$$

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} \cdot T_z \cdot \left| \overrightarrow{V_{réf}} \right|}{V_{dc}} \left( \begin{array}{c} \sin(n\pi/3) \times \cos \alpha - \cos(n\pi/3) \times \sin \alpha \end{array} \right) \quad (\text{II.38})$$

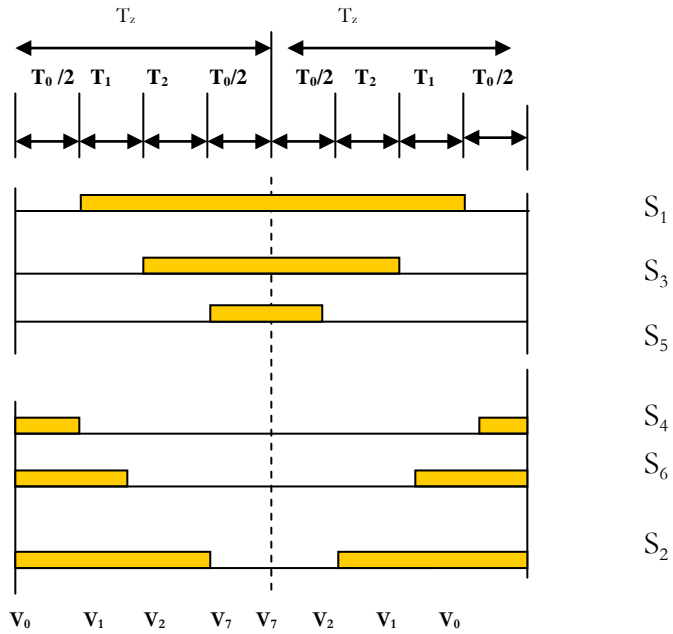
$$T_2 = \frac{\sqrt{3} \cdot T_z \cdot \left| \overrightarrow{V_{réf}} \right|}{V_{dc}} (\sin(\alpha - (n-1)\pi/3)) \quad (\text{II.39})$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} \cdot T_z \cdot \left| \overrightarrow{V_{réf}} \right|}{V_{dc}} \left( \begin{array}{c} -\sin((n-1)\pi/3) \times \cos \alpha + \cos((n-1)\pi/3) \times \sin \alpha \end{array} \right) \quad (\text{II.40})$$

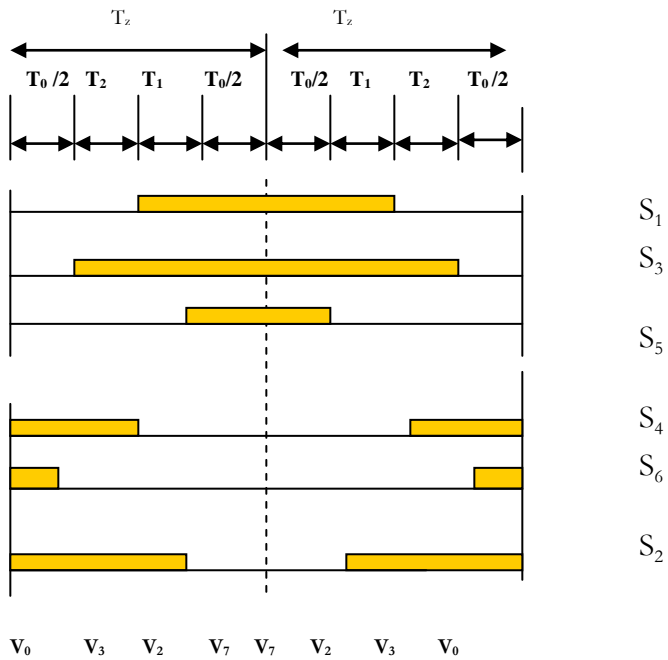
$$T_0 = T_z - T_1 - T_2 \quad (\text{ou, } n=1 \dots, 6(\text{secteur } 1 \dots, 6); (\text{ou, } 0 \leq \alpha \leq 60^\circ). [\text{JIN2005}] \quad (\text{II.41})$$



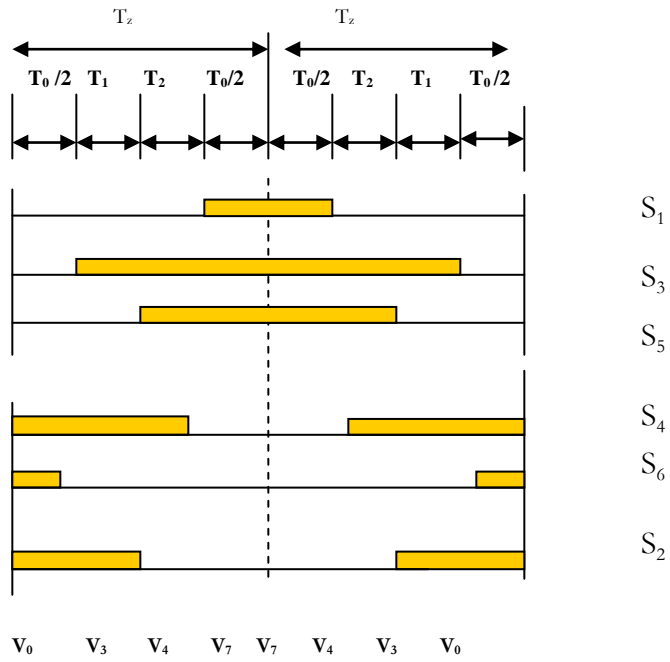
**II.10.4- étape3:détermination de temps de commutation des transistors ' $S_1... S_6$ ' à chaque secteur:**



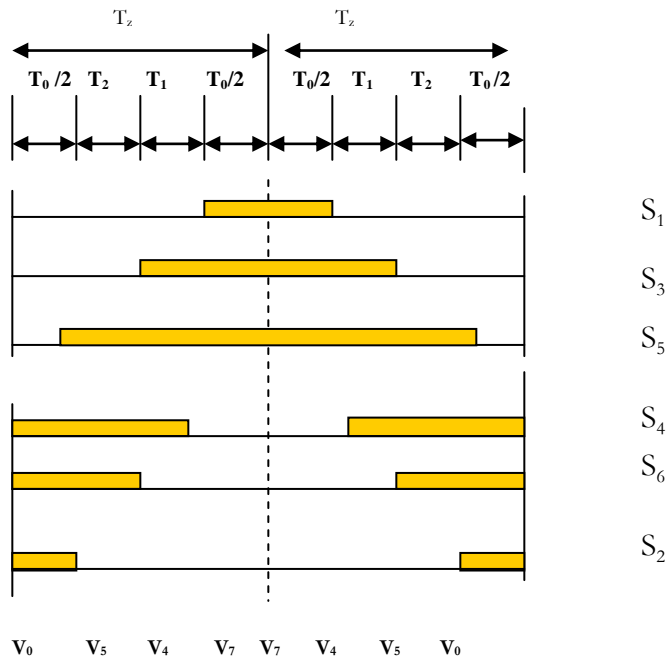
(a) secteur 1



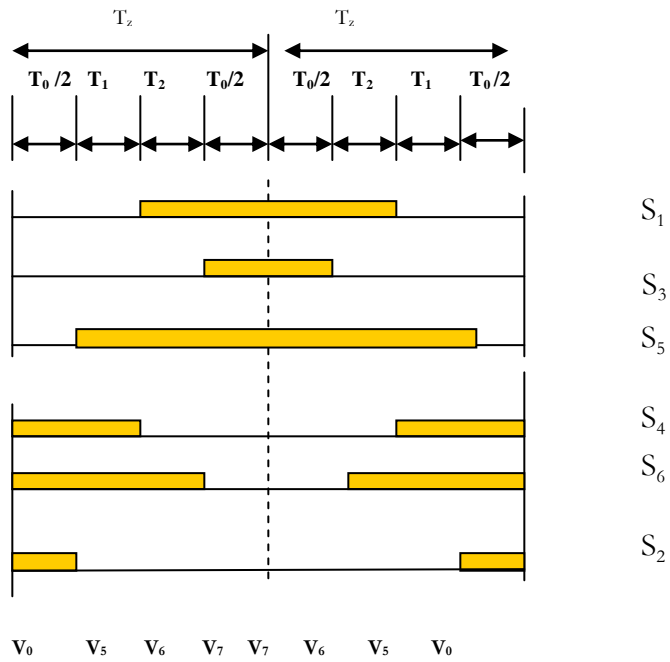
(b) secteur 2



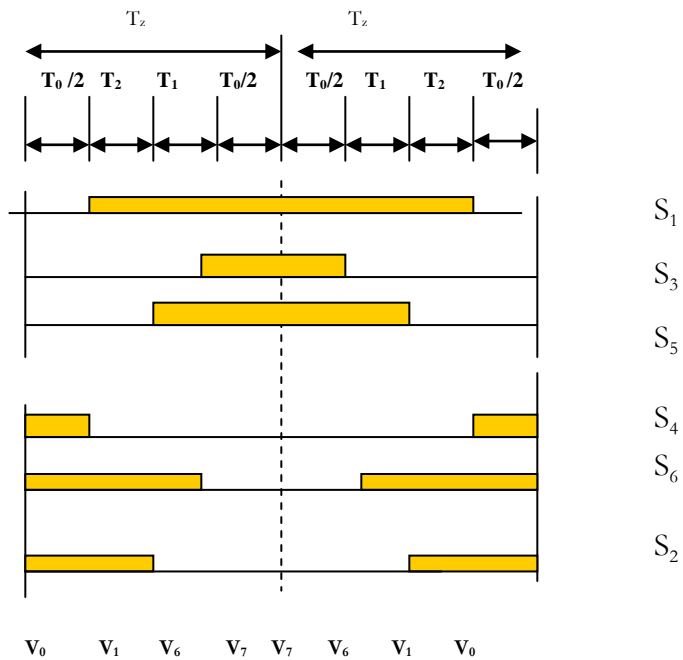
(c) secteur 3



(d) secteur 4



(e) secteur 5



(f) secteur 6

Figure II.39- détermination du temps de commutation de six transistors à chaque secteur.

**TABLEAU II.2:** détermination du temps de commutation de six transistors (haut et bas) à chaque secteur

SECTEUR	HAUT INTERRUPTEURS	BAS INTERRUPTEURS
1	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$
2	$S_1 = T_1 + T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_4 = T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$
3	$S_1 = T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_0/2$
4	$S_1 = T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_0/2$
5	$S_1 = T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_0/2$
6	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_0/2$	$S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_2 + T_0/2$

**II.11- la Simulation de la machine asynchrone associée à un convertisseur MLI vectorielle :**

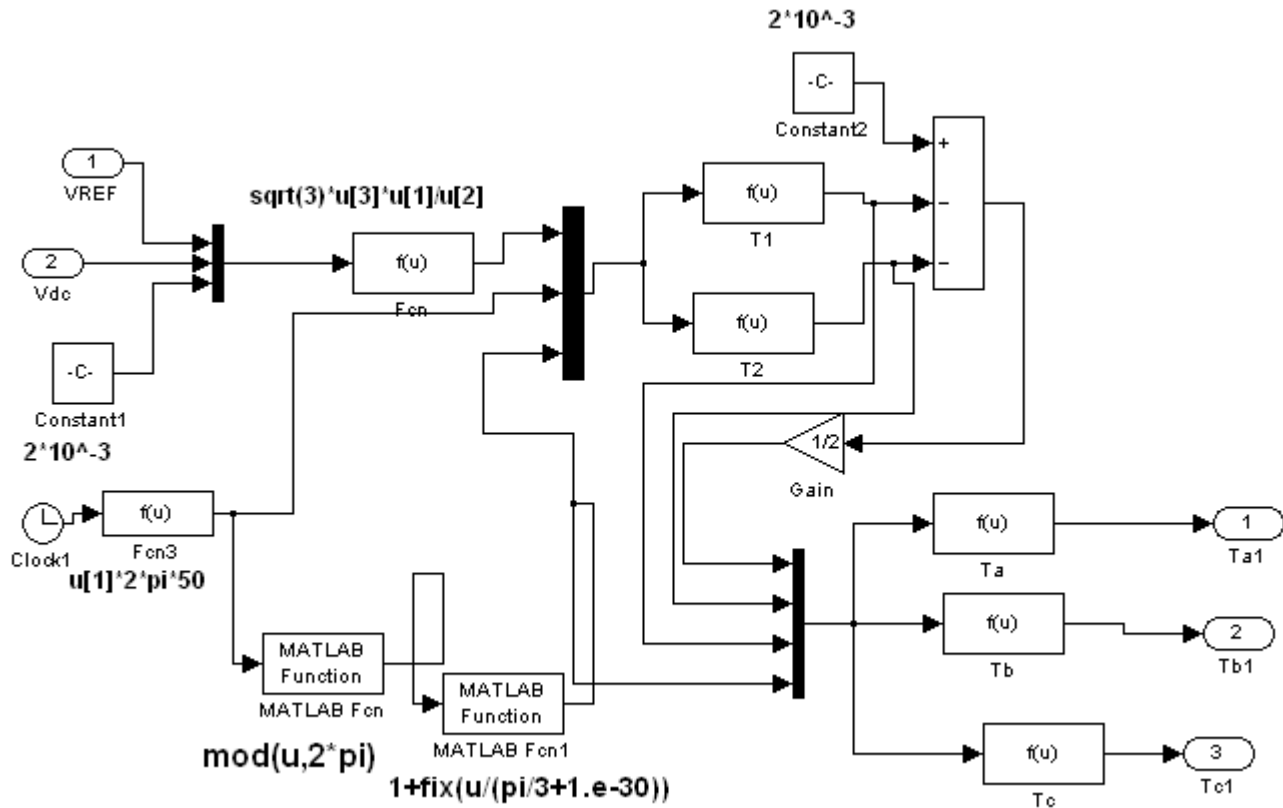


Figure II.40- Bloc de commande de MLI VECTORIELLE sous simulink

Les formules utilisées sous simulink:

- 1).  $T1 = u[1] * (\sin(u[3] * \pi / 3) * \cos(u[2]) - \cos(u[3] * \pi / 3) * \sin(u[2]))$
- 2).  $T2 = u[1] * (\cos((u[3] - 1) * \pi / 3) * \sin(u[2]) - \sin((u[3] - 1) * \pi / 3) * \cos(u[2]))$
- 3).  $Ta = (u[4] == 1) * (u[1] + u[2] + u[3]) + (u[4] == 2) * (u[1] + u[2] + u[3]) + (u[4] == 3) * (u[1] + u[3]) + (u[4] == 4) * (u[1]) + (u[4] == 5) * (u[1]) + (u[4] == 6) * (u[1] + u[2])$
- 4).  $Tb = (u[4] == 1) * (u[1]) + (u[4] == 2) * (u[1] + u[2]) + (u[4] == 3) * (u[1] + u[2] + u[3]) + (u[4] == 4) * (u[1] + u[2] + u[3]) + (u[4] == 5) * (u[1] + u[3]) + (u[4] == 6) * (u[1])$
- 5).  $Tc = (u[4] == 1) * (u[1] + u[3]) + (u[4] == 2) * (u[1]) + (u[4] == 3) * (u[1]) + (u[4] == 4) * (u[1] + u[2]) + (u[4] == 5) * (u[1] + u[2] + u[3]) + (u[4] == 6) * (u[1] + u[2] + u[3])$

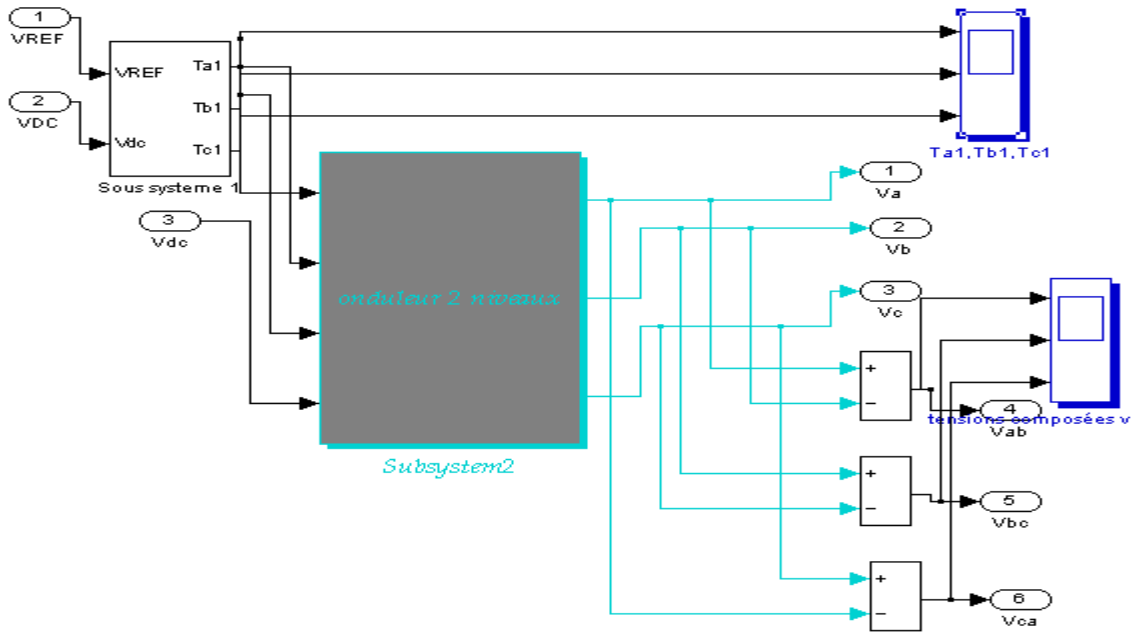


Figure II.41- L'association de Bloc de commande de MLI VECTORIELLE avec onduleur 2 Niveaux sous simulink

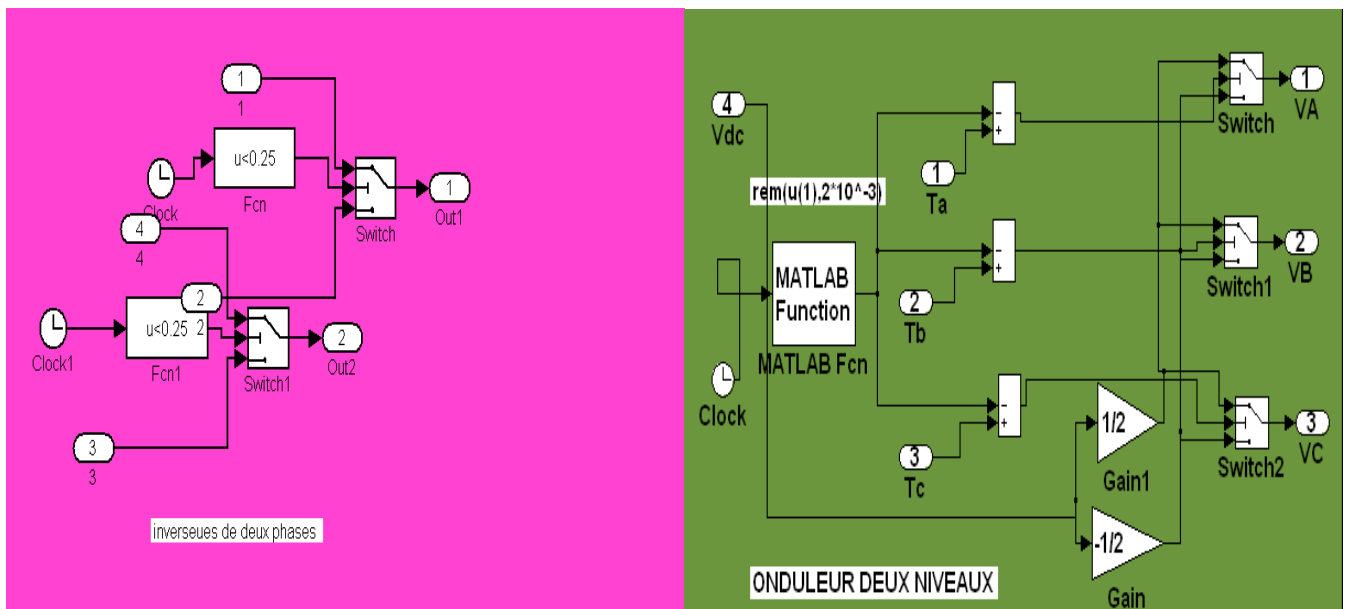


Figure II.42- onduleur 2 Niveaux (à droite) et (à gauche) le schéma du changement de phases de tension à la sortie d'un onduleur 2 Niveaux sous simulink

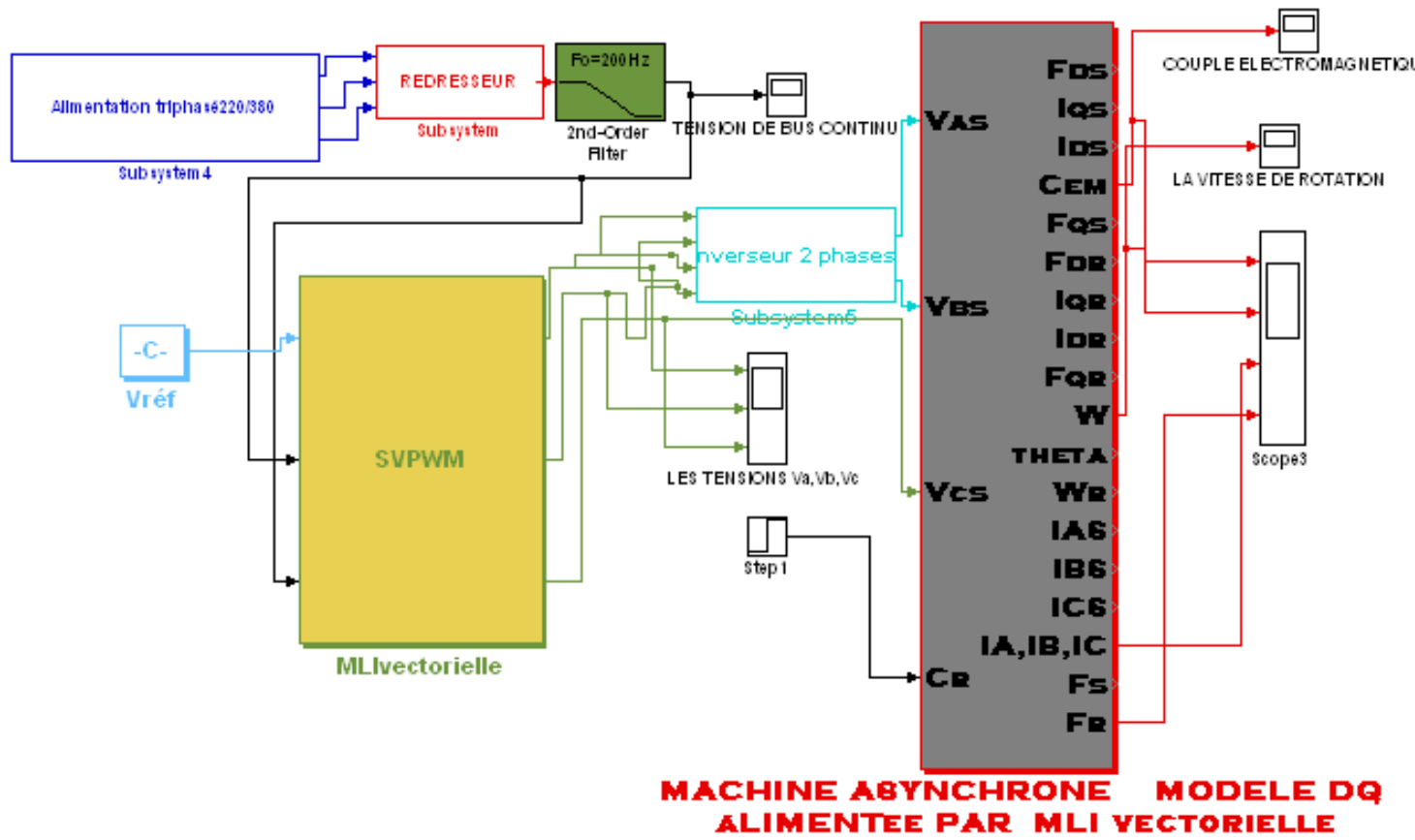


Figure II.43- Le schéma complet sous simulink d'une machine asynchrone associée à un onduleur MLI VECTORIELLE

\*Les données de la première simulation:

La fréquence fondamentale  $f = 50$ [hz];

Le temps de commutation  $T_z = 2 \times 10^{-3}$ [s]

la fréquence de commutation  $F_z = 1/T_z = 1/2 \times 10^{-3} = 10^3/2 = 500$ [Hz]

Indice de modulation ( $m_a = 0.6$ )

La fréquence angulaire  $w = 2 \cdot \pi \cdot 50$ ;

La tension de référence  $V_{ref} = (2/3) \cdot m_a \cdot V_{dc} = (2/3) \cdot 0.6 \cdot 509 = 203.6$ [v];

Couple résistant 150[Nm] appliqué à 0.2[s] et une inversion de phase à l'instant 0.25[s]

\*Les données de la deuxième simulation:

La fréquence fondamentale  $f = 50$ [hz];

Le temps de commutation  $T_z = 5$ [s];  $T_z = 5 \times 10^{-1}$ [s]; et  $T_z = 5 \times 10^{-3}$ [s]

la fréquence de commutation  $F_z = 1/T_z = 1/5 = 0.2$ [Hz];  $F_z = 1/5 \times 10^{-1} = 2$ [Hz]; et

$F_z = 1/5 \times 10^{-3} = 200$ [Hz]

Indice de modulation ( $m_a = 0.34$  et  $m_a = 0.5$ )

La fréquence angulaire  $w = 2 \cdot \pi \cdot 50$ ;

La tension de référence  $V_{ref} = (2/3) \cdot m_a \cdot V_{dc} = (2/3) \cdot 0.34 \cdot 509 = 114.69$ [v];

La tension de référence  $V_{ref} = (2/3) \cdot m_a \cdot V_{dc} = (2/3) \cdot 0.5 \cdot 509 = 169.66$ [v];

Couple résistant 150[Nm] appliqué à 0.6[s] et une inversion de phase à l'instant 0.25[s]

\*Les données de la troisième simulation:

La fréquence fondamentale  $f = 50$ [hz];

Le temps de commutation  $T_z = 5$ [s];  $T_z = 5 \times 10^{-1}$ [s]; et  $T_z = 5 \times 10^{-3}$ [s]

la fréquence de commutation  $F_z = 1/T_z = 1/5 = 0.2$ [Hz];  $F_z = 1/5 \times 10^{-1} = 2$ [Hz]; et

$F_z = 1/5 \times 10^{-3} = 200$ [Hz]

Indice de modulation ( $m_a = 0.51$  et  $m_a = 0.65$ )

La fréquence angulaire  $w = 2 \cdot \pi \cdot 50$ ;

La tension de référence  $V_{ref} = (2/3) \cdot m_a \cdot V_{dc} = (2/3) \cdot 0.51 \cdot 509 = 173.06$ [v];

La tension de référence  $V_{ref} = (2/3) \cdot m_a \cdot V_{dc} = (2/3) \cdot 0.65 \cdot 509 = 220.56$ [v];

Couple résistant 150[Nm] appliqué à 0.6[s] et une inversion de phase à l'instant 0.25[s]

\*Les données de la quatrième simulation:

Le temps de commutation  $T_z = 5$ [s];  $T_z = 5 \times 10^{-1}$ [s]; et  $T_z = 5 \times 10^{-3}$ [s]

la fréquence de commutation  $F_z = 1/T_z = 1/5 = 0.2$ [Hz];  $F_z = 1/5 \times 10^{-1} = 2$ [Hz]; et

$F_z = 1/5 \times 10^{-3} = 200$ [Hz]

Indice de modulation ( $m_a = 0.75$  et  $m_a = 0.95$ )

La fréquence angulaire  $w = 2 \cdot \pi \cdot 50$ ;

La tension de référence  $V_{ref} = (2/3) \cdot m_a \cdot V_{dc} = (2/3) \cdot 0.75 \cdot 509 = 254.45$ [v];

La tension de référence  $V_{ref} = (2/3) \cdot m_a \cdot V_{dc} = (2/3) \cdot 0.95 \cdot 509 = 322.36$ [v];

Couple résistant 150[Nm] appliqué à 0.6[s] et une inversion de phase à l'instant 0.25[s]

\*Les données de la cinquième simulation:

La fréquence fondamentale  $f = 50$ [hz];

Le temps de commutation  $T_z = 3$ [s];  $T_z = 3 \times 10^{-1}$ [s]; et  $T_z = 3 \times 10^{-3}$ [s]

la fréquence de commutation  $F_z = 1/T_z = 1/3 = 0.33$ [Hz];  $F_z = 1/3 \times 10^{-1} = 3.33$ [Hz];

et  $F_z = 1/3 \times 10^{-3} = 333.33$ [Hz]

Indice de modulation ( $m_a = 0.99$ )

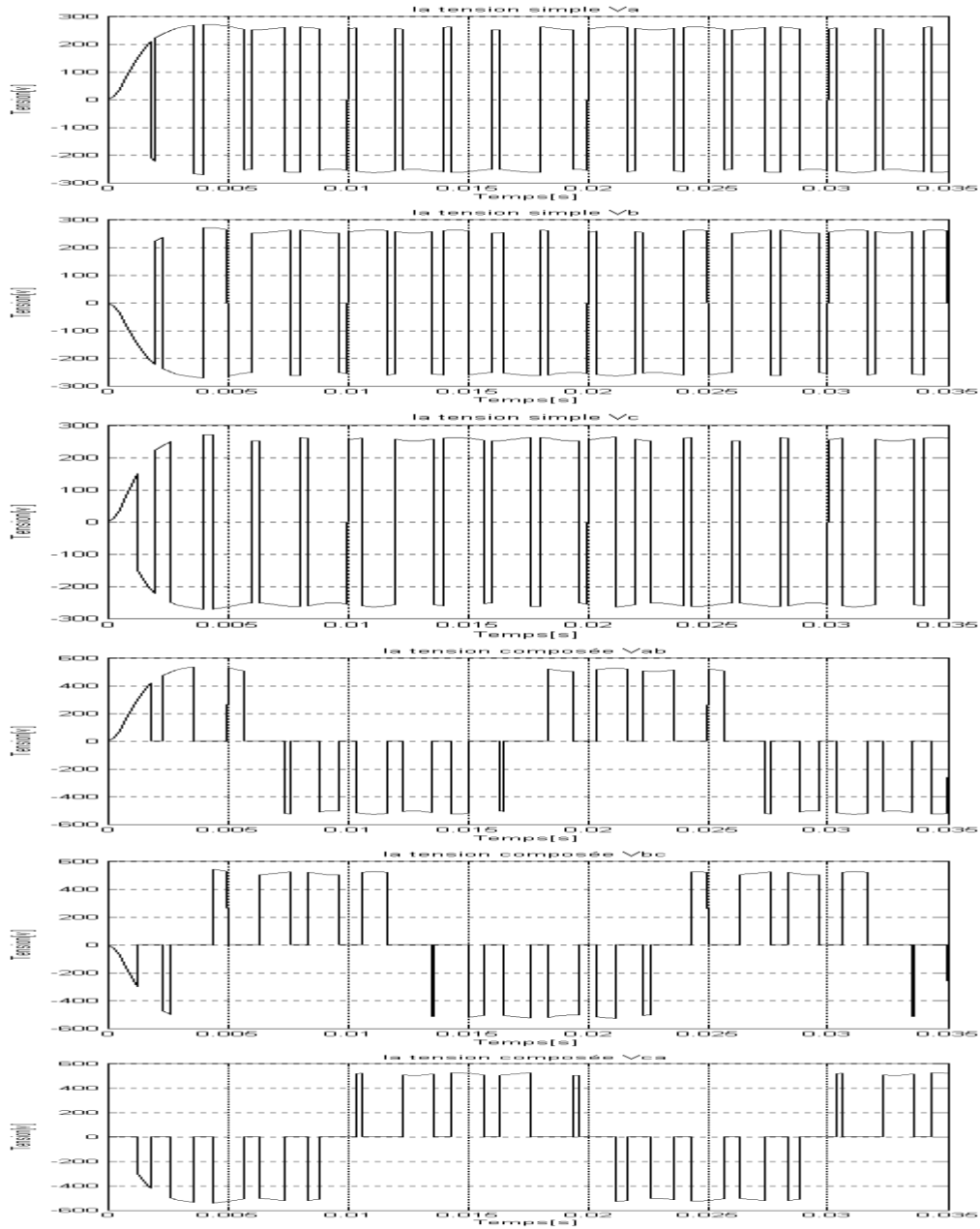
La fréquence angulaire  $w = 2 \cdot \pi \cdot 50$ ;

La tension de référence  $V_{ref} = (2/3) \cdot m_a \cdot V_{dc} = (2/3) \cdot 0.99 \cdot 509 = 335.94$ [v];

Couple résistant 150[Nm] appliqué à 0.6[s] et une inversion de phase à l'instant 0.25[s]



**II.12-Les résultats de la simulation :**



**Figure II.44-** Les résultats de la première simulation Tensions de sortie simples et composées par modulation largeur d'impulsion Vectorielle (onduleur de tension deux niveaux MLI- Vectorielle,  $F_{\omega} = 500[\text{Hz}]$ ).

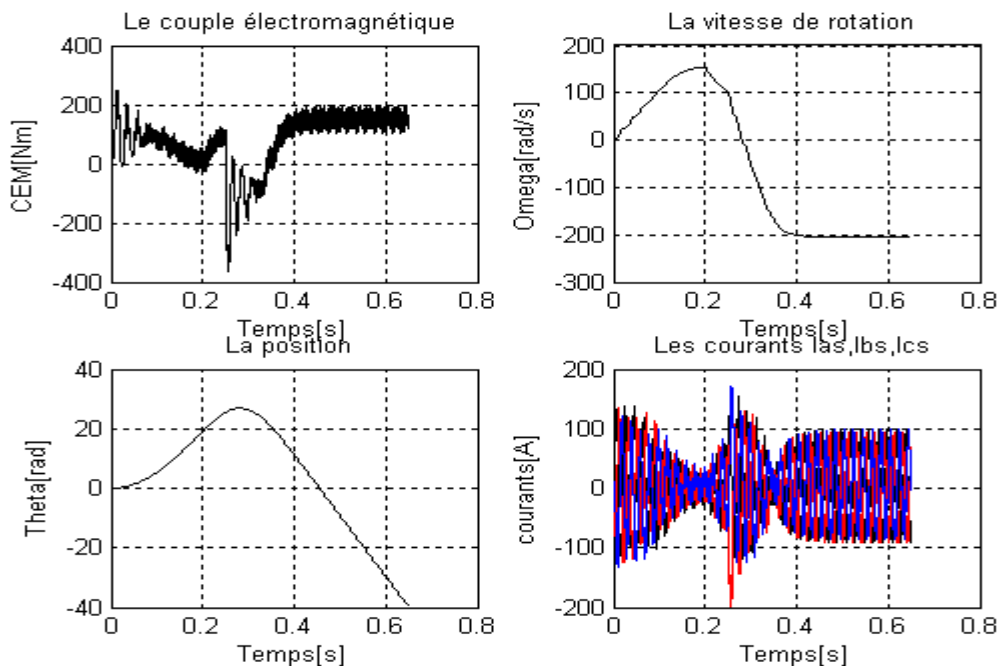


Figure II.45 La réponse d'une MAS à charge Couple résistant 150[Nm] appliqué à 0.2[s] et une inversion de phase à l'instant 0.25[s] alimentée par un onduleur MLI –Vectorielle.

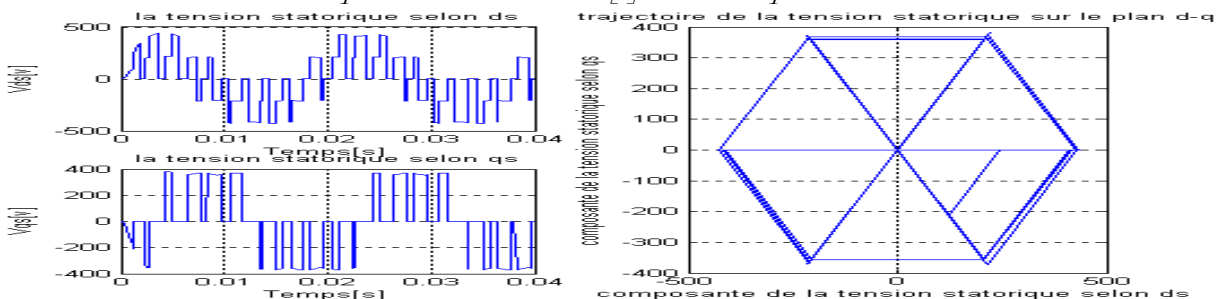


Figure II.46- la tension statorique selon  $d_s$  et  $q_s$ , et le trajectoire cette tension sur le plan  $(d-q)$  pour  $m_a=0.6$  et  $F_z=500$ [Hz], MAS-onduleurMLI-vectorielle.

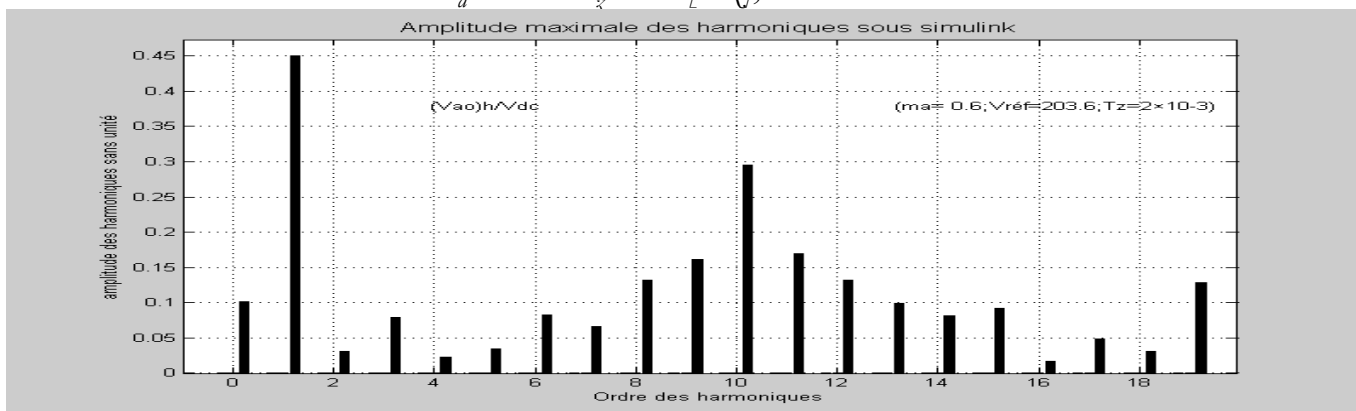
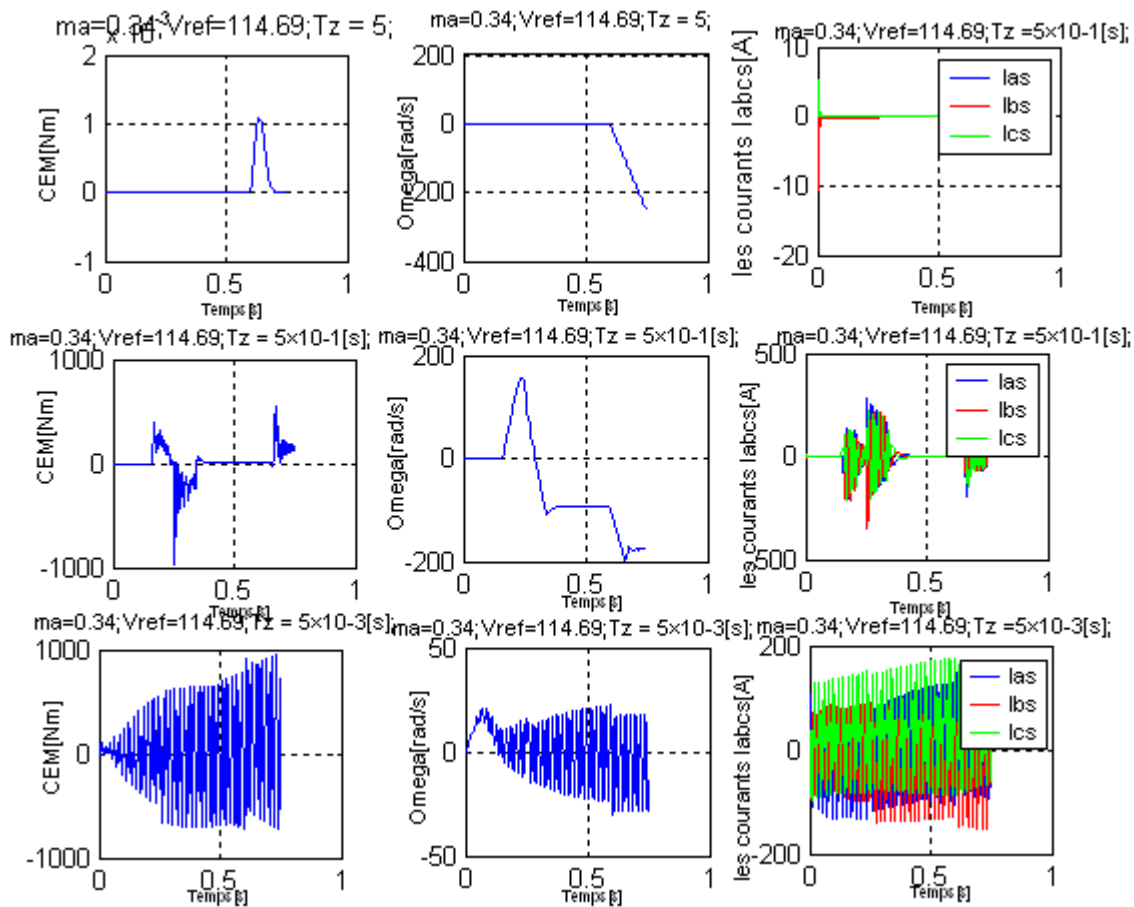


Figure II.47- spectre des harmoniques de convertisseur 2N à MLI-Vectorielle rapport de tension simple et de bus continu



**Figure II.48-** Les résultats de la deuxième simulation d'une MAS [ associée à un onduleur MLI Vectorielle] pour ( $m_a = 0.34 ; V_{ref} = 114.69$ ) avec introduction d'un Couple résistant  $150 [Nm]$  appliqué à  $0.6 [s]$  et une inversion de sens de rotation à l'instant  $0.25$ , avec une fréquence de commutation  $F_z = 1/T_z = 1/5 = 0.2 [Hz]$ ;  $F_z = 1/5 \times 10^{-1} = 2 [Hz]$ ; et  $F_z = 1/5 \times 10^{-3} = 200 [Hz]$

