

Chapitre 1: Modélisation de l'Association Machine Asynchrone-onduleur

1.1 Introduction:

Le moteur à induction ou le moteur asynchrone est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage, réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple robuste et facile à construire. L'élaboration de son modèle mathématique devient indispensable pour l'étude du régime de fonctionnement transitoire et permanent. Le choix d'un modèle de représentation qu'il soit formel ou issu d'une identification, se fait toujours en fonction du type de commande à réaliser. [3]

Dans le souci de fournir aux consommateurs une bonne qualité de l'énergie électrique, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les redresseurs à (modulation de largeur d'impulsion) MLI sont proposés comme solution avancée de dépollution des réseaux électriques. En effet, les redresseurs à MLI peuvent s'adapter aux évolutions de la charge et du réseau électrique et ceci sans toucher aux installations du fournisseur d'énergie et du consommateur.

Dans ce chapitre nous allons présenter la modélisation vectorielle du moteur à induction et la modélisation de l'onduleur triphasé va être présentée en premier lieu. Puis, aura lieu une simulation comparative du comportement du moteur à induction alimentée, une fois par une source triphasée sinusoïdale (sans l'onduleur) et une autre fois par un onduleur de tension (par un onduleur de tension à pleine onde et une deuxième fois par un onduleur de tension MLI).

1.2 Parties principales de la machine asynchrone :

Le moteur d'induction triphasé comprend deux parties : le stator (fixe) et le rotor (tournant).

- ✓ Le stator comporte une carcasse en acier renfermant un empilage de toles identiques qui constituent un cylindre vide ,ces toles sont percées de trous à leur périphérie intérieure. L'alignement de ces trous forme des encoches dans lesquelles on loge un bobinage triphasé .
- ✓ Le rotor secompose d'un cylindre de toles poinçonnées à leur périphérie extérieure pour former les encoches destinées à recevoir des conducteurs.[4]

1.3 Modélisation triphasée du moteur a induction :

La mise en œuvre d'une commande performante pour un actionneur asynchrone nécessite l'utilisation d'un modèle représentant fidèlement le comportement dynamique du moteur asynchrone. En effet, les commandes modernes de la machine asynchrone nécessitent la connaissance à tout instant du module et de l'argument du flux rotorique, estimés à l'aide du modèle dynamique de la machine.[5]

1.3.1 Hypothèses de travail :

Les principales hypothèses classiques et simplificatrices adoptées , pour modéliser la machine à induction sont :

- ✓ La parfaite symétrie de la machine.
- ✓ L'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique.
- ✓ L'effet de peau négligeable.
- ✓ La machine alimentée par un système de tensions triphasées sinusoïdales et équilibrées.
- ✓ L'entrefer d'épaisseur uniforme et effet d'encoche négligeable.
- ✓ L'induction dans l'entrefer à répartition sinusoïdale

Ces hypothèses signifient que les comportements électriques et magnétiques de la machine à induction sont supposés linéaires. Représentée schématiquement comme indiqué la **fig1.1**

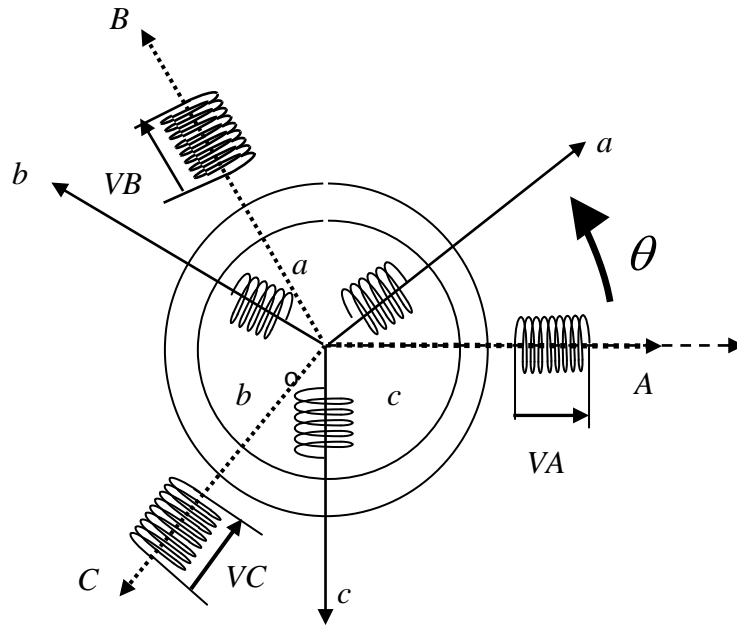


Fig1.1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

1.3.2 Equation électriques :

La loi de Faraday et la loi d'ohm permettent de relier les tensions sur les enroulements aux flux totalisés et aux courants dans ces bobinages, avec les conventions utilisées, les deux équations matricielles suivantes expriment les tensions sur les différents enroulements :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (1.1)$$

