

Chapitre I:

Modélisation de l'ensemble MAS -Convertisseur Statique

1.1 INTRODUCTION

La machine asynchrone, de part sa construction, fait l'objet d'un intérêt accru dans le domaine de l'industrie et occupe une large plage d'applications au détriment des machines synchrones et à courant continu. Elle présente un système dynamique non linéaire. Par conséquent, sa commande nécessite la disponibilité d'un modèle représentant fidèlement son comportement au niveau de ses modes électriques, électromagnétiques et mécanique [BAG99].

La progression technologique de la microélectronique et l'électronique de puissance a rendu possible l'implémentation des commandes performantes de cette machine faisant d'elle un concurrent redoutable dans les secteurs de la vitesse variable et le contrôle rapide du couple [KHE07].

La conception d'une chaîne de commande passe par une phase de modélisation afin de dimensionner et valider les stratégies retenues. Mais, on ne peut parler de la commande de la machine asynchrone, sans qu'on parle du convertisseur qui lui est associé, de son alimentation et de sa commande [Gre 00].

Dans ce chapitre, nous présenterons le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone et de sa transformation dans le système biphasé. Une représentation sous forme d'état est élaborée à partir des lois physiques qui régissent son fonctionnement en alimentant notre machine en tension.

Ensuite, nous passerons à la modélisation de l'alimentation de la machine constituée d'un redresseur triphasé à diodes, d'un filtre et d'un onduleur de tension à deux niveaux contrôlés une fois par la technique de commande par hystérésis et d'autre fois par MLI (modulation de largeur d'impulsion). Afin de voir l'effet de la fréquence de commutation sur l'évolution de vitesse et du couple, nous traiterons la modélisation de l'association convertisseur -machine où on présentera un modèle général associant la machine asynchrone à son alimentation.

I.2. Modélisation de la machine asynchrone

I.2.1 Présentation de la machine:

Une machine asynchrone à cage est constituée de deux parties : le stator et le rotor. Le stator représente la partie statique de la machine, il est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont bobinés trois enroulements formant les enroulements statoriques. Au centre de ce cylindre, on trouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé des barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé sous pression. Ces barres sont reliées entre-elles à chaque extrémité par un anneau de court circuit. Notons que les barres sont légèrement inclinées pour éviter l'effet magnétique d'encoche dû à la forte variation de réluctance qui perturbe le couple. Cette inclinaison facilite également le démarrage et rend le fonctionnement plus silencieux. La cage est traversée par l'arbre mécanique qui sort de chaque côté.

I.2.2 Les hypothèses simplificatrices :

La machine électrique est prodigieusement complexe, pour sa modélisation nous sommes obligés d'introduire un certain nombre d'hypothèses simplificatrices [CAN00] [BAG99] [CAR 95]:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.
- Nous supposons que nous travaillons en régime non saturé.
- Nous négligeons les phénomènes d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- Le bobinage est réparti de manière à donner une (f.m.m) sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- Le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- L'additivité des flux.
- La constante des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

I.2.3. Modèle dynamique de la machine asynchrone

La MAS triphasée est représentée schématiquement par la Fig. I.1. Elle est munie de six

enroulements [Stu 00]. Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables. Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle.

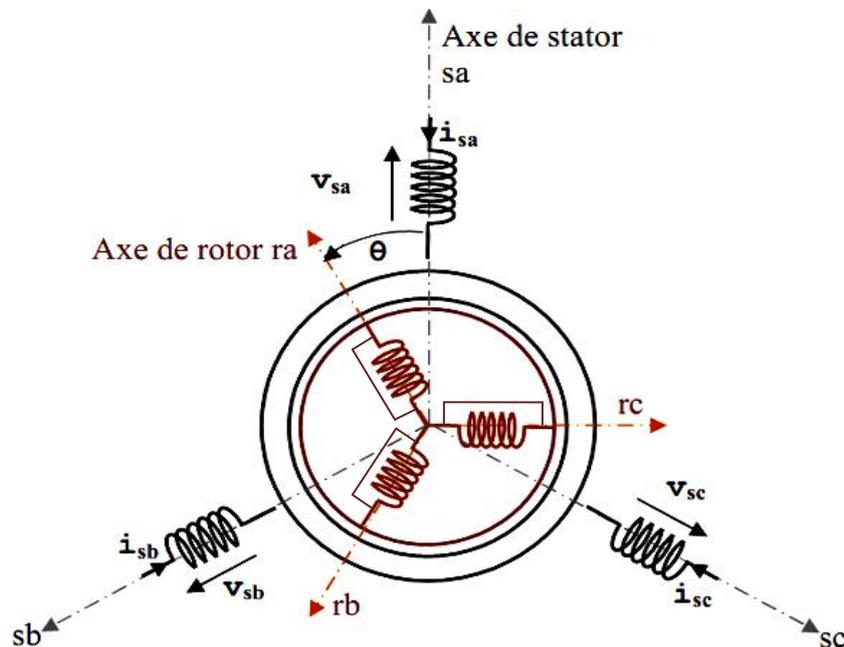


Fig. I.1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

et leur comportement se traduit par les trois types d'équations [CAN00] , [BEL 05]:

- équations électriques
- équations magnétiques
- équations mécaniques

I.2.4 Equations électriques

L'application de la loi d'Ohm généralisée, à chaque enroulement de la machine de la figure (Fig. I.1) donne les équations de tension du stator et du rotor comme suit [CAR 95]:

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix}$$

Sous forme condensé:

$$[Vsabc] = [Rs] \cdot [Isabc] + \frac{d}{dt} [\Phi sabc] \quad (I-1)$$

Les équations des tensions rotoriques, peuvent être exprimées par :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Rr & 0 & 0 \\ 0 & Rr & 0 \\ 0 & 0 & Rr \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Iar \\ Ibr \\ Icr \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi ar \\ \Phi br \\ \Phi cr \end{bmatrix}$$

Sous forme condensé :

$$[0] = [Rrabc] \cdot [Iabc] + \frac{d}{dt} [\Phi rabc] \quad (I-2)$$

I.2.5 Equations magnétiques

Les hypothèses simplificatrices citées précédemment donnent des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine, qui s'écrivent sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} \Phi as \\ \Phi bs \\ \Phi cs \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ls & Ms & Ms \\ Ms & ls & Ms \\ Ms & Ms & ls \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Ias \\ Ibs \\ Ics \end{bmatrix} + M0 \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Iar \\ Ibr \\ Icr \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \Phi ar \\ \Phi br \\ \Phi cr \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} lr & Mr & Mr \\ Mr & lr & Mr \\ Mr & Mr & lr \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Iar \\ Ibr \\ Icr \end{bmatrix} + M0 \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Ias \\ Ibs \\ Ics \end{bmatrix}$$

Sous forme condensé :

$$[\Phi sabc] = [Lss] \cdot [Isabc] + [Msr] \cdot [Iabc] \quad (I-3)$$

$$[\Phi rabc] = [Lrr] \cdot [Iabc] + [Msr]^t \cdot [Isabc] \quad (I-4)$$

Telque :

$$[Msr] = M0 \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix}; [Lss] = \begin{bmatrix} ls & Ms & Ms \\ Ms & ls & Ms \\ Ms & Ms & ls \end{bmatrix}; [Lrr] = \begin{bmatrix} lr & Mr & Mr \\ Mr & lr & Mr \\ Mr & Mr & lr \end{bmatrix}$$

En mettant (I-3) et (I-4) dans (I-1) et (I-2), respectivement, nous obtenons les deux expressions suivantes :

$$[Vs] = [Rs] \cdot [Is] + [Lss] \frac{d}{dt} [Is] + \frac{d}{dt} ([Msr] \cdot [Ir]) \quad (I-5)$$

$$[0] = [Rr] \cdot [Ir] + [Lrr] \frac{d}{dt} [Ir] + \frac{d}{dt} ([Msr]^t \cdot [Is]) \quad (I-6)$$

La résolution du système d'équations (I-5; I-6) est difficile du fait que les termes des matrices des inductances $[Msr]$ et $[Msr]^t$ varient en fonction de la position du rotor par rapport au stator (angle θ) et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage. [CAN00][Chat89].