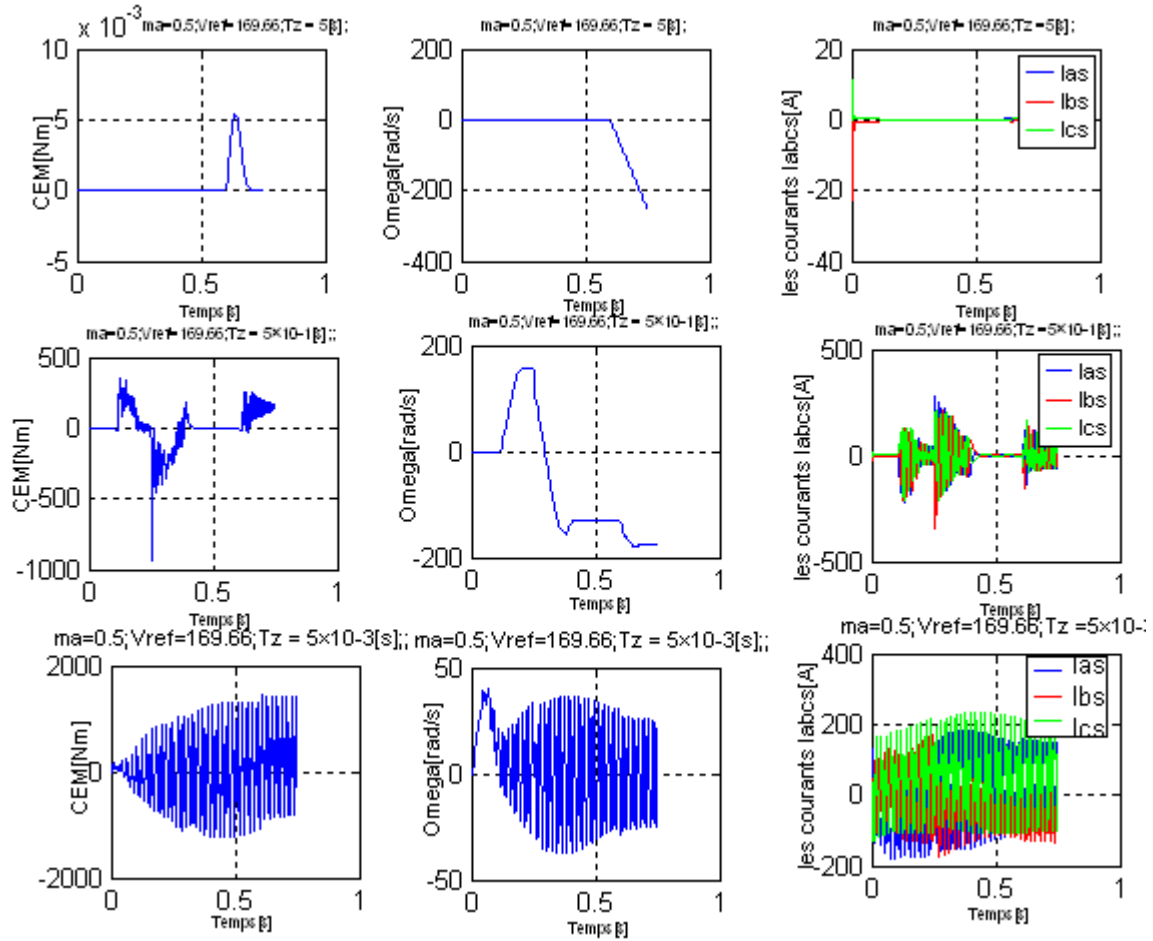
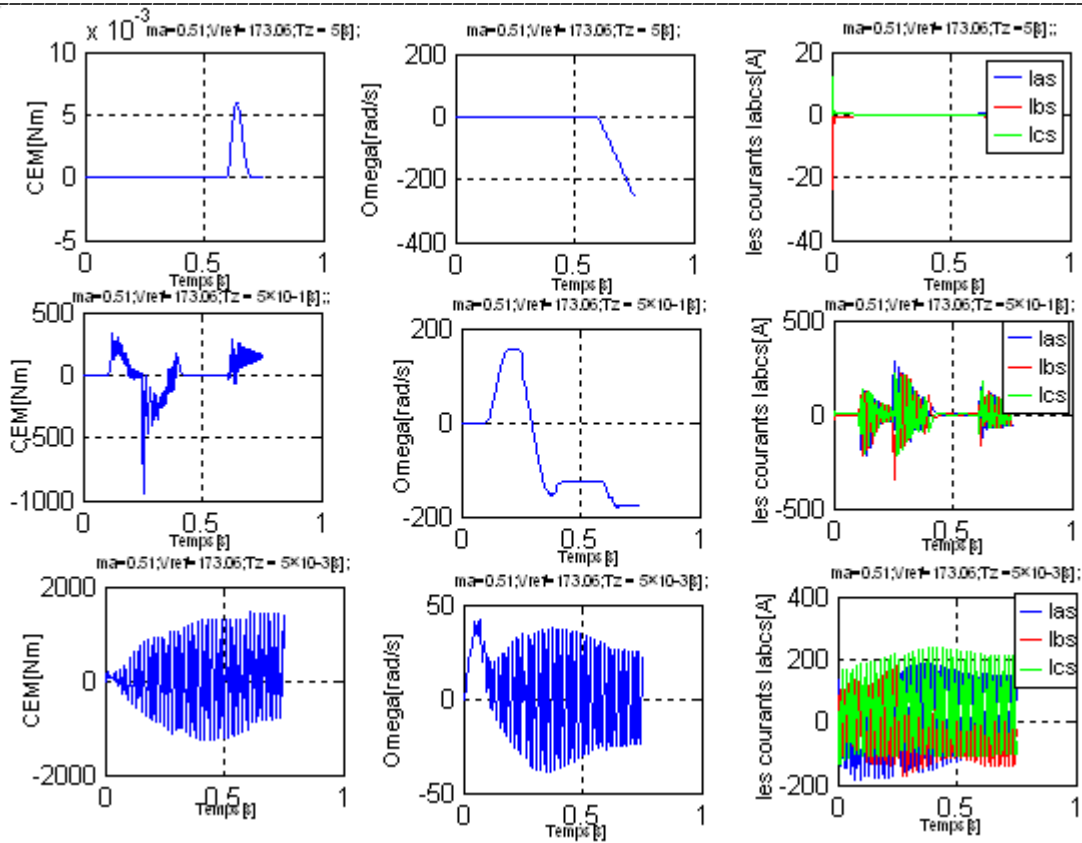
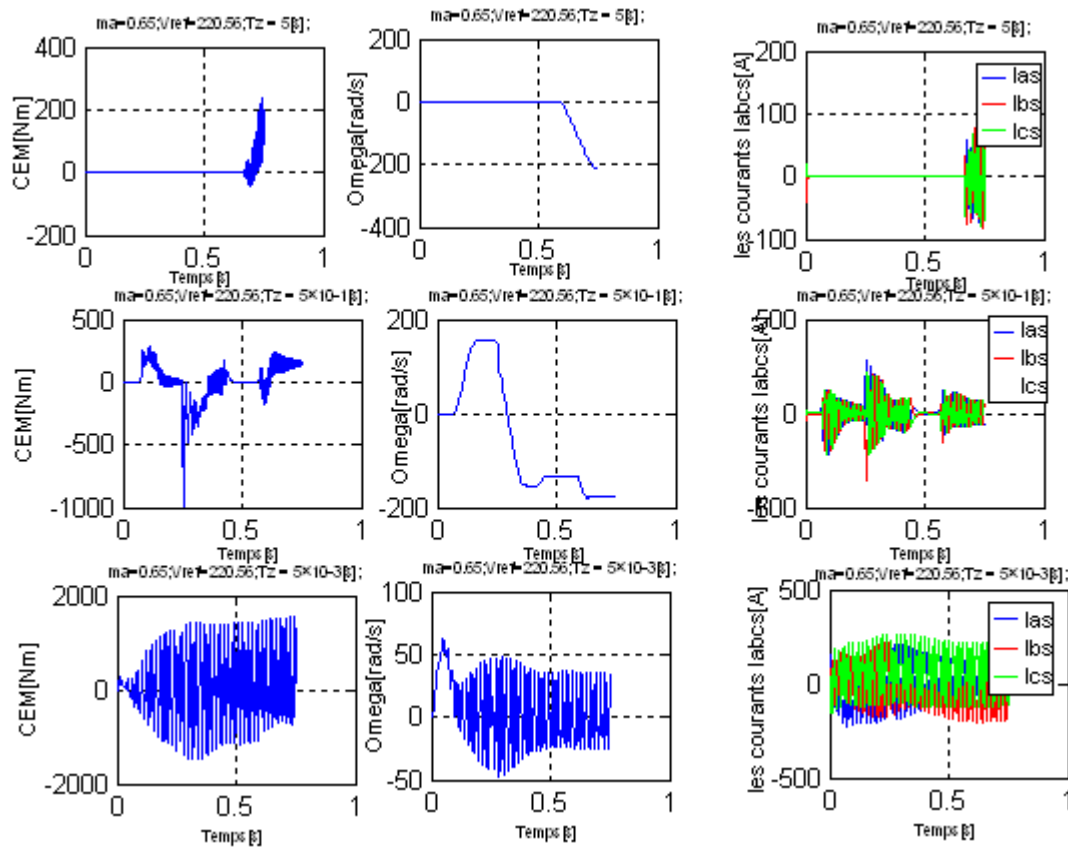


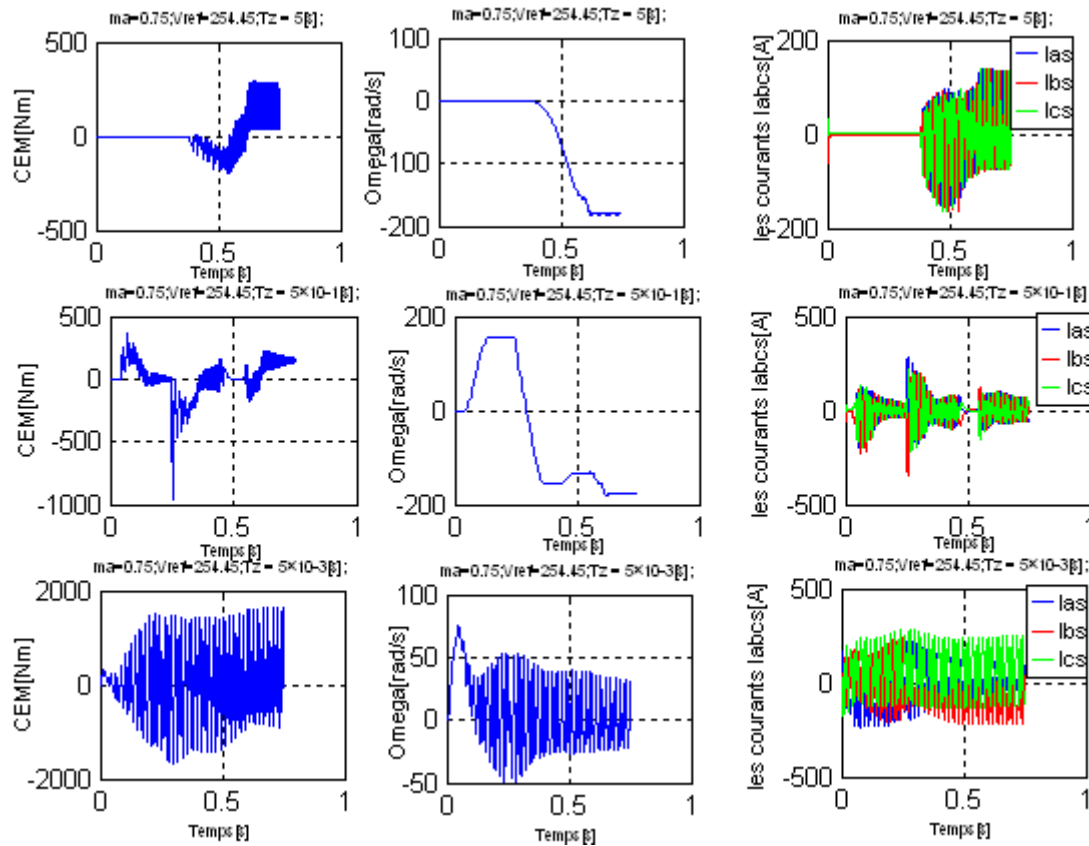
Figure II.49- Les résultats de la deuxième simulation d'une MAS [associée à un onduleur MLI Vectorielle] pour ( $m_a = 0.5$ ;  $V_{ref} = 169.66$ ) avec introduction d'un Couple résistant  $150 [Nm]$  appliqué à  $0.6 [s]$  et une inversion de sens de rotation à l'instant  $0.25$ , avec une fréquence de commutation  $F_\alpha = 1/T_\alpha = 1/5 = 0.2 [Hz]$ ;  $F_\alpha = 1/5 \times 10^{-1} = 2 [Hz]$ ; et  $F_\alpha = 1/5 \times 10^{-3} = 200 [Hz]$



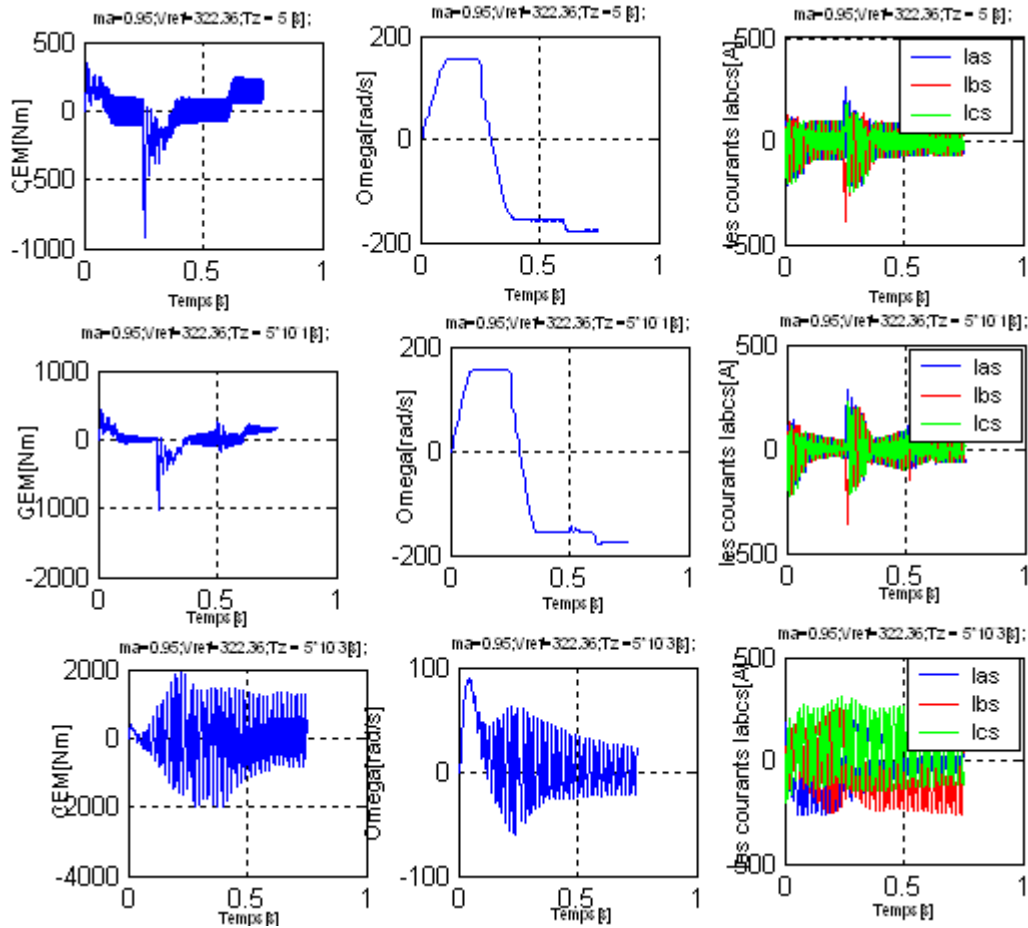
**Figure II.50-** Les résultats de la troisième simulation d'une MAS [associée à un onduleur MLI Vectorielle] pour ( $m_a = 0.51$ ;  $V_{ref} = 173.06$ ) avec introduction d'un Couple résistant  $150 [Nm]$  appliqué à  $0.6 [s]$  et une inversion de sens de rotation à l'instant  $0.25$ , avec une fréquence de commutation  $F_{\omega} = 1/T_{\omega} = 1/5 = 0.2 [Hz]$ ;  $F_{\omega} = 1/5 \times 10^{-1} = 2 [Hz]$ ; et  $F_{\omega} = 1/5 \times 10^{-3} = 200 [Hz]$



**Figure II.51-** Les résultats de la troisième simulation d'une MAS [associée à un onduleur MLI Vectorielle] pour ( $m_a = 0.65$ ;  $V_{réf} = 220.56$ ) avec introduction d'un Couple résistant  $150 [Nm]$  appliqué à  $0.6 [s]$  et une inversion de sens de rotation à l'instant  $0.25$ , avec une fréquence de commutation  $F_{\omega} = 1/T_{\omega} = 1/5 = 0.2 [Hz]$ ;  $F_{\omega} = 1/5 \times 10^{-1} = 2 [Hz]$ ; et  $F_{\omega} = 1/5 \times 10^{-3} = 200 [Hz]$



**Figure II.52-** Les résultats de la quatrième simulation d'une MAS [associée à un onduleur MLI-vectorielle] pour ( $m_a = 0.75 ; V_{ref} = 254.45$ ) avec introduction d'un Couple résistant  $150 [Nm]$  appliqué à  $0.6 [s]$  et une inversion de sens de rotation à l'instant  $0.25$ , avec une fréquence de commutation  $F_{\zeta} = 1/T_{\zeta} = 1/5 = 0.2 [Hz]$ ;  $F_{\zeta} = 1/5 \times 10^{-1} = 2 [Hz]$ ; et  $F_{\zeta} = 1/5 \times 10^{-3} = 200 [Hz]$



**Figure II.53-** Les résultats de la quatrième simulation d'une MAS [associée à un onduleur MLI Vectorielle] pour ( $m_a = 0.95$ ;  $V_{ref} = 322.36$ ) avec introduction d'un Couple résistant  $150$  [Nm] appliqué à  $0.6$  [s] et une inversion de sens de rotation à l'instant  $0.25$ , avec une fréquence de commutation  $F_z = 1/T_z = 1/5 = 0.2$  [Hz];  $F_z = 1/5 \times 10^{-1} = 2$  [Hz]; et  $F_z = 1/5 \times 10^{-3} = 200$  [Hz]



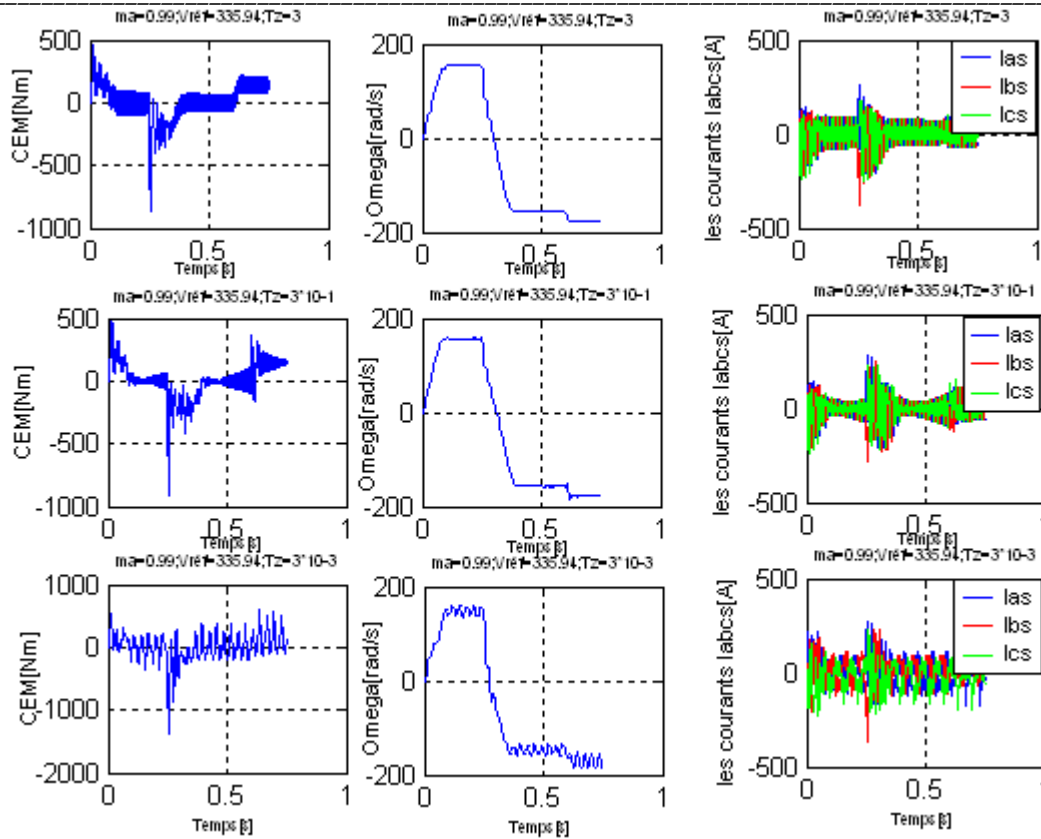


Figure II.54- Les résultats de la cinquième simulation d'une MAS [associée à un onduleur MLI Vectorielle] pour ( $m_a = 0.99$ ;  $V_{ref} = 335.94$ ) avec introduction d'un Couple résistant  $150 [Nm]$  appliqué à  $0.6 [s]$  et une inversion de sens de rotation à l'instant  $0.25$ , avec une fréquence de commutation  $F_z = 1/T_z = 1/3 = 0.33 [Hz]$ ;  $F_z = 1/3 \times 10^{-1} = 3.33 [Hz]$ , et  $F_z = 1/3 \times 10^{-3} = 333.33 [Hz]$

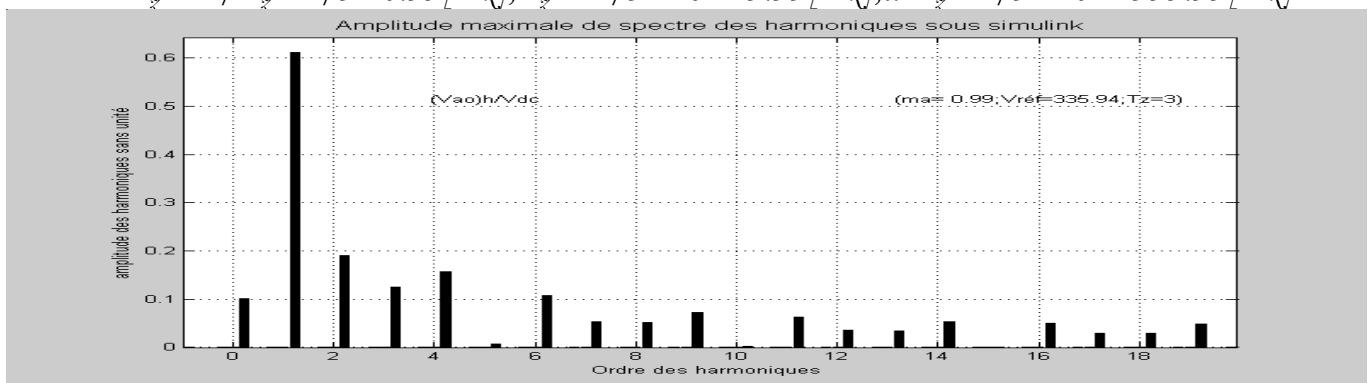


Figure II.55- spectre des harmoniques de convertisseur 2N à MLI-Vectorielle rapport de tension simple et de bus continu

### II.12.1-Interprétation des résultats :

Cette fois on a associé le moteur asynchrone à un onduleur de type MLI – Vectorielle, pour la première simulation la figure II.44, représente les tensions de sortie simples et composées par modulation de largeur d'impulsion Vectorielle (onduleur de tension deux niveaux MLI- Vectorielle.), on voit qu'il y'a une certaine ressemblance entre les formes des ondes des tensions de la MLI ordinaire et la nouvelle MLI-vectorielle, sous la première simulation, la figure II.45, nous offre Les résultats de la simulation d' une MAS avec introduction d'un Couple résistant 150[Nm] appliqué à 0.2[s] et une inversion de sens de rotation à l'instant 0.25[ associée à un onduleur MLI Vectorielle] ,avec une fréquence de commutation  $F_z = 500[\text{Hz}]$ , La tension de référence  $V_{\text{réf}} = (2/3) \cdot m_a \cdot V_{\text{dc}} = (2/3) \cdot 0.6 \cdot 509 = 203.6[\text{v}]$ ; Indice de modulation ( $m_a = 0.6$ ), donc sous ces conditions notre MAS réagit, et nous donne les grandeurs (CEM, vitesse de rotation, amplitude de flux,...), nous voyons que presque les graphiques de ces grandeurs ont une bonne allure sans déformations, sauf un peu d'ondulations dans le graphique de CEM, dû au découpage de la tension de l'onduleur, on constate aussi que le couple électromagnétique tend vers le couple de charge 150[Nm] appliqué à 0.2[s], puis après cette application on changera la rotation de notre moteur par la permutation de deux phases à la sortie de notre onduleur MLI-Vectorielle à l'instant 0.25[s], le CEM devient négatif avec un pic d'une grande amplitude négatif, causé par se changement brusque de sens de rotation de notre moteur, après cela le moteur se stabilisera et tends vers le couple de charge 150[Nm], de même la position  $\theta$  de rotor avant le changement de sens de rotation la position  $\theta$  en fonction du temps évoluera linéairement avec une pente positif, à l'instant de permutation 0.25[s] de deux phases, la pente devient nulle, parce qu'il y'a un point d'inflexion, ensuite la pente devient négatif il y'a lieu le changement de sens de rotation, aussi la vitesse de rotation augmentera linéairement au démarrage, après un temps transitoire 0.2[s], presque en même temps on appliquant un  $C_r$  de 150[Nm], on observe qu'il y'a une diminution de la vitesse de rotation, à l'instant 0.25[s], on changera le sens de rotation la vitesse diminuera brusquement est devient négatif, -200[rad/s], dû à ces conditions sévères il y'a un fort appel des courants après l'application de couple de charge, mais l'appel est plus grand quand on changera le sens de rotation, le trajectoire de la tension statorique est un hexagone figure II.46. et la figure II.47 représente le spectre des harmoniques de convertisseur 2N à MLI-Vectorielle rapport de tension simple et de bus continu pour ( $F_z = 500[\text{Hz}]$ ,  $m_a = 0.6$ ).

Pour la deuxième simulation on constate que notre MAS réagit comme dans la première simulation sauf une modification de l'instant d'application de  $C_r$ , figure II.48, Les résultats de la deuxième simulation d' une MAS[ associée à un onduleur MLI Vectorielle], pour ( $m_a = 0.34$ ;  $V_{\text{réf}} = 114.69$ ) avec introduction d'un Couple résistant 150[Nm] appliqué à 0.6[s] et une inversion de sens de rotation à l'instant 0.25, avec une fréquence de commutation  $F_z = 1/T_z = 1/5 = 0.2[\text{Hz}]$ ;  $F_z = 1/5 \times 10^{-1} = 2[\text{Hz}]$ ; et  $F_z = 1/5 \times 10^{-3} = 200[\text{Hz}]$ , après la vérification des graphiques on constate que seulement pour une fréquence

de commutation  $F_z = 1/5 \times 10^{-1} = 2[\text{Hz}]$ , l'allure de CEM, la vitesse de rotation  $\Omega$ , les courants  $I_{abc}$ , est proche de l'allure réelle, mais pas satisfaisante, et on remarque pour les 200[Hz] et 0.2 [Hz] une détérioration nette des formes de graphiques de grandeurs (CEM,  $\Omega$ ,  $I_{abc}$ ); la même remarque sur les autres figures (figure II.49 jusqu'à la figure II.52), on remarque une amélioration sur la figure II.53; la 5 simulation à la meilleure allure qui est satisfaisante uniquement sur la figure II.53 pour les fréquences 0.2[Hz]; 2[Hz]; et pour ( $m_a = 0.95$ ;  $V_{\text{réf}} = 322.36$ ), et la figure II.54 pour ( $m_a = 0.99$ ;  $V_{\text{réf}} = 335.94$ ) et pour les fréquences  $F_z = 1/T_z = 1/3 = 0.33[\text{Hz}]$ ;  $F_z = 1/3 \times 10^{-1} = 3.33[\text{Hz}]$ ; et  $F_z = 1/3 \times 10^{-3} = 333.33[\text{Hz}]$ ; toutes les courbes représentent bien les allures de CEM; vitesse de rotation; et courants donc pour avoir une bonne performance de notre moteur il faut augmenter de l'indice de modulation  $m_a$ . c'est-à-dire avoir un  $V_{\text{réf}}$  élevé. On remarque aussi avec l'augmentation de la fréquence de commutation 333.33[Hz], la création des ondulations perturbatrices. Par comparaison avec l'ordinaire, on remarque bien pour avoir un bon signal il faut que la fréquence soit un peu élevée, mais l'indice  $m_a$  il faut qu'il soit élevé. Figure II.55- spectre des harmoniques de convertisseur 2N à MLI-Vectorielle rapport de tension simple et de bus continu pour ( $F_z = 0.33[\text{Hz}]$ ,  $m_a = 0.99$ ), si on fait une comparaison entre cette figure de spectre des harmoniques et la figure II.47 il y'a une apparente réduction des harmoniques.

### **II.13-CONCLUSION :**

Le chapitre précédent a mis en évidence les caractéristiques de modèle d'une machine asynchrone dans la base de park alimentée directement par une source de tension triphasée équilibrée. Dans ce chapitre on a associé MAS à plusieurs variétés de convertisseurs de tension deux niveaux, et on a vu que chaque convertisseur à une stratégie de contrôle propre à lui, premièrement nous avons commencé par l'étude de redresseur à diodes passif et le filtre passe bas passif on a posé un modèle équivalent sous simulink, en suite on a associé aux redresseur et le filtre plusieurs types d'onduleurs, on a commencé par l'étude de l'onduleur de tension deux niveaux à MLI (triangle-sinusoidales) et à l'aide de l'algorithme de commande on a pu simulé cet onduleur et ensuite nous avons associé à MAS et voir l'influence de variation des indices de modulation  $m_a$  et  $m_f$  sur la réponse moteur asynchrone. après nous avons associé un autre onduleur de tension deux niveaux type MLI à hystérésis commandé par de courants en boucle fermé, on a pu voir la technique de génération de signaux de commande et on a fait une comparaison entre la réponse de moteur asynchrone alimenté directement par une source de tension et un moteur associé à un onduleur MLI à hystérésis de tension deux niveaux. dernièrement on a associé le moteur à un autre type d'onduleur de tension deux niveaux, c'est le l'onduleur à MLI –Vectorielle, la stratégie de commande de ce convertisseur est un peu compliqué et aussi plus sophistiqué. aucune de deux techniques, MLI

Ordinaire, ou MLI vectorielle à réduit d'une façon significative le problème d'harmoniques, mais il y'a une seule technique qui à réduit considérablement les harmoniques c'est MLI à hystérésis.

# Chapitre 3

## La stratégie de commande d'un convertisseur Triphasé à trois niveaux

## **INTRODUCTION:**

C'est dans le domaine des puissances élevées que les problèmes sont plus manifestés. Les matériaux sont alors plus sollicités et le transfert de puissance au travers de trois phases implique dans les onduleurs deux niveaux, des interrupteurs de puissance de fort calibre .pour échapper à ceci, tout en conservant la structure triphasée de la machine, une solution consiste à réaliser des onduleurs multiniveaux fournissant une alimentation de meilleure qualité tout en nécessitant des interrupteurs de plus faibles calibres (type IGBT). [Sem2000]

### **III.1-la topologie de base et le fonctionnement d'un convertisseur multi-niveau:**

De nouvelles techniques dites multi-niveaux ainsi que de nouvelles topologies de convertisseurs ont été développés. Celles-ci sont une association série-parallèle des semi-conducteurs. Elles permettent de générer plusieurs niveaux de tension à la sortie du convertisseur.

Le nombre de semi-conducteurs nécessaires à la réalisation de ces topologies augmente avec le nombre de niveaux désirés. La complexité de leur structure s'en trouve augmentée et leur fiabilité réduite.

Dans ce chapitre on va expliquer le fonctionnement d'un convertisseur de tension multi-niveau(3niveaux de tension),et leur structure de base , les états de commutation , et la méthode de la modulation utilisée sous le logiciel simulink pour les types suivants :

- 2N- convertisseur de tension ;
- 3N-convertisseur de tension à diode de bouclage (Neutral-Point-Clamped)(NPC) [Yak 2005 ];

#### **III.1.2-convertisseur de tension 2N :**

Comme nous avons déjà vu dans le chapitre précédent, le fonctionnement et les caractéristiques de ce convertisseur, Mais il est très essentiel, de rappeler ces caractéristiques et aussi d'éclaircir encore le trajet de courant de phase dans le deux cas positif et négatif. et aussi parce qu'il est la base pour commencer L'étude de convertisseur de niveaux plus élevées , donc le convertisseur deux niveaux ,est construit de trois bras ,chaque bras pour une phase,et chaque bras comprend deux actives interrupteurs(transistors) ,et deux diodes à (roue-libre) , en anti-parallèles avec chaque transistor , la sortie de trois phases pour chaque bras de convertisseur dépend uniquement ,de bus continu, $U_{dc}$ ,et des états des interrupteurs,et la sortie de tension est indépendante de courant de charge , pendant que l'un de deux actives interrupteurs ou l'un de deux diodes à roue-libre est fermé à n'importe q'elle instant , donc la tension à la sortie de convertisseur est indépendante de la direction de courant de la charge .

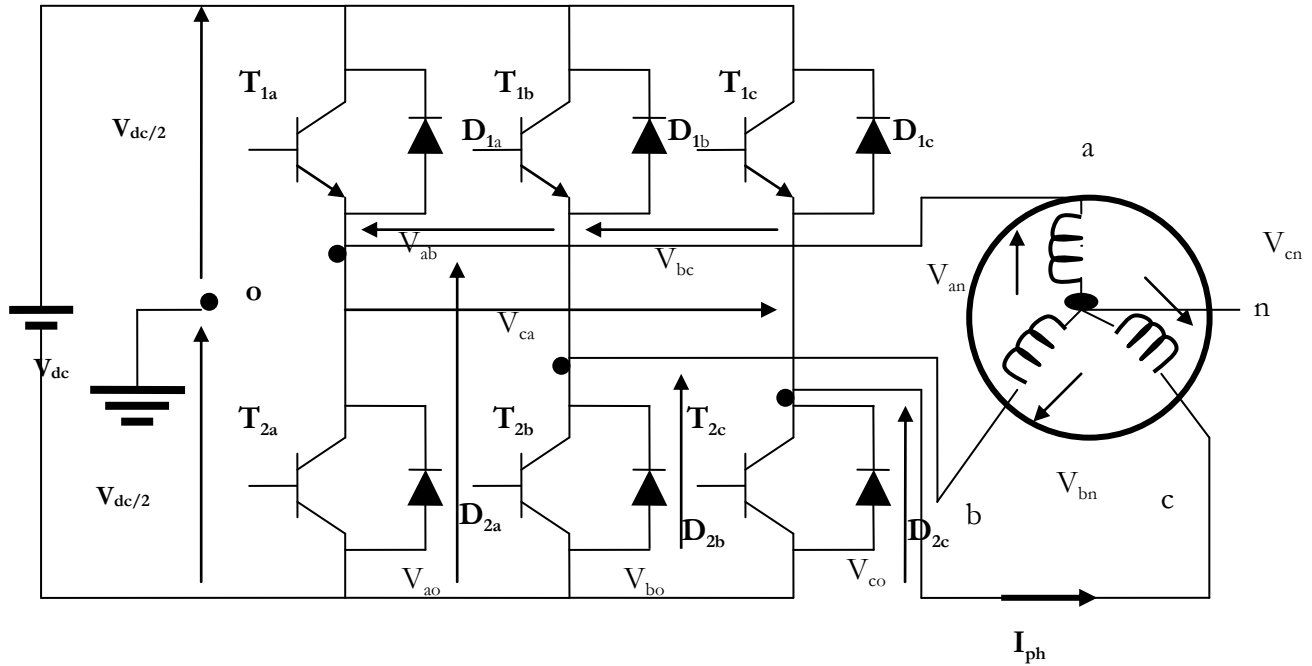


Figure III.1- association convertisseur deux niveaux à MAS

**III.1.3- les états des interrupteurs et les commutations:**

Voir la figure précédente, le convertisseur trois phases 2N, contient six actifs interrupteurs unidirectionnels (transistors), avec de diodes inversées dans le sens, chaque terminal AC de convertisseur (a,b et c), peut être connecté à la rail négative "-", ou à la rail positive "+", ainsi que le nombre des états des interrupteurs sont calculés par la formule suivante :

$$N_{\text{états int}} = N^{\text{ph}} = 2^3 = 8$$

N : est le nombre de niveau de tension dans le bus de tension  $V_{dc}$  ;

Ph: le nombre de phases.

Les positions de l'interrupteur, pour le deux possible états pour chaque bras sont données sur le tableau suivant:

Tableau III.1:ou 1 et 0 détermine l'état fermé ou ouvert de l'interrupteur [FAZ2007]

Etat	$S_{1x}$	$S_{2x}$
Positive "+" ( $U_{xM} = +U_{dc}/2$ )	1	0
Négative "-" ( $U_{xM} = -U_{dc}/2$ )	0	1

Le trajet de courant pour la phase négative et la phase positive de courants  $I_{ph}$ , est illustrer sur la figure III -2.à n'importe qu'elle états des interrupteurs, un semi-conducteur est liée avec le trajet de courant. Il faut noté que tout les interrupteurs et les diodes de convertisseur 2 niveaux sont sous la contrainte de bus continu  $V_{dc}$ .

Les pertes des interrupteurs sont créés pendant le processus de commutation uniquement les pertes des Interrupteurs actives pendant l'ouverture et la fermeture et les pertes de recouvrements (récupérations) de diodes sont considérées, les pertes de conduction et les pertes de commutation sont données sur la tableau III.2, la tableau III.3

Donc la cellule de commutation est l'élément de base dans la structure de l'onduleur de tension, comme il est montré sur la figure III.2 qui représente la structure de base d'un bras de l'onduleur et la tension de sortie selon l'état de commutation et les signes de courant.

D'après la figure III.2, on constate que:

Quand  $T_1$  est en état de fermeture (conduction) en anglais(on), la tension appliquée au stator (charge) est égale  $1/2V_{dc}$ . quand le courant est positif ( $I_a > 0$ ), il traversera le transistor  $T_1$  et il y'aura un transfert d'énergie vers la charge .au contraire ,si le courant de charge est négatif ( $I_a < 0$ ), le courant passera par la diode  $D_1$  et en aura un retour d'énergie à la source continue .de la même façon ,  $T_2$  est en état de fermeture (conduction), et comme le deux transistors ( $T_2$  et  $T_1$ ) travail d'une manière complémentaire ,on déduit que  $T_1$  est ouvert (bloqué) en anglais (off), la tension appliquée à la charge est  $-1/2V_{dc}$ , le courant décroîtra .si le courant est positif ( $I_a > 0$ ) ,il traversera la diode  $D_2$  ce qui provoquera un retour d'énergie à la source continue . Et un courant négatif rendra  $T_2$  en état de conduction et fournira l'énergie à la charge. Dans l'état  $T_1$  (on) parcourue par un courant positif ( $I_a > 0$ ), la tension  $V_{ao}$  est inférieure à  $1/2V_{dc}$  à cause de la chute de tension aux bornes de  $T_1$  .quand le courant est inverse négatif ( $I_a < 0$ ) ,la tension de sortie est supérieure à  $(1/2V_{dc})$  à cause de la chute de tension aux bornes de  $D_1$ .

Et de la même manière, la tension au sortie de l'onduleur change à cause de pertes de conduction (chutes de tensions) aux bornes des semi conducteurs  $T_2$  et  $D_2$ , et à cause que cette chute de tension est environ (1V) ,on peut la négliger donc le point milieu de l'onduleur génère une tension environ  $(1/2V_{dc})$  et  $(-1/2V_{dc})$ . les pertes restent faibles dans un interrupteur fermé mais il y'a des pertes supplémentaire

Pendant les commutations. Ces pertes croissent avec l'augmentation de la fréquence de modulation, donc il y'a une contrainte pour le désir d'augmenter la fréquence de commutation .par ailleurs les commutations ne sont pas instantanées, il y'a un délai entre commande à la fermeture et commande à l'ouverture de transistor supérieur  $T_1$  et de transistor inférieur  $T_2$  sur un même bras c'est le temps de garde  $t_g$  ou on appel souvent le temps mort ,pour éviter de court-circuiter la source de tension .comme nous avons dit avant la tension de la ligne de charge est imposée par la conduction d'une diode  $D_1$  ou  $D_2$ , des transistors  $T_1$  ou  $T_2$  du bras de commutation ,suivant le signe de courant .on négligeant le temps mort  $t_g = 0$  ,on constate que le comportement du transistor monté parallèle avec une diode est similaire à un interrupteur idéalisé qui prendra deux états de commutation (on) et (off).

Donc dans le cas ou le courant de phase est positif ( $I_{ph} = I_a$ ), avec ( $I_{ph} > 0$ ) , la commutation (+ $\rightarrow$ -) commence par l'ouverture de  $T_{1x}$  et le courant va changer de  $T_{1x}$  vers  $D_{2x}$  ( $x=a,b, c$ ), cette situation est visualisée sur la figure III.3

Ou le trajet de courant de l'interrupteur active est marqué par une ligne gras ,et l'interrupteur passive par une ligne interrompue .les éléments de pertes par commutation sont encerclés ,au contraire ,la commutation (- $\rightarrow$ +) commence par l'ouverture  $D_{2x}$  et le courant va changer de  $D_{2x}$  vers  $T_{1x}$  .

Et pour le cas ou le courant de phase est négatif ( $I_{ph} < 0$ ) , la commutation (+ $\rightarrow$ -) commence par l'ouverture de  $D_{1x}$  et le courant va changer de  $D_{1x}$  vers  $T_{2x}$  ( $x=a,b, c$ ), au contraire , commutation(- $\rightarrow$ +) commence par l'ouverture  $T_{2x}$  et le courant va changer de  $T_{2x}$  vers  $D_{1x}$ . ( voir [FAZ2007], [Mar 2003])

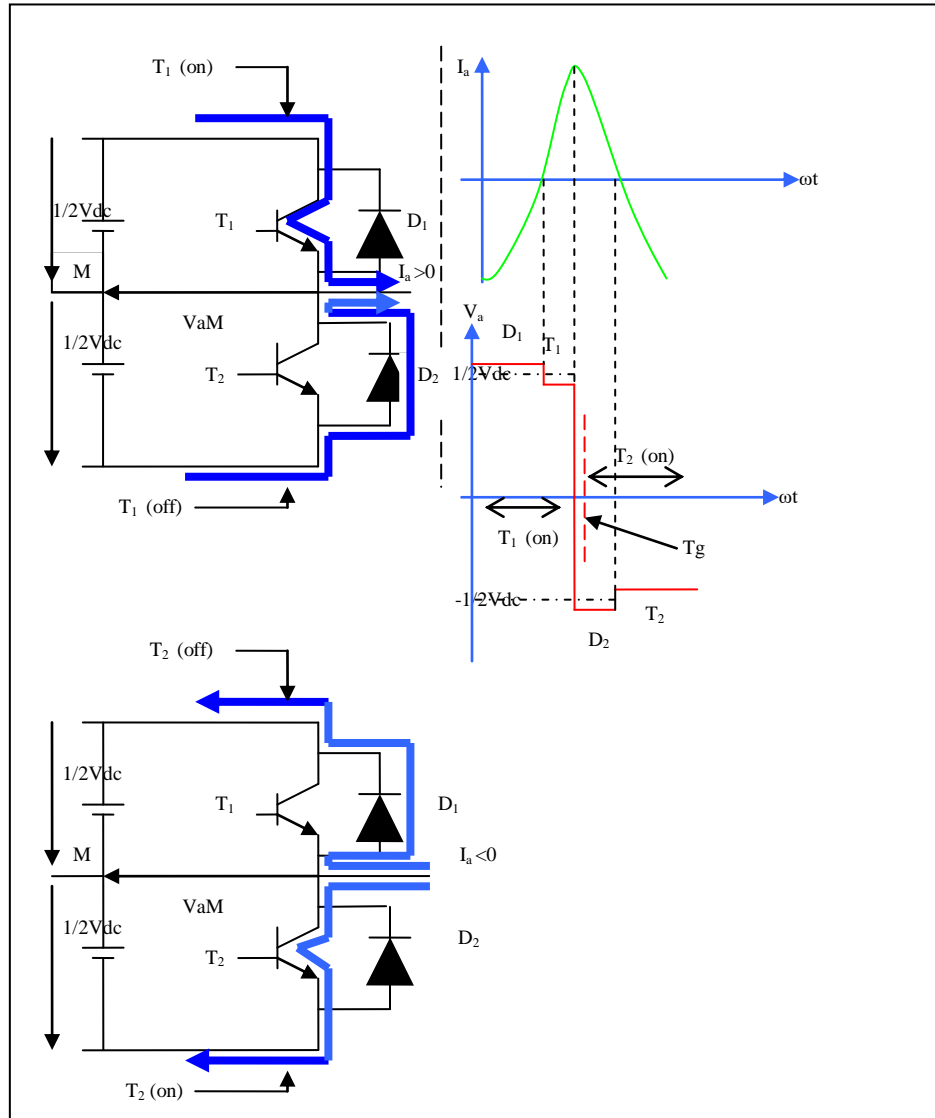
**Tableau III.2: pertes de conduction dans le convertisseur de tension deux niveaux**

Etat	$T_{1x}$	$T_{2x}$	$D_{1x}$	$D_{2x}$
Phase positive de courant				
"+"	×			
"-"				×
Phase négative de courant				
"+"			×	
"-"		×		



**Tableau III.3: pertes de commutation dans le convertisseur de tension deux niveaux**

Etat	$T_{1x}$	$T_{2x}$	$D_{1x}$	$D_{2x}$
Phase positive de courant				
"+↔-"	×			×
Phase négative de courant				
"+↔-"		×	×	



**Figure III.2-** Les sens du courant dans les cellules de commutation (à gauche) et (à droite)  
 Les formes de courant de la charge et de la tension à la sortie de convertisseur.