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (1.2)$$

$$\text{Avec : } [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \text{ Vecteur de tensions statoriques} \quad [V_r] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} : \text{ Vecteur de tensions rotoriques}$$

$$[I_s] = \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} : \text{ Vecteur de courants statoriques.} \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} : \text{ Vecteur de courants rotoriques.}$$

1.3.3 Equations Magnétiques :

Avec les hypothèses précédentes, la relation entre les flux totalisés sur les enroulements et les courants peut être décrite par l'équation matricielle suivante :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \quad (1.3)$$

$$[\Phi_r] = [L_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{rs}] [I_s] \quad (1.4)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_A \\ \Phi_B \\ \Phi_C \end{bmatrix} : \text{ Vecteur de flux statoriques} \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \text{ vecteur de flux rotoriques}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

1.3.4 Equations Mécaniques :

L'équation dynamique du moteur asynchrone s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (1.6)$$

1.4 Transformation de Park :

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme des machines de façon unifiée en le ramenant à un modèle unique, cette conversion est appelée souvent transformation des axes, fait correspondant aux deux enroulement de la machine originale suivie d'une rotation, les enroulement équivalent du point de vue électrique et magnétique .

Aussi cette transformation pour l'objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation. [6]

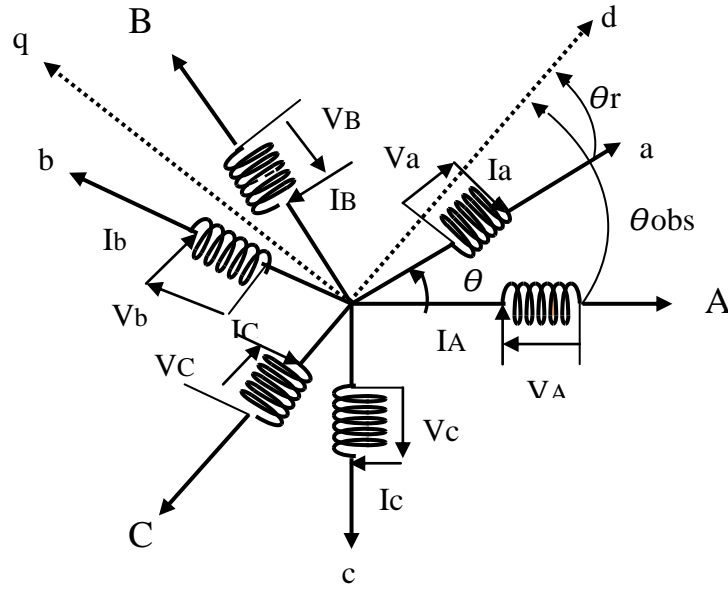


Fig 1.2 passage d'un repère (a b c) vers un repère (d -q)

La transformation d'un enroulement triphasé en enroulement biphasée, en tenant compte de l'égalité de puissances, cette transformation est définie par la matrice de Park :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P] \cdot \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} = [P]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix}$$

Avec :

X : Grandeur physique représente le vecteur (tension, courant ou flux).

[p] : la matrice de passage direct de Park.

$$[P(\theta_{obs})] = K * \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & \cos\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_{obs}) & -\sin\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$[P(\theta_{obs})]^{-1} = K * \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$K = \frac{2}{3}$ pour une représentation vectorielle conservant les amplitudes

$k = \sqrt{\frac{2}{3}}$ pour une représentation vectorielle conservant la puissance

Cette dernière valeur qui sera utilisée dans ce chapitre.

θ_{obs} : Angle d'observation (l'angle de rotation du repère)

L'utilisation de la représentation complexe permet de simplifier l'écriture :

$$[\bar{V}_s] = [R_s] \cdot [\bar{I}_s] + \frac{d}{dt} [\bar{\Phi}_s] + j\omega_s \bar{\Phi}_s \quad (1.7)$$

$$[\bar{V}_r] = [R_r] \cdot [\bar{I}_r] + \frac{d}{dt} [\bar{\Phi}_r] + j(\omega_s - \omega) \bar{\Phi}_r \quad (1.8)$$

$$[\bar{\Phi}_s] = [L_{ss}] \cdot [\bar{I}_s] + [M] [\bar{I}_r] \quad (1.9)$$

$$[\bar{\Phi}_r] = [L_{rr}] \cdot [\bar{I}_r] + [M] [\bar{I}_s] \quad (1.10)$$

Nous avons $[\bar{V}_r] = 0$ (rotor en court _circuit).