On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste valable pour la machine réelle. Parmi les transformations utilisées, on cite celles de **Park**.

I.2.6 Transformation de Park

La transformation de Park permet de transformer les enroulements statoriques et rotoriques disposés sur trois axes (a, b, c) en des enroulements fictifs équivalents (Fig. I.2), du point de vue électriques et magnétiques disposés sur deux axes (d,q), telque:

θ : l'angle de rotation du rotor par rapport au stator.

θobs : angle de rotation de (d,q) par rapport au stator.

θr : angle de rotation de (d,q) par rapport au rotor.

Les angles sont liés par la relation:

$$\theta_{obs} = \theta + \theta_r \tag{I-7}$$

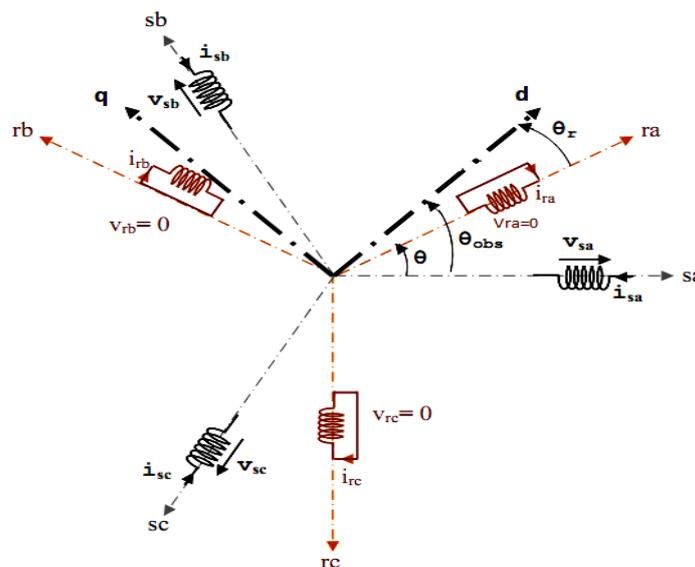


Fig. I.2 représentation des axes triphasés réels et les axes biphasés de la MAS

Le passage des grandeurs réelles aux grandeurs équivalentes se fait de la même façon pour les Tensions, courants et flux se fait comme suit :

$$\begin{bmatrix} Xd \\ Xq \\ X0 \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{bmatrix} = [P(\theta_{obs})] \cdot \begin{bmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{bmatrix} \tag{I-8}$$

$$\begin{bmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Xd \\ Xq \\ X0 \end{bmatrix} = [P^{-1}(\theta_{obs})] \cdot \begin{bmatrix} Xd \\ Xq \\ X0 \end{bmatrix} \quad (I-9)$$

où k est une constante qui peut prendre soit la valeur $(\sqrt{2/3})$ pour la conservation des puissances, soit la valeur $(2/3)$ pour la conservation des amplitudes.

Dans notre cas, nous prendrons: $k = \sqrt{2/3}$

I.3 Transformation de PARK appliquée à la machine asynchrone triphasée:

I.3.1 Equations électriques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q :

Dans ce paragraphe, nous allons donner les équations électriques de la MAS dans le système biphasé en appliquant la transformation de Park (I-8) et (I-9) aux équations (I-1) et (I-2). Pour le stator on obtient:

$$[P^{-1}(\theta_{obs})] \cdot [V_{sdq}] = [R_s] \cdot [P^{-1}(\theta_{obs})] [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} ([P^{-1}(\theta_{obs})] \cdot [\Phi_{sdq}]) \quad (I-10)$$

En multipliant les deux membres de l'égalité par $[P(\theta_{obs})]$ et en simplifiant, nous trouvons :

$$[V_{sdq}] = [R_s] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sdq}] + [P(\theta_{obs})] \frac{d}{dt} [P(\theta_{obs})^{-1}] \cdot [\Phi_{sdq}] \quad (I-11)$$

Or:

$$\frac{d}{dt} [P^{-1}(\theta_{obs})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{d\theta_{obs}}{dt} \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta_{obs}) & -\cos(\theta_{obs}) & 0 \\ -\sin\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\sin\left(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix} \quad (I-12)$$

Donc, après un calcul direct, nous trouvons que:

$$[P(\theta_{obs})] \frac{d}{dt} [P(\theta_{obs})^{-1}] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_{obs}}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_{obs}}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I-13)$$

Et l'expression (I-11) devient alors :

$$[V_{sdq}] = [R_s] \cdot [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sdq}] + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_{obs}}{dt} \\ \frac{d\theta_{obs}}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot [\Phi_{sdq}] \quad (I-14)$$

Ou encore :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_{obs}}{dt} \\ \frac{d\theta_{obs}}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (I-15)$$

De manière similaire, et en suivant les mêmes étapes, nous obtenons pour le rotor l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (I-16)$$

I.3.2 Equations magnétiques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q:

Appliquons la transformation de Park (I-8) et (I-9) à l'expression(I-3):

$$[P^{-1}(\theta_{obs})] \cdot [\Phi_{sdq}] = [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_{obs})] [I_{sdq}] + ([M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] \cdot [I_{rdq}]) \quad (I-17)$$

Soit:

$$[\Phi_{sdq}] = [P(\theta_{obs})] \cdot [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_{obs})] \cdot [I_{sdq}] + [P(\theta_{obs})] \cdot [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] [I_{rdq}] \quad (I-18)$$

Un calcul simple nous donne :

$$[P(\theta_{obs})] \cdot [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_{obs})] = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s - M_s \end{bmatrix} \quad (I-19)$$

$$[P(\theta_{obs})] \cdot [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs} - \theta_r - \theta) & \sin(\theta_{obs} - \theta_r - \theta) & 0 \\ -\sin(\theta_{obs} - \theta_r - \theta) & \cos(\theta_{obs} - \theta_r - \theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Or, d'après l'égalité (I-7), nous pouvons écrire :

$$[P(\theta_{obs})] \cdot [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] = \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I-20)$$

En introduisant les inductances cycliques:

$$L_s = l_s - M_s \quad : \text{Inductance cyclique propre du stator}$$

$$L_m = \frac{3}{2} \cdot M_0 \quad : \text{Inductance cyclique mutuelle stator-rotor}$$

L'expression (I-18) devient alors :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (I-21)$$

De la même manière, en appliquant la transformation de Park à l'équation du flux rotorique et en introduisant l'inductance cyclique:

$$L_r = l_r - M_r \quad : \text{Inductance cyclique propre du rotor}$$

J'aurai :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (I-22)$$

D'après les équations électriques et magnétiques modélisant la machine dans le repère biphasé (d-q); on peut représenter notre machine par la Fig. I.3