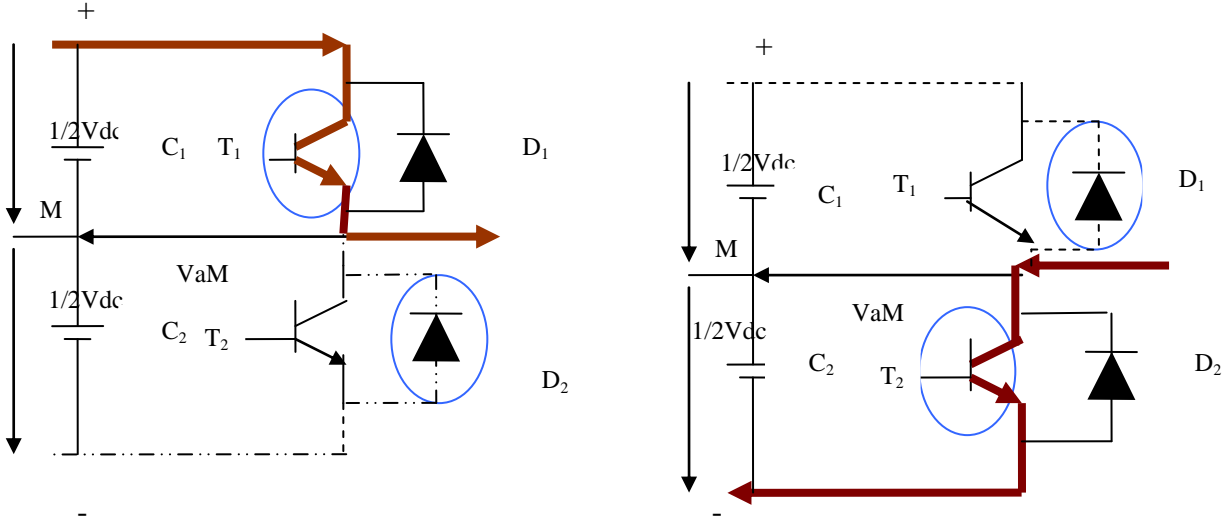


Figure III.3--les commutations et les pertes des interrupteurs dans un convertisseur 2N

**III.2-sinus-triangle modulation:**

C'est presque la même *stratégie Modulation de largeur d'impulsion triangle sinusoïdales*, qui nous avons vu, c'est-à-dire la même porteuse triangulaire  $V_{tri}$  sera comparée à trois références sinusoïdales,  $(V_{réf_a}, V_{réf_b}, V_{réf_c})$  déphasés de  $120^\circ$  entre eux. voir [FAZ2007]

Le rapport de fréquence de modulation est  $m_f$  et le rapport de l'amplitude de modulation est  $m_a$  de MLI est défini comme suit:

$$m_f = f_{tri} / f_{réf} \tag{III.1}$$

$$m_a = V_{réf1} / V_{tri}$$

Où  $V_{réf1}$ : la valeur maximal de composante fondamentale de tension de référence .

Pour la sinus triangle modulation, la modulation linéaire intervalle est limitée aux valeurs  $m_a \leq 1$ .

Par l'ajout de troisième harmonique avec le un sixième 1/6 de l'amplitude fondamentale, nous pouvons l'étendre à la valeur maximale théorique  $m_a = 1.166$ , ainsi, la tension de référence de contrôle par phase est :

$$V_{réf_x}(t) = V_{réf1} \times [ \sin(\omega_1 t) + 1/6 \times \sin(3\omega_1 t) ] \tag{III.2}$$

Dans l'ordre de commander ou d'amorcer les interrupteurs, nous utilisons l'algorithme suivant:

$$\begin{aligned} V_{réf_x} > V_{tri} & \Rightarrow S_{1x} = \text{on} \quad (S_{2x} = \text{off}) \Rightarrow V_{xm} = V_{dc} / 2 \quad (x=a,b,c) \\ V_{réf_x} < V_{tri} & \Rightarrow S_{1x} = \text{off} \quad (S_{2x} = \text{on}) \Rightarrow V_{xm} = -V_{dc} / 2 \quad (x=a,b,c) \end{aligned} \tag{III.3}$$

Le deux interrupteurs sont jamais ouvert simultanément, la tension à la sortie  $V_{xm}$  oscille entre deux valeurs ( $V_{dc}/2$  et  $-V_{dc}/2$ ), les signaux d'amorçements (gating signals) sont ( $V_{g1,x}$  et  $V_{g2,x}$ ) le séquence de commutation figure III.7.a ( pour  $m_f = 13$  ).

### **III.2.1-les ondes de sortie et le spectre:**

Les équations suivantes seront très essentiels pour obtenir les tensions composées (phase-phase) ( $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$ , et  $V_{ca}$ ) et (phase-neutre) les tensions simples ( $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$ ) respectivement figure III.7.b.

$$V_{ab} = V_{aM} - V_{bM} \quad (III.4)$$

$$V_{an} = V_{aM} - V_{nM}$$

Où le mode de tension commune (tension homopolaire)  $V_{nM}$  est calculé comme suit :

$$V_{nM} = 1/3(V_{aM} + V_{bM} + V_{cM}) \quad (III.5)$$

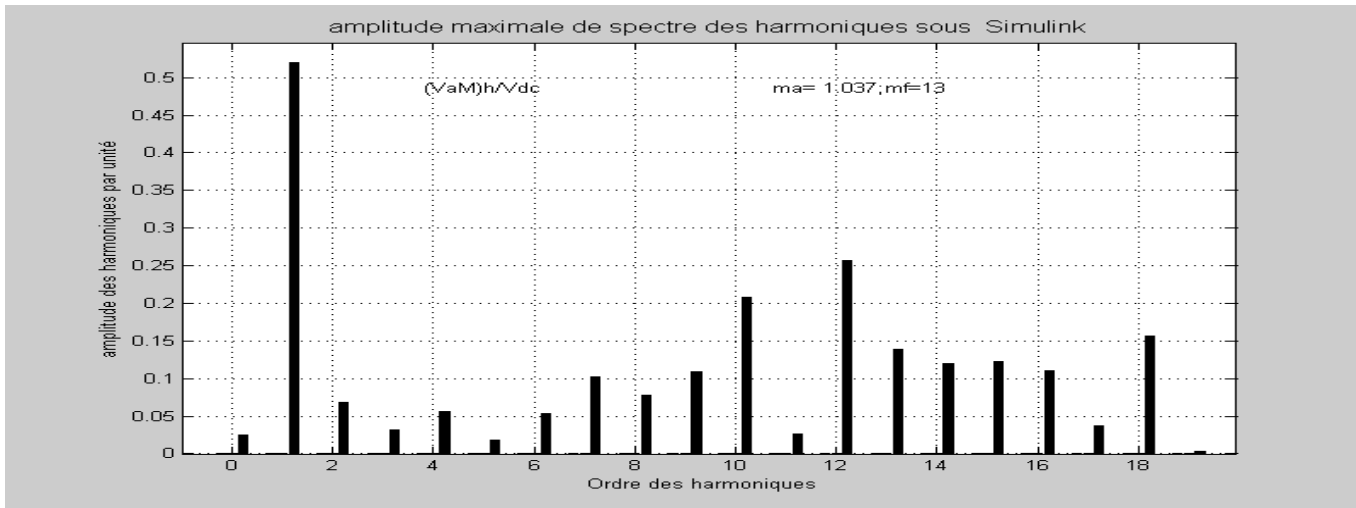
Il faut noter que la valeur moyenne de la composante bus continu  $V_{dc}/2$  est la même à la sortie de chaque bras, qui est mesuré par rapport à la rail négatif "-". cette composante est éliminée dans le cas de voltages composées, comme il est montré sur la figure III.7.c.

Les tensions de phase de point milieu sont ( $V_{am}$ ,  $V_{bm}$ ,  $V_{cm}$ ) .et la mode de tension commune  $V_{nM}$  est donnée par la figure III.7.d respectivement. le voltage commun peut prendre le niveaux

De voltages suivant:  $\pm V_{dc}/2$  et  $\pm V_{dc}/6$ .

Le mieux pour éliminer les harmoniques, on doit prendre la fréquence de modulation  $m_f$  impaire.

Les harmoniques .les harmoniques d'ordre impaire de phase de point milieu sont les mêmes à la sortie de bras d'onduleur, beaucoup des harmoniques dans la tension composée ont été diminuer ou presque éliminer et sa est due à la différence de deux phases comme vous voyez sur la figure. III.4



(a)

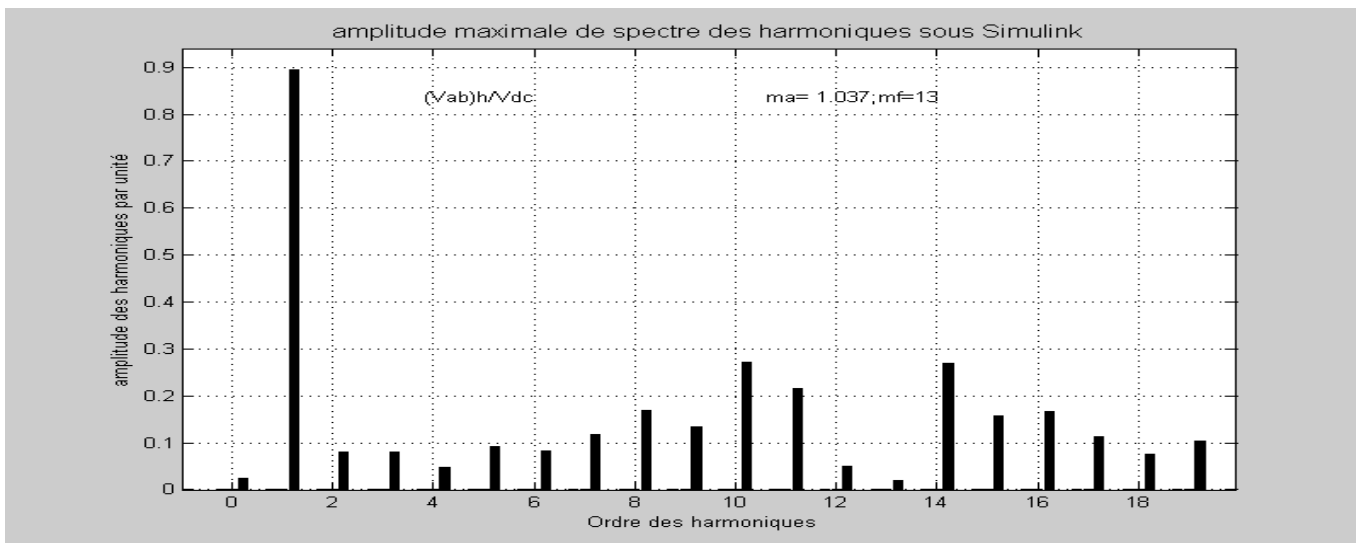


Figure III.4--spectre des harmoniques de convertisseur 2N (a)rapport de tension simple et de bus continu (b) rapport de tension composée et bus continu.

**III.3-Simulation de l'onduleur 2 niveaux :**

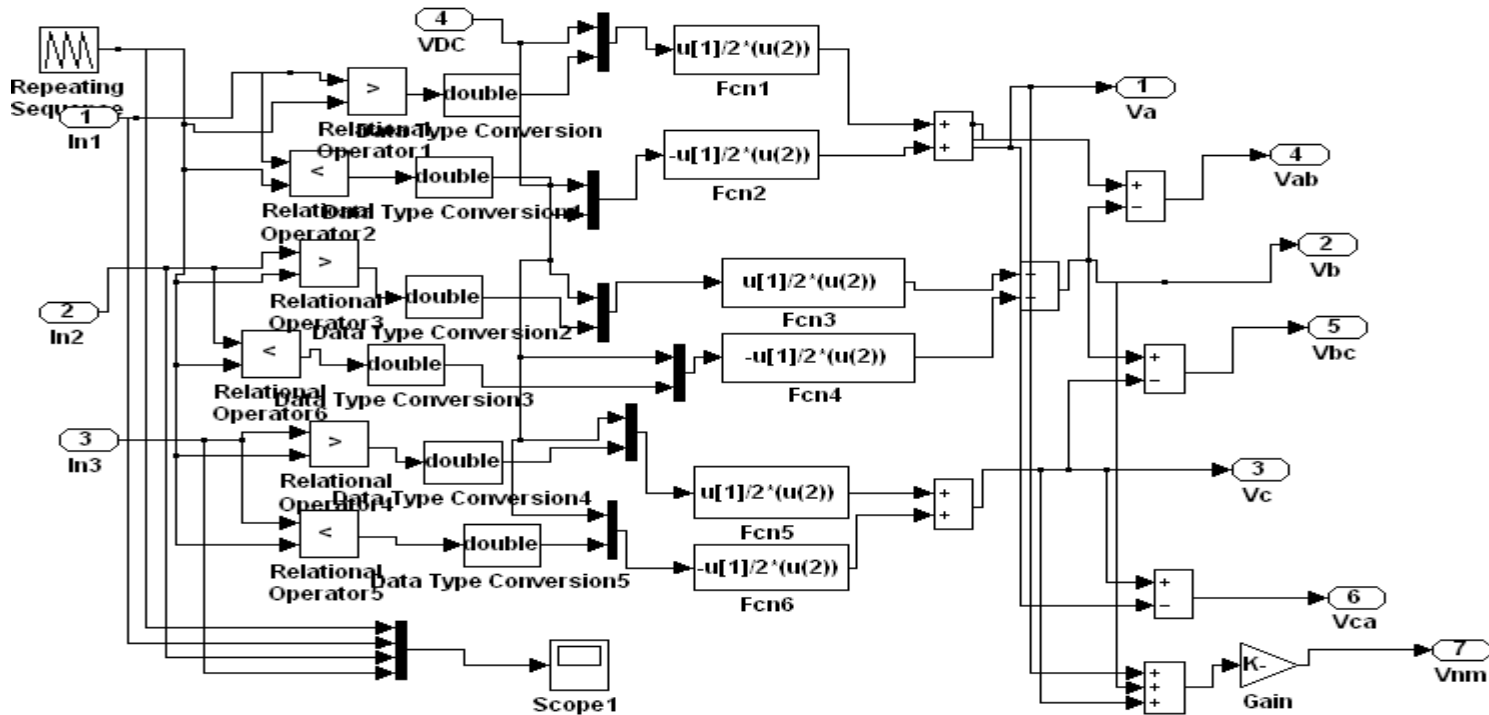
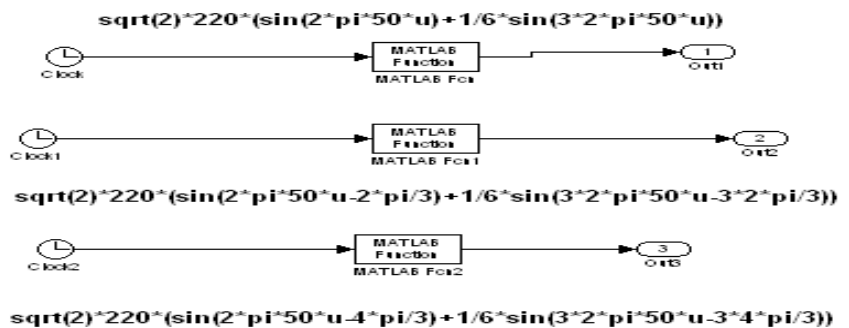


Figure III.5--L'onduleur MLI deux niveaux sous simulink



*l'alimentation triphasé avec injection de troisième harmonique*

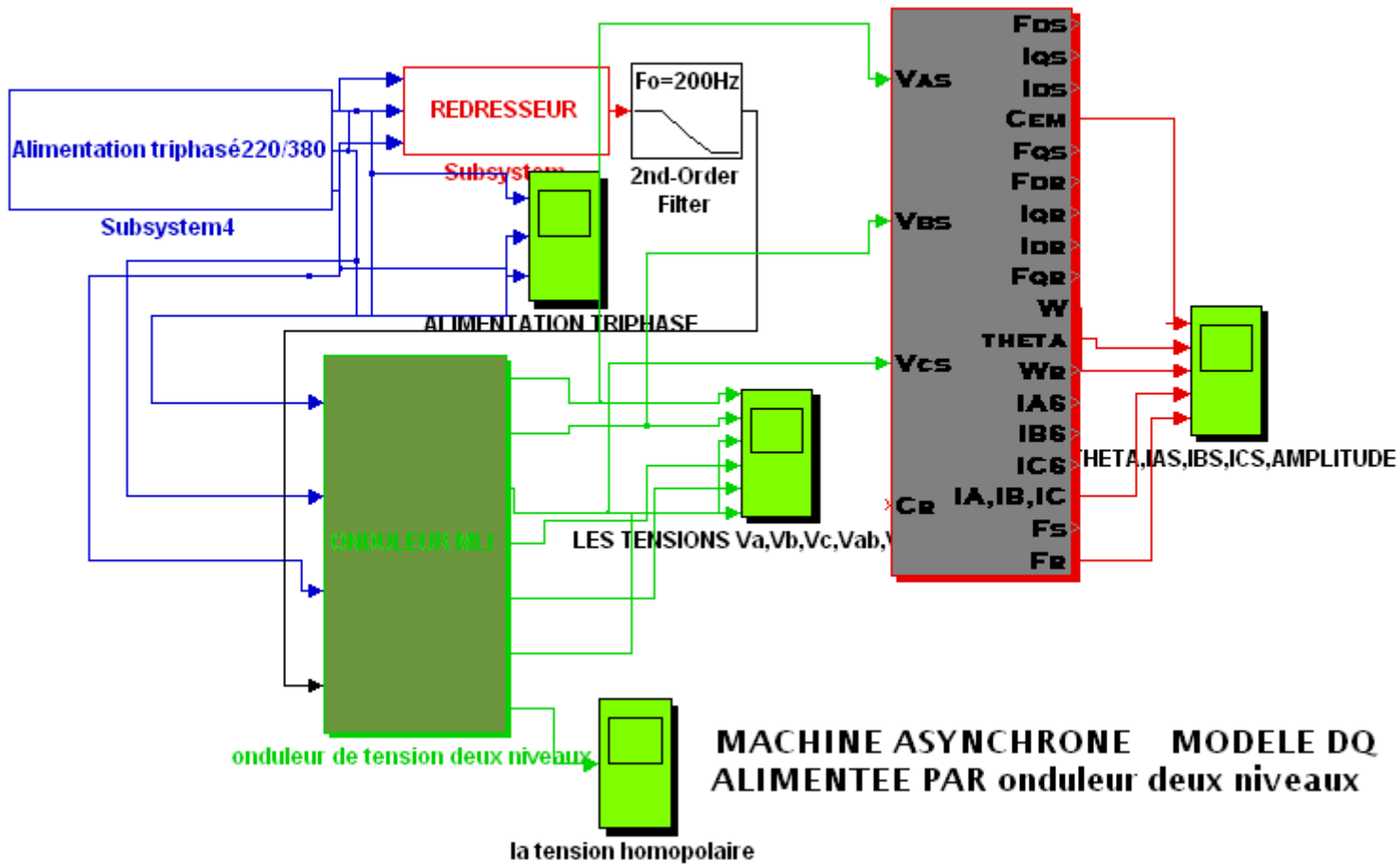
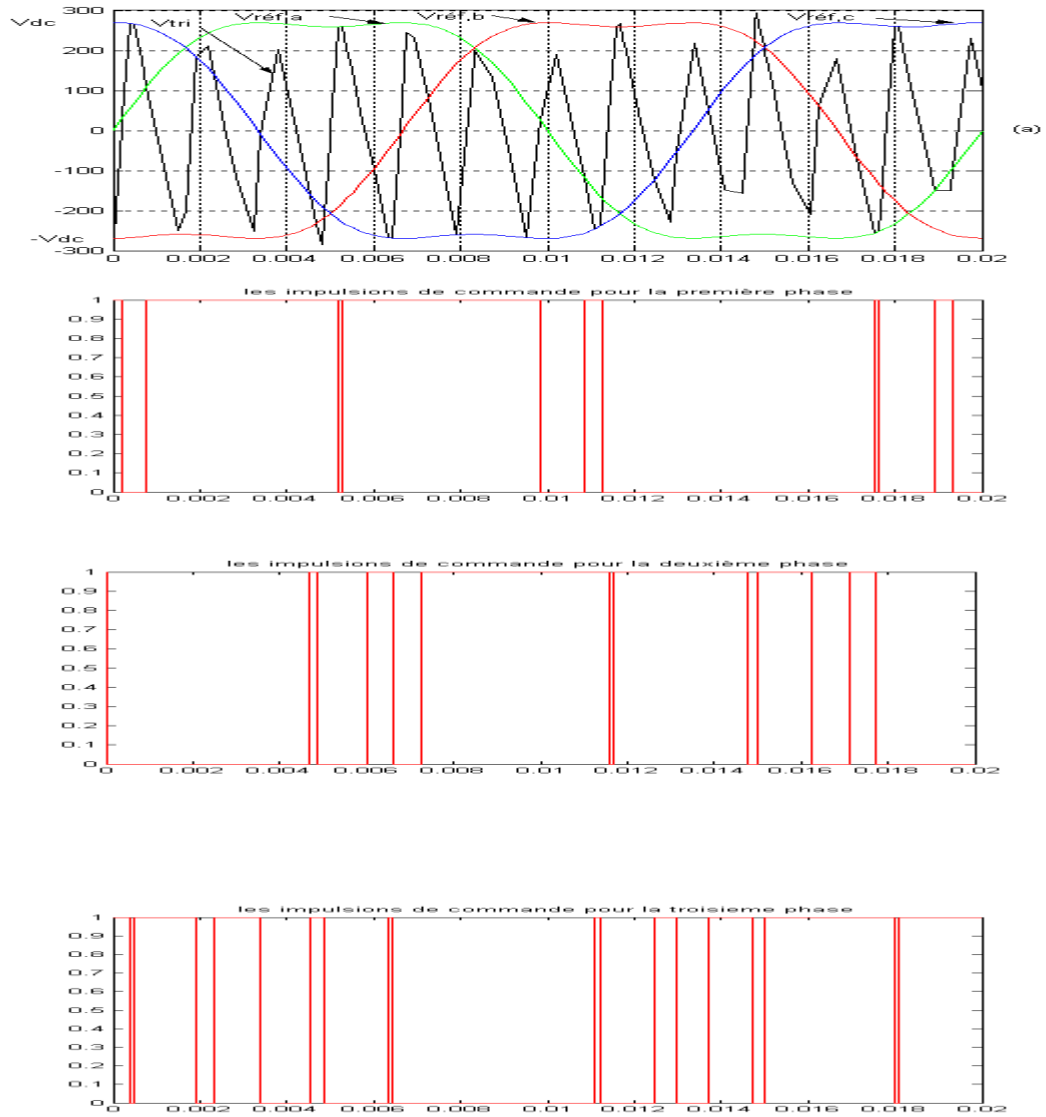
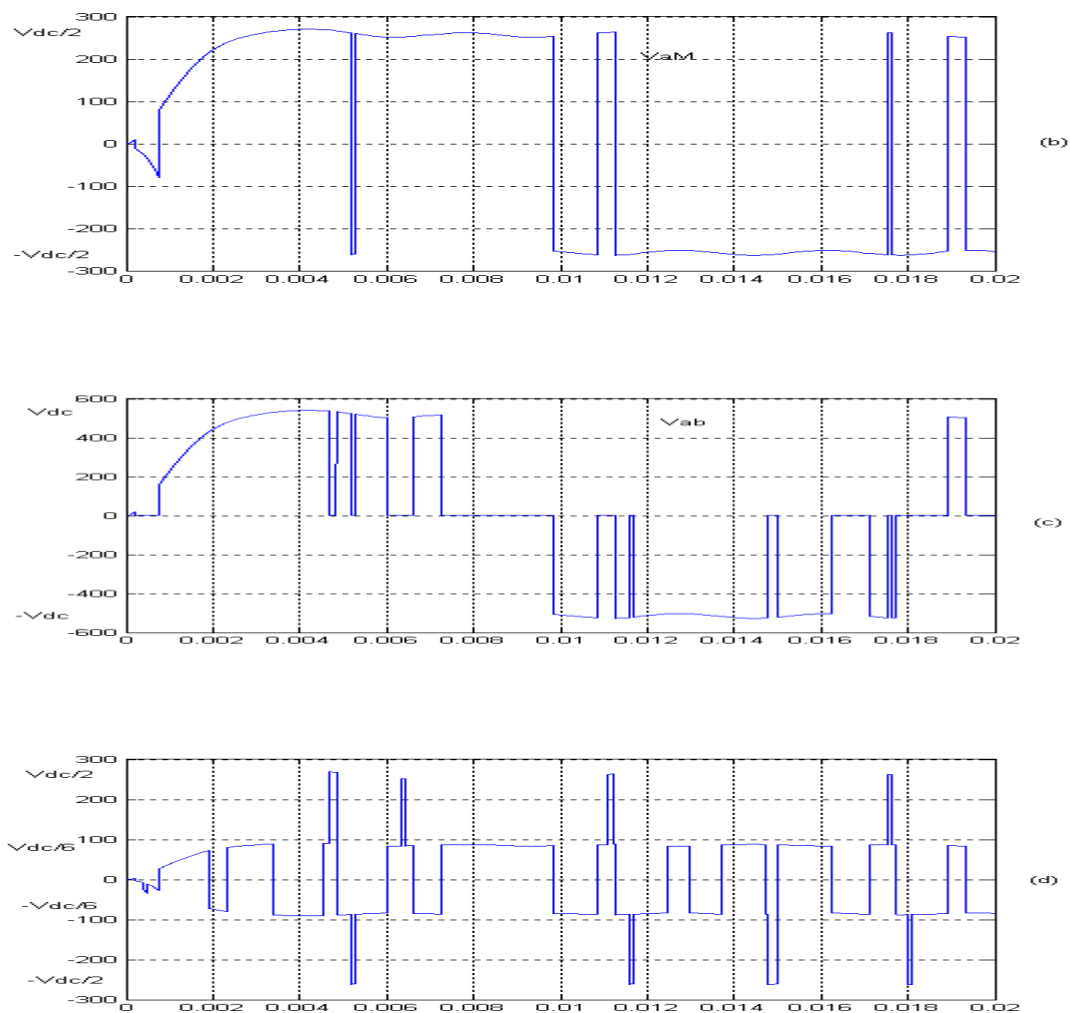


Figure III.6- Le schéma complet sous simulink d'une machine asynchrone associée à un onduleur MLI deux niveaux

**III.3.1-Resultats de simulation :**



(a)



**Figure III.7-**les ondes de tensions de convertisseur de tension 2N: (a) ondes de références  $V_{ref,x}$  et l'onde porteuse  $V_{tri}$  (b) tension simple ou tension de phase de point milieu  $V_{aM}$  (c) tension composée  $V_{ab}$  (d) tension homopolaire  $V_{nM}$  pour  $m_a = 1.037$  et  $m_f = 13$ .



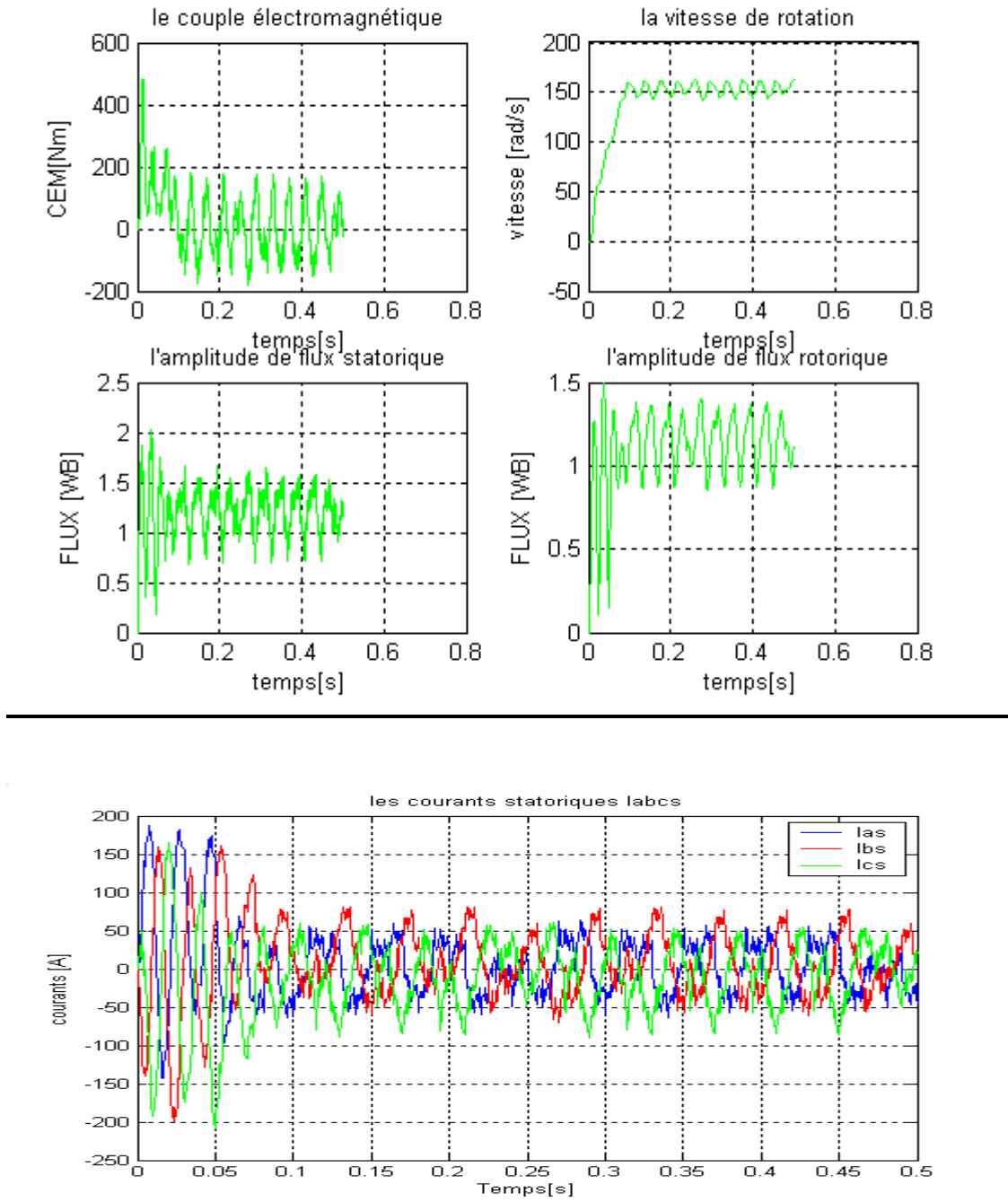


Figure III.8- Les résultats de la simulation d'une MAS associée à un onduleur à MLI deux niveaux  $m_a = 1.037$  et  $m_f = 13$ .

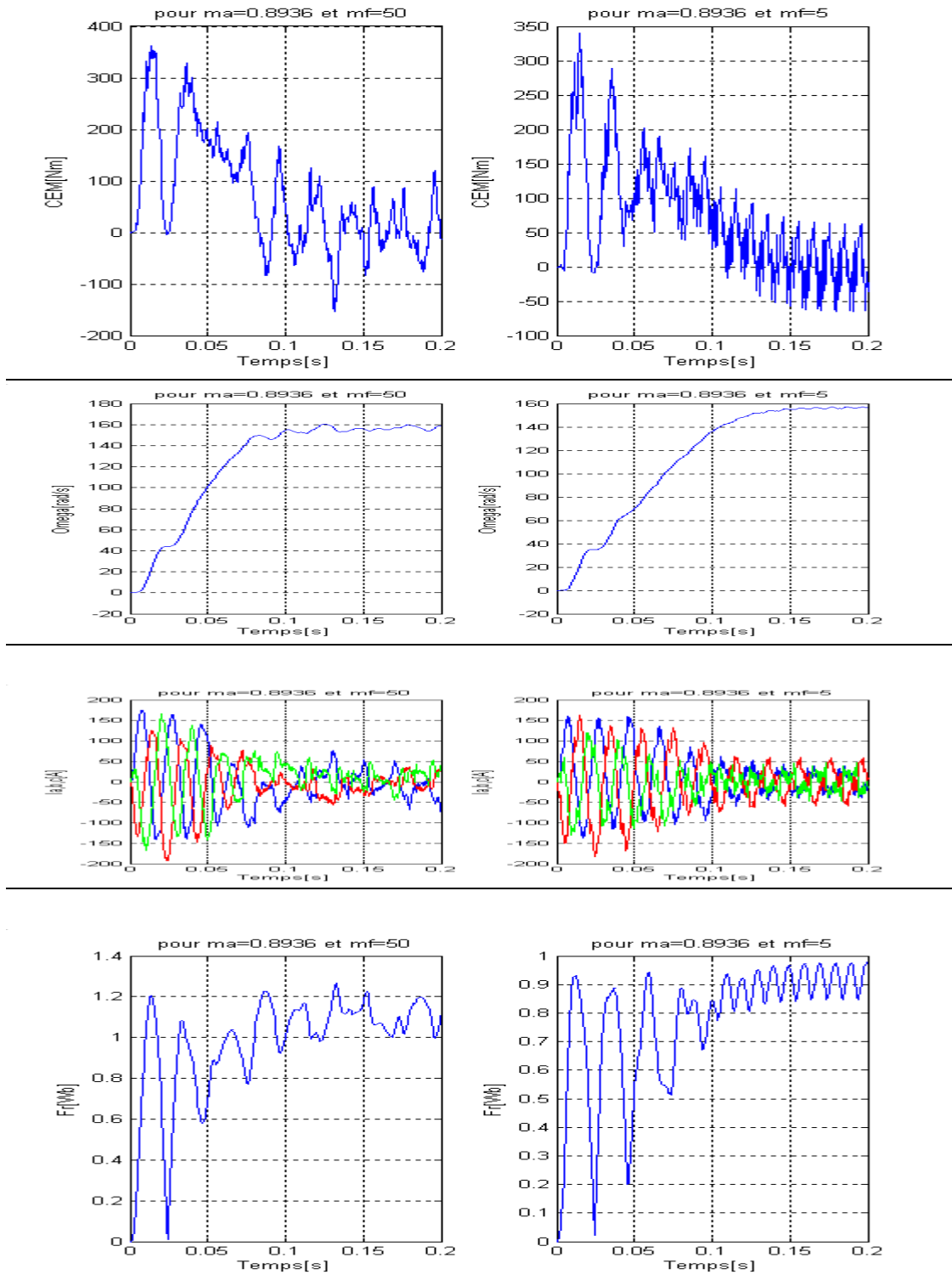


Figure III.9- Les résultats de la simulation d'une MAS associée à un onduleur à MLI deux niveaux (Pour  $m_a = 0.8936$ ,  $m_f=5$  et  $m_f=50$ ).

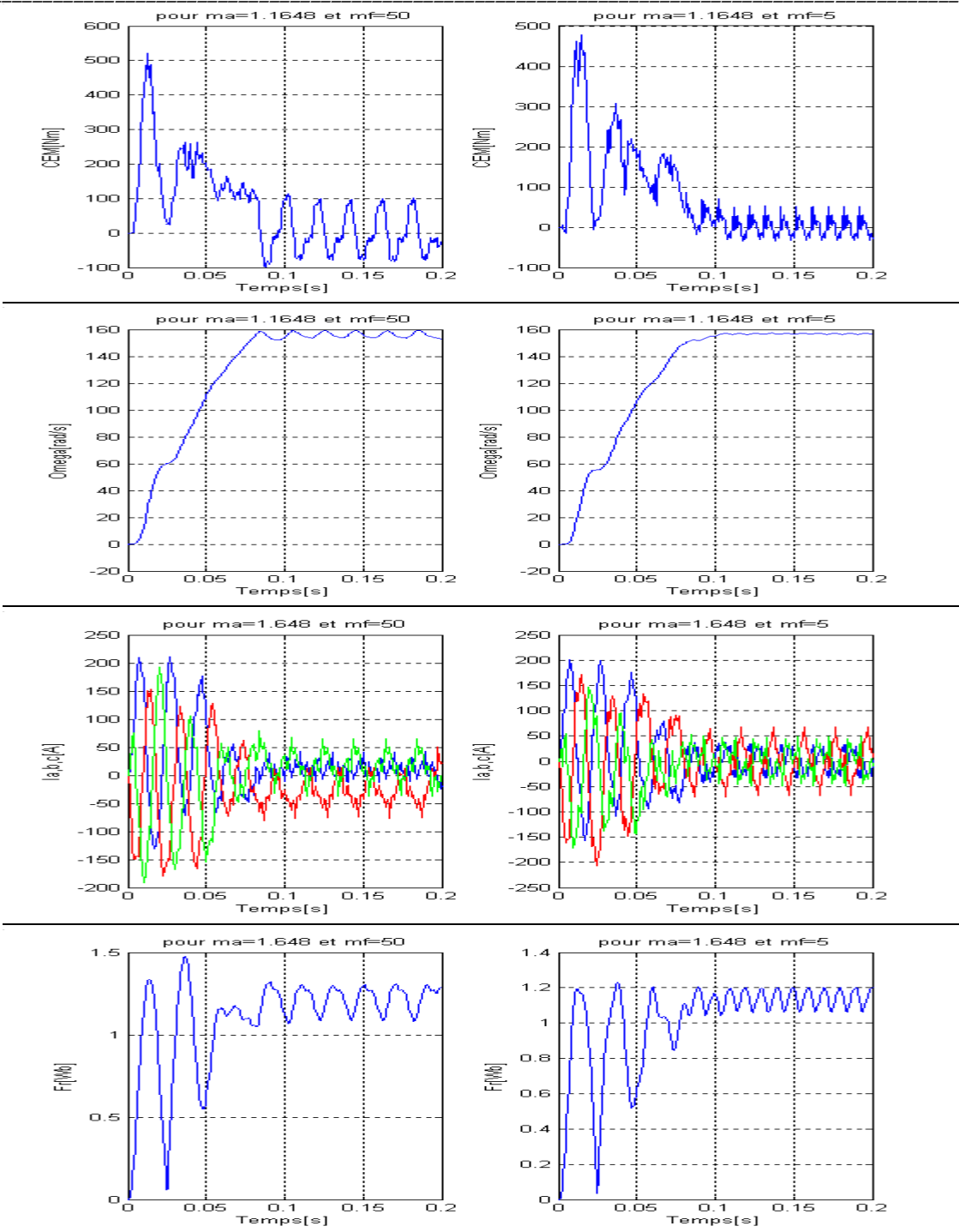


Figure III.10- Les résultats de la simulation d' une MAS associée à un onduleur à MLI deux niveaux (Pour  $m_a = 1.648$  ,  $m_f=5$  et  $m_f=50$  ) .

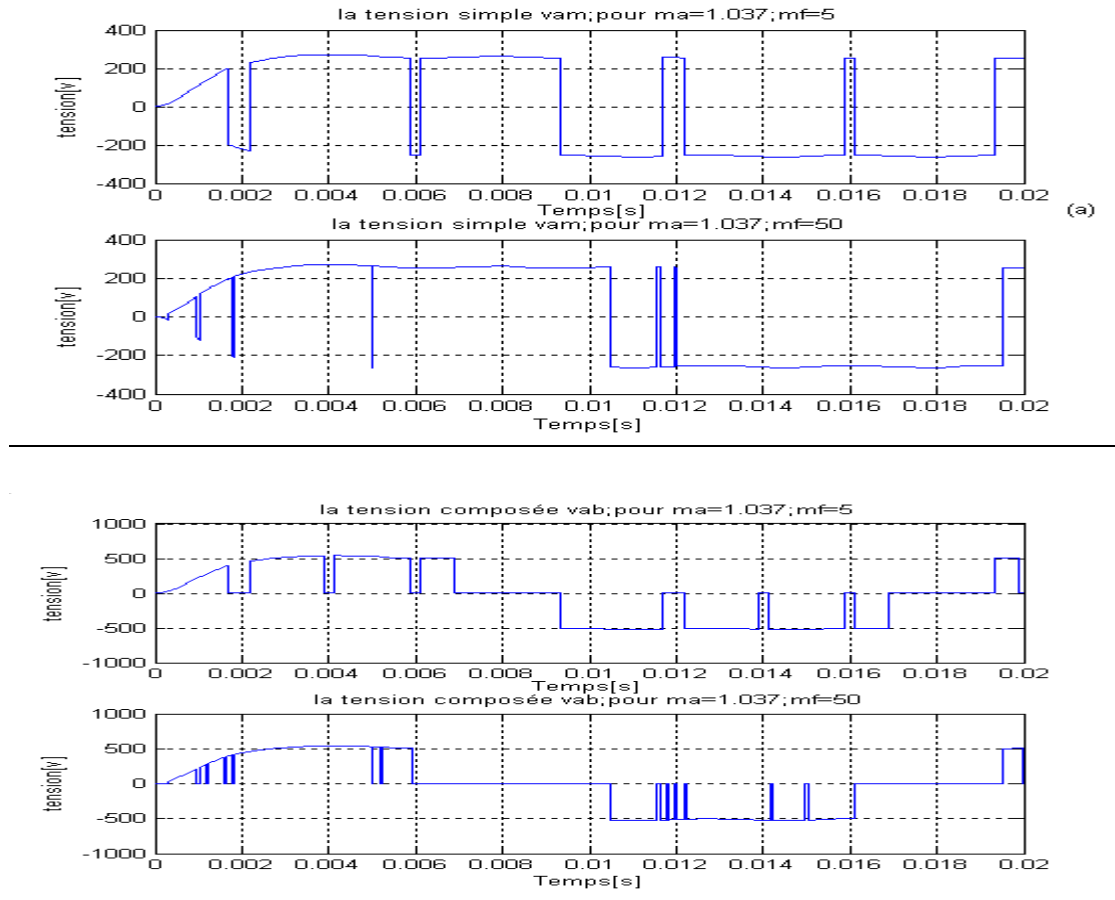


Figure III.11- les tensions simples et composées pour un onduleur deux niveaux pour ( $m_a=1.037, m_f=5$  et 50.)

### **III.3.2-Interprétation des résultats :**

dans ce chapitre ,on a commencé notre étude par l'association d'un moteur asynchrone à onduleur à MLI,mais cette fois on a modifié un peu l'algorithme de commande de l'ancien MLI,triangle-sinusoidale, par l'injection à l'onde modulante le troisième harmonique,et ça pour élever l'indice de modulation un peu par rapport à l'ancienne stratégie , $m_a \leq 1$  ,que va augmenter dans cette nouvelle stratégie jusqu'à  $m_a = 1.166$ ,si en jette un coup d'œil ,sur les graphiques obtenus spécialement dans la figure III.7.a ,les trois ondes de référence  $V_{réf,x}$  ( $x=a,b,c$ ) ont une forme aplati,par l'injection de troisième harmonique,on comparons les trois ondes de référence avec une porteuse  $V_{tri}$  on obtiendra les impulsions de commande pour le trois phases ,ces impulsions appliquées aux transistors de chaque phases , sur la figure III.7.b nous obtiendrons à la sortie de convertisseur à MLI les tension simple ou tension de phase de point milieu  $V_{aM}$  , sur la figure III.7.c tension composée  $V_{ab}$ ,et aussi sur la figure III.7.d la tension homopolaire ou à tension commune  $V_{nm}$ ,pour  $m_a = 1.037$  et  $m_f=13$ .pour ces valeurs des indices de modulations on observe des ondulations perturbatrices présente sur toutes les grandeurs(CEM,vitesse de rotation ,amplitude de flux statorique ou rotorique,...) sans exception la figure III.8 en suite dans la deuxième simulation on a changer les indices de modulation figure III.9(Pour  $m_a = 0.8936$  ,  $m_f=5$  et  $m_f=50$ ),donc dans cette simulation on vois bien malgré les indices un peu élevés de paire des indices  $m_a = 0.8936$  et  $m_f=50$  il y'a des pulsations perturbatrices ,que vont générer des vibrations à la sortie de l'arbre moteur, pour le paire des indices  $m_a = 0.8936$  et  $m_f=5$  ,c'est-à-dire la fréquence de la porteuse à été réduite les ondes perturbatrices elle sont toujours présentes mais on constate comme même une atténuation de ces ondes perturbatrices. dans la troisième simulation figure III.10 nous avons augmenter l'indice de modulation  $m_a$  presque au double (Pour  $m_a = 1.648$  ,  $m_f=5$  et  $m_f=50$ ) on peut dire pour cette simulation ,que les mêmes effets sont présentes toujours ,c'est-à-dire l'augmentation  $m_f$  influera négativement sur le bon fonctionnement de moteur asynchrone , figure III.11représente la tension simple et composée pour ( $m_a=1.037$  , $m_f=5$  et 50) .l'objectif de cette étude est de connaître les caractéristiques de cette stratégie sur l'onduleur à MLI deux niveaux ,comme on a vu elle correspond bien à l'ancienne MLI ordinaire sauf que ,nous pouvons utiliser des amplitudes de tension plus élevées ,nous avons élargis l'intervalle de l'indice de modulation jusqu'à 1.166,cette stratégie va être utilisé pour le cas suivant quand associera notre MAS-onduleur à MLI mais cette fois à trois niveaux.