En choisissant comme variable d'état le courant satirique et le flux rotorique, les équations électriques et électromagnétiques deviennent respectivement

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \bar{i}_s = \left(-\frac{R_t}{\sigma L_s} - j\omega_s \right) \bar{i}_s + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{1}{\sigma L_s} \bar{V}_s \\ \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r = \frac{M}{T_r} \bar{i}_s + \left(-\frac{1}{T_r} - j\omega_r \right) \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (1.11)$$

Avec : R_t : Résistance totale ramenée au stator. $R_t = R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r$

σ : coefficient de dispersion . $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$

Les équations mécaniques associées s'expriment alors par :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} \text{Im}(\bar{i}_s \otimes \bar{\Phi}_r) \quad (1.12)$$

$$\frac{d}{dt} \Omega = \frac{1}{J_r} (C_{em} - C_r) - f\Omega \quad (1.13)$$

Dans le cas d'un repère (α, β) fixe lié au stator, les équations électriques et électromagnétiques sont données par :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \bar{i}_s = \left(-\frac{R_t}{\sigma L_s} \right) \bar{i}_s + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{1}{\sigma L_s} \bar{V}_s \\ \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r = \frac{M}{T_r} \bar{i}_s + \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega_r \right) \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (1.14)$$

Nous pouvons alors écrire l'équation d'état linéaire suivante :

$$\bar{X} = AX + BU$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} \bar{i}_s \\ \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_s} & \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega \right) \\ \frac{M}{T_r} & \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega_r \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{\Phi}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 \end{bmatrix} \bar{V}_s \quad (1.15)$$

1.5 Modélisation de l'onduleur triphasé :

L'onduleur est un convertisseur d'électronique de puissance qui permet la conversion continue alternative. Il fonctionne en commutation forcée et conçu généralement à base de transistors.[7]

L'onduleur de tension que nous projetons de modéliser est un onduleur à deux niveaux constitué de six cellules de commutation **Fig1.3** :

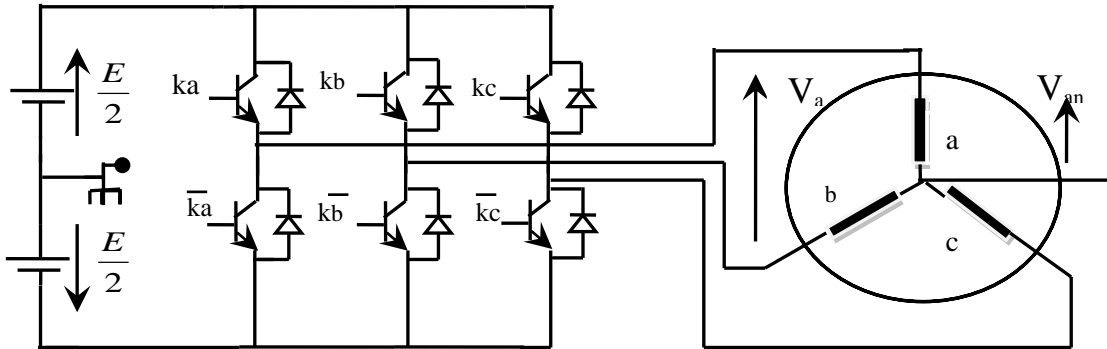


Fig 1.3 Schéma représentatif d'un onduleur de tension

Pour assurer la continuité des courants alternatifs i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} les interrupteurs K_a et \bar{K}_a, K_b et \bar{K}_b, K_c et \bar{K}_c doivent être contrôlés de manière complémentaire. Les tensions de sortie de l'onduleur sont par commodité, référencées par rapport à un point milieu d'un pont diviseur fictif d'entrée n_0 . [8] Les ordres de commande de l'onduleur sont transmis aux trois

bras par l'intermédiaire des signaux de commande. La convention adoptée pour le fonctionnement du bras i est la suivante :

$$\begin{cases} k_i = 1 & \text{si l'interrupteur du haut est fermé et du bas ouvert} \\ k_i = 0 & \text{si l'interrupteur du haut est ouvert et du bas fermé} \end{cases}$$

Donc on peut écrire :

$$\begin{cases} V_{an0} = (S_a - 0.5)E \\ V_{bn0} = (S_b - 0.5)E \\ V_{cn0} = (S_c - 0.5)E \end{cases} \quad (1.16)$$

Les tensions composées sont obtenues à partir des tensions de sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ V_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ V_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (1.17)$$

Les tensions composées ont une somme nulle :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (1.18)$$

Donc on peut écrire les tensions simples :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(V_{ba} - V_{ca}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(V_{bc} - V_{ab}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(V_{ca} - V_{bc}) \end{cases} \quad (1.19)$$

Elles peuvent également s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension de la charge par rapport au « n_0 » :

$$\begin{cases} V_{an0} = V_{an} + V_{nn0} \\ V_{bn0} = V_{bn} + V_{nn0} \\ V_{cn0} = V_{cn} + V_{nn0} \end{cases} \quad (1.20)$$

En remplaçant (1.20) dans (1.17), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(2V_{an0} - V_{bn0} - V_{cn0}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(-V_{an0} + 2V_{bn0} - V_{cn0}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(-V_{an0} - V_{bn0} + 2V_{cn0}) \end{cases} \quad (1.21)$$

Par conséquent l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice $[T]$ assurant le passage contenu-alternatif et on aura alors :

$$[V_{AC}] = [T][V_{DC}]$$

$$[T] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

$[V_{AC}] = [V_{an} V_{bn} V_{cn}]^T$: Tension alternative.