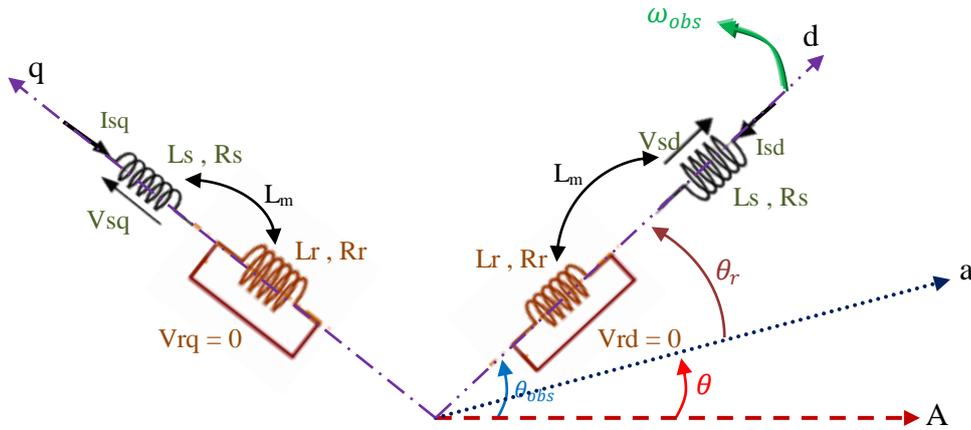


Fig. I.3 représentation des enroulements fictifs des axes (d-q)

De manière générale, les équations des tensions et des flux de la MAS, écrites dans le plan (d-q) d'après (I-15), (I-16), (I-21) et (I-22), sont les suivantes :

Equations des tensions :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_{obs}}{dt} \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_{obs}}{dt} \cdot \Phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{dr} \end{cases} \quad (I-23)$$

Equations des flux:

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + L_m \cdot I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + L_m \cdot I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + L_m \cdot I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + L_m \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (I-24)$$

I.4 Choix du repère de référence:

Jusqu'à présent, nous avons exprimé les équations des tensions et des flux de la machine, dans un repère (d-q), faisant un angle électrique θ_{obs} avec le stator, et θ_r avec le rotor, mais qui n'est pas défini par ailleurs, c'est à dire qu'il est libre. Il existe trois choix importants concernant l'orientation du repère d'axes(d-q) qui dépendent de l'objectif de l'application, et de la commande.

Référentiel **(d-q)** lié au stator ($\alpha\text{-}\beta$):

Caractérisé par $\frac{d\theta_{obs}}{dt} = \omega_{obs} = 0$, et par conséquence $\frac{d\theta_r}{dt} = -p\Omega$: Ce référentiel est immobile par rapport au stator, utilisé pour l'étude du démarrage et freinage des machines à courant alternatif ainsi que l'observation et la commande non linéaire, le système d'équations(I-23)

$$\text{devient alors : } \begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega \cdot \Phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega \cdot \Phi_{dr} \end{cases} \quad (I-25)$$

Référentiel **(d-q)** lié au rotor:

Caractérisé par $\omega_{obs} = \omega$, Ce référentiel utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones. Le système d'équations (I-23) devient alors:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega \cdot \Phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (I-26)$$

Référentiel **(d-q)** lié au champ tournant:

Dans ce cas, la vitesse de repère **(d-q)** est la vitesse du synchronisme ($\omega_{obs} = \omega_s$), est utilisé pour réaliser le contrôle vectoriel du fait que les grandeurs de réglage deviennent continues. Le système d'équations (I-23) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - p\Omega) \cdot \Phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - p\Omega) \cdot \Phi_{dr} \end{cases} \quad (I-27)$$

I.5.1 Expressions du couple électromagnétique et de la puissance:

Nous avons exprimé les équations de la machine, mais il reste également le couple électromagnétique. Ce dernier peut être obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes(d-q)est donnée par l'expression suivante:

$$P_e = V_{ds} \cdot I_{ds} + V_{qs} \cdot I_{qs} + V_{dr} \cdot I_{dr} + V_{qr} \cdot I_{qr} \quad (I-28)$$

Elle se décompose en trois termes :

- Puissance dissipée en pertes joules:

$$P_J = R_s \cdot (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r \cdot (I_{dr}^2 + I_{qr}^2) \quad (I-29)$$

- puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source:

$$P_{em} = I_{ds} \cdot \frac{d\Phi_{ds}}{dt} + I_{qs} \cdot \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + I_{dr} \cdot \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + I_{qr} \cdot \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \quad (I-30)$$

- puissance mécanique:

$$P_{mec} = \omega (I_{dr} \cdot \Phi_{qr} - I_{qr} \cdot \Phi_{dr}) \quad (I-31)$$

Or la puissance mécanique est reliée au couple électromagnétique par l'expression suivante :

$$C_e = \frac{P_{mec}}{\Omega} = P \frac{P_{mec}}{\omega} \quad \text{telque : } \Omega = \frac{\omega}{p} \quad (I-32)$$

Ω : la vitesse de rotation mécanique du rotor [rad/s]

ω : la vitesse de rotation électrique du rotor [rad/s]

En tenant compte des expressions **(I-24)**, **(I-31)** et **(I-32)**, nous pouvons avoir plusieurs expressions scalaires du couple électromagnétique toutes égales :

$$\begin{cases} C_e = P \cdot (\Phi_{qr} \cdot I_{dr} - \Phi_{dr} \cdot I_{qr}) \\ C_e = P \cdot (\Phi_{ds} \cdot I_{qs} - \Phi_{qs} \cdot I_{ds}) \\ C_e = P \cdot L_m \cdot (I_{dr} \cdot I_{qs} - I_{ds} \cdot I_{qr}) \\ C_e = P \cdot \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} \cdot I_{qs} - \Phi_{qr} \cdot I_{ds}) \end{cases} \quad (I-33)$$

1.5.2 Equation du mouvement :

Pour avoir un modèle complet de la machine, il est nécessaire d'introduire les paramètres mécaniques (couple, vitesse...). L'expression décrivant la dynamique de la partie mobile de la machine est exprimée par l'équation du mouvement suivante :

$$j \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \quad (I-34)$$

1.6 Mise sous forme d'équations d'état

Il est nécessaire de représenter le modèle non linéaire de la machine asynchrone sous forme d'équations d'état. Pour une machine asynchrone alimentée en tension, nous avons choisi le référentiel immobile par rapport au stator, les tensions statoriques $V_{\alpha s}$ et $V_{\beta s}$ sont les variables de commande, et nous considérons les flux rotoriques ($\Phi_{\alpha r}, \Phi_{\beta r}$) les courants statoriques ($I_{\alpha s}, I_{\beta s}$) comme variables d'état.