### III.4-3N-convertisseur de tension à diode de bouclage (neutral-point-clamped)(NPC): [FAZ2007], [FAD2006]

La topologie de convertisseur trois niveaux neutral-point-clamped(diode-clamped) est présenté sur la Figure III.12.il contient 12 actives interrupteurs unidirectionnels avec des diodes montées en inverse ,Et six diodes à point neutre (6 neutral point clamp diodes).

les interrupteurs  $\overline{S}_{1x}$  ,  $\underline{S}_{2x}$  sont nommés "les interrupteurs extérieurs" ( $S_{ext}$ ) et les interrupteurs restant  $S_{1x}$  ,  $\overline{S}_{2x}$  sont nommés "les interrupteurs intérieurs" ( $S_{int}$ ) .Les diodes sont référencés par  $D_{1x}$  ,  $D_{2x}$ .

Ce convertisseur à un point de tension de bus continu  $V_{dc}$  nul c'est le point " $M_1$ ", qui commutable avec la sortie de phase, de ce fait est créer la possibilité de commuter chaque phase (bras) à l'un de trois niveaux. La majeure bénéfice de cette configuration est, malgré il y'a le double des interrupteurs de convertisseur 2N, chaque interrupteur doit bloqué un demi de bus continu " $V_{dc}/2$ ".

Seulement un problème qui n'est pas rencontré au niveau de convertisseur de tension 2N, ce l'équilibrage de deux capacités qui sont branchés en série donnons la valeur de bus continu. La simple

Solution pour l'équilibrage est de branchés chaque capacité à une source de tension dc isolée.

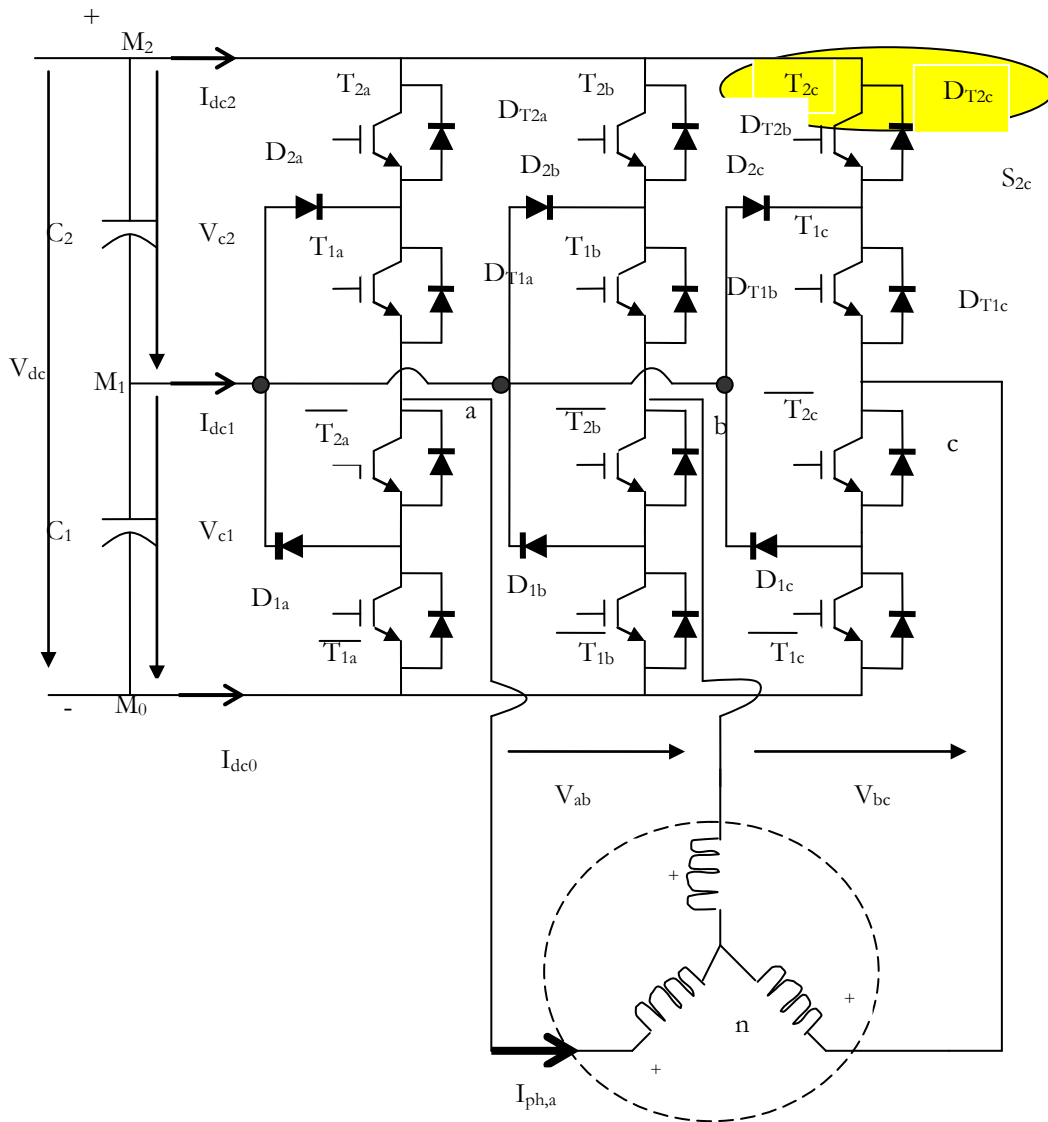


Figure III.12- Représentation de l'ensemble onduleur trois niveaux -MAS

**III.4.1- les états des interrupteurs et les commutations:**

Dans l'ordre de produire trois niveaux, les interrupteurs sont contrôlés de façon à allumer seulement deux interrupteurs de quatre interrupteurs dans un bras à n'importe quelle moment .en conclusion chaque phase nœud (a, b, ou c) peuvent être connectées à n'importe qu'elle nœud de bus continu (M<sub>0</sub>, M<sub>1</sub>, et M<sub>2</sub>) .ainsi, le nombre de différent convertisseur états des interrupteurs sont calculés par :

$$N_{\text{états int}} = N^{\text{ph}} = 3^3 = 27 \tag{ III.6}$$

Avec N : est le nombre de niveau de tension dans le bus de tension V<sub>dc</sub> ;

Ph: le nombre de phases.

Connexion de nœud phase a avec la jonction  $M_0$  et  $M_2$  peut être réaliser par la commutation de deux transistors  $T_{1a}$  et  $T_{2a}$  soit fermé ( on ) ou ouvert (off).ces états sont les mêmes comme sur le convertisseur deux niveaux , produisant la tension de phase  $V_{xM1} = V_{dc}/2$  ou  $V_{xM1} = -V_{dc}/2$  attribuons à la valeur  $V_{c2} = V_{c1} = V_{dc}/2$  .la connexion de la jonction  $M_1$  est réaliser par la fermeture de transistor  $T_{1a}$  et l'ouverture de transistor  $T_{2a}$  .premièrement les transistors sont toujours commutés en paires. Les transistors complémentaires sont notés par  $\overline{T}_{1a}$  et  $\overline{T}_{2a}$  respectivement.

Dans l'implémentation pratique, les temps morts sont inséré entre les signaux de transistors et leurs compléments cela signifier que le deux transistors qui travail d'une façon complémentaire sont ouverts, pendant un très court laps de temps durant la transition. Cependant que, dans cette discussion le temps mort est négligé.

De la figure ci-dessus vous pouvez voir, le courant de phase a,  $I_{ph,a}$  va entrer à la jonction à travers la diode  $D_{1a}$  s' il est négatif ( $I_{ph,a} < 0$ ) ,ou il sort de la jonction à travers la diode  $D_{2a}$  s'il est positif ( $I_{ph,a} > 0$ ) .suivant cette description, les positions des interrupteurs de trois possible états de chaque bras ou chaque phase est donnée sur le tableau 3-4.

Le trajectoire de courant pour la phase positive et la phase négative de courants  $I_{ph}$  sont illustré sur la figure III.13.dans l'état nul (état zéro) , la direction de courant  $I_{ph}$  lequel de deux de branchement neutre est utilisé .par conséquent les deux interrupteurs  $S_{1x}$  et  $\overline{S}_{2x}$  doivent être allumer (fermeture) dans le cas de l'état zéro "0" ,pour permettre un trajectoire ouvert dans le cas de l'inversion de courant, à n'importe qu'elle état ,les deux semi-conducteurs en série dépendre de trajectoire de courant , n'importe q'elle deux actives interrupteurs ou deux diodes pour les états positive "+"et négative"-". il faut noter que chaque interrupteurs doit bloqué un demi de bus continu  $1/2V_{dc}$ . voir [FAZ2007]

**Tableau III.4:les positions de l'interrupteur pour une seule phase de convertisseur de tension trois niveaux (NPC).**

ETAT	$S_{1x}$	$S_{2x}$	$\overline{S}_{1x}$	$\overline{S}_{2x}$
Positive"+"( $U_{xM1} = +U_{dc}/2$ )	1	1	0	0
zéro"+"( $U_{xM1} = 0$ )	1	0	0	1
négative"+"( $U_{xM1} = -U_{dc}/2$ )	0	0	1	1



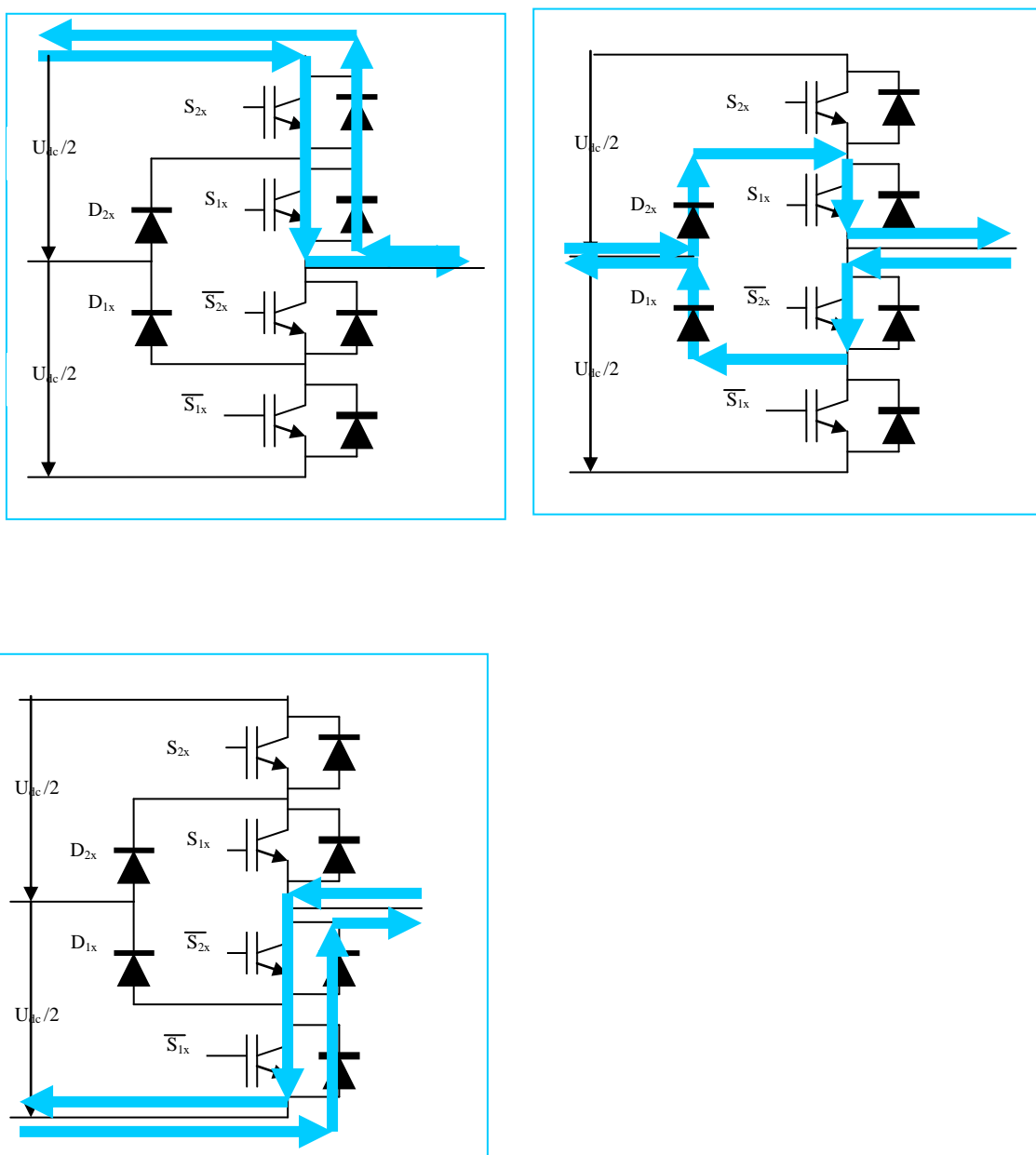


Figure III.13-*la trajectoire de conduction de convertisseur de tension trois niveaux (NPC).*

Tableau III.5: les pertes de conduction dans un convertisseur de tension trois niveaux (NPC).

ETAT	$T_{1x}$	$D_{T_{1x}}$	$T_{2x}$	$D_{T_{2x}}$	$T_{1x}$	$D_{T_{1x}}$	$T_{2x}$	$D_{T_{2x}}$	$D_{1x}$	$D_{2x}$
Phase positive de courant										
"+"	×		×							
"0"	×									×
"-"						×		×		
Phase négative de courant										
"+"		×		×						
"0"							×		×	
"-"					×		×			

Les pertes de commutation sont créés pendant le processus de commutation durant les différentes états de commutation .pour la phase positive de courant  $I_{ph} > 0$  ,la commutation de "+" vers "-" ( $+ \rightarrow 0 \rightarrow -$ ) est nommé commutation forcé .au contraire la commutation ( $- \rightarrow 0 \rightarrow +$ )est nommé commutation naturelle.

Pour la discussion suivante de commutations, une phase positive de courant est supposée  $I_{ph} > 0$  .seulement la fermeture et l'ouverture des interrupteurs actives et les pertes par récupération de diodes sont considérés .pour une phase positive de courant  $I_{ph} > 0$  ,la commutation ( $+ \rightarrow 0$ ) commence par l'ouverture de de transistor  $T_{2x}$  et le courant va de  $T_{2x}$  vers  $D_{2x}$ . Après un temps mort (afin D'assurer que le transistor  $T_{2x}$  est entièrement bloqué),  $T_{2x}$  est allumer (fermeture) .les interrupteurs  $T_{1x}$  et  $T_{1x}$  restant en état de conduction (on) et en état de blocage (off) respectivement .seulement deux interrupteurs et les diodes participes dans cette commutation:  $T_{2x}$  et  $D_{2x}$  l'essentiel pertes se produira au niveau de  $T_{2x}$ . même si le transistor  $T_{2x}$  est en état de conduction , il n'a pas une expérience de pertes pendant qu'il n'a pas pris aucun courant après la commutation .

Pour la commutation inverse ( $0 \rightarrow +$ ), tout les interrupteurs transitions prend place dans un ordre inverse. Premièrement  $T_{2x}$  est ouvert, suivant lui  $T_{2x}$  est fermé après un temps mort. Ouverture de  $T_{2x}$  n'affecte pas le courant de phase .il retournera seulement à la rail positive après la fermeture de  $T_{2x}$ .il y'a une perte de récupération  $D_{2x}$ ,et les pertes de fermeture de  $T_{2x}$ .la situation de ce paire commutation est illustré sur la figure III-14a, OÙ le trajectoire de courant pour les interrupteurs actives est marqué par une ligne gras et les interrupteurs passives est marqué par une ligne interrompu .les éléments ou il se produira les pertes sont encerclés.

Quatre éléments participent à la commutation (0→-)(figure III-14b) .commence par l'ouverture de transistor  $T_{1x}$ , le courant est forcé de changer son trajectoire de  $D_{2x}$  et  $T_{1x}$  vers  $D_{1x}$  et  $T_{2x}$ .  $T_{2x}$  qui été en état de fermeture (on) avant ;  $T_{1x}$  est fermé (on) après un temps mort  $T_{1x}$  affrontera les pertes de l'ouverture. [Mar 2003].

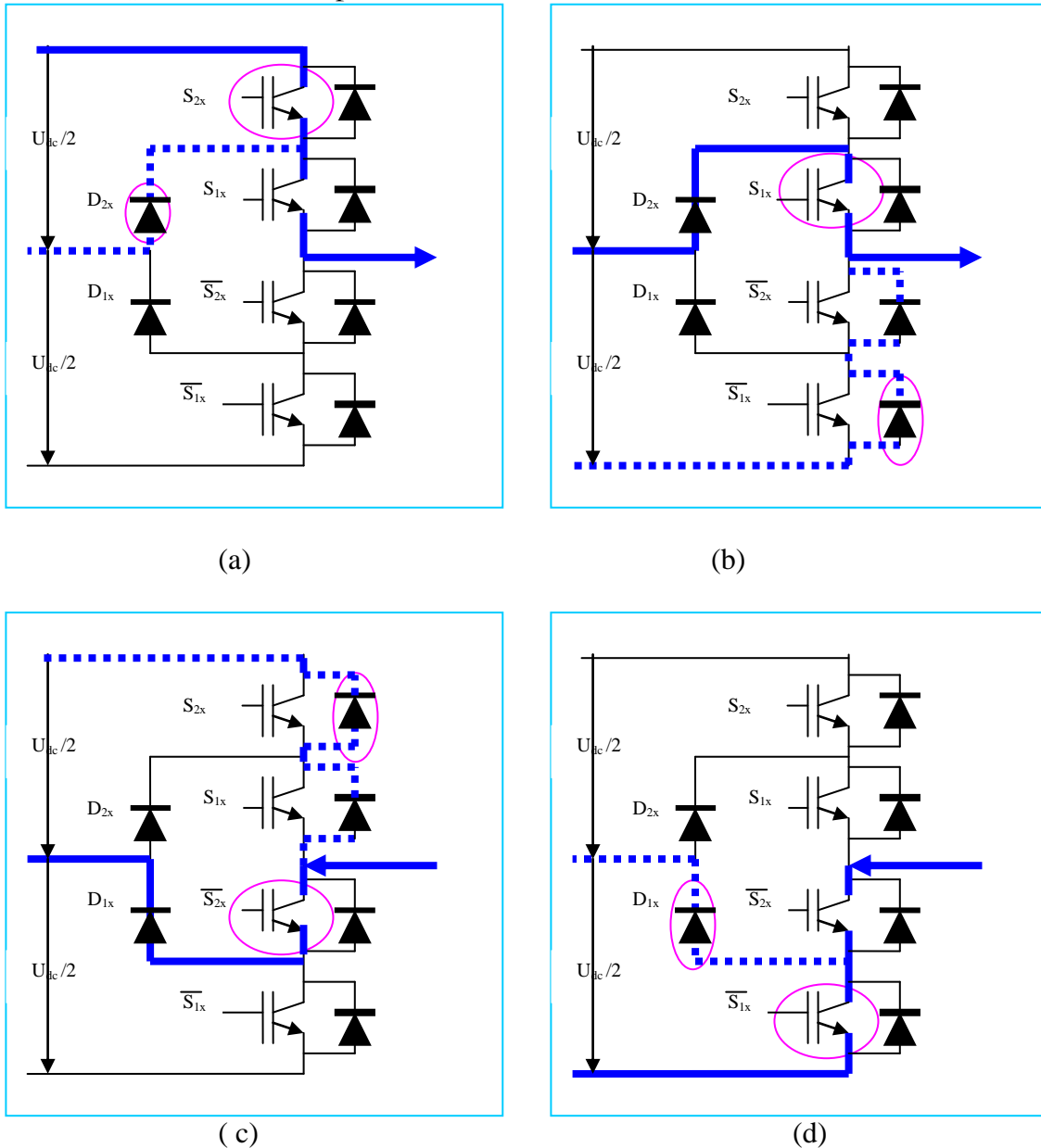


Figure III.14-les commutations et les pertes des interrupteurs dans un convertisseur 3N-NPC:(a) et (b) pour un courant de charge positif, (c) et (d) pour un courant de charge négatif

Bien que la diode  $D_{2x}$  en série avec le transistor  $T_{1x}$  est ouverte aussi, elle n'a pas une expérience remarquable dans les pertes de récupération parce qu'elle n'a pas pris une tension après la commutation. encore, pour la commutation inverse ( $- \rightarrow 0$ ), toutes les interrupteurs transitions prend place dans un ordre inverse.  $T_{1x}$  est ouvert, et  $T_{1x}$  est fermé après un temps mort. après la commande de  $T_{1x}$  la phase courant changera de  $D_{T1x}$  et  $D_{T2x}$  et reviendra vers  $D_{2x}$  et  $T_{1x}$ . les deux diodes en série  $\overline{D}_{T1x}$  et  $\overline{D}_{T2x}$  sont ouvert, mais seulement  $D_{T1x}$  prendra la tension de blocage.

Ainsi, seulement  $D_{T1x}$  à une expérience de pertes de récupération.  $T_{1x}$  affrontera de pertes à la fermeture. Cette situation est démontré sur la figure III-14.b. la commutation quand la phase de courant de charge est négatif est illustré sur la figure III-14.c et la figure III-14.d .

La distribution de pertes des interrupteurs est résumée dans le Tableau III.6.

**Tableau III.6:** les pertes des interrupteurs dans un convertisseur de tension trois niveaux (NPC).

ETAT	$T_{1x}$	$D_{T1x}$	$T_{2x}$	$D_{T2x}$	$\overline{T}_{1x}$	$\overline{D}_{T1x}$	$\overline{T}_{2x}$	$\overline{D}_{T2x}$	$D_{1x}$	$D_{2x}$
Phase positive de courant										
$+ \leftrightarrow 0$			×							
$0 \leftrightarrow -$	×					×				
Phase négative de courant										
$+ \leftrightarrow 0$				×			×			
$0 \leftrightarrow -$					×				×	

La positive demie onde désirée est générée par la commutation d'une phase d'un bras respectif entre le positif "+" et zéro "0" états. Et la négative demie onde est générée par la commutation entre le zéro et le négatif états. la tension à la sortie change entre les trois valeurs ( $V_{dc}/2$ , 0, et  $-V_{dc}/2$ ). les signaux de commande et les séquences vis-à-vis au figure figIII.17.b sont illustrées sur la figIII.17.c

Sur la fig nous avons les formes des ondes des tensions simples et des tensions composées: par exemple la tension composée  $V_{ab} = V_{am1} - V_{bm1}$  ( III.7)

Comprend cinq niveaux de tensions,  $+V_{dc}$ ,  $+V_{dc}/2$ , 0,  $-V_{dc}/2$ ,  $-V_{dc}$  ( voir la figIII.17.d)

La connexion de deux phases considérées avec les rails opposées dc, donnent la tension maximale de la tension composée  $\pm V_{dc}$ . la tension intermédiaire est créée par la connexion d'une phase avec le point neutre  $M_1$ , pendant que les deux phases sont connectées à la même rail dc donne une tension nulle. la comparaison de la tension composée de convertisseur 2N et le convertisseur 3N révèle la bonne qualité

De la tension à la sortie de convertisseur 2N .et aussi moins de pertes des commutations pour chaque commutation.

La tension homopolaire entre le point "n" de la connectée en étoile et le point neutre  $M_1$  .la tension donnée par la formule :

$$V_{nM1} = 1/3(V_{aM1} + V_{bM1} + V_{cM1}) \quad (\text{III.8})$$

La tension phase –neutre représenté sur la comme suit :

$$V_{an} = V_{aM1} - V_{nM1} \quad (\text{III.9})$$

La tension phase –neutre consiste neuf niveaux,  $\pm V_{dc} / 3$ ,  $\pm V_{dc} / 2$ ,  $\pm V_{dc} / 3$ ,  $\pm V_{dc} / 6$ , et 0.

La tension homopolaire peut avoir les niveaux de tensions suivants:  $\pm V_{dc} / 2$ ,  $\pm V_{dc} / 3$ ,  $\pm V_{dc} / 6$ , et 0.

### III.4.2- sinus-triangle modulation:

Pour obtenir le trois phases balancées de tensions de sortie, le convertisseur est contrôlé par la technique de MLI .

La tension de référence de contrôle par phase est :

$$V_{réf_x}(t) = V_{réf_1} \times [ \sin(\omega_1 t) + 1/6 \times \sin(3\omega_1 t) ] \quad (\text{III.10})$$

ou  $V_{réf_1}$  : la valeur maximale de composante fondamentale de tension de référence

Dans l'ordre de produire les signaux des commutations, deux ondes porteuses triangulaires  $V_{tri\text{haut}}$

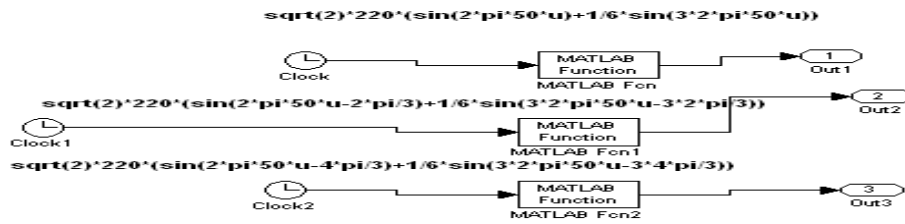
Et  $V_{tri\text{bas}}$  sont comparées avec les trois ondes de références déphasées d'une angle de  $120^\circ$  .

Dans l'ordre de commander ou d'amorcer les interrupteurs, nous utilisons l'algorithme suivant:

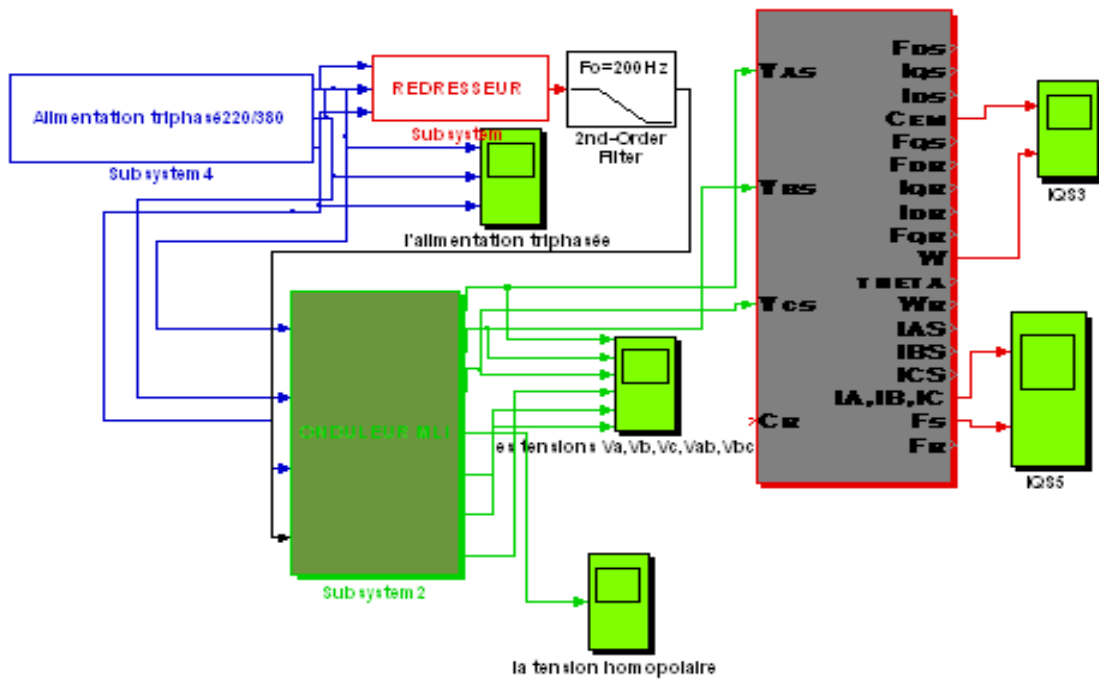
$$\left\{ \begin{array}{l} V_{réf_x} > V_{tri\text{haut}} \Rightarrow (S_{2x} = \text{on} , S_{1x} = \text{on} ) \Rightarrow V_{xm} = V_{dc} / 2 \quad (x=a,b,c) \\ V_{réf_x} < V_{tri\text{bas}} \Rightarrow (\overline{S_{2x}} = \text{on} , \overline{S_{1x}} = \text{on} ) \Rightarrow V_{xm} = -V_{dc} / 2 \quad (x=a,b,c) \\ \text{Sinon} \Rightarrow V_{xm} = 0. \quad (x=a,b,c) \end{array} \right. \quad (\text{III.11})$$

[FAZ2007]

**III.5- Simulation de l'onduleur 3 niveaux**



ALIMENTATION TRIPHASE AVEC INJECTION DE TROISIEME HARMONIQUE



**MACHINE ASYNCHRONE MODELE DQ  
ALIMENTEE PAR onduleur 3 niveaux**

Figure III.15- Le schéma complet sous simulink d'une machine asynchrone associée à un onduleur MLI trois niveaux

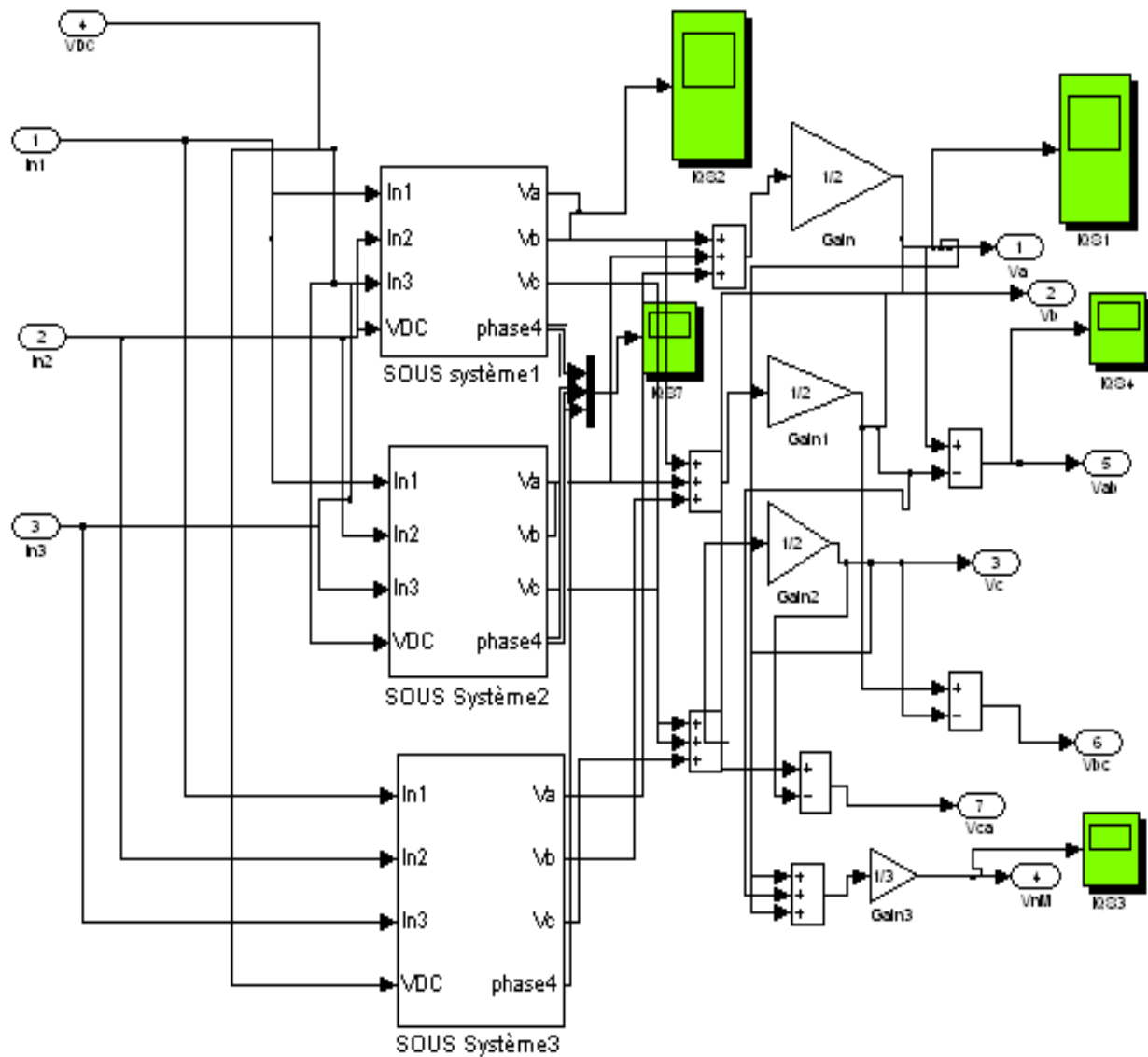
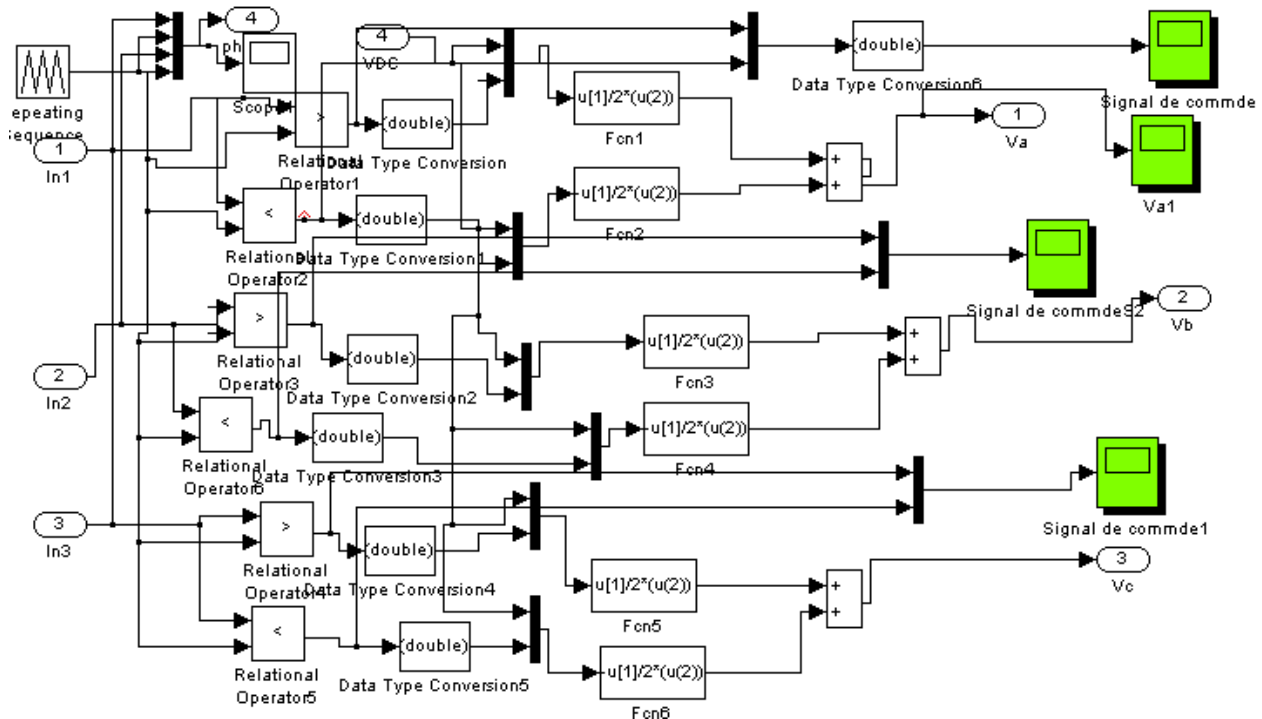
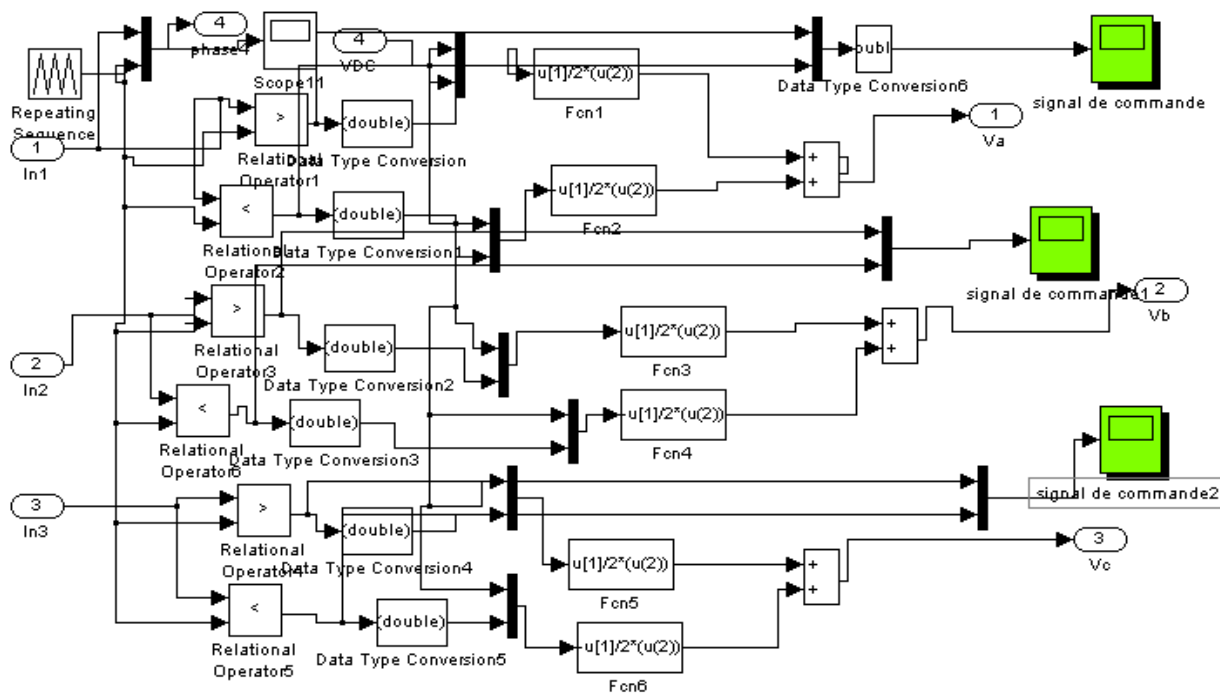


Figure III.16-les sous systèmes de L'onduleur MLI 3 Niveaux sous simulink

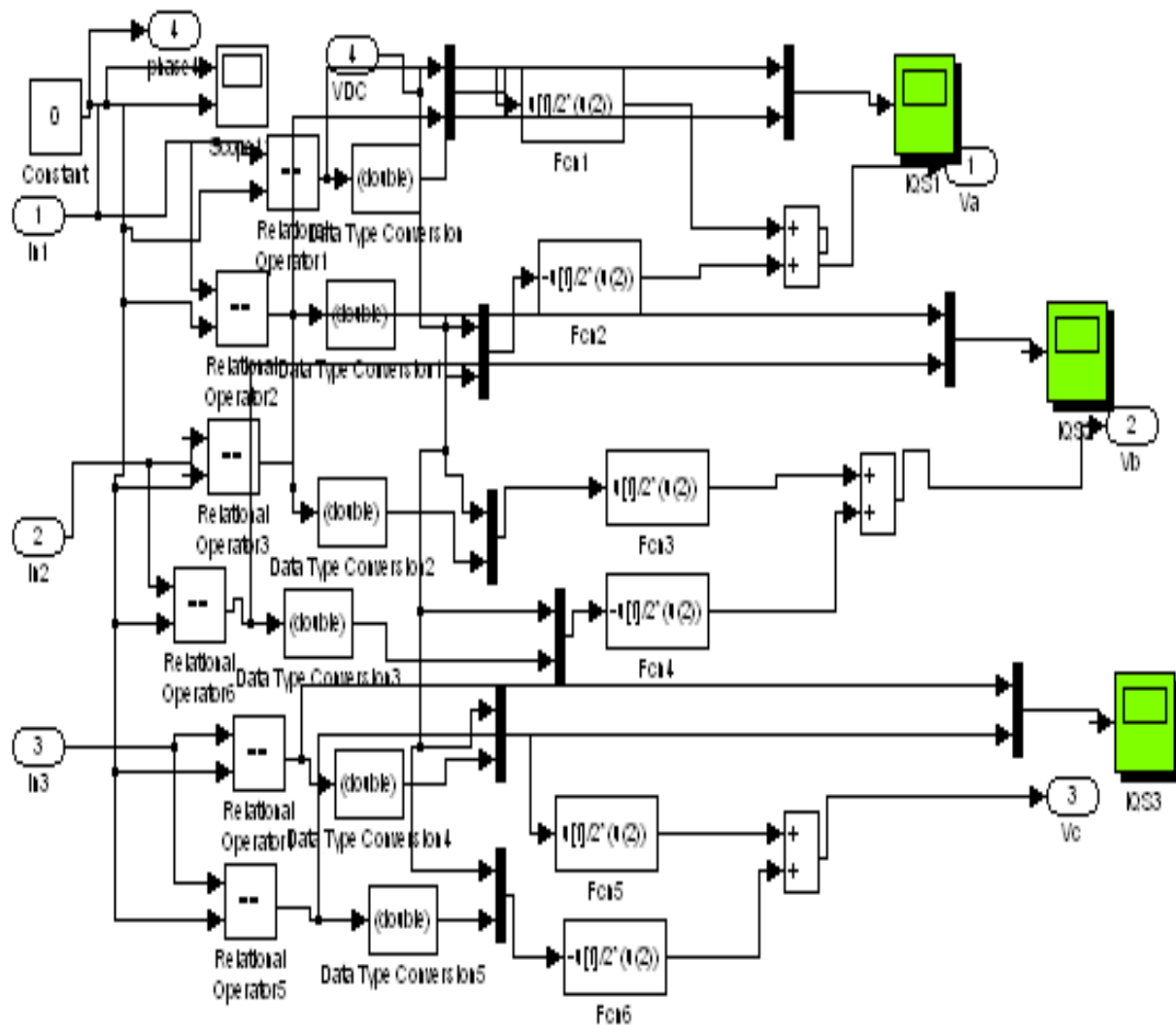


Sous système1 ( $V_{tri>haut}$ )



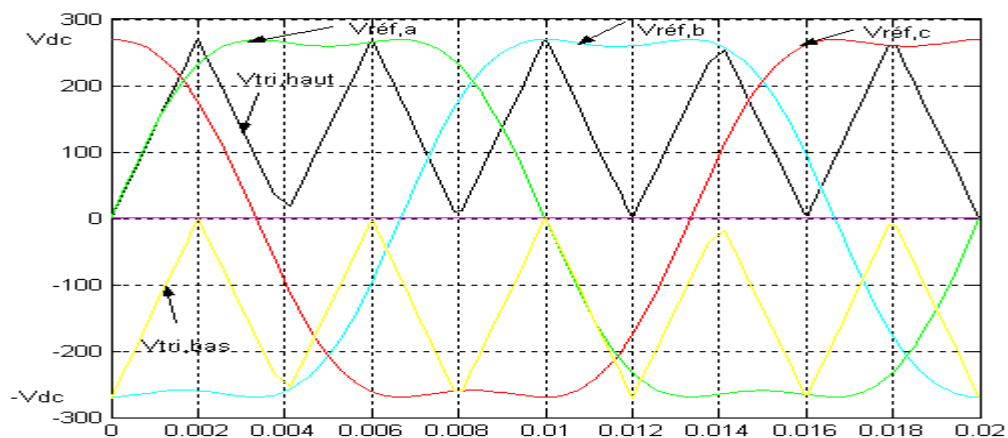
Sous système2 ( $V_{tri>bas}$ )



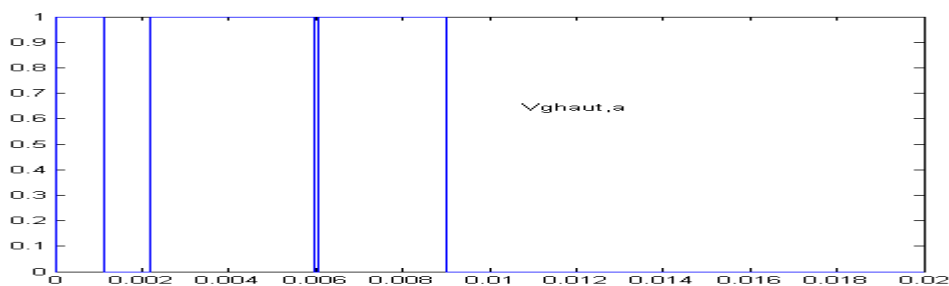


Sous système3 (cas nul).