$[V_{DC}] = [V_{an_0} V_{bn_0} V_{cn_0}]^T$: Tension continu

1.6 Simulation du groupe onduleur-machine asynchrone :

Dans un souci de montrer le coté « positif » du découpage à MLI (élimination des harmoniques de rangs inférieurs), on a jugé utile de commencer d'abord par l'onduleur de tension à pleine onde.[9]

1.6.1 Cas de l'onduleur de tension à pleine onde:

L'onduleur de tension à pleine onde fonctionne à 180°, c'est-à-dire ses interrupteurs commutent à $\frac{T_s}{2}$, et $T_s = \frac{1}{f_s}$ ou f_s est la fréquence de travail de la MAS. Cet onduleur est réglable en fréquence et amplitude [2].

Notons que Vmod correspond à l'indice d'amplitude pour lequel on a obtenu le fondamental de la pleine onde de valeur efficace 220V

La valeur indiquée de l'indice d'amplitude est 0.91.

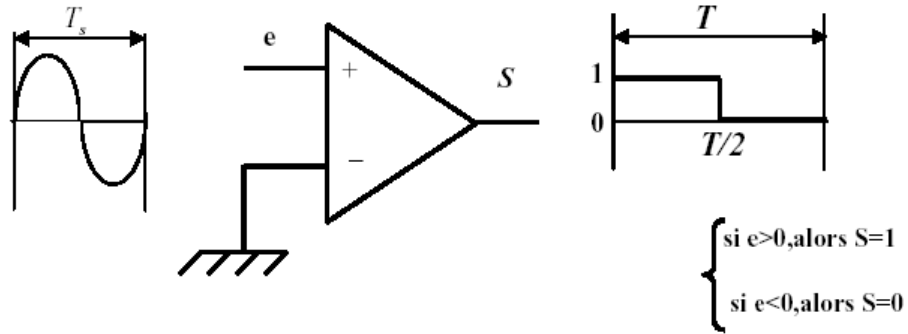


Fig1.4 comparateur ou détecteur de seuil

L'onduleur à pleine onde est bien évidemment à fréquence et amplitude réglables [10].

La **fig1.5** rassemblent les résultats d'une simulation comparative du comportement du moteur à induction alimentée, une fois par une source triphasée sinusoïdale (sans onduleur) et une autre fois par un onduleur de tension à pleine onde . Il s'agit d'une comparaison des caractéristiques du couple, de la vitesse et du courant statorique pour un démarrage à vide sous une tension de 220V et une fréquence de 50 Hz entre :

- ✓ le cas d'une alimentation sinusoïdale de la MAS (sans onduleur)
- ✓ le cas d'une alimentation de la MAS par un onduleur de tension à pleine onde réglable en fréquence et en amplitude.