En utilisant les expressions **(I-24)**, **(I-25)** et après arrangement, nous aurons le modèle suivant:

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{\alpha s}}{dt} \\ \frac{dI_{\beta s}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{\alpha r}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{\beta r}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_s\sigma} \left(R_s + \frac{L_m^2}{t_r L_r} \right) & 0 & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r t_r} & \frac{p L_m}{\sigma L_s L_r} \Omega \\ 0 & -\frac{1}{L_s\sigma} \left(R_s + \frac{L_m^2}{t_r L_r} \right) & -\frac{p L_m}{\sigma L_s L_r} \Omega & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r t_r} \\ \frac{L_m}{t_r} & 0 & -\frac{1}{t_r} & -p\Omega \\ 0 & \frac{L_m}{t_r} & p\Omega & -\frac{1}{t_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ \Phi_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I-35)$$

I. 7. Modélisation de l'alimentation de la machine :

I.7.1 Introduction :

Le moteur asynchrone utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesses variables, nécessite une alimentation qui doit fournir l'énergie électrique au moteur et la récupérer en cas de freinage. Cette alimentation est assurée par un onduleur de tension. L'onduleur de tension est un convertisseur statique permettant la transformation d'une tension continue en une ou des tensions alternatives, il est tributaire des caractéristiques de la source continue et de la charge entre lesquelles il est inséré.

Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble. Ces caractéristiques sont [Tam06]:

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent.
- Une large plage de variation de vitesse.
- Des constantes de temps électrique et mécanique faible.
- La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constantes.

Ces caractéristiques guident les concepteurs au choix convenable des semi-conducteurs à employer et leurs commandes. Dans cette partie, nous allons présenter la MAS associée à son alimentation qui est un onduleur de tension à MLI triphasé.

L'alimentation de l'onduleur est constituée d'un pont redresseur triphasé à diodes, un filtre ($L_f C_f$), et un circuit de freinage. Comme l'illustre la Fig. I.4:

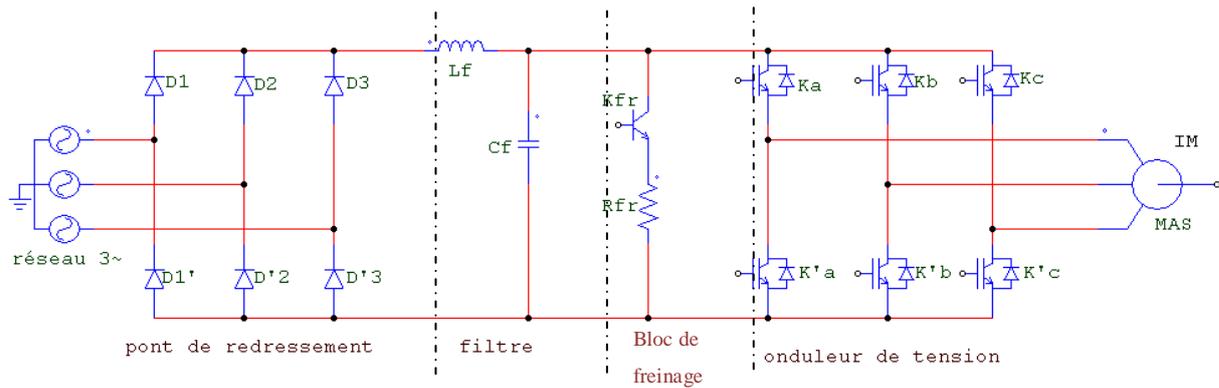


Fig. I.4 Association MAS-onduleur de tension

I.7.2 Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source alternative en une source continue. Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées [LAB98].

Ce type de redresseur comporte trois diodes à cathode commune (D_1 , D_2 et D_3) assurant l'aller du courant I_d , et trois diodes à anode commune (D'_1 , D'_2 et D'_3) assurant le retour du courant I_d . Il est schématisé par la figure (I-5).

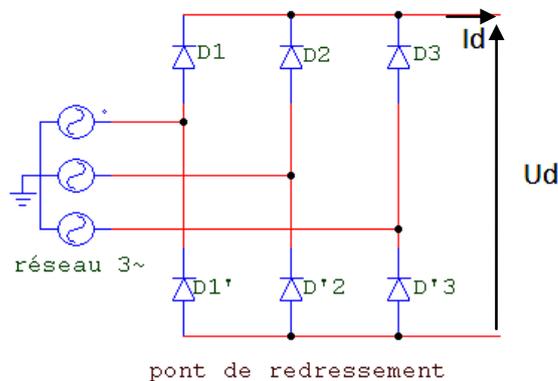


Fig. I.5 Redresseur triphasé à diodes double alternance

On suppose que la source triphasée d'alimentation est équilibrée, d'amplitude de tensions et de fréquence constantes. On néglige aussi les chutes de tension dues au phénomène d'empiètement anodique et aux pertes dans les diodes [LAB98], Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} v_1(t) = V_{\max} \cos wt \\ v_2(t) = V_{\max} \cos(wt - \frac{2\pi}{3}) \\ v_3(t) = V_{\max} \cos(wt - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (I-36)$$

la tension redressée à la sortie de redresseur, est donnée par [LAB98]

$$U_d(t) = \max[v_1(t), v_2(t), v_3(t)] - \min[v_1(t), v_2(t), v_3(t)] \quad (I-37)$$

sa valeur moyenne est donné par :

$$\overline{U_d} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{max} \quad (I-38)$$

Et son taux d'ondulation est donnée par:

$$\tau\% = \frac{U_{d\ max} - U_{d\ min}}{2\overline{U_d}} = 4\% \quad (I-39)$$

La tension redressée aura la forme schématisée par la figure (Fig. I.6):

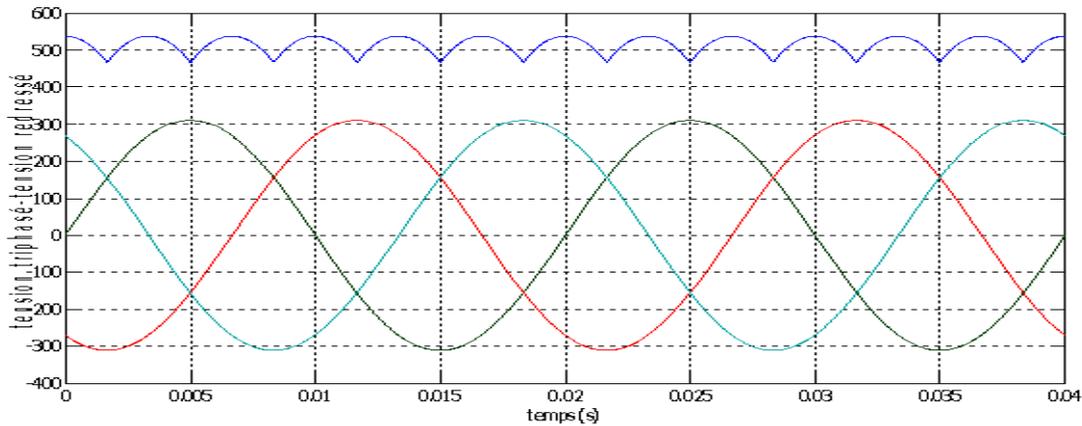


Fig. I.6 représentation de la tension redressé

La tension obtenue par ce redresseur présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtre pour diminuer ces ondulations.