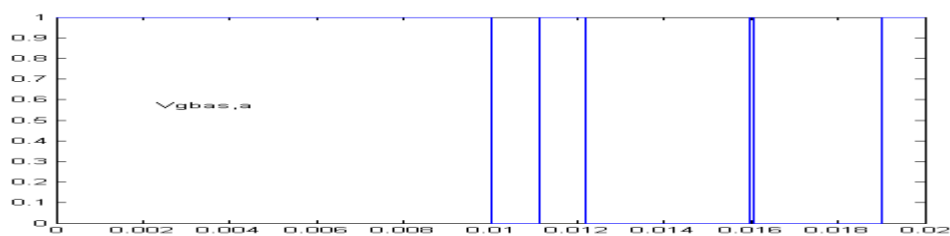
### III.6- Résultats de la Simulation de l'onduleur 3 niveaux



(a)



(b)



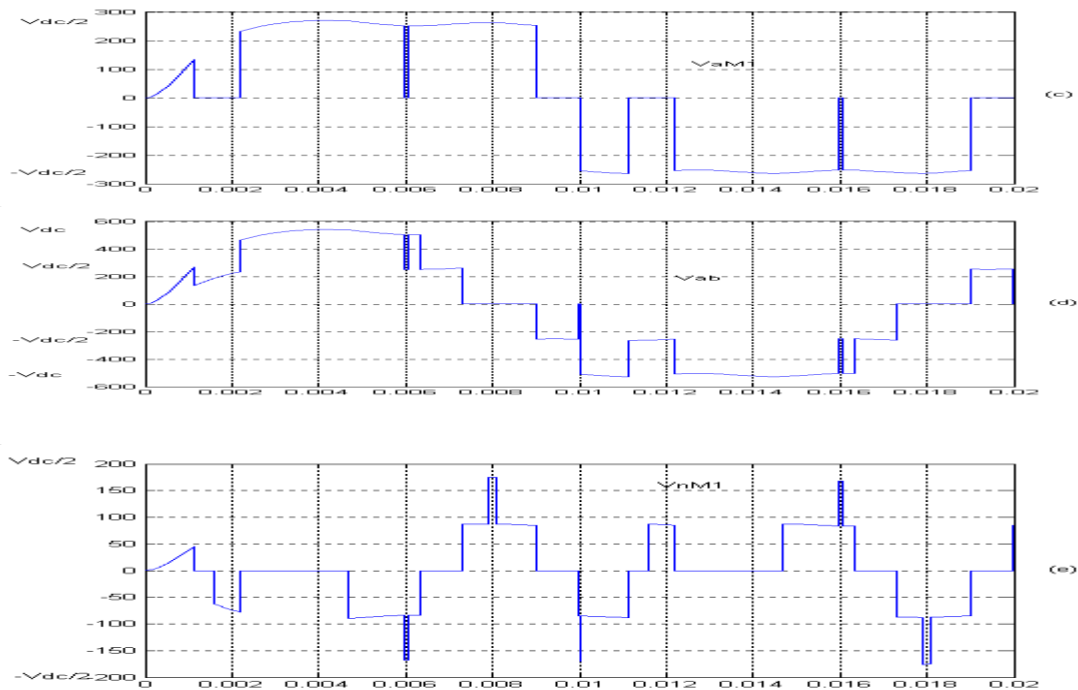


Figure III.17-les ondes de tensions de convertisseur de tension 3N: (a) ondes de références  $V_{rép_x}$  et les deux ondes porteuses  $V_{tri,baut}$   $V_{tri,bas}$  (b)les impulsions de commande (c) tension simple ou tension de phase de point milieu  $V_{aM1}$  (d) tension composée  $V_{ab}$  (e) tension homopolaire  $V_{nM1}$  pour  $m_a = 1.14760$  et  $m_f=5$ .

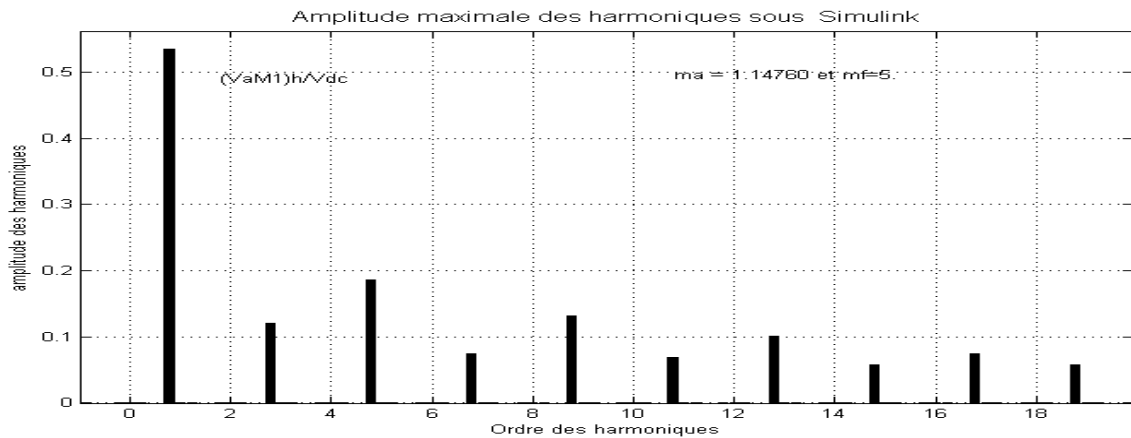
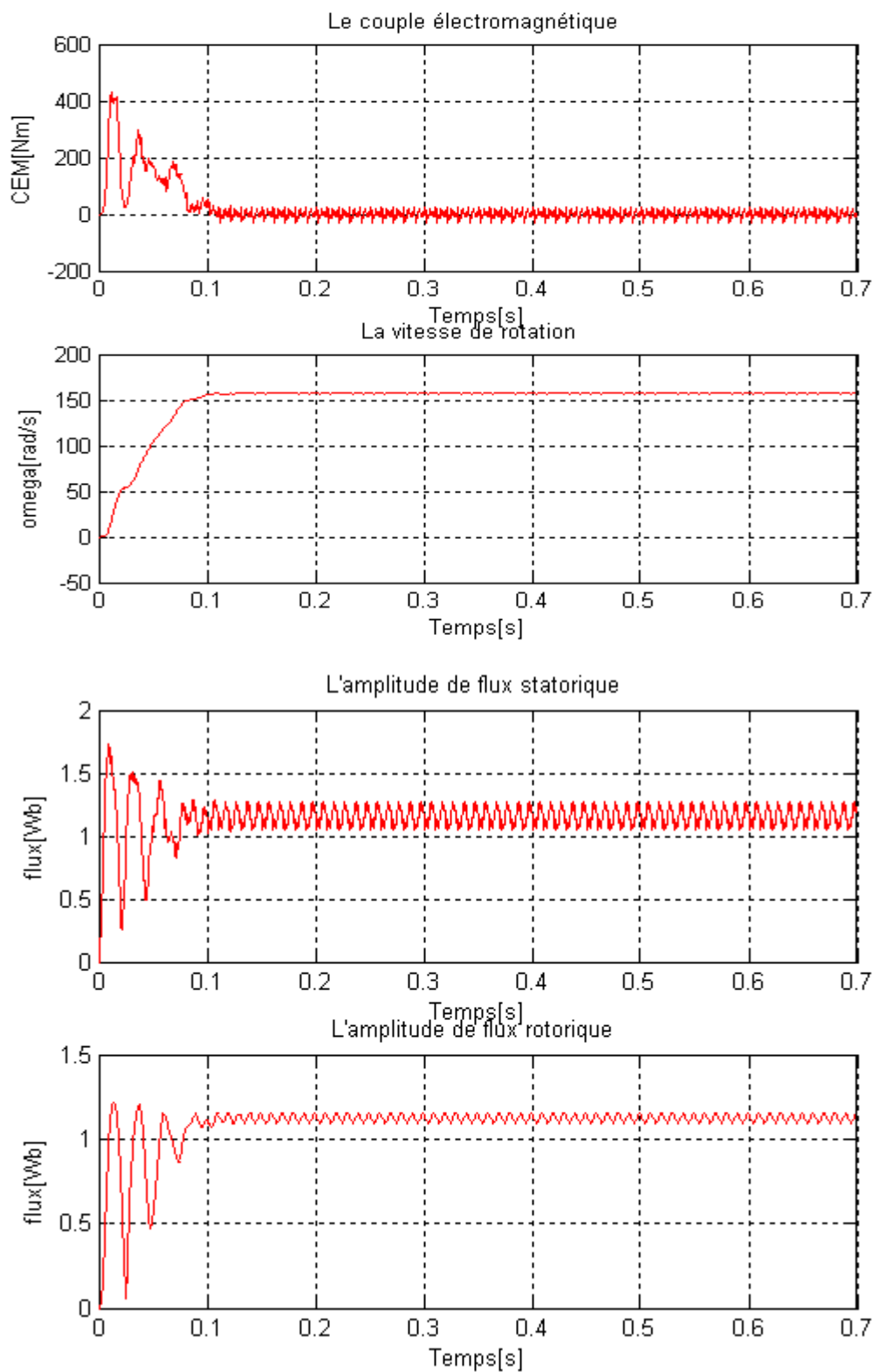


Figure III.18- spectre des harmoniques de convertisseur 3N rapport de tension simple et de bus continu.



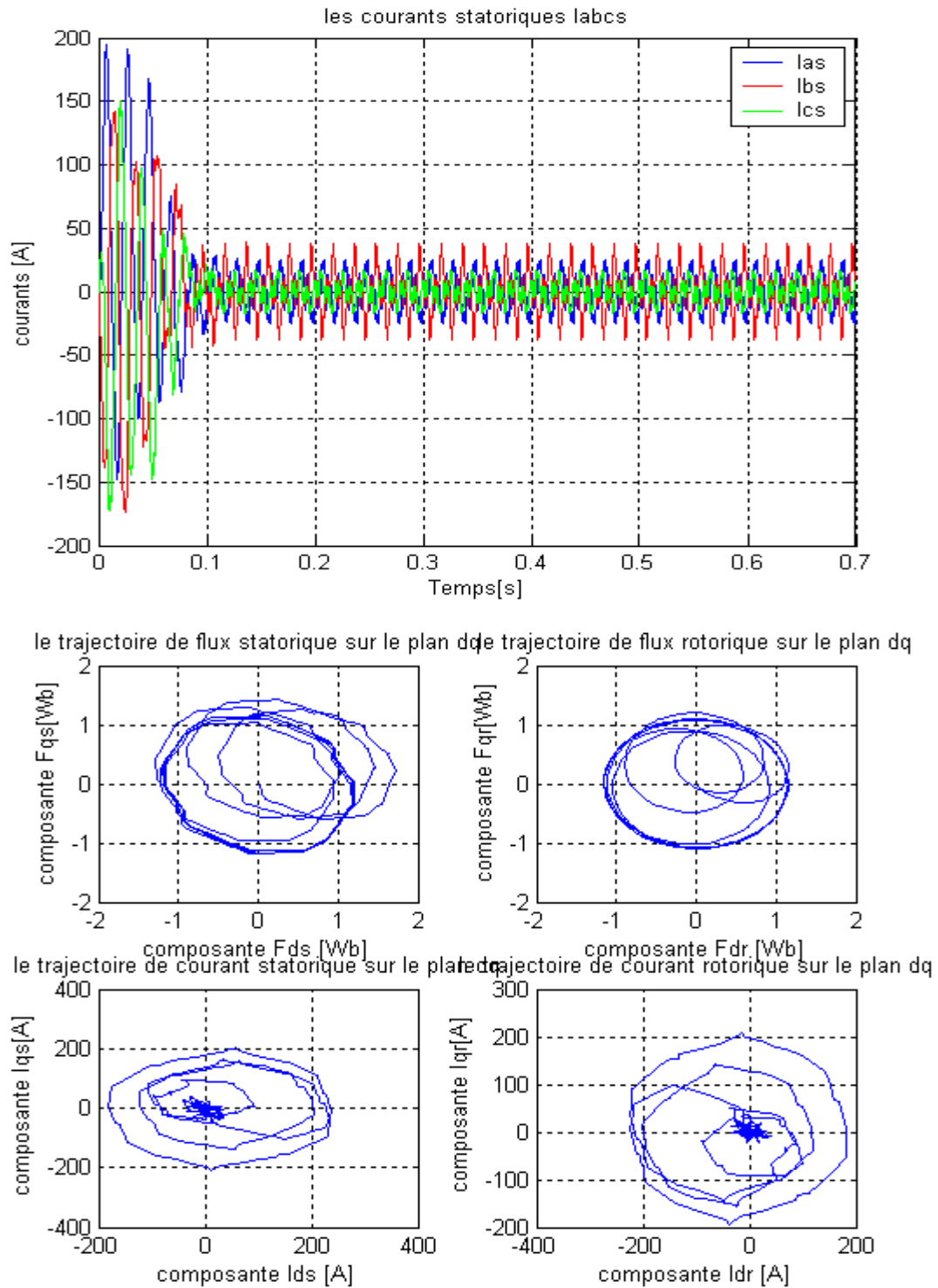


Figure III.19-Les résultats de la simulation d'une MAS associée à un onduleur MLI trois niveaux pour  $m_a = 1.14760$  et  $m_f=5$ .

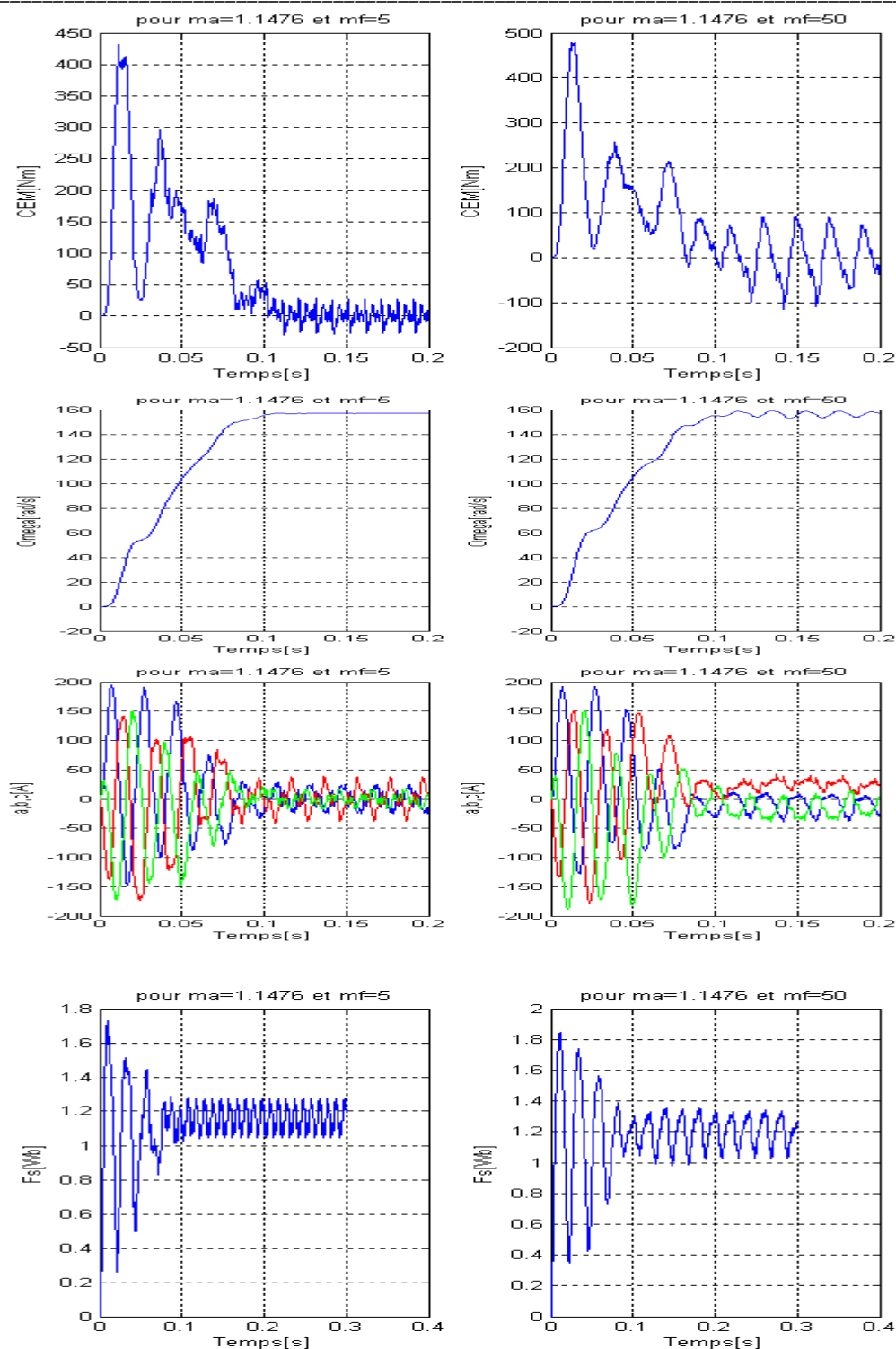


Figure III.20-Les résultats de la simulation d'une MAS associée à un onduleur MLI trois niveaux  
 Pour ( $m_a = 1.1476$  et  $m_f = 50, m_f = 5$ ).

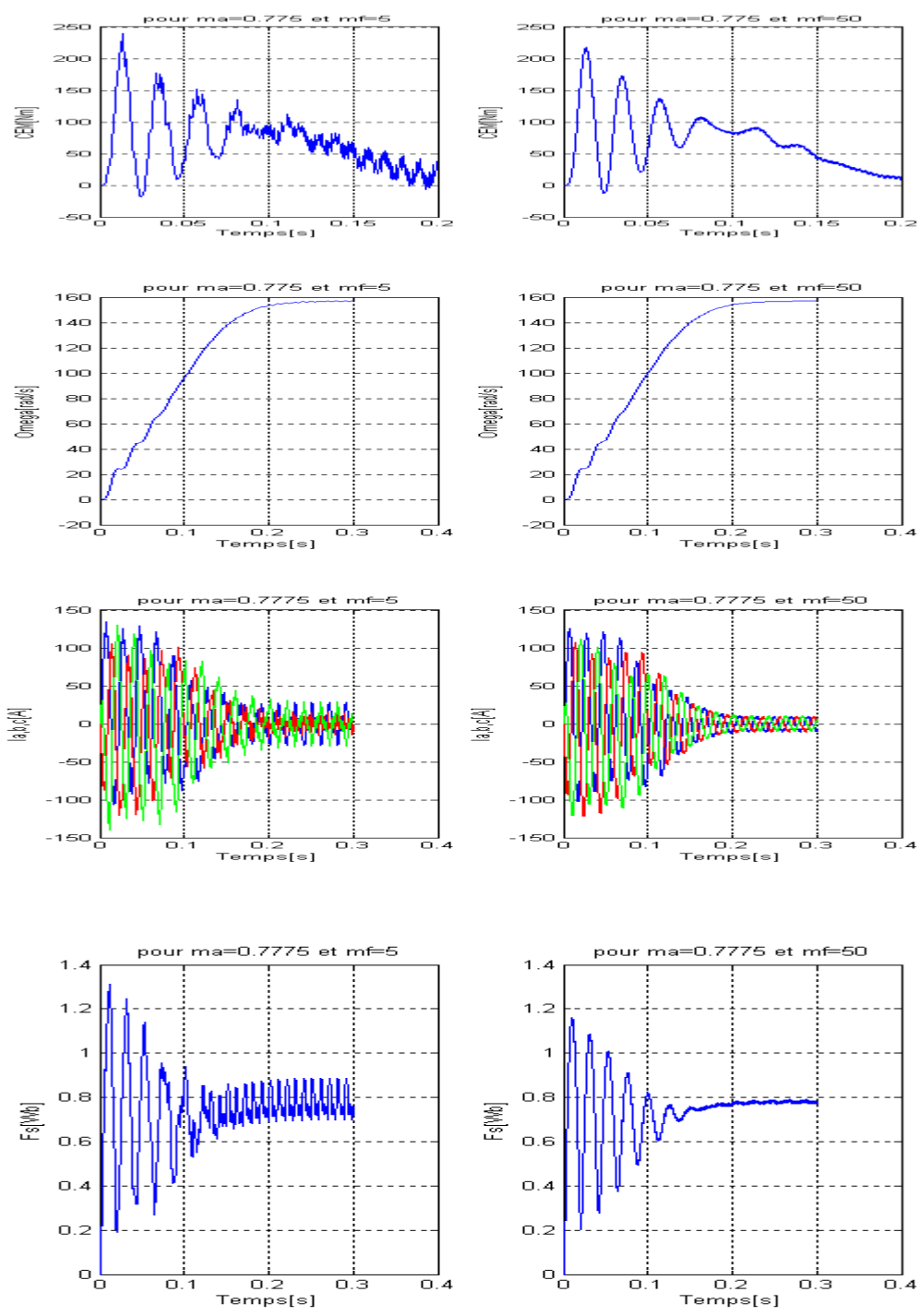


Figure III.21-Les résultats de la simulation d'une MAS associée à un onduleur MLI trois niveaux Pour ( $m_a = 0.7775$  et  $m_f = 50$ ,  $m_f = 5$ ).

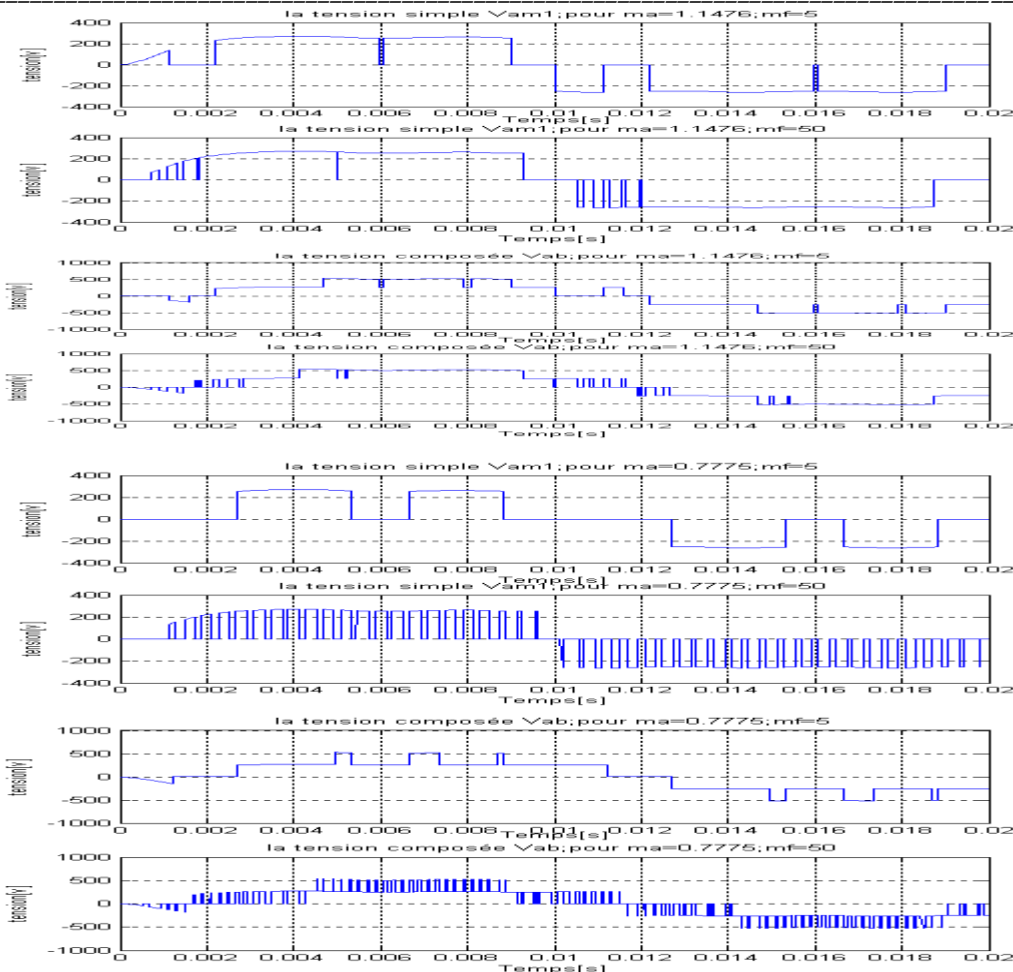


Figure III.22- les tensions simples et composées pour un onduleur trois niveaux pour ( $m_a=1.1476$ ,  $m_f=5$  et 50.) et ( $m_a=0.7775$ ,  $m_f=5$  et 50.)

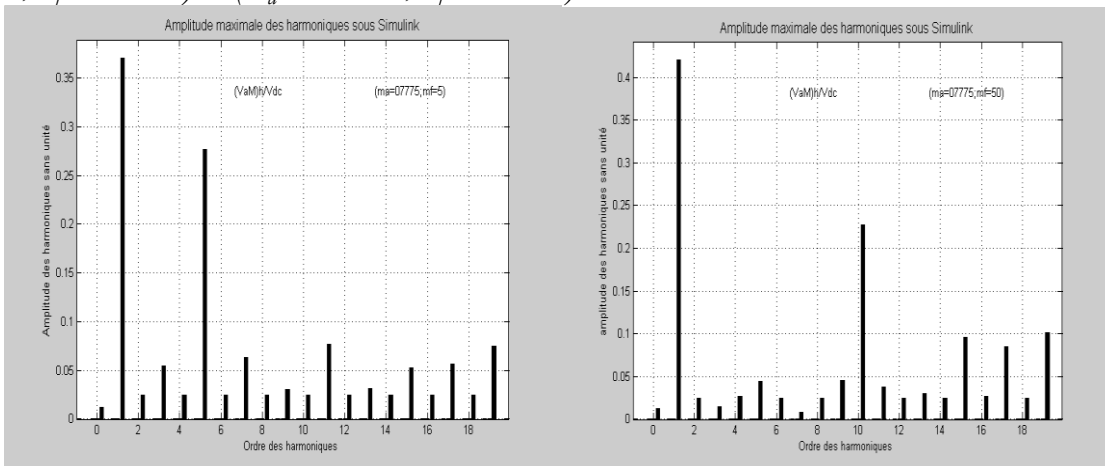


Figure III.23- spectre des harmoniques de convertisseur 3N rapport de tension simple et de bus continu, pour ( $m_a=0.7775$ ,  $m_f=5$  et 50.).



### III.6.1-Interprétation des résultats :

Maintenant on associe à notre MAS un onduleur à MLI trois niveaux , si on observe les résultats , figure III.17-les ondes de tensions de convertisseur de tension 3N: figure III.17(a)la comparaison entre les ondes de références  $V_{réf_x}$  et les deux ondes porteuses  $V_{tri,haut}$  ,  $V_{tri,bas}$  nous donne des impulsions de commande figure III.17 (b)après cela on va obtenir à la sortie de l'onduleur 3 niveaux figure III.17 (c) tension simple ou tension de phase de point milieu  $V_{aM}$  figure III.17 (c) et tension composée  $V_{ab}$  figure III.17 (d) et la tension homopolaire on constate une nette réduction de cette tension homopolaire[Yak 2005 ] par rapport au tension homopolaire de convertisseur deux niveaux figure III.17 (e)  $V_{nM}$  pour  $m_a = 1.14760$  et  $m_f=5$ . Figure III.19 les trajectoires de courants et de flux statorique et rotorique sont plus proche aux circulaires.de toutes les simulations on déduit qu'il y'a une amélioration par rapport au convertisseur deux niveaux moins des ondulations perturbatrices si ,pour les indices de modulation Pour la première simulation de comparaison entre les indices de modulation ( $m_a = 1.1476$  et  $m_f= 50$  , $m_f=5$ ).Figure III.20-Les résultats de la simulation d' une MAS associée à un onduleur MLI trois niveaux est la suivante pour le couple des indices  $m_a= 1.1476$  et  $m_f= 50$ ,il y'a une présence des pulsations perturbatrices ,en même temps pour un indice de modulation de fréquence  $m_f= 5$  réduit,les ondulations sont très faibles dans les grandeurs CEM,et l'amplitude  $F_s$  ,éliminer dans la grandeur de la vitesse de rotation.dans la deuxième simulation Figure III.21 Pour( $m_a= 0.7775$  et  $m_f= 50$  , $m_f=5$ ).il y'a une contradiction par rapport au convertisseur deux niveaux et aussi au cas précédent quand l'indice  $m_a$  été élevé on constate pour l'indice de modulation de l'amplitude  $m_a= 0.7775$  réduit ,quand l'indice  $m_f= 50$  élevé il n'y a pas des ondulations perturbatrices dans toutes les grandeurs (CEM, $F_s$ , $\Omega$ ,...) ,par contre pour  $m_f= 5$  réduit ,il y'a présence des ondes dans le couple électromagnétique ,les courants ,le flux statorique  $F_s$ .

Figure III.22 représente les tensions simples et composées pour un onduleur trois niveaux pour ( $m_a=1.1476$ ,  $m_f=5$  et 50.) et ( $m_a=0.7775$ ,  $m_f=5$  et 50.).

Donc d'après les simulations on déduit l'indice  $m_a$  joue un rôle primordiale ,pour le bon fonctionnement de notre moteur ,c'est-à-dire il y'a deux cas de bon fonctionnement ,premier cas  $m_a$  est élevé , $m_f$  réduit ,un bon fonctionnement de notre moteur associé à l'onduleur trois niveaux ,pour le deuxième cas  $m_a$  est réduit , $m_f$  élevé ,un bon fonctionnement de notre moteur associé à l'onduleur trois niveaux

### **III.7-CONCLUSION :**

Dans un premier lieu de ce chapitre, on a étudié avec en plus de détails les états des interrupteurs et les commutations d'un convertisseur de tension deux niveaux, et le trajet de courant dans une cellule de commutation, et on a donné un algorithme de commande un peu modifié de l'ancien algorithme par l'injection de troisième harmonique et son effet sur la réponse d'un moteur asynchrone , et dans un deuxième lieu suivons les mêmes étapes appliquée précédemment sur le convertisseur de tension deux niveaux, on a fait une modélisation et une simulation d'un convertisseur trois niveaux à structure NPC, on comparons ce convertisseur au convertisseur deux niveaux on remarque une amélioration de signaux de tension simple et composée que sont plus proche à l'onde sinusoïdale mieux que pour un onduleur de tension deux niveaux, une réduction de la tension homopolaire [Yak 2005 ],et aussi une réduction des harmoniques .

# Chapitre 4

## Modélisation et simulation d'un convertisseur à Structure matricielle

## INTRODUCTION :

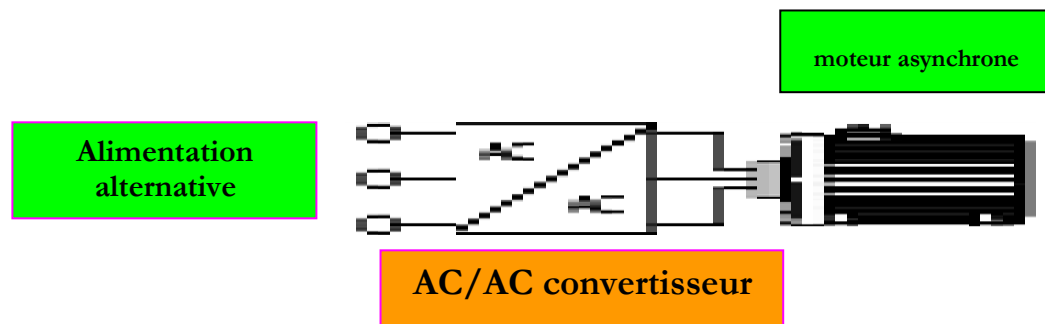
Le convertisseur électrique à structure matricielle CM (AC/AC) ,nous offre une grande liberté de contrôle ,C'est -à- dire un contrôle indépendant de l'amplitude de voltage ,et de fréquence,l'angle de phase, et facteur de puissance d'entrée,quand on fait la comparaison avec le principal ancien convertisseur(AC/DC/AC) c'est uniquement l'élimination de grosses capacités .dans ce chapitre on va voir Premièrement la topologie de CM et une introduction à la méthode d'utilisation des interrupteurs, ensuite on va parler de modèle dynamique de convertisseur matriciel qui est valide pour le régime permanent et le régime transitoire.

### IV.1 convertisseur statique de fréquence [AC/AC convertisseur]:

C'est un convertisseur qui peut changer une puissance alternative donnée à une fréquence spécifique ,a une autre puissance alternative différente, c'est dans cette conversion, l'amplitude de tension de phase,et la fréquence peut être contrôlée comme vous voyez sur la figure IV.2, la coté 1 de convertisseur est connectée à une alimentation alternative de trois phases équilibrées à la fréquence  $f_1$ , amplitude de tension  $V_1$  et l'angle de phase  $\varphi_1$ , pendant que les trois charges de phases sont connectées à l'autre coté 2.

Le convertisseur fait donc changer le trois phases AC équilibrées dans la coté 1 ont trois phases AC équilibrées dans l'autre coté 2.

Avec de nouvelles caractéristiques, fréquence  $f_2$ , amplitude de voltage  $V_2$  et l'angle de phase  $\varphi_2$ . [Jos2007]



**Figure IV.1-** Représentation de l'ensemble association convertisseur matriciel –MAS

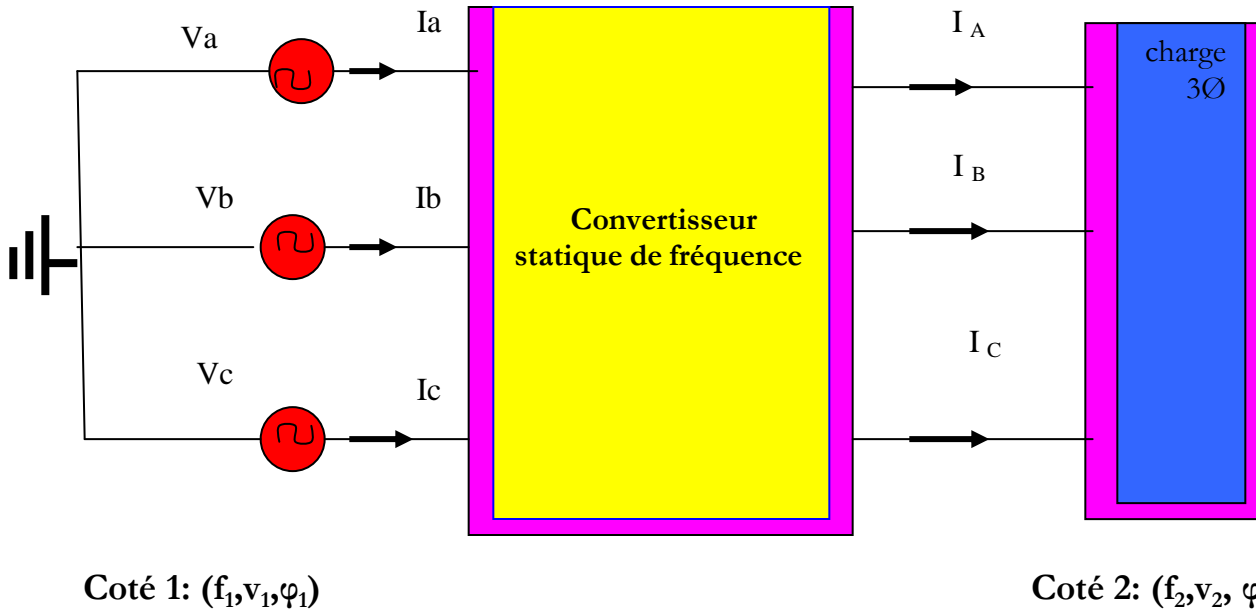


Figure IV.2- Diagramme bloc de trois phases à trois phases de convertisseur statique de fréquence

#### IV.2-LA STRUCTURE DE CONVERTISSEUR MATRICIEL:

La structure de convertisseur matriciel (CM) est représentée sur la figure IV.3 et les paramètres de circuit électrique sont définis sur le tableau 2.1.

Le convertisseur matriciel connecte les trois phases AC tension sur la côté d'entrée aux trois phases tension sur la côté de sortie par  $3 \times 3$  matrice des interrupteurs bidirectionnels, un interrupteur entre chaque phase de sortie, c'est-à-dire 9 interrupteurs bidirectionnels, un filtre (L-C) de second ordre est utilisés sur les terminales d'entrée pour filtrer les hautes fréquences des harmoniques de courants d'entrée.

Le CM(AC/AC) produit donc une tension sinusoïdale sur la côté de la charge et un courant sinusoïdal sur la côté de source, cependant que, nous pouvons contrôler l'amplitude de voltage et la fréquence, l'angle de phase de sortie et ça par manipuler convenablement les interrupteurs, la structure est donc sans capacité elle est totalement en silicone, les inconvénients de CM, sont les nombres élevées des éléments semi-conducteurs (18 interrupteurs et 18 diodes) et donc la complexité de la topologie.

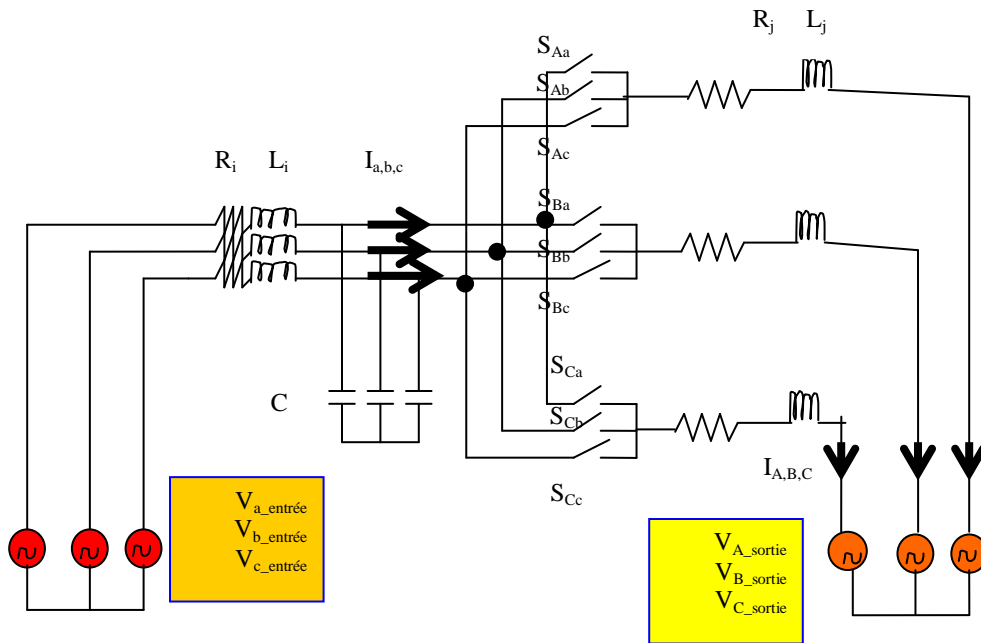


Figure IV.3: circuits électriques de convertisseur matriciel

Tableau IV.1- Les paramètres à l'entrée et à la sorties d'un CM

PARAMETRES	DESCRIPTIONS
$I_i, V_i$ ( $i=a,b,c$ )	Trois phases d'entrée de courants, et de tensions.
$I_j, V_j$ ( $j=A,B,C$ )	Trois phases de courants, et de tensions de sortie.
$R_i$	Résistance de source d'entrée
$R_j$	Résistance de source de sortie
$L_i$	Inductance de filtre d'entrée
$L_j$	Inductance de filtre de sortie
$C$	Capacité de filtre d'entrée

### IV.3-La stratégie de modulation de convertisseur matriciel :

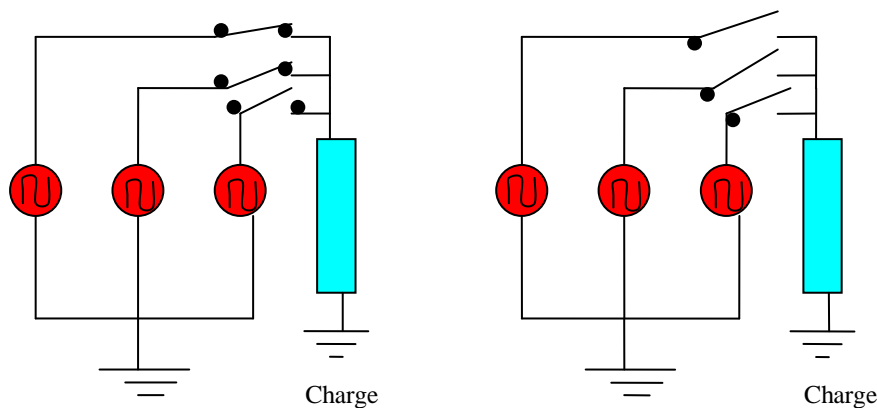
Le problème commence par le choix de la fonction des interrupteurs pour le CM comme suit:

$$S_{ij}(t) = \begin{cases} 1, S_{ij} \text{ (fermé)} \\ ; i=A,B,C \ ; j = a,b,c. \\ 0, S_{ij} \text{ (ouvert)} \end{cases}$$

Mais pour le bon fonctionnement il faut que nous respections certaines contraintes appliquées sur la fonction des interrupteurs :

$$S_{ia} + S_{ib} + S_{ic} = 1, i=A,B,C.$$

Ces contraintes sont dues généralement à: le CM est alimentée par une source de tension qui lui associe à sa sortie à une charge inductive (MAS), connecté plus d'une phase à une seule phase causera un court circuit entre deux sources de tension. Et aussi déconnectée toutes les phases d'entrées causeront un circuit ouvert sur la charge.



**Figure IV.4-SITUATION INDESIRABLE /court-circuit et circuit ouvert**

Si nous avons que deux états (fermés et ouvert), mais comme même il y'a neuf (9) interrupteurs c'est-à-dire  $2^9 = 512$  états dans le CM, en appliquant les contraintes citées avant l'algorithme des interrupteurs de CM sera uniquement 27 combinaison perméable qui est comme même trop. Voir le tableau IV.2 suivantes : [Mar 2001].