1.6.1.1 Résultat de simulation :

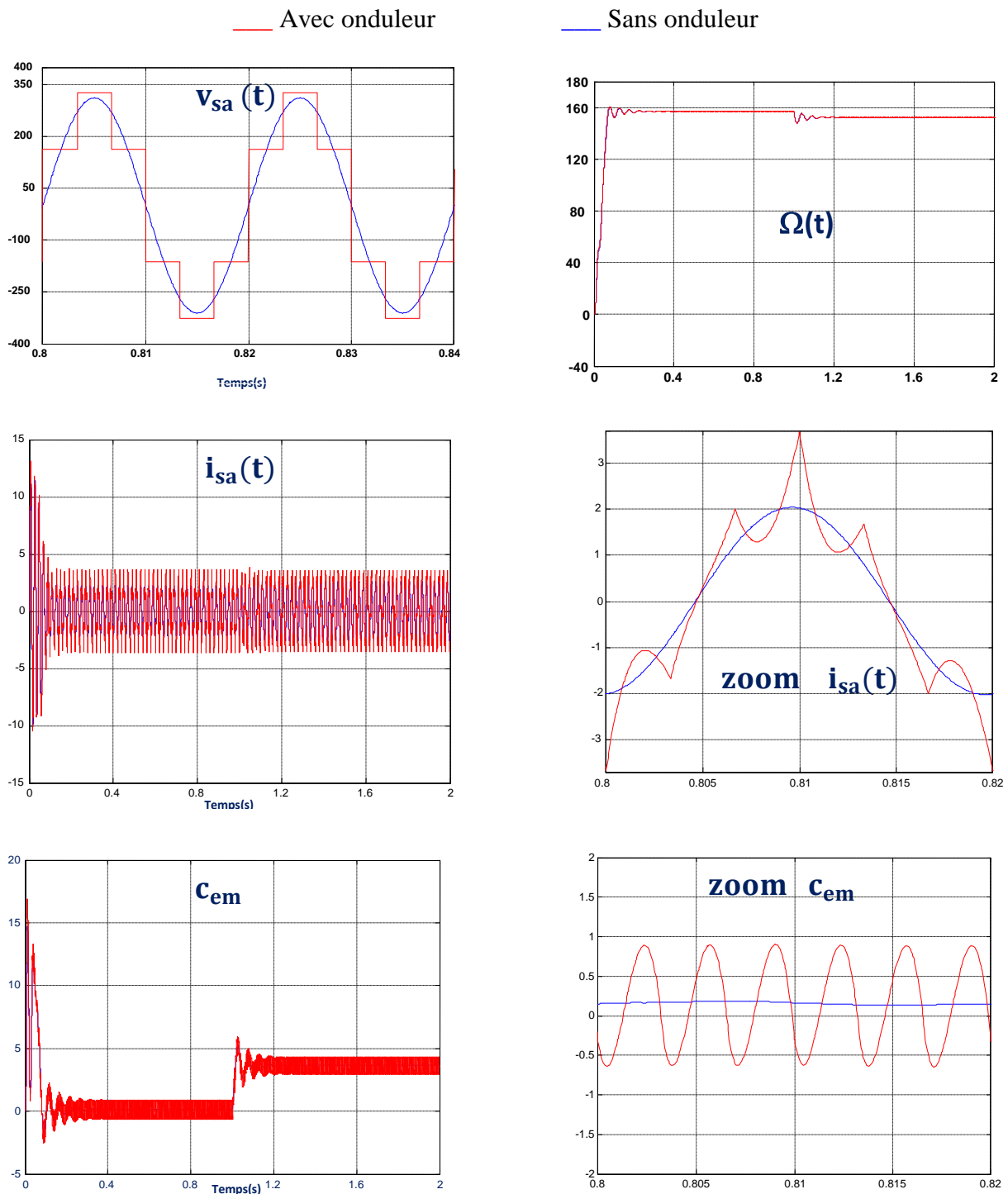


fig1.5 comparaison des caractéristiques obtenues avec et sans l'onduleur de tension à pleine ond.

1.6.1.2 Interprétation des résultats de simulation :

- ✓ Nous remarquons qu'effectivement des impulsions carrées positives sont transformées par la matrice [T] en grandeurs alternatives, en présence de l'onduleur de tension.
- ✓ Les deux vitesses sont tout à fait confondues.

- ✓ Le courant est bruité et présente des pics de commutation.
- ✓ Le couple présente des pulsations qui sont liées aux harmoniques de courant.

1.6.2 Cas de l'onduleur de tension à MLI :

L'onduleur de tension à MLI est habituellement choisi pour sa réponse rapide et ses performances élevées. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir d'un réseau standard 220/380-50Hz.[11]

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

- ✓ le premier qui est appelé signal de référence représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence .
- ✓ le second qui est appelé signal de la porteuse définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence (*HF*) par rapport au signal de référence.

Le comparateur à deux seuils est présenté sur la **fig1.6**.

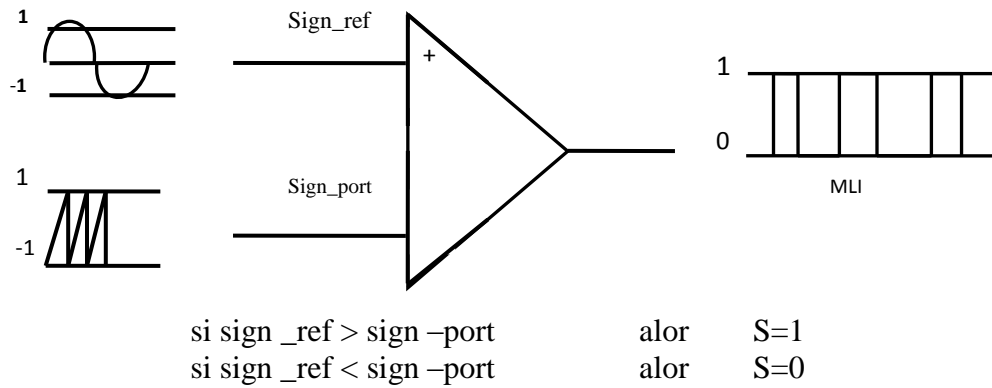


Fig1.6 comparateur à deux seuils.

Notons qu'il est possible de régler la tension de sortie de l'onduleur en agissant sur l'indice d'amplitude.

$$\text{Avec : } V_{mod} = \frac{V_m}{V_p} \quad (1.23)$$

V_m : Valeur maximale de la tension de référence.