I.7.3 Modélisation du filtre

Afin de réduire le taux d'ondulation de cette tension redressée, on utilise un filtre passe bas ($L_f C_f$), schématisé par la figure (Fig. I.7):

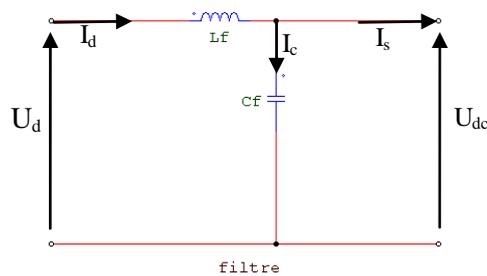


Fig. I.7 représentation d'un filtre passe bas

Ce filtre est modélisé par les équations suivantes :

$$\begin{cases} U_d(t) = L_f \frac{dI_d(t)}{dt} + U_{dc}(t) \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I_s(t)) \end{cases} \quad (I-40)$$

D'où la fonction de transfert du filtre ($I_s=0$):

$$F(s) = \frac{U_{dc}(s)}{U_d(s)} = \frac{1}{1+(s\sqrt{L_f C_f})^2} \quad (I-41)$$

C'est un filtre de deuxième ordre dont la pulsation de coupure est:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad [\text{rad/s}] \quad (I-42)$$

La détermination de L_f et C_f , se fait en imposant une fréquence de coupure inférieure à la fréquence de la première harmonique à éliminer de $U_d(t)$ [Tam06].

I.7.4 Modélisation de l'onduleur de tension :

L'onduleur de tension est un convertisseur statique permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences réglables à partir d'un réseau standard 220/380V, 50 Hz. Après redressement, la tension filtrée $U_{dc}(t)$ est appliquée à l'onduleur. [Had 02].

Les composants de l'électronique de puissances (interrupteurs) sont déterminés par les niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides, plus la puissance commutée est faible et inversement. A titre indicatif, les transistors MOSFET, sont considérés comme des composants très rapides mais de puissance relativement faible. Les transistors bipolaires sont moins rapides que les transistors MOSFET mais d'avantage plus puissants (quelques kHz à une dizaine de kW). Les transistors IGBT sont des composants de gamme standard (jusqu'à 20 kHz à une des dizaines de kW). Les thyristors GTO destinées aux application des grandes puissances et commutent très lentement et du type commandable à l'ouverture et à la fermeture; ce qui n'est pas le cas pour le thyristor classique [CAR 95] .

Le schéma structurel d'un tel onduleur triphasé à deux niveaux et de sa charge est illustré par la (Fig. I.8). Chaque groupe transistor-diode assemblé en antiparallèle forme un interrupteur bicommandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire à celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation .

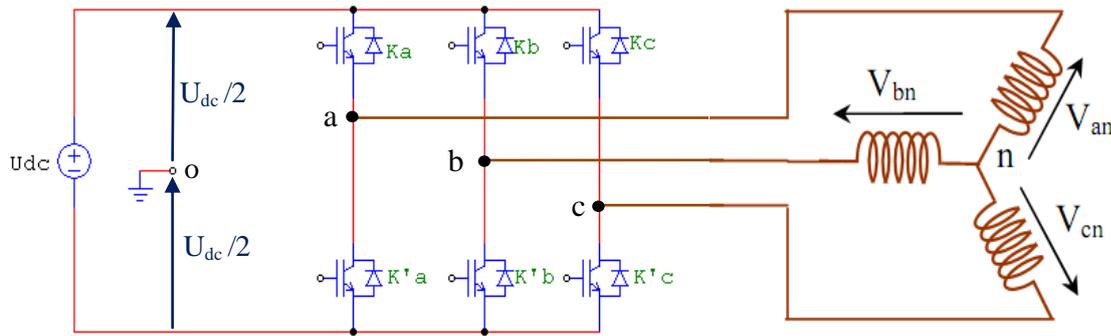


Fig. I.8 onduleur de tension triphasé à deux niveaux

Les couples d'interrupteurs (K_a et K'_a), (K_b et K'_b), (K_c et K'_c) doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part. Les six diodes antiparallèles sont des diodes de roue libre assurant la protection des transistors [H.FOC], [mich99].

Pour chaque bras, il y'a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne:

$S_{a,b,c} = 1$: Interrupteur du demi-bras **haut** (a,b ou c) fermé.

$S_{a,b,c} = 0$: Interrupteur du demi-bras **bas** (a,b ou c) fermé.

Pour simplifier l'étude, on supposera que [Tam06]:

- la commutation des interrupteurs est instantanée ;
- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable ;
- la charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

Les tensions composées U_{ab} , U_{bc} et U_{ca} sont obtenues à partir de ces relations :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{a0} - V_{b0} \\ U_{bc} = V_{b0} - V_{c0} \\ U_{ca} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases} \quad (I-43)$$

Tel que V_{a0} , V_{b0} et V_{c0} sont les tensions d'entrée de l'onduleur. Elles sont référencées par rapport à un point milieu « o » d'un diviseur fictif d'entrée

$$\begin{cases} V_{a0} = V_{an} + V_{n0} \\ V_{b0} = V_{bn} + V_{n0} \\ V_{c0} = V_{cn} + V_{n0} \end{cases} \quad (I-44)$$

Sachant que :

V_{an} , V_{bn} et V_{cn} sont les tensions simple de la machine. et V_{n0} est la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif « o ».

$$\text{Soit : } V_{jo} = V_j - V_0 = \begin{cases} \frac{U_{dc}}{2} & \text{si } K_j \text{ fermé } (S_j = 1) \\ -\frac{U_{dc}}{2} & \text{si } K'_j \text{ fermé } (S_j = 0) \end{cases} \quad j = a; b; c \quad (\text{I-45})$$

Le système V_{an} , V_{bn} et V_{cn} étant équilibré, donc :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{I-46})$$

La substitution de (I-46) dans (I-44) aboutit à :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{I-47})$$

En remplaçant (I-47) dans (I-44), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (\text{I-48})$$

L'équation (I-47) peut être réécrite se forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad \text{soit } [V_{jn}] = [T][V_{jo}] \quad (\text{I-49})$$

Nous avons exprimés V_{an} , V_{bn} et V_{cn} considérées comme des tensions de sortie de l'onduleur en fonction de V_{ao} , V_{bo} , V_{co} comme tensions d'entrée, et par conséquent la modélisation de l'onduleur par la matrice [T].

En substituant les valeurs de V_{jo} de (I-45) dans le système (I-49) on obtient les tensions aux bornes de la charge en fonction des valeurs booléennes des états des interrupteurs :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} ; \quad [V_{jn}] = U_{dc} [T][S_j] \quad (\text{I-50})$$

I.8 Commande de l'onduleur de tension

L'objectif de la commande de l'onduleur de tension consiste, à envoyer des séquences d'amorçage et de blocage aux semi-conducteurs de l'onduleur. Les modalités d'implantation et les principes utilisés pour déterminer les instants de commande sont très variés . Les deux principales familles de commande des convertisseurs statiques sont [F.LAB] [BEL 05] [DAM 04]:

- la commande par hystérésis,
- la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

I.8.1 La technique de commande par hystérésis

C'est une technique très simple à implanter. Elle s'intéresse directement au contrôle du courant, Le principe de contrôle des courants par hystérésis consiste à maintenir chacun des courants générés dans une bande enveloppant les courants de référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation . La figure (Fig. I.9) présente le schéma de principe de cette technique .