**Tableau IV.2-COMBINAISON DES ETATS DE COMMUTATION DANS UN CONVERTISSEUR MATRICIEL**

groupes	Interrupteurs fermés	$V_{AB}$	$V_{BC}$	$V_{CA}$	$I_a$	$I_b$	$I_c$
I	$S_{Aa} \quad S_{Bb} \quad S_{Cc}$	$V_{ab}$	$V_{bc}$	$V_{ca}$	$I_A$	$I_B$	$I_C$
	$S_{Aa} \quad S_{Bc} \quad S_{Cb}$	$-V_{ca}$	$-V_{bc}$	$-V_{ab}$	$I_A$	$I_C$	$I_B$
	$S_{Ab} \quad S_{Ba} \quad S_{Cc}$	$-V_{ab}$	$-V_{ca}$	$-V_{bc}$	$I_B$	$I_A$	$I_C$
	$S_{Ab} \quad S_{Bc} \quad S_{Ca}$	$V_{bc}$	$V_{ca}$	$V_{ab}$	$I_C$	$I_A$	$I_B$
	$S_{Ac} \quad S_{Ba} \quad S_{Cb}$	$V_{ca}$	$V_{ab}$	$V_{bc}$	$I_B$	$I_C$	$I_A$
	$S_{Ac} \quad S_{Bb} \quad S_{Ca}$	$-V_{bc}$	$-V_{ab}$	$-V_{ca}$	$I_C$	$I_B$	$I_A$
II-A	$S_{Aa} \quad S_{Bc} \quad S_{Cc}$	$-V_{ac}$	0	$V_{ca}$	$I_A$	0	$-I_A$
	$S_{Ab} \quad S_{Bc} \quad S_{Cc}$	$V_{bc}$	0	$-V_{bc}$	$I_A$	$I_A$	$-I_A$
	$S_{Ab} \quad S_{Ba} \quad S_{Ca}$	$-V_{ab}$	0	$V_{ab}$	$-I_A$	$I_A$	0
	$S_{Ac} \quad S_{Ba} \quad S_{Ca}$	$V_{ca}$	0	$-V_{ca}$	$-I_A$	0	$I_A$
	$S_{Ac} \quad S_{Bb} \quad S_{Cb}$	$-V_{bc}$	0	$V_{bc}$	0	$-I_A$	$I_A$
	$S_{Aa} \quad S_{Bb} \quad S_{Cb}$	$-V_{ab}$	0	$-V_{ab}$	$I_A$	$-I_A$	0
II-B	$S_{Ac} \quad S_{Ba} \quad S_{Cc}$	$V_{ca}$	$-V_{ca}$	0	$I_B$	0	$-I_B$
	$S_{Ac} \quad S_{Bb} \quad S_{Cc}$	$-V_{bc}$	$-V_{bc}$	0	0	$I_B$	$-I_B$
	$S_{Aa} \quad S_{Bb} \quad S_{Ca}$	$-V_{ab}$	$-V_{ab}$	0	$-I_B$	$I_B$	0
	$S_{Aa} \quad S_{Bc} \quad S_{Ca}$	$-V_{ca}$	$V_{ca}$	0	$-I_B$	0	$I_B$
	$S_{Ab} \quad S_{Bc} \quad S_{Cb}$	$V_{bc}$	$-V_{ab}$	0	0	$-I_B$	$I_B$
	$S_{Ab} \quad S_{Ba} \quad S_{Cb}$	$-V_{ab}$	$V_{ab}$	0	$I_B$	$-I_B$	0
II-C	$S_{Ac} \quad S_{Bc} \quad S_{Ca}$	0	$V_{bc}$	$-V_{ca}$	$I_C$	0	$-I_C$
	$S_{Ac} \quad S_{Bc} \quad S_{Cb}$	0	$-V_{bc}$	$-V_{bc}$	0	$I_C$	$-I_C$
	$S_{Aa} \quad S_{Ba} \quad S_{Cb}$	0	$-V_{ab}$	$-V_{ab}$	$-I_C$	$I_C$	0
	$S_{Aa} \quad S_{Ba} \quad S_{Cc}$	0	$-V_{ca}$	$V_{ca}$	$-I_C$	0	$I_C$
	$S_{Ab} \quad S_{Bb} \quad S_{Cc}$	0	$V_{bc}$	$-V_{ab}$	0	$-I_C$	$I_C$
	$S_{Ab} \quad S_{Bb} \quad S_{Ca}$	0	$-V_{ab}$	$V_{ab}$	$I_C$	$-I_C$	0
III	$S_{Aa} \quad S_{Ba} \quad S_{Ca}$	0	0	0	0	0	0
	$S_{Ab} \quad S_{Bb} \quad S_{Cb}$	0	0	0	0	0	0
	$S_{Ac} \quad S_{Bc} \quad S_{Cc}$	0	0	0	0	0	0

Voir aussi annexe C.

Donc cette fonction ou cette matrice de commutation est définies par le tableau ci-dessus ; la matrice de commutation de CM est données comme suit:



$$S_{ij}(t) = \begin{pmatrix} S_{Aa} & S_{Ab} & S_{Ac} \\ S_{Ba} & S_{Bb} & S_{Bc} \\ S_{Ca} & S_{Cb} & S_{Cc} \end{pmatrix}$$

La coté d'entrée de tension et le courant et la coté de sortie de tension et le courant sont reliées par la relation suivante :

$$V_{ABC} = S_{ij}(t) \times v_{abc} ;$$

$$I_{abc} = S_{ij}(t)^T \times I_{ABC};$$

$$\text{Ou: } V_{abc} = \begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix}$$

$$V_{ABC} = \begin{pmatrix} V_{An} \\ V_{Bn} \\ V_{Cn} \end{pmatrix}$$

$$I_{abc} = \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix} ;$$

$$I_{ABC} = \begin{pmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{pmatrix} ;$$

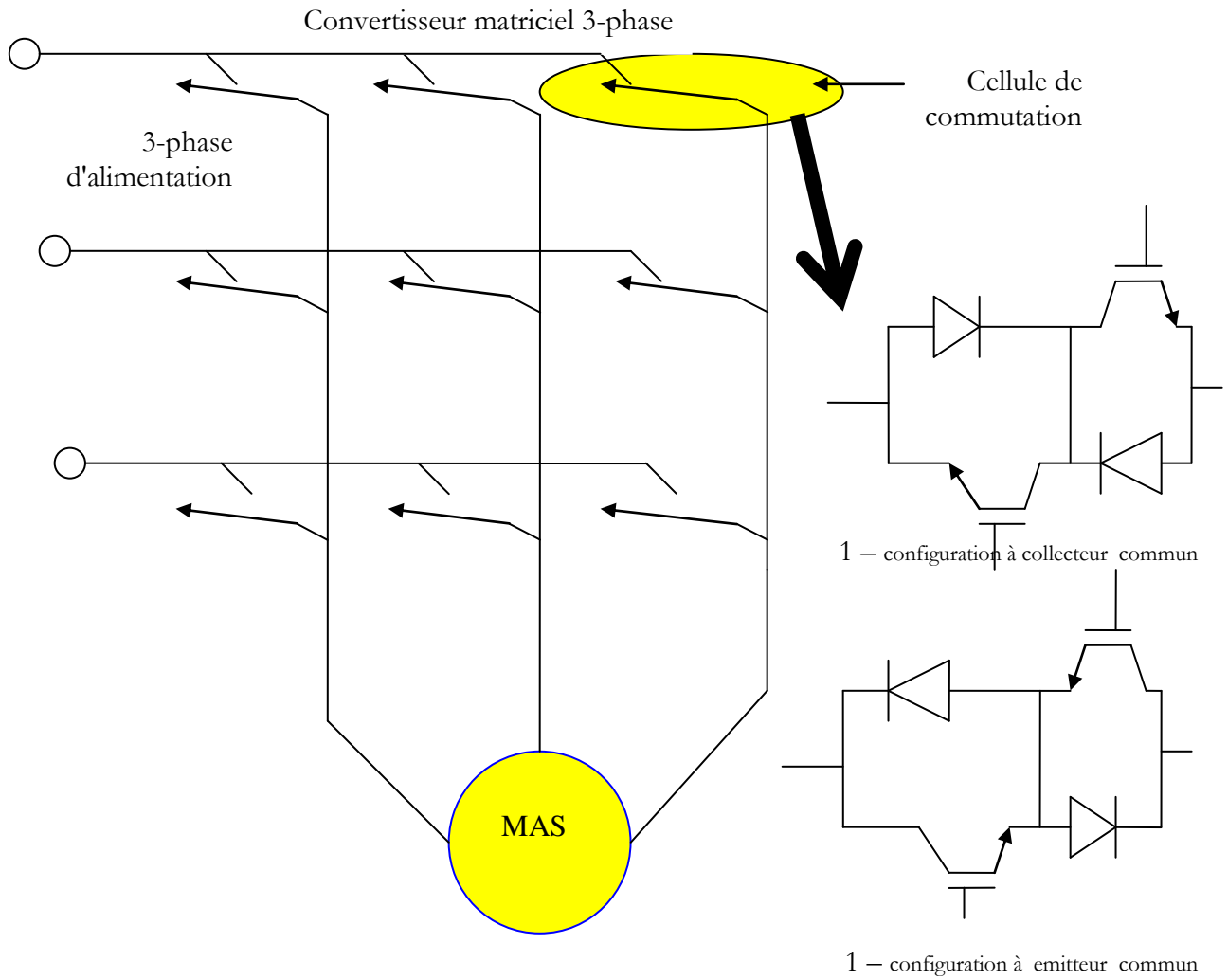
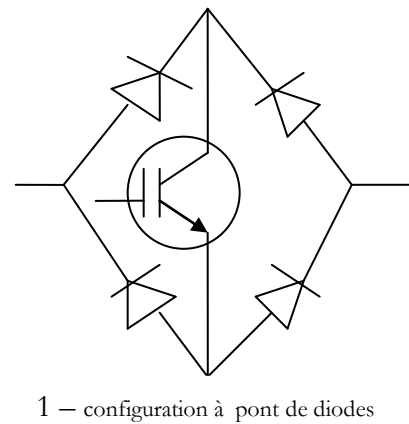


Figure IV.5- l'association de convertisseur matriciel à une charge



#### IV.4-L'algorithme de venturinu :

Vu qu'il y'a beaucoup des états de commutation 27 états, donc venturinu est un algorithme mathématique très puissant que peut simuler le convertisseur matriciel.

Donc L'algorithme de venturinu c'est une approche mathématique que se base sur la fonction de transfert; Pour que notre algorithme soit valable il faut respecté ces quelques suppositions.

##### Suppositions:

-la fréquence d'entrée et de la sortie  $\ll$  la fréquence de la fermeture et de l'ouverture des interrupteurs

– les tensions sinusoidales de l'entrée et de sortie sont données.

La relation de entré/ sortie à bas fréquence détermine la matrice de modulation(modulation duty cycle matrix)  $[ M(t) ] = [V_o(t) ]/[V_i(t)]$ ;est équivalente en quelque sorte à notre fonction des interrupteurs (fonction de commutation)  $S_{ij} (t)$  .donc le but de l'algorithme de venturinu est la détermination de cette fonction de commutation  $M(t)$  qui est donnée par la forme suivante:

$$[ M(t) ] = \begin{pmatrix} m_{11}(t) & m_{12}(t) & m_{13}(t) \\ m_{21}(t) & m_{22}(t) & m_{23}(t) \\ m_{31}(t) & m_{32}(t) & m_{33}(t) \end{pmatrix}$$

$$[V_o(t) ] = [ M(t) ] \times [V_i(t) ];$$

\*L'ensemble de trois phases de tension d'entrées (alimentation triphasée):

$$[V_i(t) ] = \begin{pmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{im} \times \cos(\omega_i t) \\ V_{im} \times \cos(\omega_i t - 2\pi/3) \\ V_{im} \times \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \end{pmatrix}$$

- l'ensemble de trois phases de tension de sortie:

$$[V_o(t)] = \begin{pmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{om} \times \cos(\omega_i t + \theta_0) \\ V_{om} \times \cos(\omega_i t + \theta_0 - 2\pi/3) \\ V_{om} \times \cos(\omega_i t + \theta_0 + 2\pi/3) \end{pmatrix}$$

\*détermination de la fonction de commutation M(t) de tensions de sorties et d'entrées .

$$[V_o(t)] = [M(t)] \times [V_i(t)] = \begin{pmatrix} m_{11}(t) & m_{12}(t) & m_{13}(t) \\ m_{21}(t) & m_{22}(t) & m_{23}(t) \\ m_{31}(t) & m_{32}(t) & m_{33}(t) \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} V_{im} \times \cos(\omega_i t) \\ V_{im} \times \cos(\omega_i t - 2\pi/3) \\ V_{im} \times \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \end{pmatrix}$$

$$[M(t)] = 1/3 \times \begin{pmatrix} 1+2 \times q \times \cos(\omega_m t) & 1+2 \times q \times \cos(\omega_m t - 2\pi/3) & 1+2 \times q \times \cos(\omega_m t + 2\pi/3) \\ 1+2 \times q \times \cos(\omega_m t + 2\pi/3) & 1+2 \times q \times \cos(\omega_m t) & 1+2 \times q \times \cos(\omega_m t - 2\pi/3) \\ 1+2 \times q \times \cos(\omega_m t - 2\pi/3) & 1+2 \times q \times \cos(\omega_m t + 2\pi/3) & 1+2 \times q \times \cos(\omega_m t) \end{pmatrix}$$

Ou:  $q = V_{om} / V_{im}$  et  $\omega_m = \omega_{o,I} - \omega_I$

$\omega_{o,o} = \omega_I - \omega_m$

Avec la condition suivante: le rapport de tension de sortie sur la tension de l'entrée est limité dans un intervalle comme suit :

$$0 < q < 0.5. \text{ voir [Ham2006]}$$

#### **IV.5-Simulation sous simulink de convertisseur matriciel par l'utilisation de l'algorithme de venturinu:**

Nous donnons la valeur suivante au rapport de tensions  $q=0.477272727$ .

La tension à l'entrée de convertisseur est :220V;

La tension à la sortie de convertisseur est :105V;

La pulsation de l'alimentation est la pulsation de l'entrée de CM:  $\omega_i = 2 \times \pi \times 50$  rad/sec

La pulsation donnée intermédiaire de convertisseur :  $\omega_{o,i} = 2 \times \pi \times 85$  rad/sec

Et la différence entre la pulsation à l'entrée de CM et à l'alimentation est :

$$\omega_m = \omega_{o,i} - \omega_i$$

$$\omega_m = 2 \times \pi \times 85 - 2 \times \pi \times 50 = 2 \times \pi \times 35.$$

La pulsation à la sortie de convertisseur est :

$$\omega_{o,o} = \omega_i - \omega_m = 2 \times \pi \times 50 \text{ rad/sec} - 2 \times \pi \times 35 \text{ rad/sec}$$

$$\omega_{o,o} = 2 \times \pi \times 15 \text{ rad/sec}$$

Si par exemple La pulsation donnée intermédiaire de convertisseur  $\omega_{o,i} = 2 \times \pi \times 10$  rad/sec donc  $\omega_m = 2 \times \pi \times 10 \text{ rad/sec} - 2 \times \pi \times 50 \text{ rad/sec} = -2 \times \pi \times 40 \text{ rad/sec}$

la pulsation à la sortie de CM est:

$$\omega_{o,o} = \omega_i - \omega_m = 2 \times \pi \times 50 \text{ rad/sec} - (-2 \times \pi \times 40 \text{ rad/sec})$$

$$\omega_{o,o} = 2 \times \pi \times 90 \text{ rad/sec} .$$

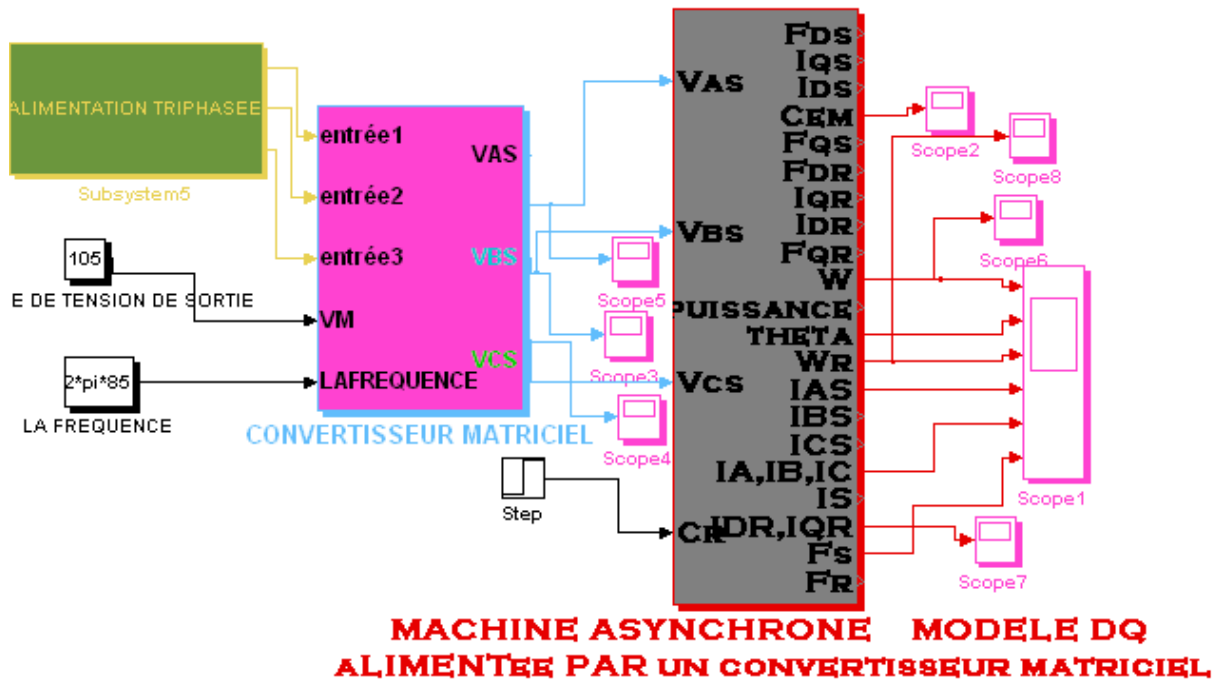
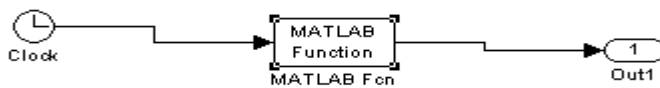


Figure IV.6- Le schéma complet sous simulink d'une machine asynchrone associée à un onduleur matriciel

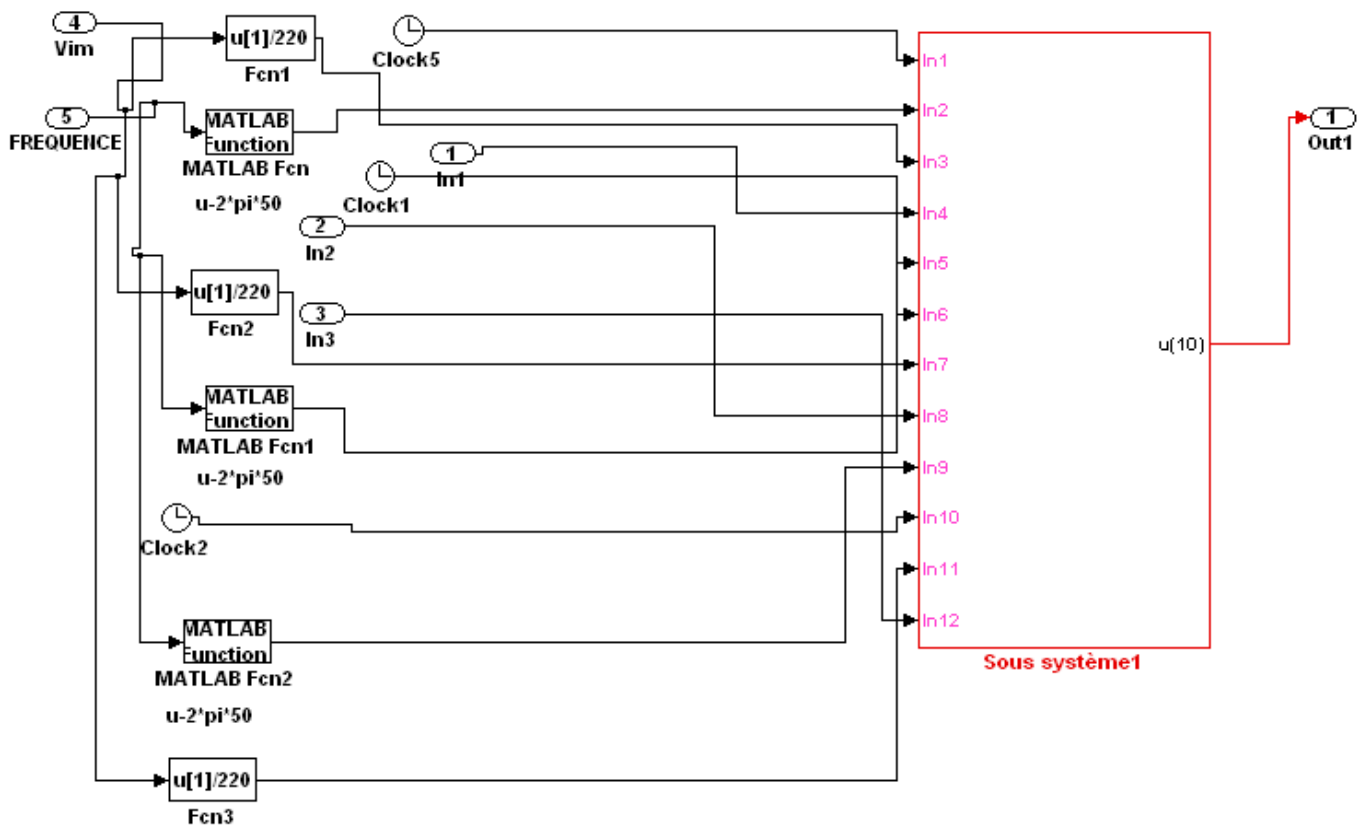
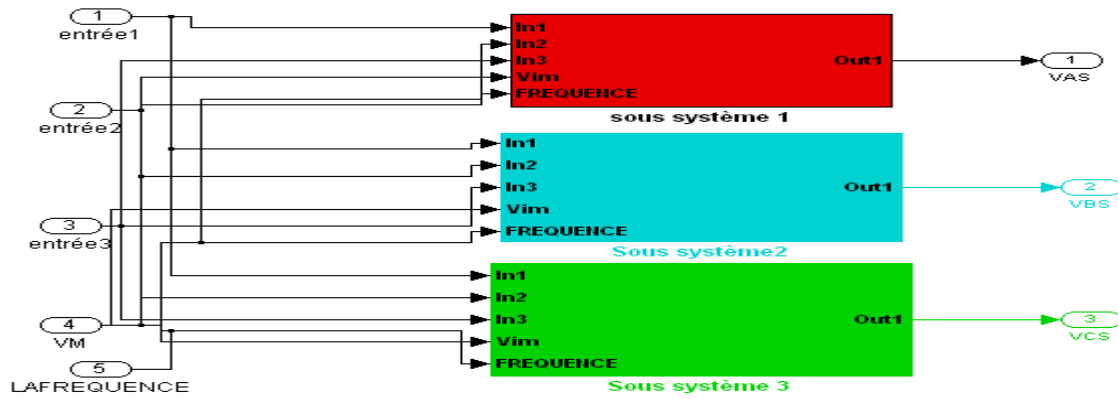


$$220 \cdot \cos(u(1) \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50)$$

$$220 \cdot \cos(u(1) \cdot 2 \cdot \pi \cdot (50) - 2 \cdot \pi / 3)$$

$$220 \cdot \cos(u(1) \cdot 2 \cdot \pi \cdot (50) - 4 \cdot \pi / 3)$$

Figure IV.7- L'alimentation de convertisseur matriciel.



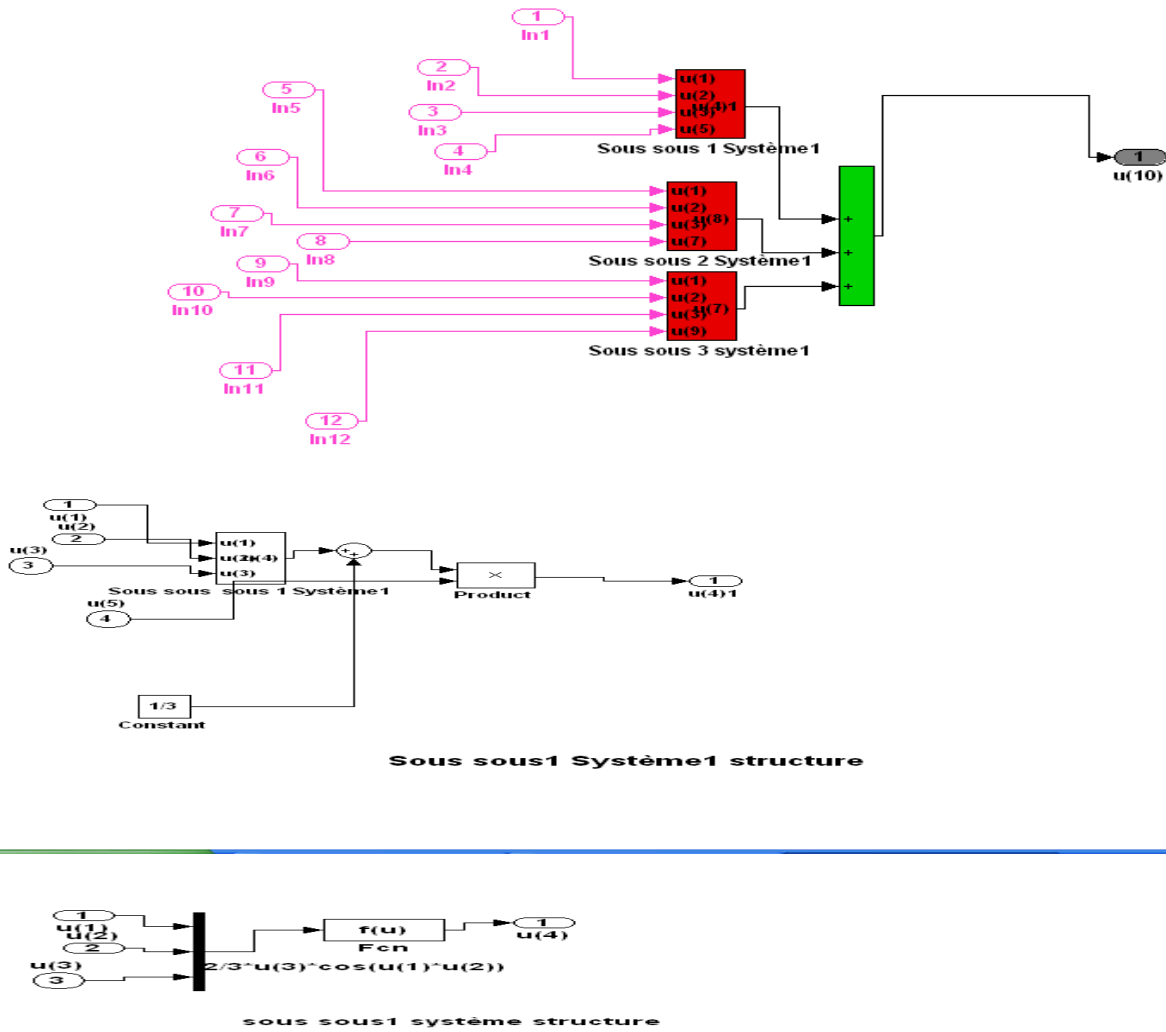
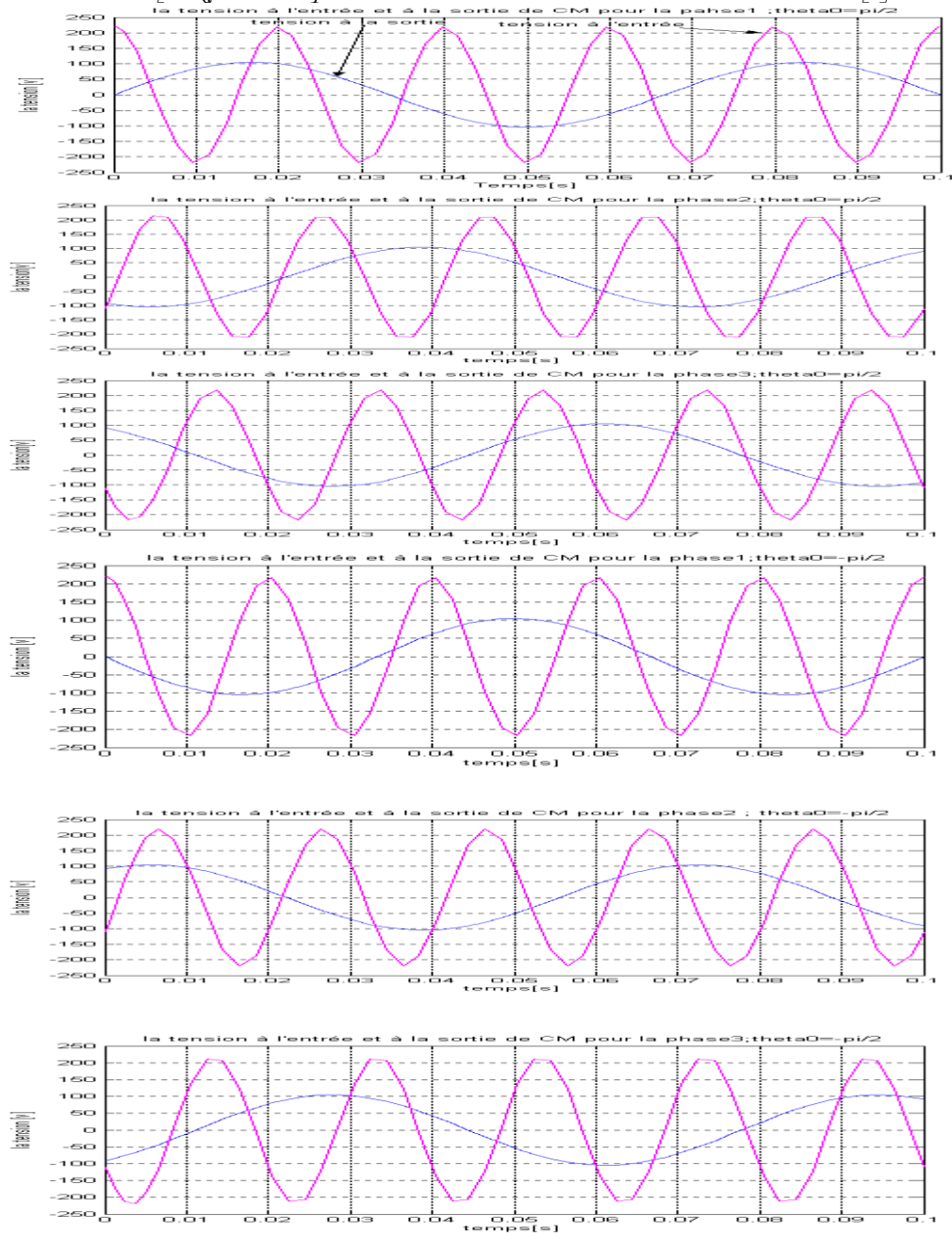


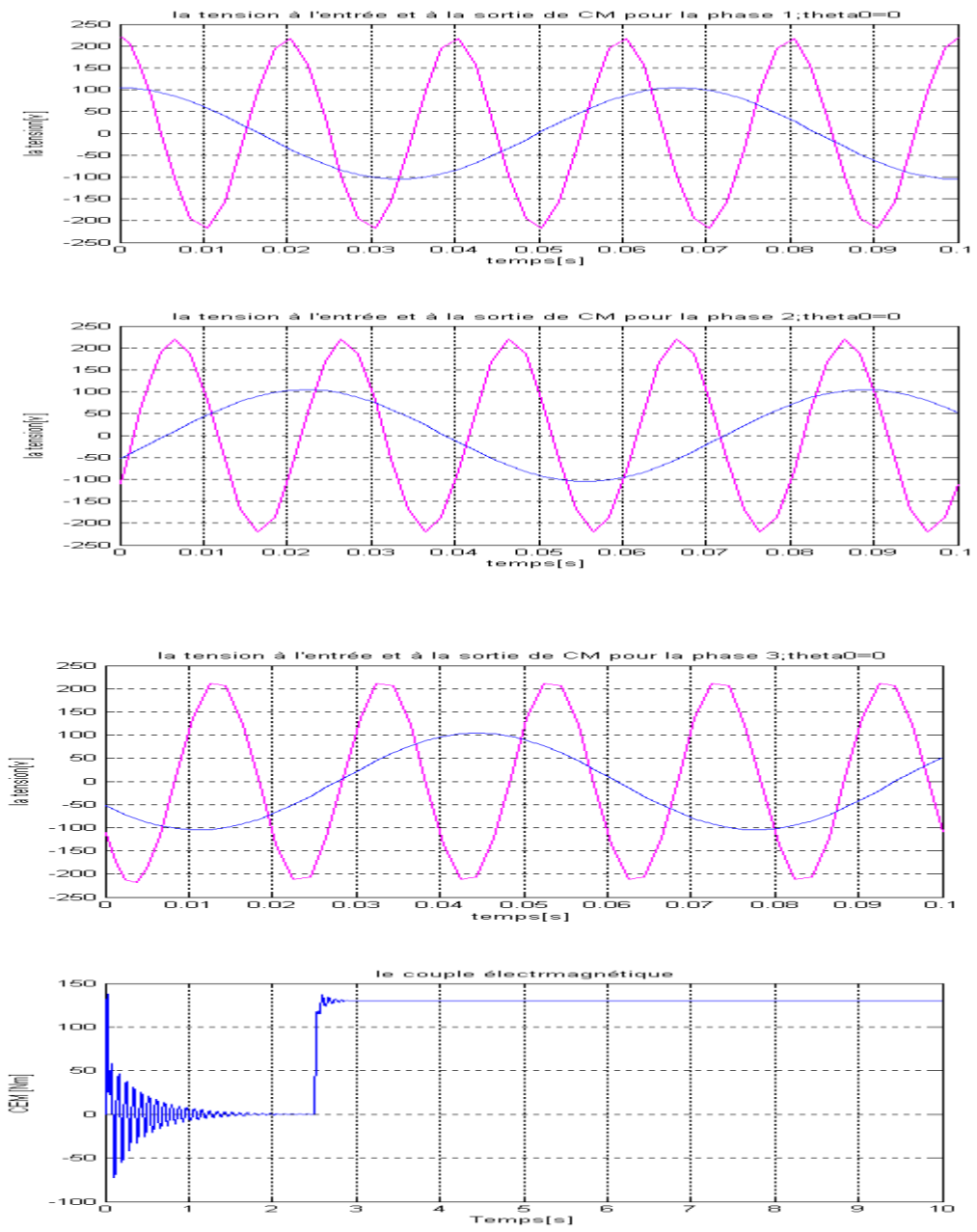
Figure IV.8-la représentation de la structure sous simulink d'une seule phase d'un convertisseur matriciel

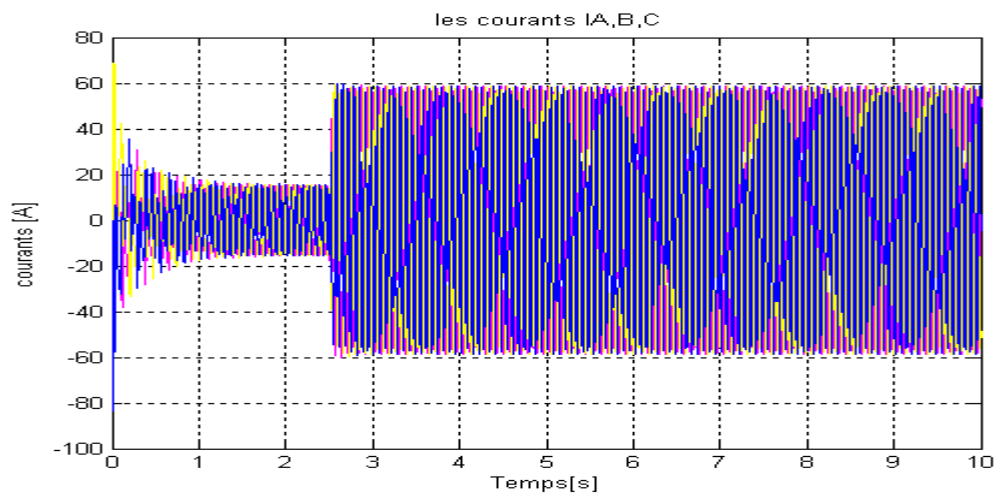
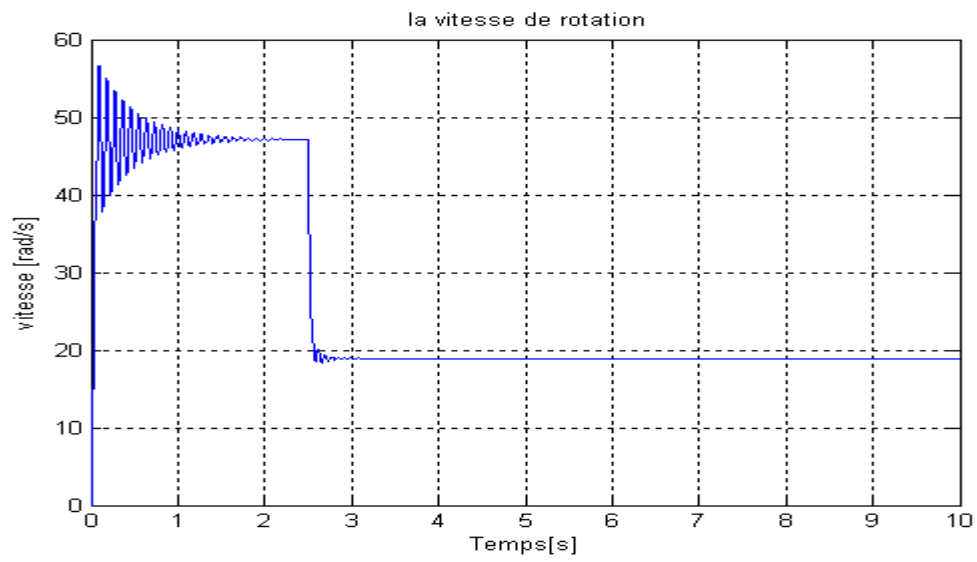


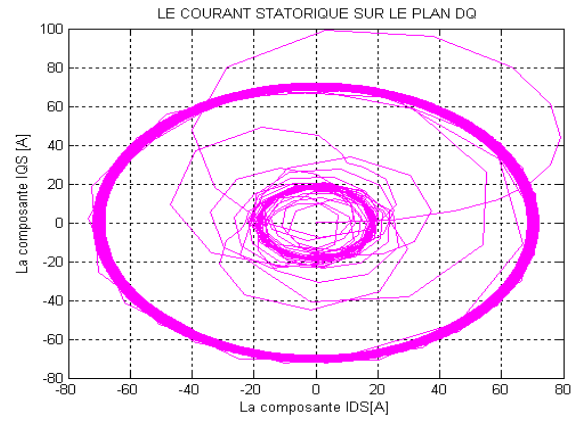
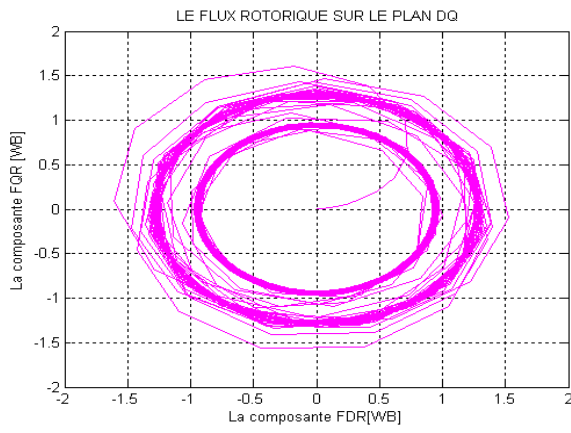
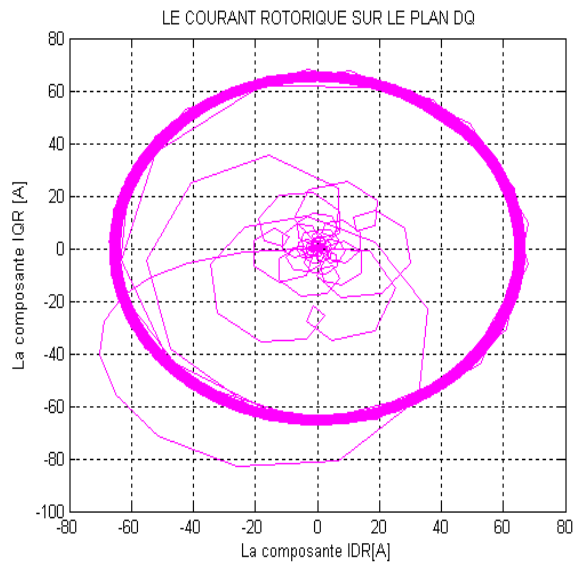
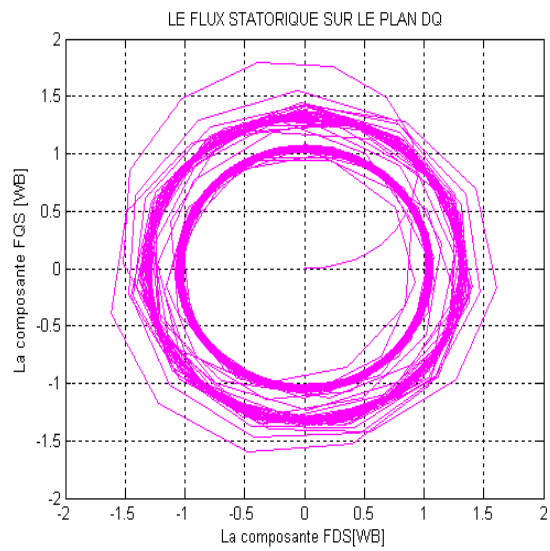
**IV.6-Résultats de simulation:**

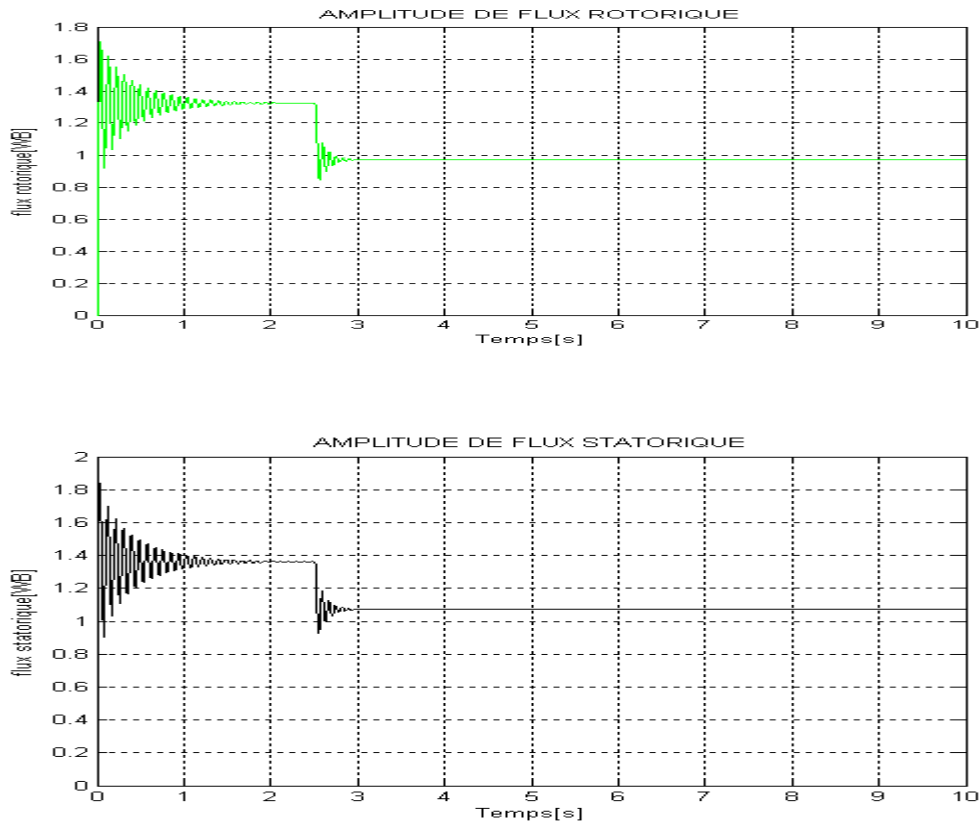
**Figure IV.9:** les ondes à l'entrée et à la sortie de convertisseur pour ( $\theta_0 = \pi/2; -\pi/2; 0$ ) et fréquence à la sortie de CM =  $15 [Hz]$  et l'amplitude de la tension à la sortie de CM est  $105 [v]$