V_p : Valeur de crête de la porteuse.

La valeur maximale de la tension fondamentale (à la sortie de l'onduleur) vaut exactement

$$V_{1max} = \frac{U_{dc}}{2} * V_{mod}$$

Donc:

$$V_{mod} = \frac{2V_{1max}}{U_{dc}} \quad (1.24)$$

Avec : U_{dc} : La tension continue à l'entrée de l'onduleur.

$$\begin{cases} V_{1max} = \sqrt{2} * 220 \\ V_{dc} = \sqrt{2} * 380 \end{cases} \quad (1.25)$$

Donc : $V_{mod} = 1.158$

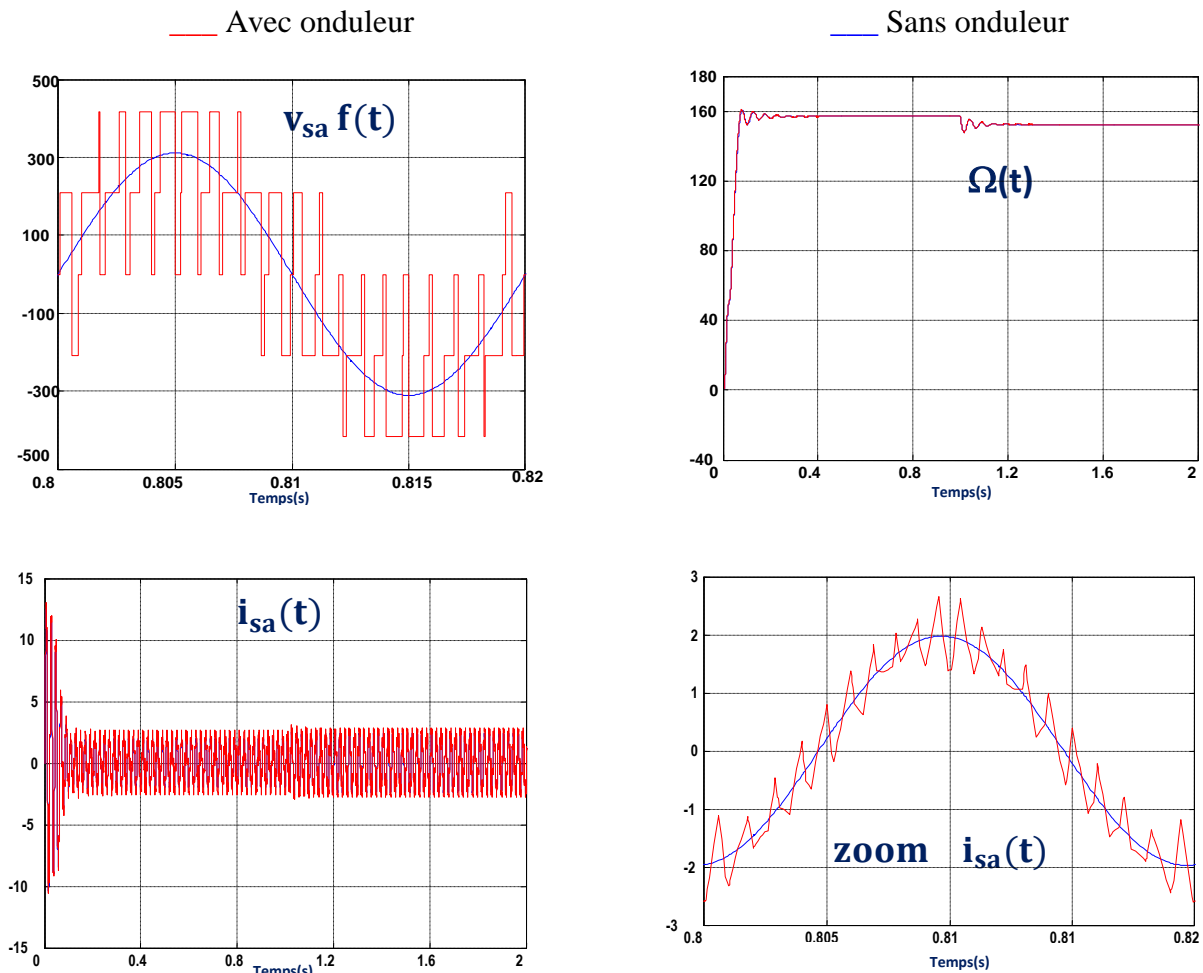
$V_{mod} \cong 1.16$

Les résultats de simulation d'une machine asynchrone alimentée une fois directement au réseau électrique sous une tension sinusoïdale, et une autre fois alimentée par un onduleur de tension à MLI donnée par les **fig1.7** et **fig1.8**. Il s'agit d'une comparaison des caractéristiques du couple, de la vitesse et du courant statorique pour un démarrage à vide sous une tension de 220V et une fréquence de 50 Hz entre :

- ✓ le cas d'une alimentation sinusoïdale de la MAS (sans onduleur)
- ✓ le cas d'une alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI réglable en fréquence et en amplitude, une fois pour une fréquence de 1kHz et une autre fois pour 2kHz.