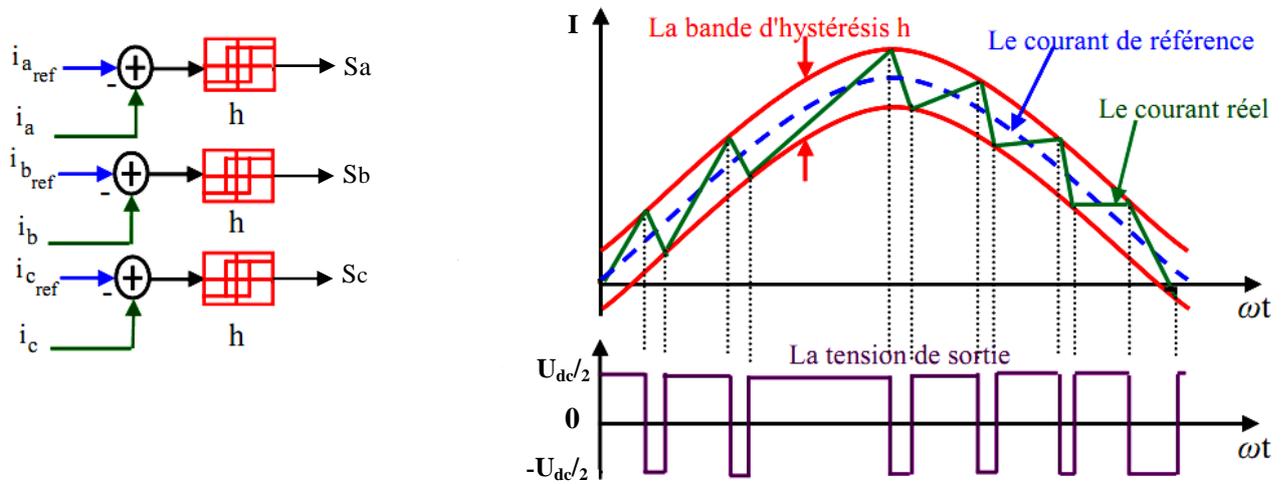


Fig. I.9 Représentation de contrôle de courant par la technique à hystérésis

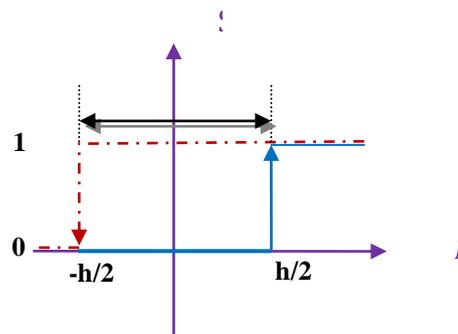
Les courants de référence sont donné par :

$$\begin{cases} I_{a_{ref}}(t) = I_{\max} \cos \omega t \\ I_{b_{ref}}(t) = I_{\max} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ I_{c_{ref}}(t) = I_{\max} \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (I-51)$$

Ces courants de référence sont comparés avec ceux des phases de chaque bras de l'onduleur, la différence entre le courant de référence $I_{j_{ref}}(t)$ et le courant mesuré $I_j(t)$, c'est l'écart du courant $I_{j_e}(t)$ appliqué à l'entrée du bloc de l'hystérésis qui fournit le signal logique(1 ou 0). comme montre la figure ci-contre

$$\begin{cases} \text{si } I_{j_e}(t) \geq \frac{h}{2} & \text{alors } S_j = 1 \\ \text{si } I_{j_e}(t) \leq -\frac{h}{2} & \text{alors } S_j = 0 \end{cases}$$

h : est la bande d'hystérésis



La bande d'hystérésis est choisie de façon à ne pas dépasser la fréquence de commutation admissible des semi-conducteurs utilisés et à minimiser les harmoniques des courants [DAM 04].

Tests de simulation :

Dans cette partie d'étude, nous sommes intéressés à l'influence de la bande d'hystérésis sur les performances de la machine à induction surtout au niveau de la vitesse, couple, et la forme des courants ainsi la fréquence de commutation des interrupteurs pour cela nous avons simulé l'ensemble machine-onduleur à vide puis en charge à partir de l'instant $t=1s$ jusqu'à $t= 2s$ sous un couple résistant de valeur $C_r=5$ N.m. Ces tests ont été effectués pour deux différentes bandes d'hystérésis sont $h=0.8=[-0.4 ; 0.4]$ et $h=0.2=[-0.1 ; 0.1]$.

Les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe A.

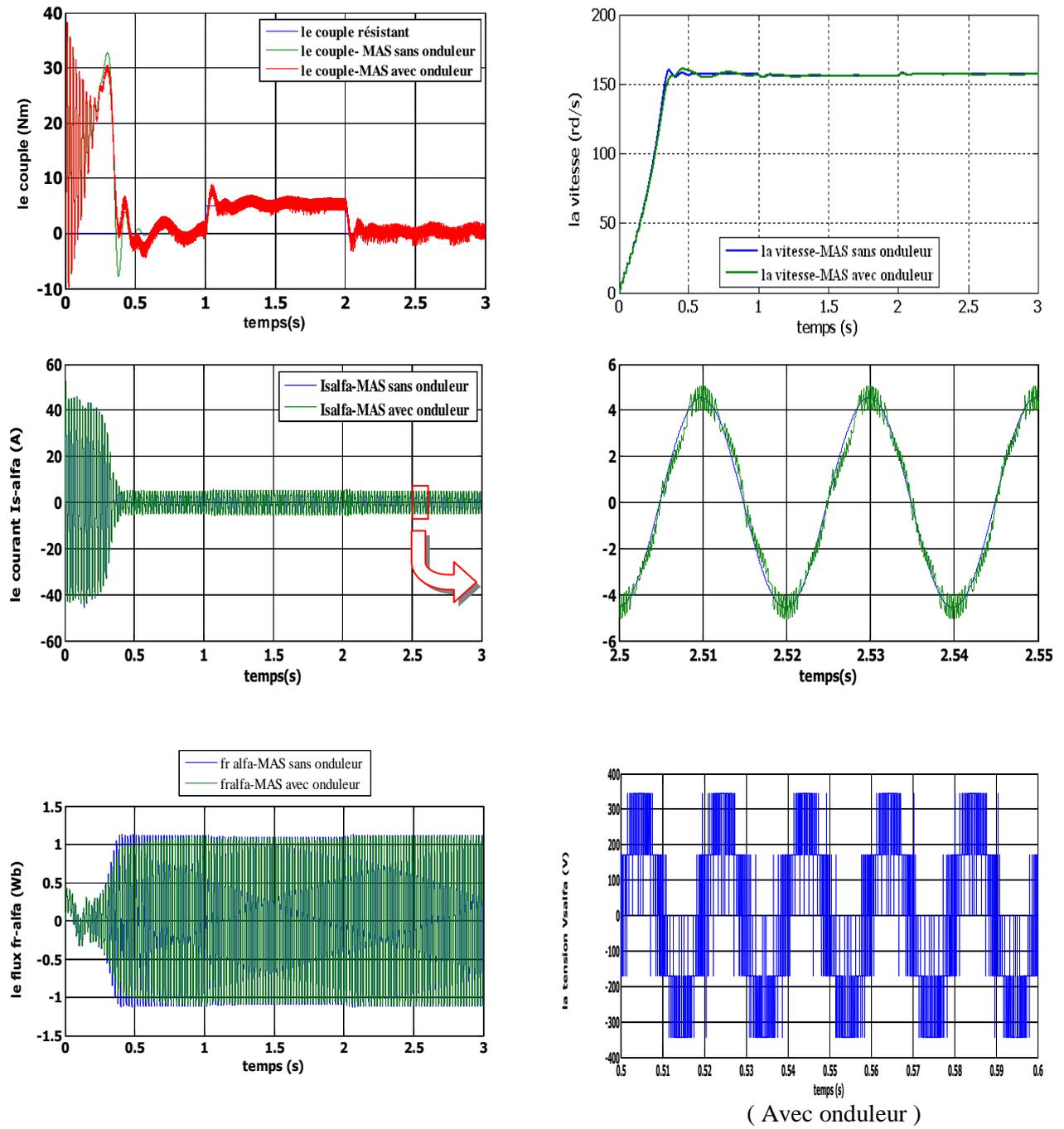


Fig. I.10 Résultats de simulation de la MAS alimentée par un onduleur de tension Commandé par hystérésis (la bande d'hystérésis $h=0.8$) dans un référentiel lié au stator (α - β)(Boucle ouverte).