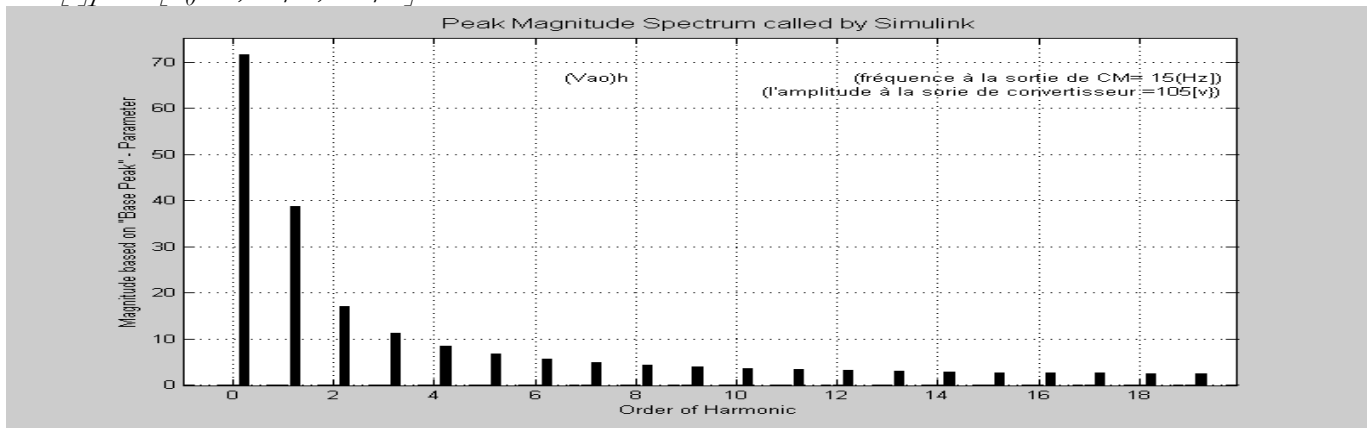






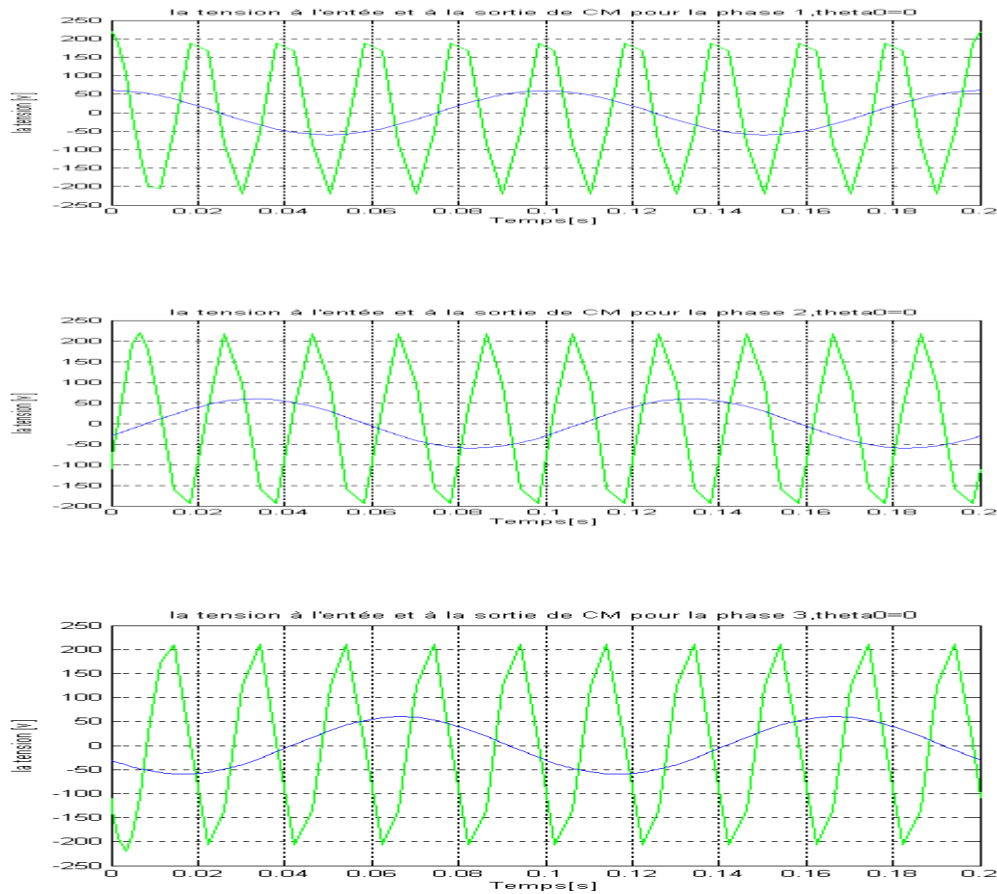


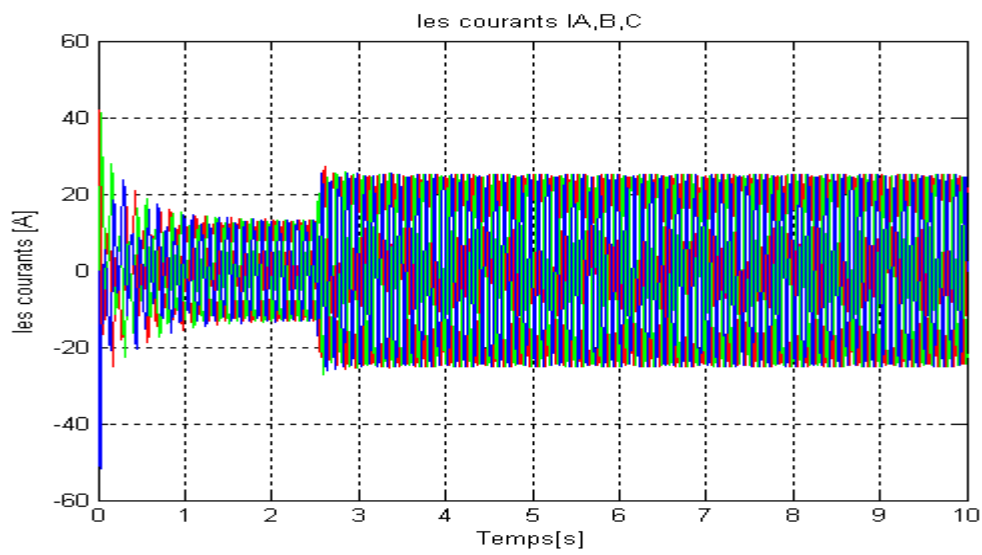
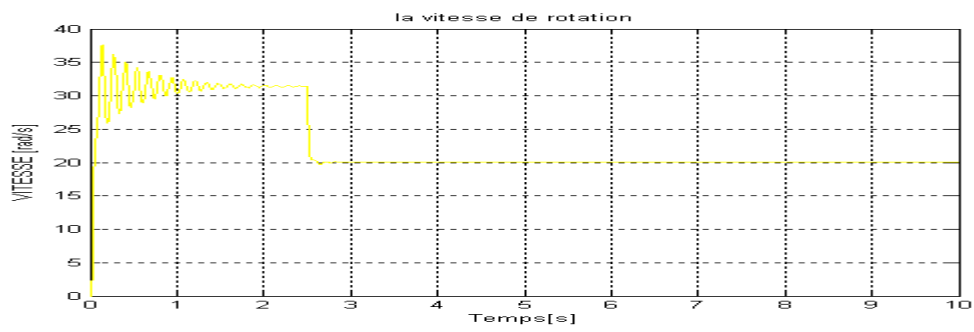
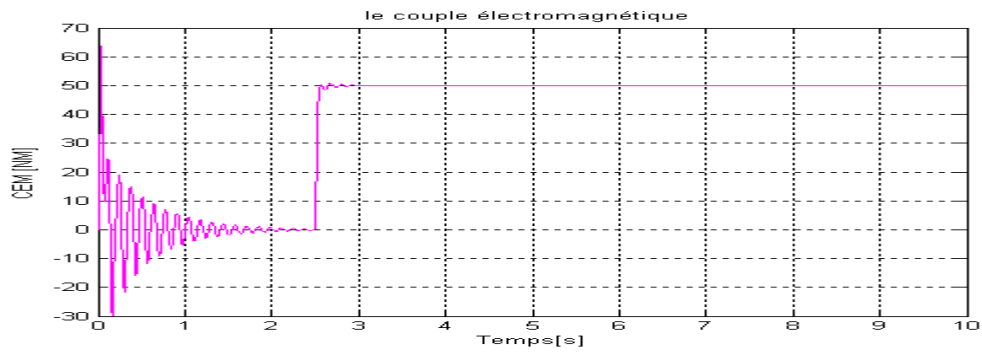
**Figure IV.10-** les résultats de l'association d'un CM avec MAS Nous donnons la valeur suivante au rapport de tensions  $q=0.477272727$ . La tension à l'entrée de convertisseur est :220V; la fréquence intermédiaire de CM =85[Hz], et la fréquence vraie à la sortie de CM =15[Hz] et l'amplitude de la tension à la sortie de CM est 105[v], avec application d'un couple résistant  $C_r =130[Nm]$  au moment 2.5 [s] pour  $[\theta_0=0; \pi / 2; - \pi / 2]$



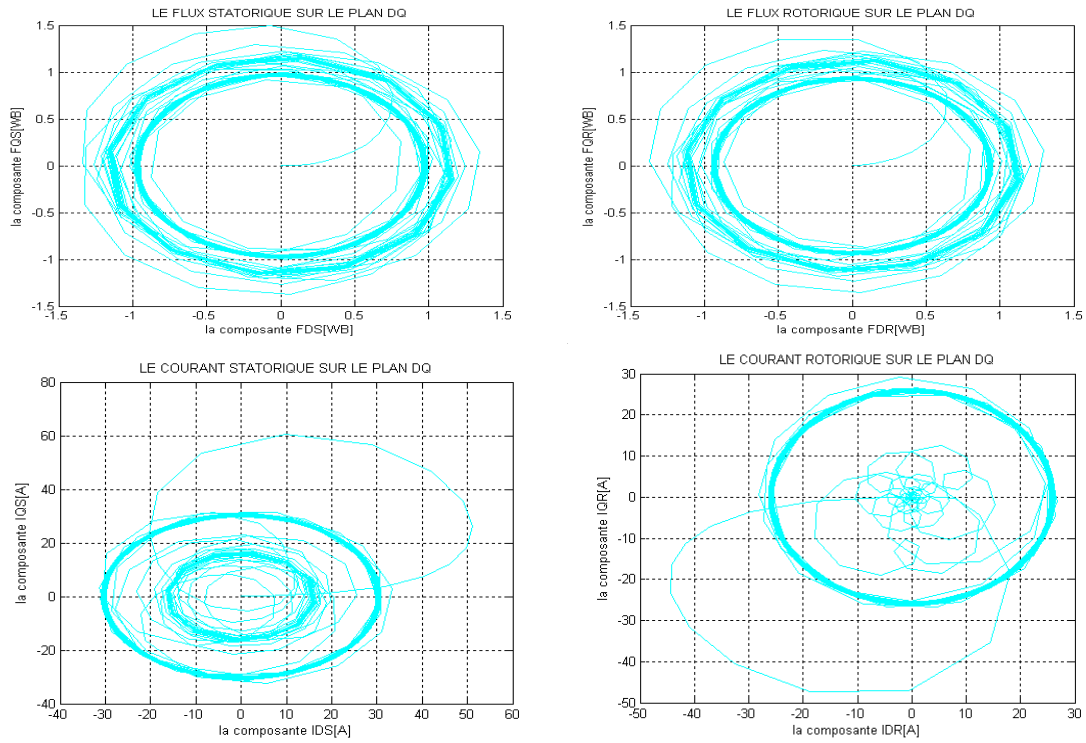
**Figure IV.11-** spectre des harmoniques de convertisseur CM, pour une fréquence à la sortie 15 [Hz], amplitude de sortie 105[V].

**Figure IV.12:** les ondes à l'entrée et à la sortie de convertisseur pour ( $\theta_0 = 0$ ) et fréquence à la sortie de CM = 10 [Hz] et l'amplitude de la tension à la sortie de CM est 60 [v], pulsation intermédiaire est  $\omega_{o,i} = 2 \times \pi \times 90$  rad/sec donc  $\omega_m = 2 \times \pi \times 90$  rad/sec -  $2 \times \pi \times 50$  rad/sec =  $2 \times \pi \times 40$  rad/sec, la pulsation à la sortie de CM est:  $\omega_{o,o} = \omega_i - \omega_m = 2 \times \pi \times 50$  rad/sec - ( $2 \times \pi \times 40$  rad/sec).  $\Omega_{o,o} = 2 \times \pi \times 10$  rad/sec.





$C_r = 50 [Nm]$  appliqué au moment 2.5 [s]



**Figure IV.13-** les résultats de l'association d'un CM avec MAS Nous donnons la valeur suivante au rapport de tensions  $q=0.272727272$ . La tension à l'entrée de convertisseur est :220V; la fréquence à l'entrée de CM =90 [Hz], et la fréquence à la sortie de CM =10[Hz] et l'amplitude de la tension à la sortie de CM est 60[v], avec application d'un couple résistant  $C_r =50[Nm]$  appliqué au moment 2.5 [s] pour  $\theta_0=0$ .



#### **IV.7- Interprétation des résultats:**

Par l'application de l'algorithme de Venturini, nous avons simulé le CM et nous avons l'associé avec l'alimentation triphasée équilibrée, la figure IV.9 nous donne les ondes de trois phases de tension à l'entrée et à la sortie de convertisseur pour différents angles de déphasage ( $\theta_0 = \pi/2; -\pi/2; 0$ ) et la fréquence à la sortie de CM = 15 [Hz] et l'amplitude de la tension à la sortie de CM est 105 [V], on voit bien la validité de notre modèle ; après cela on associera notre convertisseur matriciel au moteur asynchrone si on vérifie les graphiques de la figure IV.10; application d'un couple résistant  $C_r = 130$  [Nm] au moment 2.5 [s] pour ( $\theta_0 = 0; \pi/2; -\pi/2$ ); les grandeurs vitesse de rotation et couple électromagnétique ; amplitude de flux statorique et rotorique sont les mêmes pour les différents angles de déphasage, on peut déduire de cela que l'angle de déphasage n'a aucune influence sur les formes des grandeurs (CEM;  $\Omega$ ; flux), le couple électromagnétique est au démarrage atteindra un pic de 138 [Nm] puis il deviendra oscillatoire autour de zéro, ces pulsations sont presque amorties à l'instant 2 [s] est devient nul, à l'instant 2.5 [s] on appliquera un couple résistant nous voyons qu'il dépassera au début la valeur de couple résistant  $C_r = 130$  [Nm] et atteindra un pic de 137 [Nm] puis il devient oscillatoire mais il s'amortira très vite et tendra vers la valeur  $C_r = 130$  [Nm], la vitesse de rotation est linéaire puis elle deviendra oscillatoire, elle s'amortira et se stabilise à la valeur 47 [rad/s], à l'instant 2.5 [s] de l'application de  $C_r = 130$  [Nm], la vitesse de rotation diminuera et atteindra après l'amortissement la valeur 19 [rad/s], Figure IV.12-les résultats de l'association d'un CM avec MAS. Nous donnons la valeur suivante au rapport de tensions  $q = 0.272727272$ . La tension à l'entrée de convertisseur est : 220V; la fréquence intermédiaire à l'entrée de CM = 90 [Hz], et la fréquence vraie à la sortie de CM = 10 [Hz] et l'amplitude de la tension à la sortie de CM est 60 [V], avec application d'un couple résistant  $C_r = 50$  [Nm] appliqué au moment 2.5 [s] pour  $\theta_0 = 0$ . on remarquera pour cette simulation on aura presque les mêmes allures de grandeurs (CEM, vitesse de rotation, flux) comme la simulation précédente, sauf que nous aurons un pic de CEM de 64 [Nm], ensuite il tendra vers la valeur de couple résistant  $C_r = 50$  [Nm] appliqué au moment 2.5 [s] et la vitesse s'établit à la valeur 31.5 [rad/s] appliquées, puis elle diminuera et atteindra la valeur de 20 [rad/s]. Les trajectoires des courants, flux, tension de deux simulations sont presque circulaires. On remarquera aussi on peut contrôler le couple électromagnétique et la vitesse de rotation par attribuer à l'entrée de CM l'amplitude de la tension et la fréquence adéquate, mais l'inconvénient que cette amplitude est limitée à 148.9795 [V] uniquement.

### IV.8-L'algorithme de venturinu amélioré :

Nous avons dit précédemment que l'algorithme de venturinu est limité dans un intervalle  $0 < q < 0.5$ .

C'est-à-dire le rapport de transfert de la tension de sortie sur la tension n'est peut pas dépasser 0.5, au plus exactement la tension de sortie n'est peut pas dépasser la moitié de la tension d'entrée .donc monsieur venturinu à penser à élargir cette intervalle à :  $0 < q < 0.87$ .

Donc monsieur venturini à fait une grande amélioration de son ancien algorithme, pour arriver à élargir le rapport de transfert de tension il a injecté avec les fréquences de l'entrée et de sortie les harmoniques d'ordre trois et ça pour atteindre l'objectif essentiel d'augmenter un peu l'amplitude de tension à la sortie de CM.

Donc l'objectif de la tension à la sortie de convertisseur matriciel est donné par la relation suivante:

$$[V_o(t)] = V_{om} \times \begin{pmatrix} \cos(\omega_o t + \theta_o) \\ \cos(\omega_o t + \theta_o - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_o t + \theta_o + 2\pi/3) \end{pmatrix} + \frac{-V_{om}}{2\sqrt{3}} \times \begin{pmatrix} \cos(3\omega_i t) \\ \cos(3\omega_i t) \\ \cos(3\omega_i t) \end{pmatrix} - \frac{-V_{om}}{6} \times \begin{pmatrix} \cos(3\omega_o t + 3\theta_o) \\ \cos(3\omega_o t + 3\theta_o) \\ \cos(3\omega_o t + 3\theta_o) \end{pmatrix}$$

et nous avons aussi l'égalité suivante:

$$[V_o(t)] = [M(t)] \times [V_i(t)] = \begin{pmatrix} m_{11}(t) & m_{12}(t) & m_{13}(t) \\ m_{21}(t) & m_{22}(t) & m_{23}(t) \\ m_{31}(t) & m_{32}(t) & m_{33}(t) \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} V_{im} \times \cos(\omega_i t) \\ V_{im} \times \cos(\omega_i t - 2\pi/3) \\ V_{im} \times \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \end{pmatrix}$$

[Ham2006].

$$m_{ij}(t) = 1/3 + 2/3 \times q \times \cos(\omega_i t - 2 \times (j-1) \times \pi/3) \times \{ \cos(\omega_o t - 2 \times (i-1) \times \pi/3) - 1/6 \times \cos(3 \omega_o t) + 1/2\sqrt{3} \times \cos(3 \omega_i t) \} - 2/9\sqrt{3} \times q \times \{ \cos(4\omega_i t - 2 \times (j-1) \times \pi/3) - \cos(2\omega_i t + 2 \times (j-1) \times \pi/3) \}$$

On va maintenant, calculé les paramètres  $m_{11}(t) \dots, m_{33}(t)$  pour que nous puissions l'utilisés dans notre simulation.

$$m_{11}(t) = 1/3 + 2/3 \times q \times \cos(\omega_i t) \times \{ \cos(\omega_o t) - 1/6 \times \cos(3 \omega_o t) + 1/2\sqrt{3} \times \cos(3 \omega_i t) \} - 2/9\sqrt{3} \times q \times \{ \cos(4\omega_i t) - \cos(2\omega_i t) \}$$

$$m_{12}(t) = 1/3 + 2/3 \times q \times \cos(\omega_i t - 2 \times \pi/3) \times \{ \cos(\omega_o t) - 1/6 \times \cos(3 \omega_o t) + 1/2\sqrt{3} \times \cos(3 \omega_i t) \} - 2/9\sqrt{3} \times q \times \{ \cos(4\omega_i t - 2 \times \pi/3) - \cos(2\omega_i t + 2 \times \pi/3) \}$$

$$m_{13}(t) = 1/3 + 2/3 \times q \times \cos(\omega_i t - 4 \times \pi/3) \times \{ \cos(\omega_o t) - 1/6 \times \cos(3 \omega_o t) + 1/2\sqrt{3} \times \cos(3 \omega_i t) \} - 2/9\sqrt{3} \times q \times \{ \cos(4\omega_i t - 4 \times \pi/3) - \cos(2\omega_i t + 4 \times \pi/3) \}$$

$$m_{21}(t) = 1/3 + 2/3 \times q \times \cos(\omega_i t) \times \{ \cos(\omega_o t - 2 \times \pi/3) - 1/6 \times \cos(3 \omega_o t) + 1/2\sqrt{3} \times \cos(3 \omega_i t) \} - 2/9\sqrt{3} \times q \times \{ \cos(4\omega_i t) - \cos(2\omega_i t) \}$$

$$m_{22}(t) = 1/3 + 2/3 \times q \times \cos(\omega_i t - 2 \times \pi/3) \times \{ \cos(\omega_o t - 2 \times \pi/3) - 1/6 \times \cos(3 \omega_o t) + 1/2\sqrt{3} \times \cos(3 \omega_i t) \} - 2/9\sqrt{3} \times q \times \{ \cos(4\omega_i t - 2 \times \pi/3) - \cos(2\omega_i t + 2 \times \pi/3) \}$$

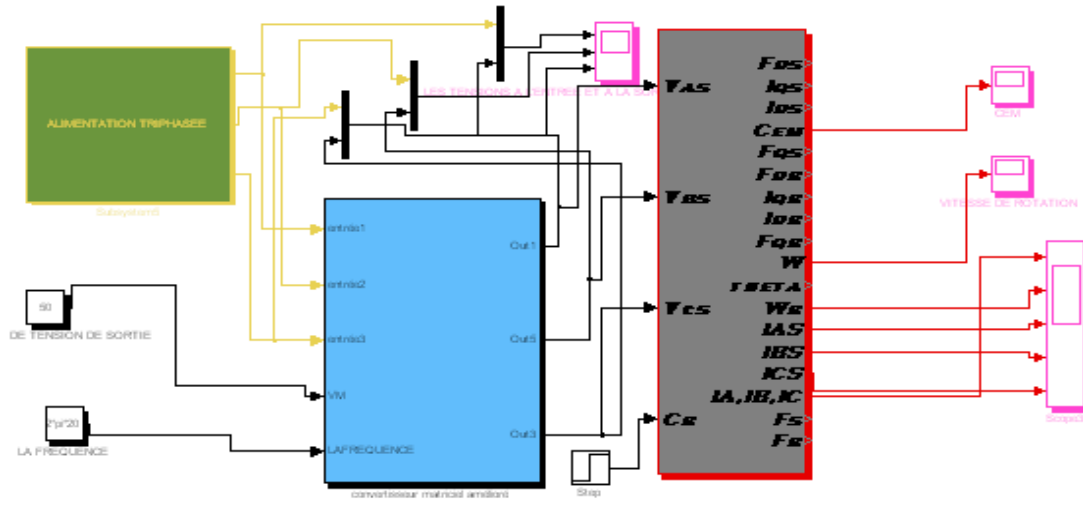
$$m_{23}(t) = 1/3 + 2/3 \times q \times \cos(\omega_i t - 4 \times \pi/3) \times \{ \cos(\omega_o t - 2 \times \pi/3) - 1/6 \times \cos(3 \omega_o t) + 1/2\sqrt{3} \times \cos(3 \omega_i t) \} - 2/9\sqrt{3} \times q \times \{ \cos(4\omega_i t - 4 \times \pi/3) - \cos(2\omega_i t + 4 \times \pi/3) \}$$

$$m_{31}(t) = 1/3 + 2/3 \times q \times \cos(\omega_i t) \times \{ \cos(\omega_o t - 4 \times \pi/3) - 1/6 \times \cos(3 \omega_o t) + 1/2\sqrt{3} \times \cos(3 \omega_i t) \} - 2/9\sqrt{3} \times q \times \{ \cos(4\omega_i t) - \cos(2\omega_i t) \}$$

$$m_{32}(t) = 1/3 + 2/3 \times q \times \cos(\omega_i t - 2 \times \pi/3) \times \{ \cos(\omega_o t - 4 \times \pi/3) - 1/6 \times \cos(3 \omega_o t) + 1/2\sqrt{3} \times \cos(3 \omega_i t) \} - 2/9\sqrt{3} \times q \times \{ \cos(4\omega_i t - 2 \times \pi/3) - \cos(2\omega_i t + 2 \times \pi/3) \}$$

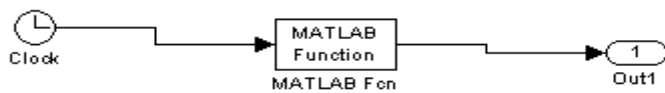
$$m_{33}(t) = 1/3 + 2/3 \times q \times \cos(\omega_i t - 4 \times \pi/3) \times \{ \cos(\omega_o t - 4 \times \pi/3) - 1/6 \times \cos(3 \omega_o t) + 1/2\sqrt{3} \times \cos(3 \omega_i t) \} - 2/9\sqrt{3} \times q \times \{ \cos(4\omega_i t - 4 \times \pi/3) - \cos(2\omega_i t + 4 \times \pi/3) \}$$

**IV.9-Simulation sous simulink de convertisseur matriciel par l'utilisation de l'algorithme de venturinu Amélioré:**



**MACHINE ASYNCHRONE MODELE DQ  
ALIMENTEE PAR un convertisseur matriciel Amélioré**

**Figure IV.14-** Le schéma complet sous simulink d'une machine asynchrone associée à un onduleur matriciel amélioré

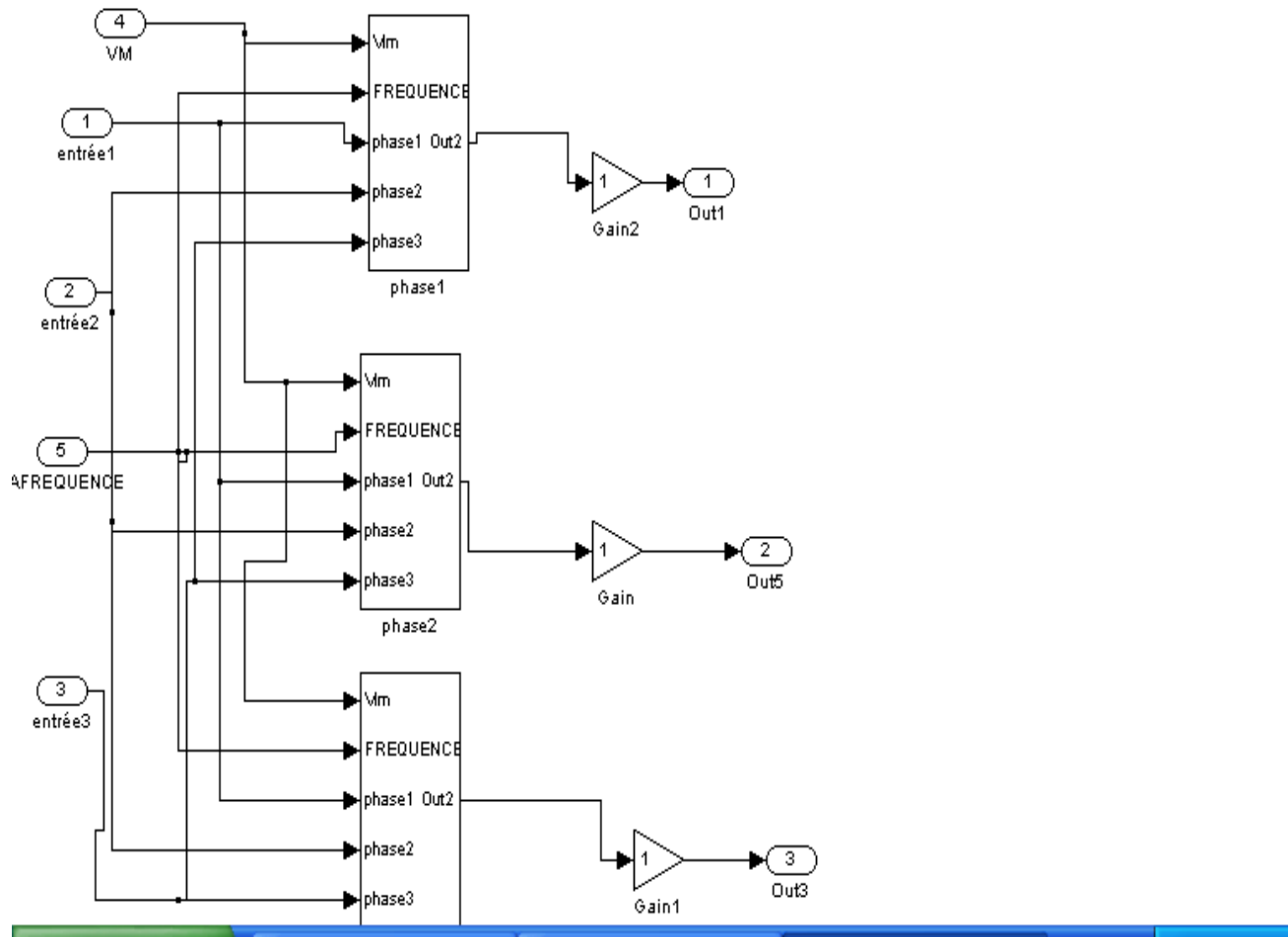


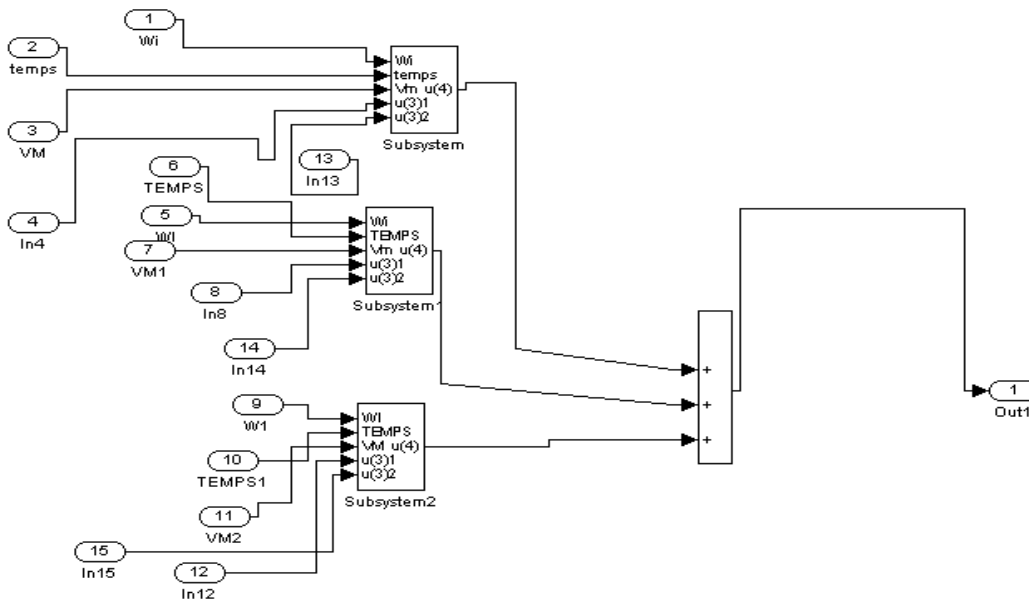
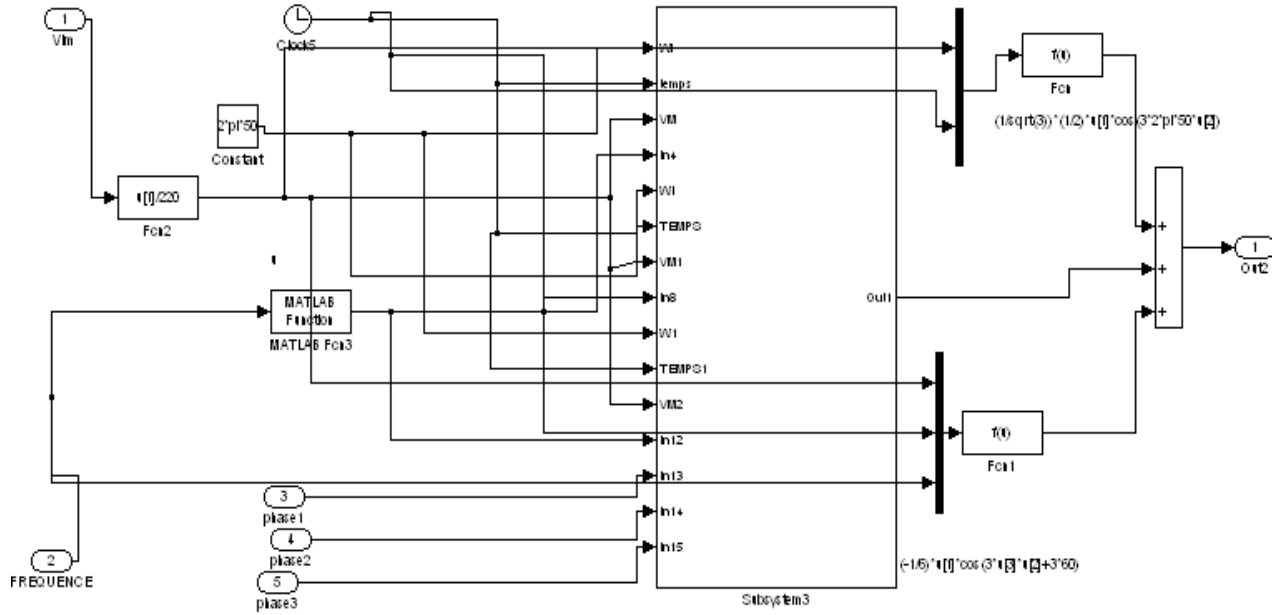
$$220 * \cos(u(1) * 2 * \pi * 50 + 60)$$

$$220 * \cos(u(1) * 2 * \pi * (50) - 2 * \pi / 3 + 60)$$

$$220 * \cos(u(1) * 2 * \pi * (50) + 2 * \pi / 3 + 60)$$

**Figure IV.15-** Alimentation triphasée.





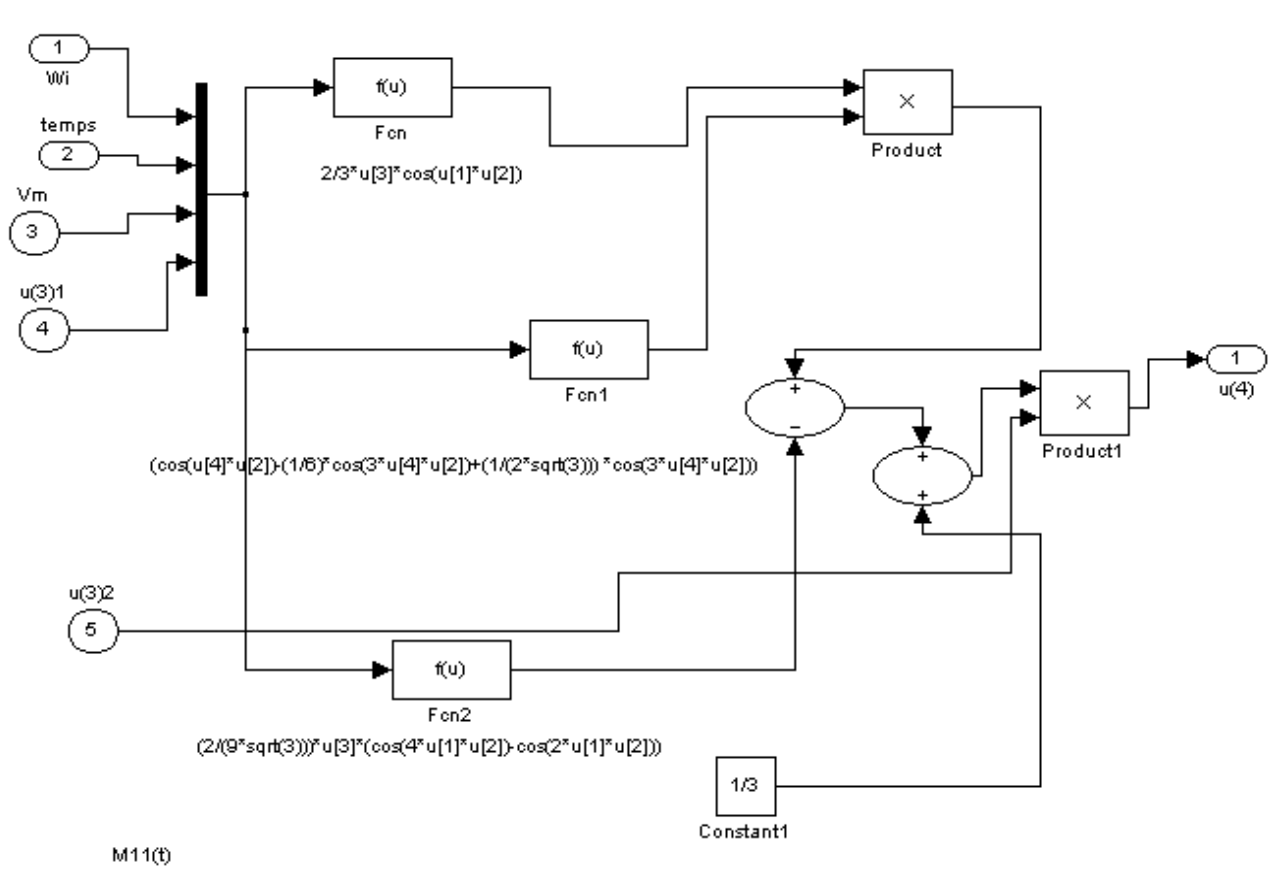
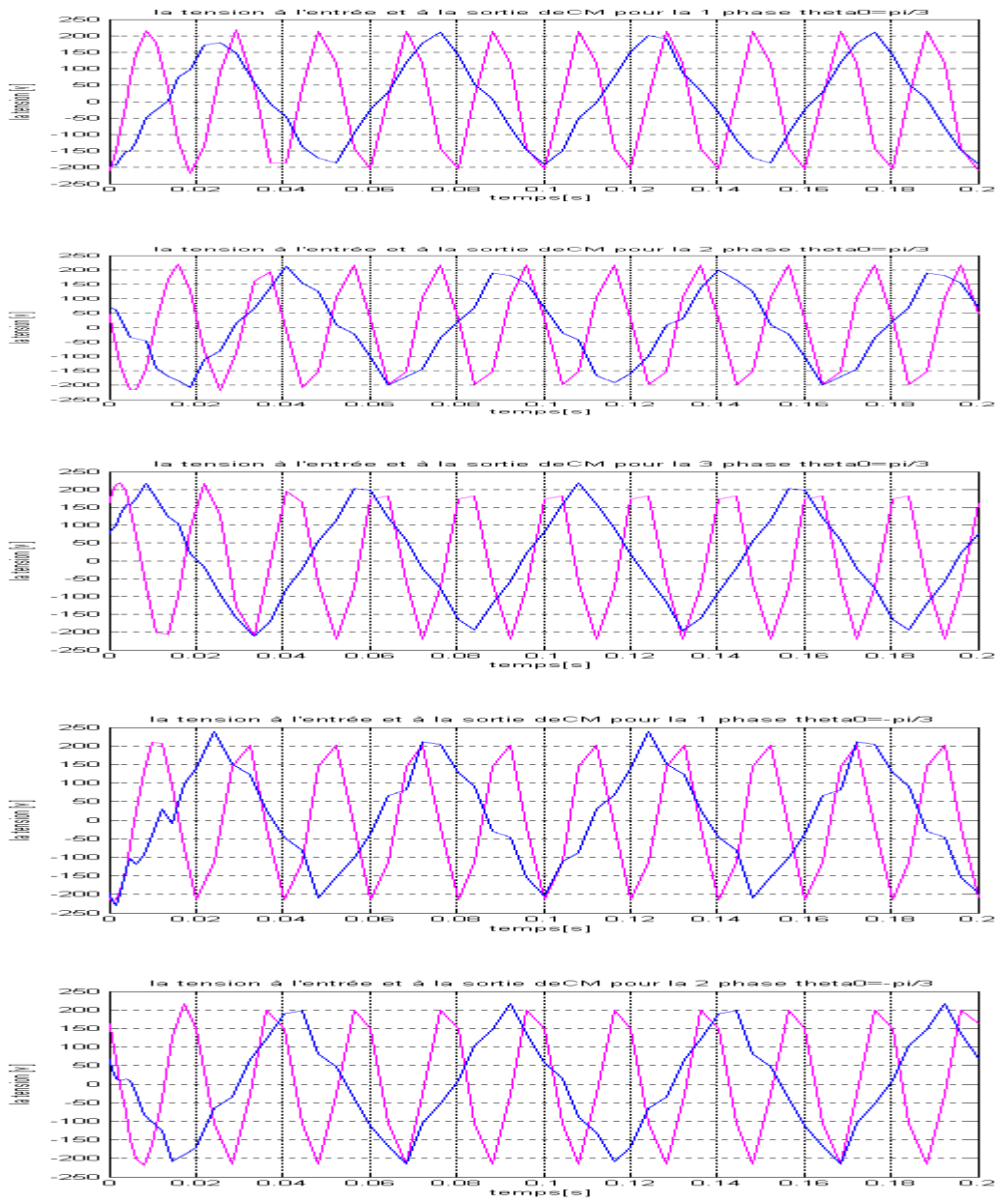


Figure IV.16-la représentation de la structure sous simulink d'une seule phase d'un convertisseur matriciel amélioré

**IV.10-Résultats de simulation:**

**Figure IV.17 :** les ondes à l'entrée et à la sortie de convertisseur pour ( $\theta_0 = \pi/3; -\pi/3; 0$ ) et la fréquence à la sortie de CM=20hz l'amplitude de la tension à la sortie de CM est 187[v]