1.6.2.1 Résultat de simulation :(V_{sa} en seconde,

- Cas d'une fréquence de découpage de 1KHZ :



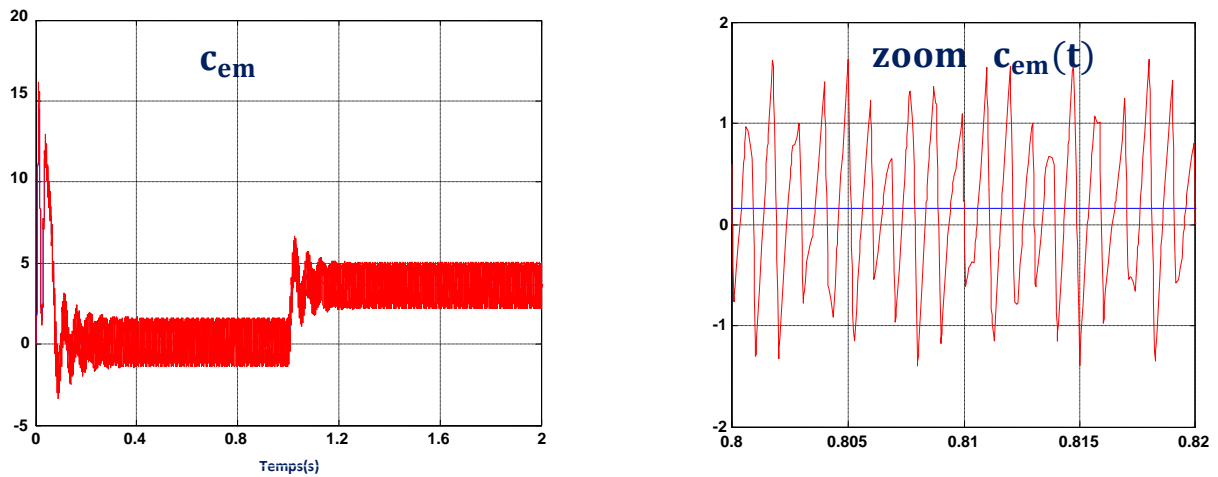
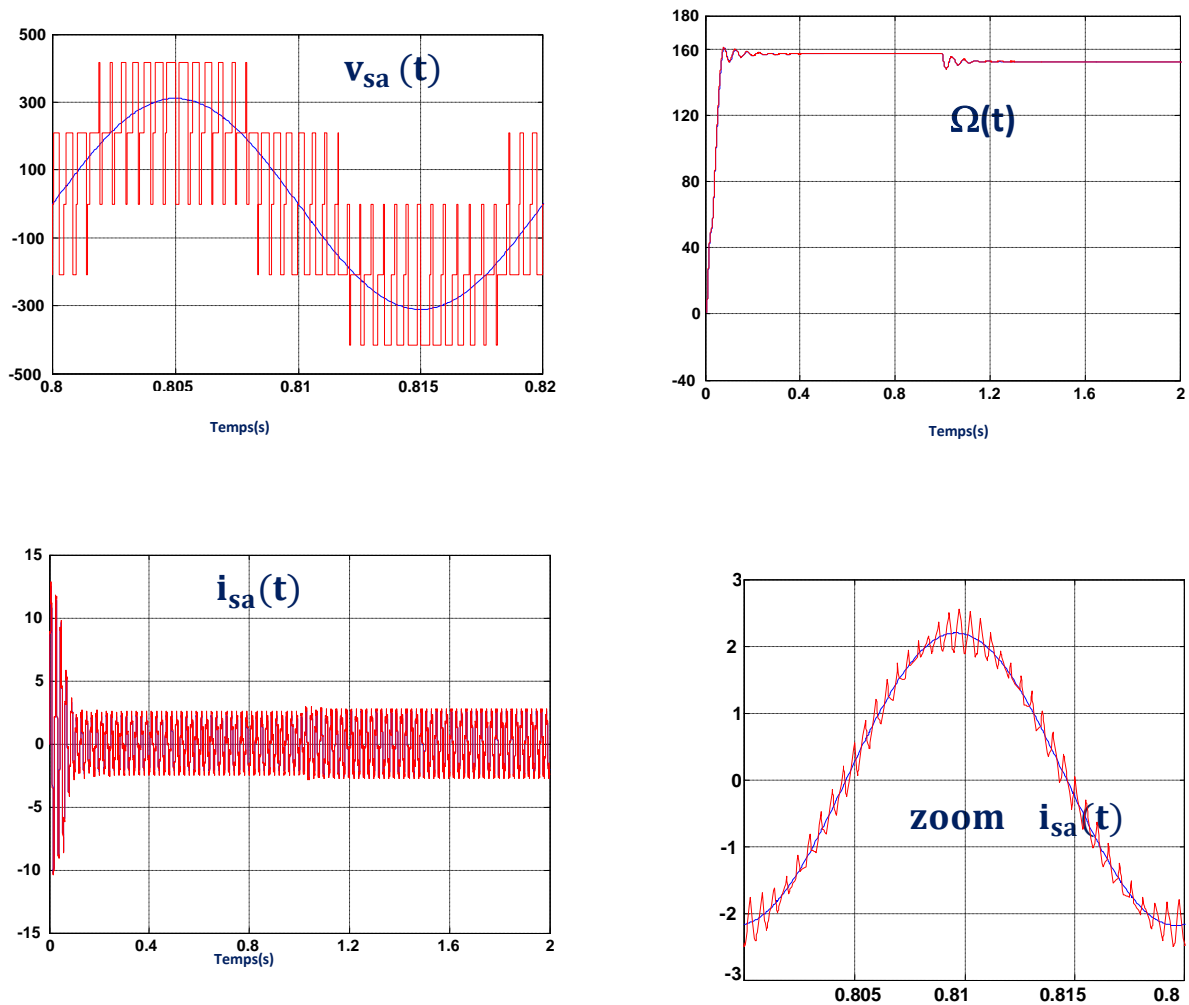