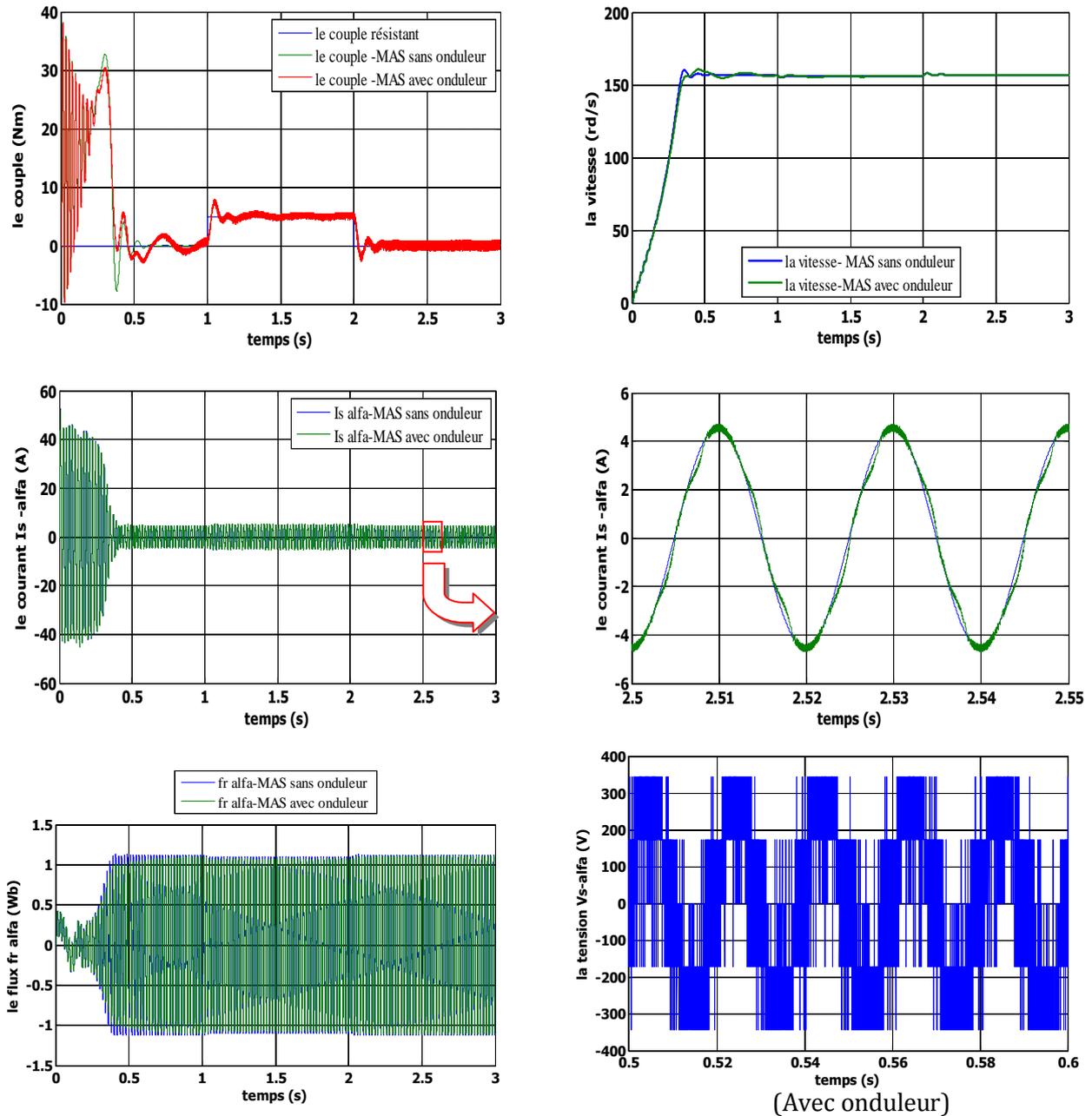


Fig. I.11 Résultats de simulation de la MAS alimentée par un onduleur de tension Commandé par hystérésis (**la bande d'hystérésis $h=0.2$**) dans un référentiel lié au stator (α - β), (Boucle ouverte).

Interprétation des résultats de la simulation :

Les figures (Fig. I.10; Fig. I.11) montrent les résultats obtenus par un contrôle à hystérésis.

On constate les remarques suivantes:

- la réponse de vitesse pour la MAS alimentée directement par réseau ou par un onduleur de tension, se stabilise à 157rd/s dans un temps d'établissement de 0.4s après un régime transitoire à vide où la vitesse augmente linéairement, (le moteur possède 2 paires de pôles).

- Le couple électromagnétique transitoire présente une composante pulsante qui atteint 2 fois le couple nominale, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique. Après la disparition du régime transitoire il stabilise à sa valeur de référence.
- Ce qui concerne les réponses de courant, nous constatons qu'il ya un fort appel de courant dans le régime transitoire et qui atteint 5 fois environ le courant nominal puis suit le courant de référence en régime permanent. Dans le fonctionnement à vide du moteur il ya un courant correspondant au comportement inductif de moteur. La diminution de la bande d'hystérésis permet d'améliorer la forme de courant et minimise les pulsations du couple mais provoque une augmentation très importante de la fréquence de commutation.
- Le contrôle par hystérésis force le courant de chaque phase à être supérieur ou inférieur par rapport à leur courant de référence qui résulte la commutation de la tension de phase entre $\frac{U_{dc}}{2}$ et $-\frac{U_{dc}}{2}$.
- La fréquence de commutation des interrupteurs dépend de la tension continue appliquée à l'entrée de l'onduleur, du niveau de la f.e.m. qui dépend de la vitesse de rotation, de l'inductance de fuite du stator et de la bande d'hystérésis h .
- On note que les pertes de commutation de l'onduleur sont proportionnelles à cette fréquence qui est directement proportionnelle à la tension continue et inversement proportionnelle à la bande d'hystérésis [Dja09].
- On note aussi que, plus la largeur de la bande d'hystérésis est petite, plus la fréquence de commutation des interrupteurs est grande, et donc, les harmoniques des courants sont de haute fréquence, et par conséquent, leur filtrage est facile.
- On note que la commande par hystérésis conduit à des fonctionnements à fréquence variable, ce qui peut être indésirable, en particulier pour des raisons de dimensionnement. Il est alors fréquent de recourir à la commande MLI à fréquence fixe.

I.8.2 La technique de commande par MLI:

La modulation de largeur d'impulsions consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former une succession de créneaux de largeurs convenables.