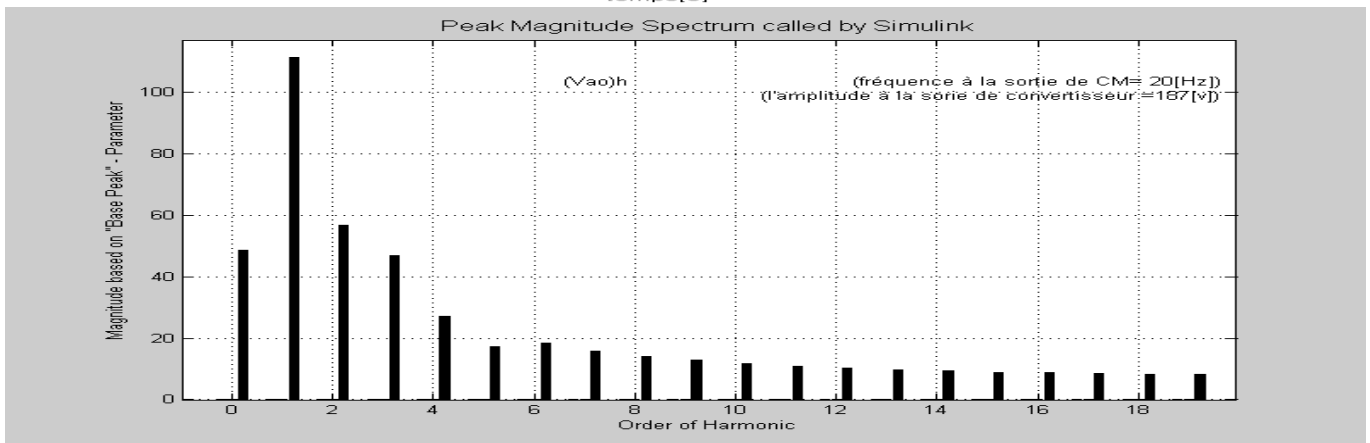
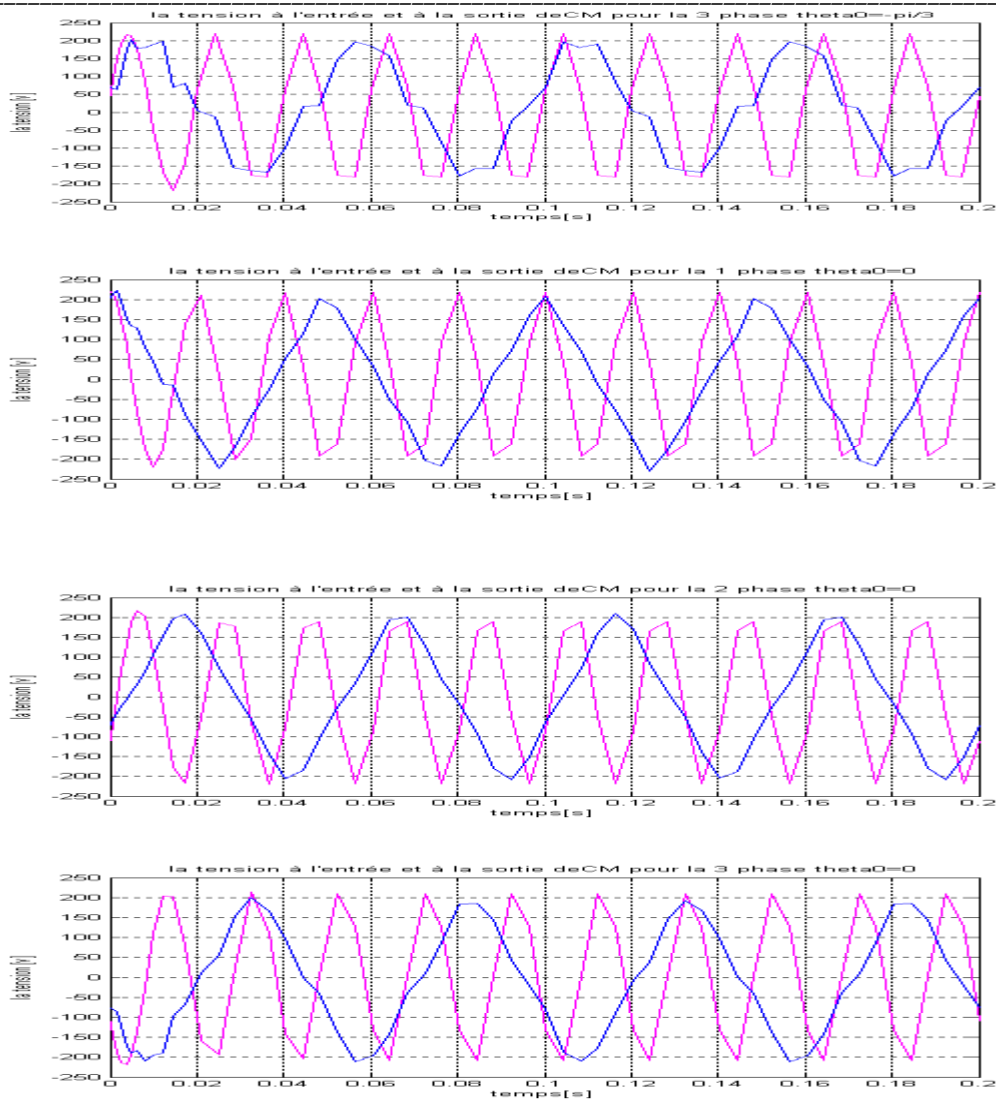
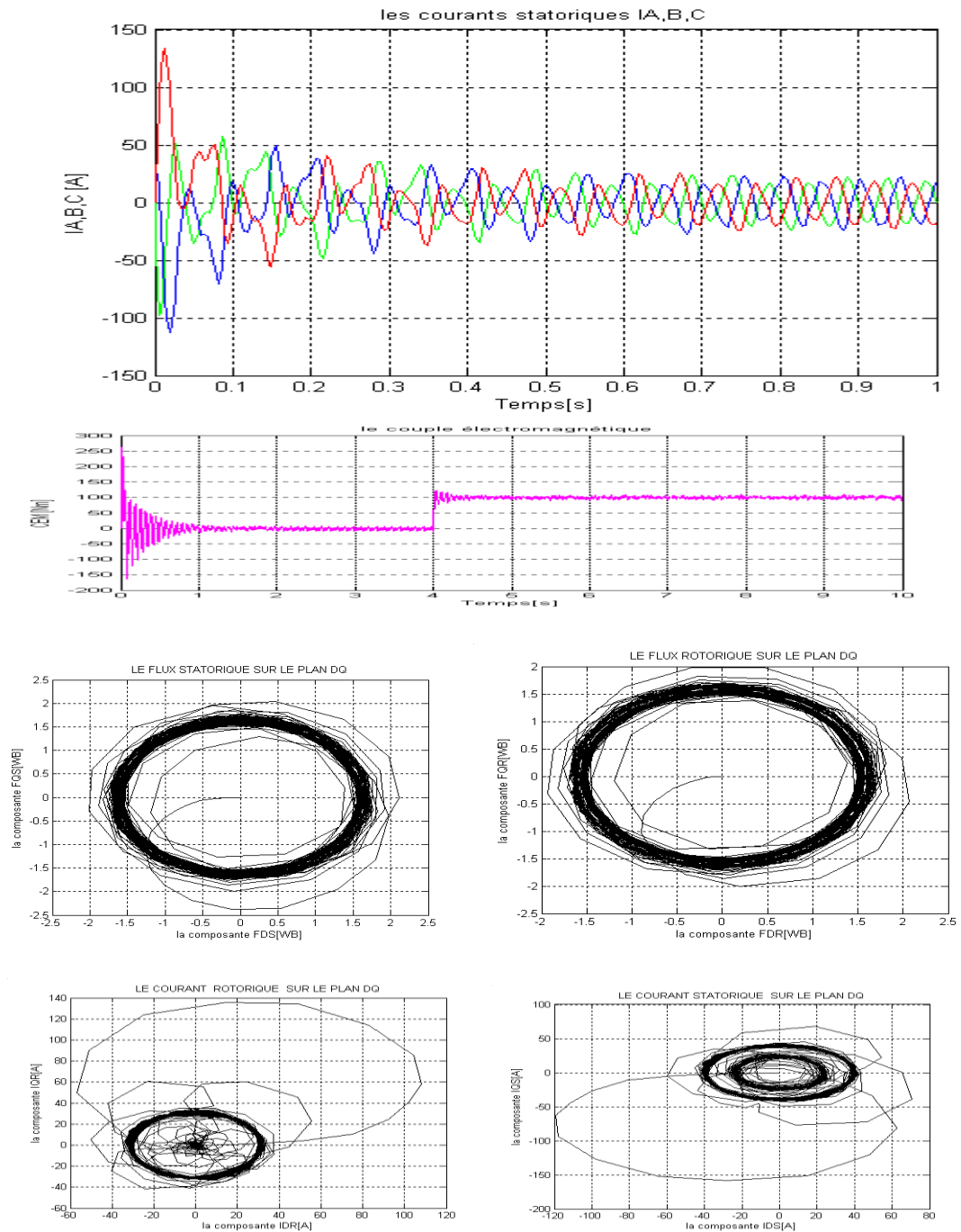


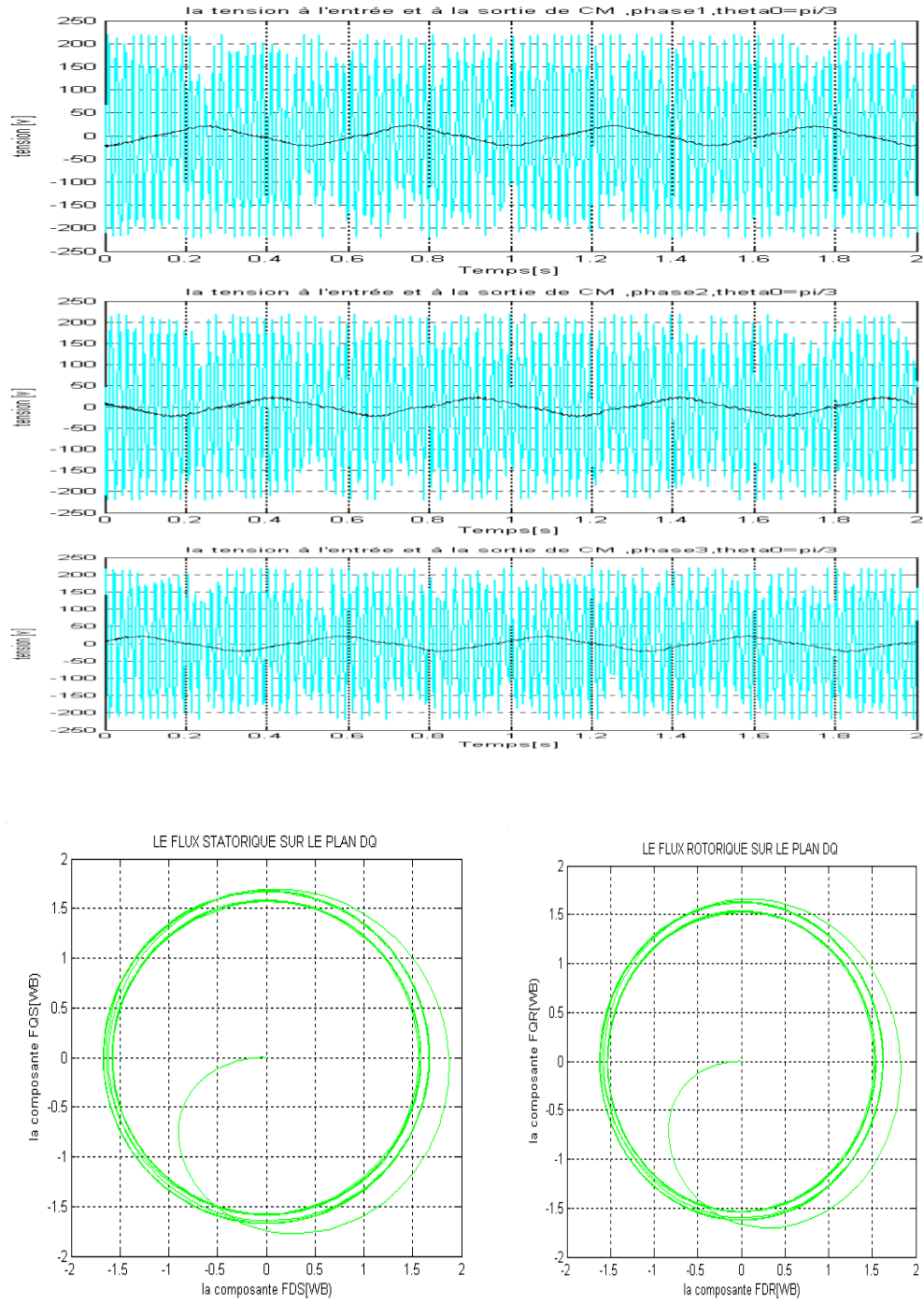
Figure IV.18- spectre des harmoniques de convertisseur CM, pour une fréquence à la sortie 20 [Hz], amplitude de sortie 187 [V].



**Figure IV.19** les résultats de l'association d'un CM avec MAS Nous donnons la valeur suivante au rapport de tensions  $q=0.85$ . La tension à l'entrée de convertisseur est :  $220V$ ; la fréquence à l'entrée de CM =  $50 [Hz]$ , et la fréquence à la sortie de CM =  $20 [Hz]$  et l'amplitude de la tension à la sortie de CM est  $187 [v]$ , avec application d'un couple résistant  $Cr = 100 [Nm]$  appliqué au moment  $4 [s]$  ( $\theta_0 = \pi/3; -\pi/3; 0$ )

**IV.11 Résultats de simulation:**

Figure IV.20 : les ondes tension à l'entrée et à la sortie de convertisseur pour ( $\theta_0 = \pi/3$ ) et fréquence à la sortie de  $CM = 2h\tau$  l'amplitude de la tension à la sortie de CM est  $20[V]$



Maintenant on va mettre notre moteur asynchrone à des conditions sévères par l'inversion de sens de rotation trois fois et on va voir qu'elle est la réponse de cette machine robuste.

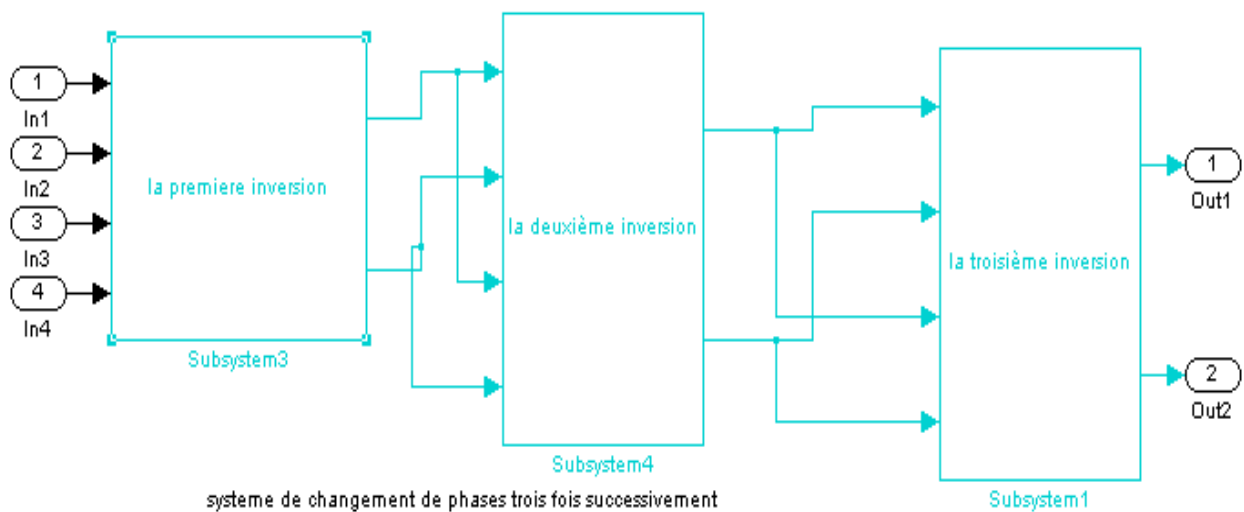
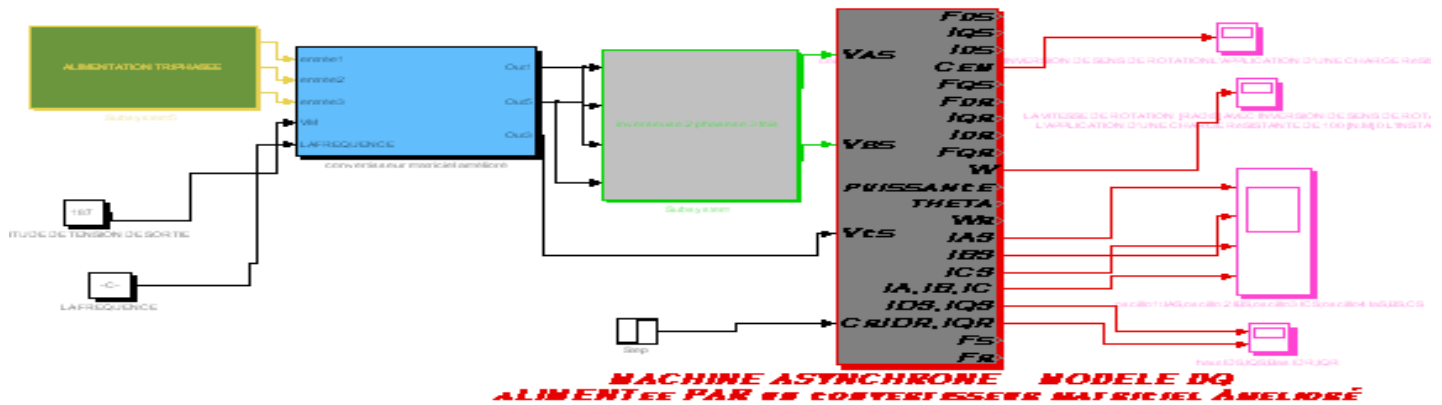
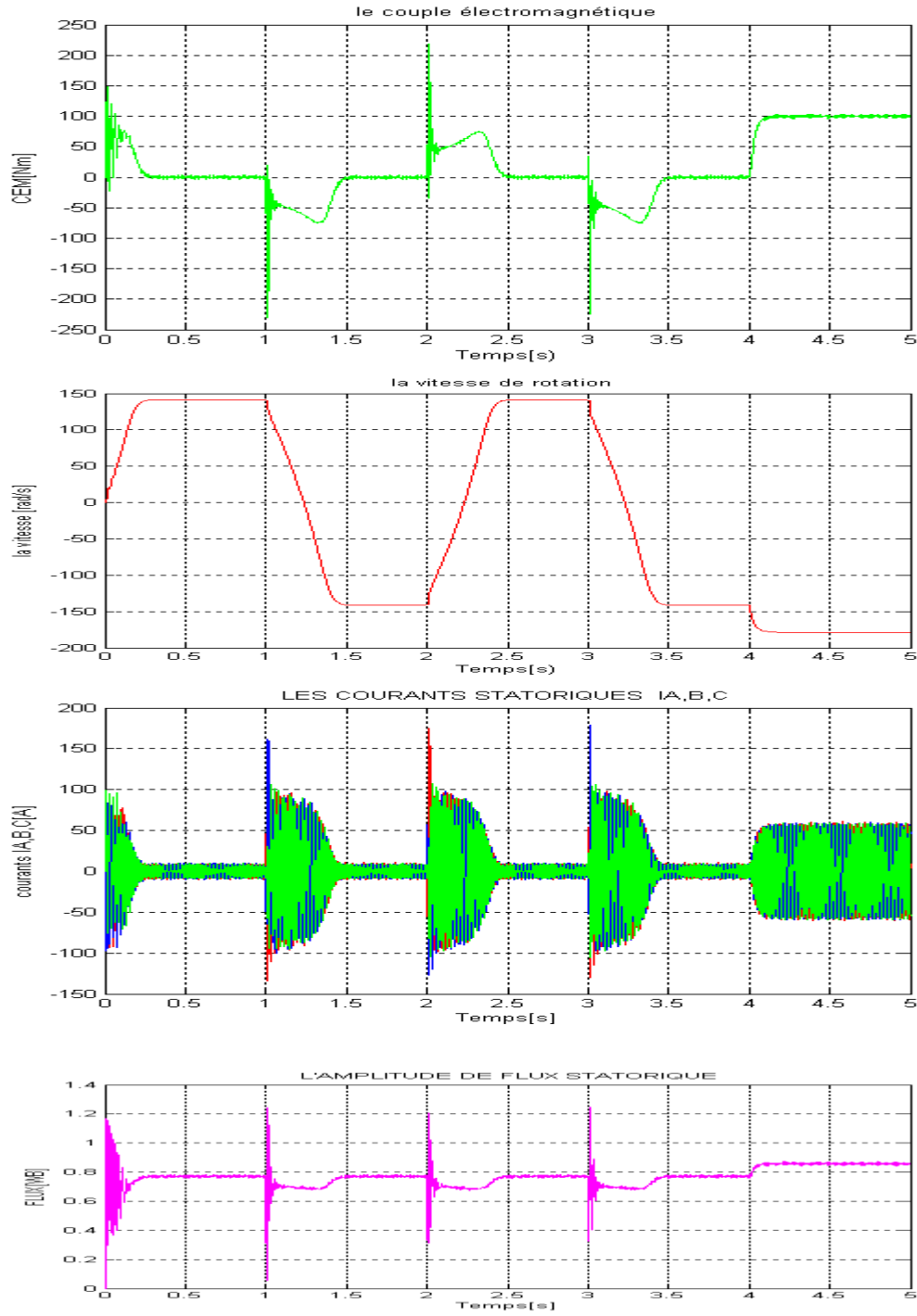
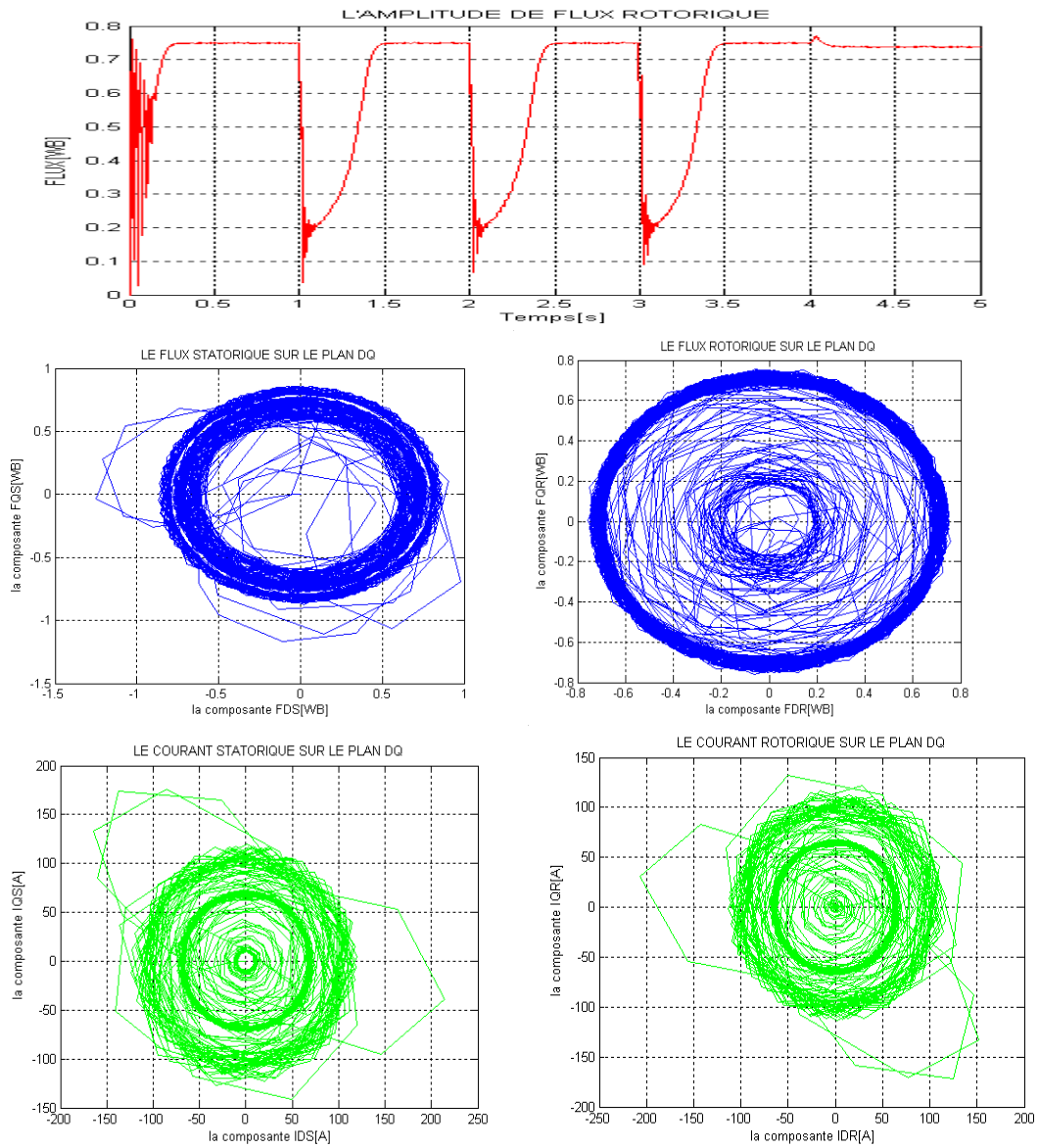


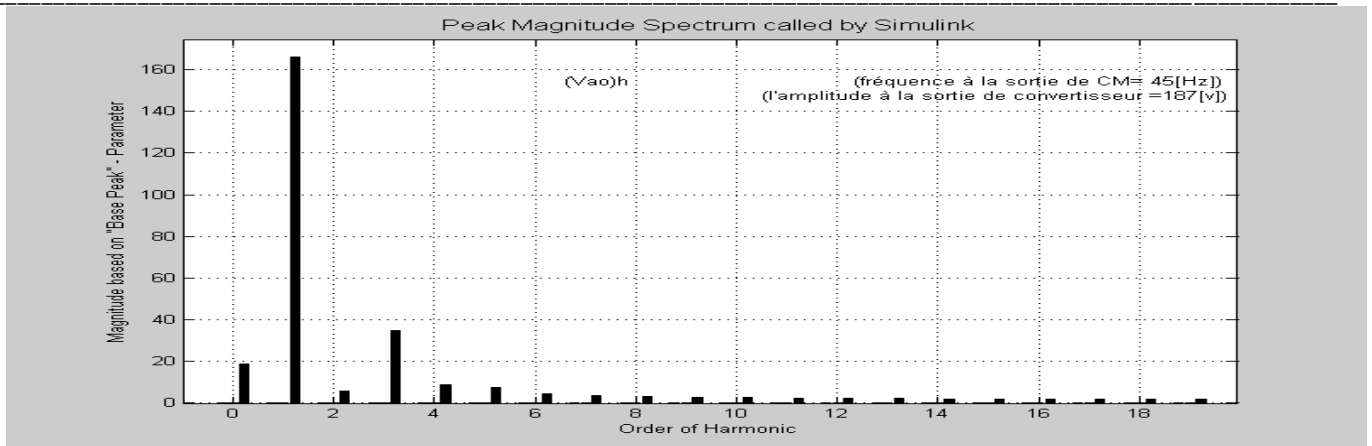
Figure IV.21-les trois permutations de deux phases à la sortie d'un CM

**IV.12-Résultats de simulation:**

**Figure IV.22-** Fréquence à la sortie de CM=45 [Hz] l'amplitude de la tension à la sortie de CM est 187 [v]







**Figure IV.23-** *spectre des harmoniques de convertisseur CM, pour une fréquence à la sortie 45 [Hz], amplitude de sortie 187[V].*

#### **IV.13- Interprétation des résultats:**

Dans le premier volet de ce chapitre, nous avons simulé le CM par l'application de l'algorithme de venturini simple, avec un rapport de tension limité  $0 < q < 0.5$ , mais on a dans le deuxième volet l'algorithme de venturini amélioré le rapport de tension jusqu'à 0.87. on constate bien qu'il y'a une amélioration premièrement pour l'alimentation de moteur asynchrone d'une tension plus grande qu'auparavant c'est-à-dire une puissance plus grande, et aussi une diminution des harmoniques pour une fréquence un peu élevée, Figure IV.17 : les ondes à l'entrée et à la sortie de convertisseur pour  $(\theta_0 = \pi/3; -\pi/3; 0)$  et fréquence à la sortie de CM=20[Hz], l'amplitude de la tension à la sortie de CM est 187[v], on remarque que l'influence de l'injection des harmoniques d'ordre trois sur les formes des ondes de tension à la sortie de CM. La figure IV.18- représente le spectre des harmoniques de convertisseur CM, pour une fréquence à la sortie 20 [Hz], amplitude de sortie 187 [V]. il y'a des harmoniques d'ordre inférieure mais avec une grande amplitude et cette amplitude diminuera avec l'augmentation de l'ordre des harmoniques donc le contenu harmonique est bon, on voit l'effet des harmoniques sur la figure IV.19 les résultats de l'association d'un CM avec MAS pour la valeur suivante de rapport de tensions  $q=0.85$ . La tension à l'entrée de convertisseur est :220V; la fréquence à l'entrée de CM =50 [Hz], et la fréquence à la sortie de CM =20[Hz] et l'amplitude de la tension à la sortie de CM est 187[v], avec application d'un couple résistant  $C_r = 100$ [Nm] appliqué au moment 4 [s]  $(\theta_0 = \pi/3; -\pi/3; 0)$ , on remarque qu'il y'a une déformation des courants statoriques dues aux harmoniques de tension notamment au démarrage de moteur et les courants sera stable après 0.15[s]

, le même remarque sur le CEM au démarrage il est oscillatoire au début et il s'amortira rapidement vers zéro à l'instant 0.15[s] et tend bien à l'instant 4[s], à la valeur de  $C_r=100$ [NM]. les trajectoires de flux rotorique et statorique sont circulaire

avec une forme plus proche à un polygone, les trajectoires des courants sont aussi circulaire sauf que pendant le temps transitoire il y'a des perturbations dues aux harmoniques représenté par les cercles de grands diamètres et après cela pendant la stabilisation des courants les courants deviendra sinusoïdales et les cercles ont presque les mêmes diamètres. Figure IV.20 : les ondes de tension à l'entrée et à la sortie de convertisseur pour ( $\theta_0=\pi/3$ ) et fréquence à la sortie de CM=2[Hz] l'amplitude de la tension à la sortie de CM est 20[v] est bien confirmée par la simulation sous simulink pour une petite valeur d'amplitude de tension et aussi pour une petite valeur de fréquence. Les trajectoires de flux sont parfaitement circulaires donc le flux est parfaitement sinusoïdal. Figure IV.22- Fréquence à la sortie de CM=45[Hz] l'amplitude de la tension à la sortie de CM est 187[v], avec application des conditions sévères trois permutations de deux phases successives en plus application d'un couple résistant à l'instant 4[s], et ça est bien claire sur l'allure de CEM, il est oscillatoire au démarrage atteint un pic de 150[Nm]; puis une première inversion de sens de rotation à lieu dans la première seconde se pour cela le CEM à un pic plus grand au démarrage - 230[Nm], mais d'une valeur négatif, les mêmes remarques pour les deux autres inversions, mais pour la deuxième seconde d'inversion le pic il est maintenant positif mais de même amplitude 230[Nm], la troisième seconde d'inversion nous revenons à l'état initiale. à la quatrième seconde nous appliquons un couple résistant de 100[Nm] d'où le CEM tendra exactement à cette valeur. pour la vitesse de rotation au démarrage est linéaire elle s'établira après 0.23[s] est deviendra constante est positif 141[rad/s], jusqu'à ce que nous inversons le sens de rotations à la première seconde elle diminuera linéairement est atteint -141[rad/s] est restera constante jusqu'à nous changerons le sens de rotation à la deuxième seconde elle augmentera linéairement est atteindra 141 [rad/s] comme au démarrage puis à la troisième seconde une troisième inversion à eu lieu elle diminuera linéairement jusqu'à -141[rad/s], à la 4[s] le  $C_r$  est positif logiquement elle diminuera jusqu'à -178[rad/s]. aux instants des inversions de sens de rotation il y'a un fort appel des courants, les flux statoriques et rotoriques diminué à chaque inversion avec quelques oscillations

#### **IV.14-CONCLUSION :**

Le convertisseur à structure matricielle à plusieurs avantages par rapport au traditionnel redresseur- convertisseurs, est doté des ondes sinusoïdales à son entrée et à sa sortie, avec un minimal ordre des harmoniques, une réduction de la taille, et de poids, il fonctionne à haute température. Mais aussi à des désavantages un rapport de tension de sortie/entrée limité  $\leq 87\%$ , dans son structure il y'a beaucoup des éléments semi-conducteurs, il est sensitif aux perturbations de tension à l'entrée de convertisseur.



# Conclusion Générale

Le but de ce présent travail est d'étudier les différentes topologies des convertisseurs, leurs principes de fonctionnement et ça pour développer une stratégie de commande pour chacun d'eux et de voir leurs contrôlabilités à un moteur asynchrone à cage.

Avant tout, nous avons commencé par exposer le modèle simplifier de la machine asynchrone en vue de sa commande sous des hypothèses simplificatrices,et aussi l'utilisation de transformation de park ,les résultats obtenus montrent bien la validité du modèle de park.

Une grande partie du travail a été réservé à l'étude de la fonction de modulation d'un onduleur de tension deux-niveaux, où nous avons spécialement proposé dans le deuxième chapitre une synthèse des stratégies de commande de l'onduleur de tension deux niveaux,MLI ordinaire ou intersective et son impact sur le fonctionnement de moteur asynchrone et nous avons étudié aussi le principe de la MLI-Vectorielle,et nous avons déduit qu'ils sont incapables de réduire les harmoniques dues ou découpage de convertisseur,et encore nous avons discuté un autre type de convertisseur de tension c'est le convertisseur par hystérésis qui ne peut pas être classifiées comme méthodes MLI,ceci parce que c'est une méthode qui fonctionne d'une part en boucle fermée ,d'une autre part la durée de l'impulsion n'est pas directement contrôlée.

Vu l'ancienneté de l'étude de la MLI on pourrait soustraire que tout problèmes la concernant est déjà été réglé. le développement du matériel utilisé pour sa réalisation pratique ,particulièrement les composants semi-conducteurs rapides utilisées dans la construction de l'onduleur,aussi d'une autre coté l'élargissement du domaine d'utilisation des variateurs de vitesse. La troisième chapitre nous avons étudié encore une fois le convertisseur de tension à MLI ,mais plus profondément ou nous avons analysé les états des interrupteurs et les commutations ,et aussi les pertes par conduction et par commutation,et surtout la circulation des courants dans une cellules de commutation tout ça nous avons vu dans la première partie de ce chapitre,nous avons étendu notre étude avec presque la même logique d'analyse à un notre prototype de convertisseur qu'est le convertisseur de tension trois niveaux ,sur lequel nous avons faits des simulations en changeant les indices des modulation ( $m_a$ ;  $m_f$ ) et voir ses effets sur la réponse de moteur asynchrone ,malgré la bonne qualité des signaux de commande de ce convertisseur à sa sortie mais il y'a toujours des ondulations ,et des pertes dues aux harmoniques,pour avoir une bonne performance de la MAS il faut changer aléatoirement les indices de modulation jusqu'à nous trouvons les bons indices ( $m_a$ ;  $m_f$ ) pour réduire considérablement les effets néfastes des harmoniques,et aussi pour que le filtrage soit efficace.

Malgré tout ça l'onduleur NPC réduit beaucoup des harmoniques et aussi réduit la tension homopolaire parce qu'elle détruit les roulements, cette tension sera de plus en plus

Réduite si en monte dans le rang des onduleurs multi-niveau mais seulement avec l'utilisation de la modulation sinusoïdale onduleur 5 niveaux ou 7 niveaux que sort de cadre de notre thème. dans le dernier chapitre nous avons abordé une nouvelle structure, ou plutôt une nouvelle topologie comme nous avons vu c'est un convertisseur compliqué par sa structure rend son commande difficile, mais avec les progrès dans le domaine de l'électronique de puissance, des nouveaux semi-conducteurs sont devenu de plus en plus rapides, et supportons la contrainte de la chaleur, et ont une taille plus petite, les algorithmes plus simple à implémenté dans le micro processeur (la technologie DSP et FPGA) et pour ça le contrôle de machine tournante à courant alternatif devient plus facile, toutes ces qualités attire les chercheurs vers le convertisseur matriciel, par la qualité de l'onde de tension à sa sortie elle est sinusoïdale, donc moins des harmoniques par rapport aux autres convertisseurs, une durée de vie longue, il supporte la chaleur, réduction de volume et de poids, mais l'inconvénient de ce convertisseur, il y'a beaucoup des interrupteurs et très sensible aux perturbations de tension à son entrée, et aussi l'indice de modulation des amplitudes de tension est limité à 87%, nous avons fait dans la première partie de dernier chapitre une simulation de CM par l'utilisation de la stratégie de la fonction de transfert, ou plus précisément l'algorithme de Venturinu, qu'est limité uniquement à 50%, nous avons constaté que ce convertisseur à une bonne contrôle de la MAS par rapport aux autres convertisseurs, et aussi il y'a une nette réduction des harmoniques donc le moteur asynchrone est plus performant mais l'inconvénient essentiel et moins puissant dues à la moitié de tension appliqué à ses bornes, pour cela monsieur Venturinu à pensé pour améliorer son algorithme avec l'augmentation de taux de transfert de tension jusqu'à 87% par l'injection de troisième harmonique à son entrée et à sa sortie le troisième harmonique est éliminé, rend le transfert de la puissance de plus en plus acceptable est meilleure que pour son ancien algorithme est ça ce que nous avons trouver par l'application de l'algorithme de Venturinu amélioré dans la deuxième partie de ce chapitre.

## Références bibliographiques

[Car 2000] sous la direction de Carlos Canudas de Wit .<< Modélisation contrôle vectoriel et DTC.Commande Des moteurs asynchrones 1>> reproduit et achevé d'imprimer par l'imprimerie Floch à mayenne en mai 2000.

[Seg 2003] Seguiet G.,<Modélisation et commande de la machine à réluctance variable .prise en compte de la saturation magnétique>.Edition U.F.R Sciences et techniques :2003.

[Pat 1993] Patrick Brunet .<introduction à la commande vectorielle des machines asynchrones >.  
LTEG Henri Brisson,Paris 1993.

[Guy 1997] Clerc;Guy Grellet ,<Actionnaires Electriques Principes/ Modèles/ Commande)>.Edition Eyrolles,Paris1997.

[Dav 2004] Davide Auglia,<IDENTIFICATION DES PARAMÈTRES DU MOTEUR À INDUCTION TRIPHASÉ EN VUE DE SA COMMANDE VECTORIELLE>.Mémoire présenté  
A la faculté des études supérieures de l'université Laval dans le cadre du programme de maîtrise en génie électrique pour l'obtention du grade de maître ès Sciences (M.Sc.).FACULTÉ DES SCIENCES ET GÉNIE UNIVERSITÉ LAVAL QUÉBEC, CANADA.DECEMBRE 2004.

[Jin 2005]JIN-WOO JUNG,<Project#2 SPACE VECTOR PWM Inverter>,PH.DSTUDENT  
.ADVISOR:PROF.Ali Keyhani.Mechatronic Systems Laboratory Department of Electrical And Computer Engineering THE OHIO STATE UNIVERSITY.FEBRUARY20,2005.

[Woo 2005]JIN-WOO JUNG,<Project#1 sine- $\Delta$  PWM Inverter>.,PH.DSTUDENT .ADVISOR:PROF.Ali Keyhani.Mechatronic Systems Laboratory Department of Electrical And Computer Engineering THE OHIO STATE UNIVERSITY.FEBRUARY20,2005.

[Ham 2006]Prof. Hamid A. Toliyat<flywheel energy storage systems (land/sea/space applications) Advanced Electric Machines & Power Electronics (EMPE) Laboratory Department of Electrical Engineering Texas A&M University College Station, TX 77843-3128 Tel: (979) 862-3034 Fax:: (979) 845-6259 Email: [toliyat@tamu.edu](mailto:toliyat@tamu.edu).01/22/2006.

[Tam 2006]M<sup>me</sup> Tamrabet Hanene.mémoire de magister <robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone>.Université Batna .Faculté des sciences de l'ingénieur département d'électrotechnique.20/05/2006.

[Gam 2000] Auto Ing.Gamal Mahmoud Ali Sowilam.Prof.Dr.Ing.Angel L.Orille Fdez; Tesis Doctoral<Aplicacion de las redes neuronales en los sistemas de control vectorial de los motores de induccion>.UNIVERSIDAD POLITECNICA DE CATALUNA Departamento de Ingenieria Electrica.2000

[FAZ 2007] Doktoringenieurs(Dr.-Ing.)genehmigte Dissertation Seyed Saeed Fazl.< Investigation and Comparison of Multi-Level Converters for Medium Voltage Applications>.Technische Universität Berlin. von der Fakultät IV- lektrotechnik und Informatik der Institut für Energie- und utomatisierungstechnik.Berlin 2007.

[Bou 2005] bouakaz Ouahid.Mémoire de magister.<Contribution à l'analyse des onduleurs multiniveaux: fonctionnement symétrique et asymétrique> Université Batna .Faculté des sciences de l'ingénieur département d'électrotechnique.2005.

[Sem 2000] *Éric Semail < Outils et méthodologie d'étude des systèmes électriques polyphasés.généralisation de la méthode des vecteurs d'espace>.Thèse présentée à l'université des sciences et technologies de Lille.pour obtenir le titre de docteur de l'université de Lille1..spécialité génie électrique. Agrégé de physique appliquée.30 juin 2000.*

[Cap 2002] *Stefan Laurentinu Capitaneau. Ingénieur de l'ENSEEIH de TOULOUSE, option Génie Electrique Ingénieur de l'UPB de Bucarest, option Génie Electrique. Thèse présentée pour obtenir le titre de DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE Spécialité : Génie Electrique<Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux-niveaux >Soutenance : le 28 novembre 2002.*

[Jos 2007] *presenta:José Merced Lozano Garcia,director de tesis:dr Juan Manuel Ramirez Arredondo< DVR Basado en convertidores directos CA-CA pra mejorar la calidad de energia en redes eléctricas>Centro de investigacion y de estudios Avanzados de I.P.N Unidad Guadalajara*

[Mar 2001] *phD thesis of Marco Matteini,tutor prof.Domenico Casadei,phD coordinator prof.Francesco Negrini<control techniques for matrix converter adjustable speed drive>.University of bologna .Department of electrical engineering.1998-2001.*

[Kéi 1999] *projet d'application présenté à l'école de technologie supérieure .comme exigence partielle a l'obtention de la maîtrise M.ING par Morissanda Kéita< TECHNIQUES DE COMMANDE DES CONVERTISSEURS>MONTRÉAL, ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE UNIVERSITÉ DU QUÉBEC LE 26 AOUT 1999*

[Tar 2008] *mémoire de magister présenté par Boutabba Tarek.Ingénieur d'État en Électrotechnique de l'Université de Batna <Commande vectorielle en temps discret d'une Machine à Induction> magister en électrotechnique soutenu en 2008.*

[Wil 97] *Wildi, T., .Electrical Machines, Drives and Power Systems., Prentice Hall Int., 1997.*

[FAD 2006] *Fadli ouahiba.mémoire de magister <Modélisation et commande non linéaire de l'association:machine asynchrone a aimants permanents-onduleur de tension trois niveaux>.mémoire soutenu ,université de batna le 18 juin 2006.*

[Dar 2005] *Dariusz swierzynski,M.Sc.<Direct torque control with space vector modulation(DTC-SVM) of Inverter-Fed permanent Magnet Synchronous Motor Drive>.WARSAWA2005.*

[Moh 2000] *MATLAB 5.2&5.3et SIMULINK 2&3 pour étudiants ingénieurs/Moband Mokbtari-Berlin;\_eidelberg;New york;Barcelona;Hongkong;London;Paris;Singapur;Tokio;SpringerBuch.2000*

[Chr 2005 ] *Christopher L.Smith<Modeling and control of a six switch single phase inverter>Thesis submitted to the faculty of the Virginia polytechnic institute and state university in partial fulfillment of the requirements for the degree of Masters of Science in electrical engineering .August 5;2005Blacksburg,VA.*

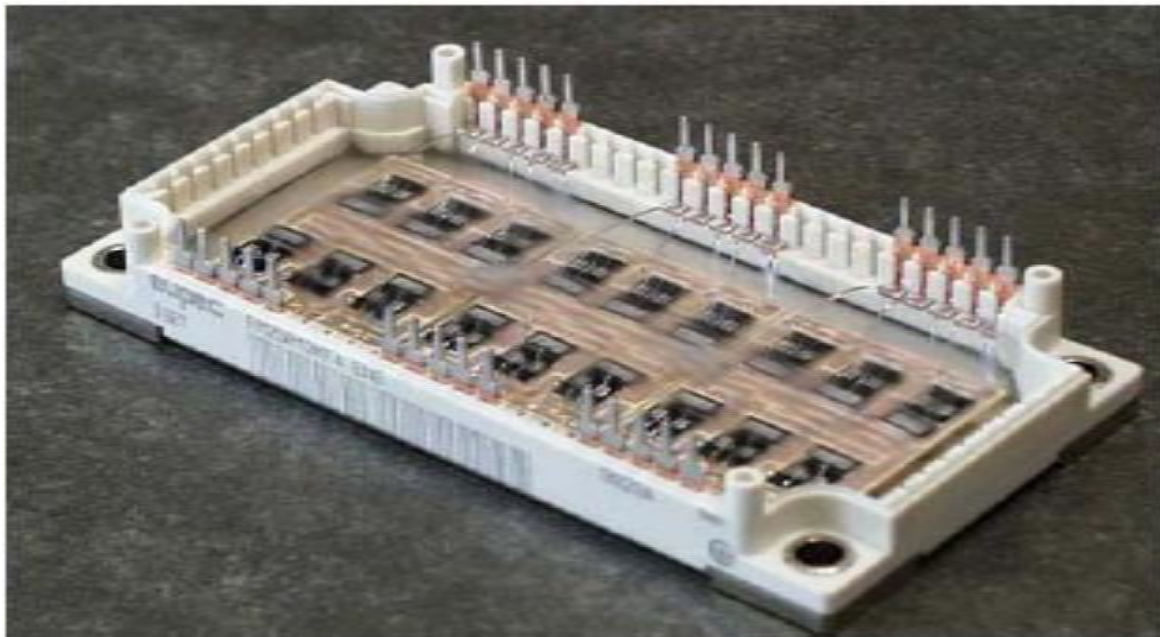
[Yak 2005 ] *yakoub khadidja<Réduction des effets de la tension homopolaire dans les associations onduleurs multiniveaux moteur à induction>.Département d'électrotechnique .mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de magister.Université de BATNA 2005.*

[Mar 2003] *Memoria presentada porM.ÁNGELES MARTÍN PRATS para optar al Grado de Doctor por la Universidad de Sevilla<Nuevas técnicas de modulación vectorial para convertidores electrónicos de potencia multinivel>Sevilla, Junio 2003.*

## Annexe-A-

Paramètres de la machine asynchrone triphasée	
Tension nominale	220V/380V
Puissance nominale	3 KV
Nombre de paires de pôles P	2
Résistance statorique $R_s$	0.435 $\Omega$
Résistance rotorique $R_r$	0.816 $\Omega$
Inductance statorique $L_s$	71.31
Inductance rotorique $L_r$	71.31 mH
Inductance mutuelle stator-rotor $M_{sr}$	69.31 mH
Moment d'inertie J	0.89 kg.m <sup>2</sup>
Coefficient de frottement $K_f$	0
Vitesse nominale	$\Omega = 60 \times f / P = 60 \times 50 / 2 = 1500$ tr/mn et aussi $\Omega = 2 \times \pi \times f / P = 6.28 \times 50 / 2 = 157$ rad/s

## Annexe-B-



Module de convertisseur matriciel  
EUPEC 35AMP [Ham2006]

# Annexe-C-

## Les combinaisons permises dans un CM