fig1.7 comparaison des caractéristiques obtenues avec et sans l'onduleur de tension à ML naturelle, pour une fréquence de découpage de 1KHZ.

- Cas d'une fréquence de découpage de 2KHZ :



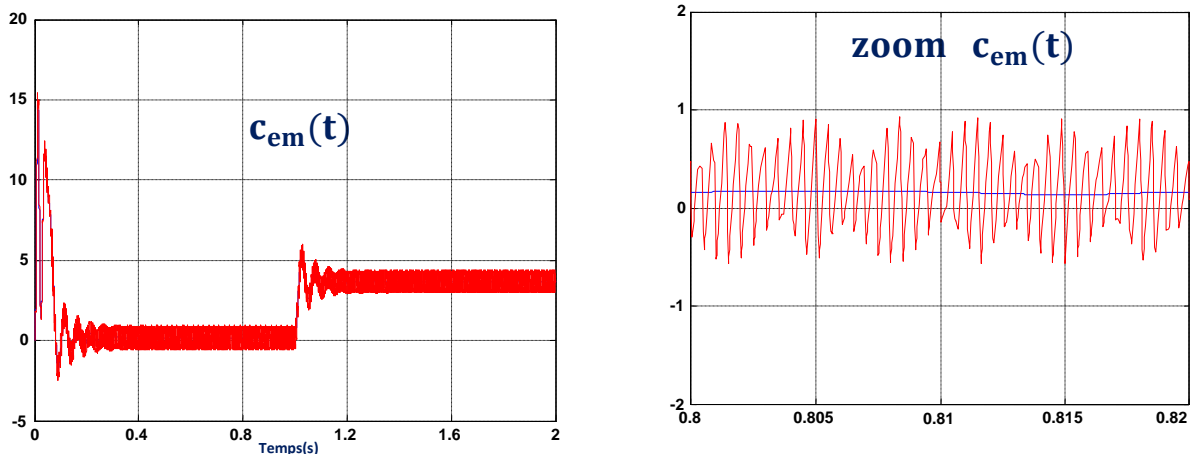


fig1.8 comparaison des caractéristiques obtenues avec et sans l'onduleur de tension à MLI naturelle, pour une fréquence de découpage de 2 KHZ.

1.6.2.2 Interprétation des résultats de simulation :

- ✓ En augmentation la fréquence de découpage, les ondulations présentes sur le courant ainsi que sur le couple, diminuent en amplitude et augmentent en fréquence.
- ✓ Il est clair que la MLI est nettement meilleur que l'onde rectangulaire, pour les deux fréquences de découpage (1 et 2kHz) et surtout pour la fréquence de 2kHz qui implique l'utilisation d'interrupteurs deux fois rapides que ceux utilisés dans le cas où $f = 1\text{kHz}$.

1.7 Conclusion :

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté la modélisation mathématique de différentes grandeurs de l'association machine asynchrone-onduleur.

- ✓ Premièrement est intéressé à l'établissement du modèle de la machine asynchrone associée à une source d'alimentation purement sinusoïdale. Les résultats obtenus, montrent la validité du modèle de Park.
- ✓ Deuxièmement est intéressé à l'établissement du modèle de l'onduleur. Les résultats obtenus, montrent la validité de l'effet de convertisseur continu-alternatif.