La MLI utilise le principe d'intersection entre une référence sinusoïdale de fréquence f_m appelé modulante, et un signal triangulaire de haut fréquence f_p appelé la porteuse, afin de déterminer les instants de commutation.

Les paramètres essentiels de la MLI sont :

- L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de la porteuse à la fréquence du modulante. $m = \frac{f_p}{f_m}$.
- Le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence (V_m) à la valeur crête de l'onde de la porteuse (V_p). $r = \frac{V_m}{V_p}$

La valeur maximale du fondamentale de la tension de phase à la sortie de l'onduleur vaut exactement: $V_{1max} = r \frac{U_{dc}}{2}$

Le schéma de principe et les signaux de commande sont donnés par les figures suivantes :

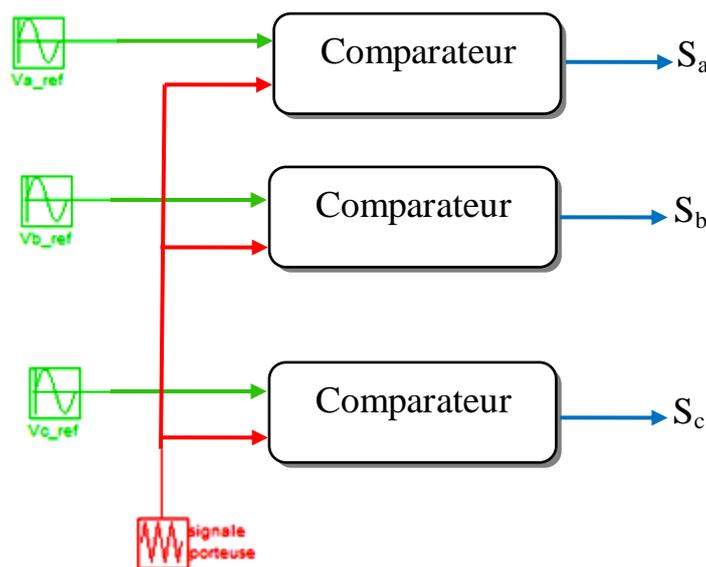


Fig. I-12 schéma de principe de la MLI sinus-triangle

Les objectifs principaux d'une MLI sont les suivants [[Khe01][HAS 09]:

- Repousse les harmoniques de la tension de sortie vers des fréquences élevées, ce qui facilite le filtrage.
- Le réglage de la tension de sortie.

- Obtention dans la charge des courants dont la variation est proche de la sinusoïde par le contrôle de l'évolution des rapports cycliques, et grâce à la fréquence des commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence de sortie.
- Minimisation des oscillations sur la vitesse, le couple et les courants; Ce qui permettra de réduire la pollution en harmonique dans le réseau électrique avec minimisation des pertes et donc amélioration du rendement.

La figure (Fig. I.13) représente le principe de la commande par MLI sinus-triangle dont $r = 0.9$ et $m = 40$.

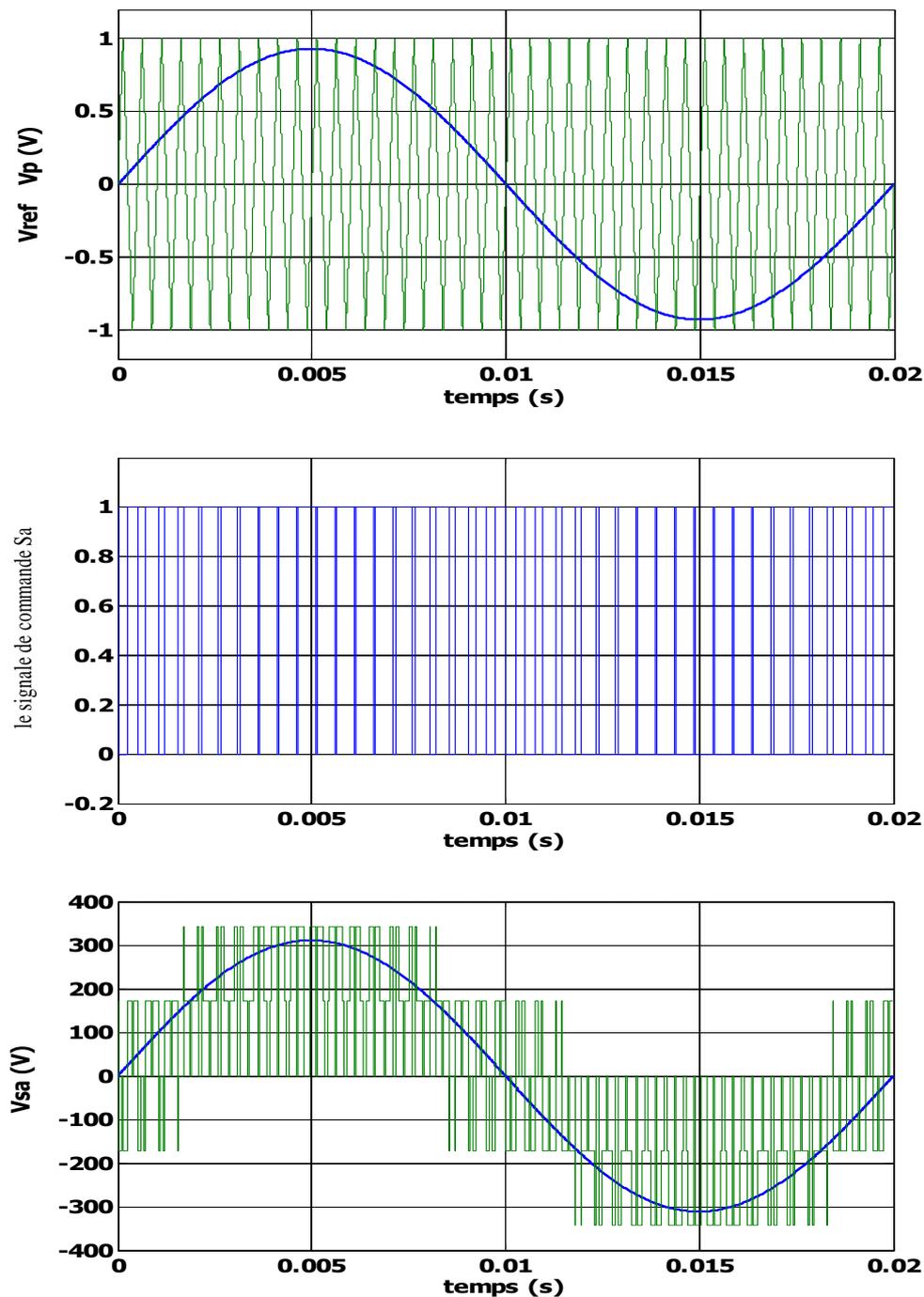


Fig. I.13 Principe de la génération de MLI sinus-triangle.

Tests de simulation :

Dans cette partie d'étude nous avons associé à la MAS un onduleur de tension sous une commande MLI pour différentes valeurs de l'indice de modulation, afin de visualiser l'effet de la fréquence de commutation sur les performances de la machine surtout au niveau de la vitesse, le couple, et la forme de courant. Pour cela, nous avons appliqué un couple de charge nominale de valeur $C_r = 20 \text{ Nm}$ à l'instant $t = 1 \text{ s}$ pendant une durée de 1 s. Ces tests ont été effectués pour trois valeurs différentes de l'indice de modulation.

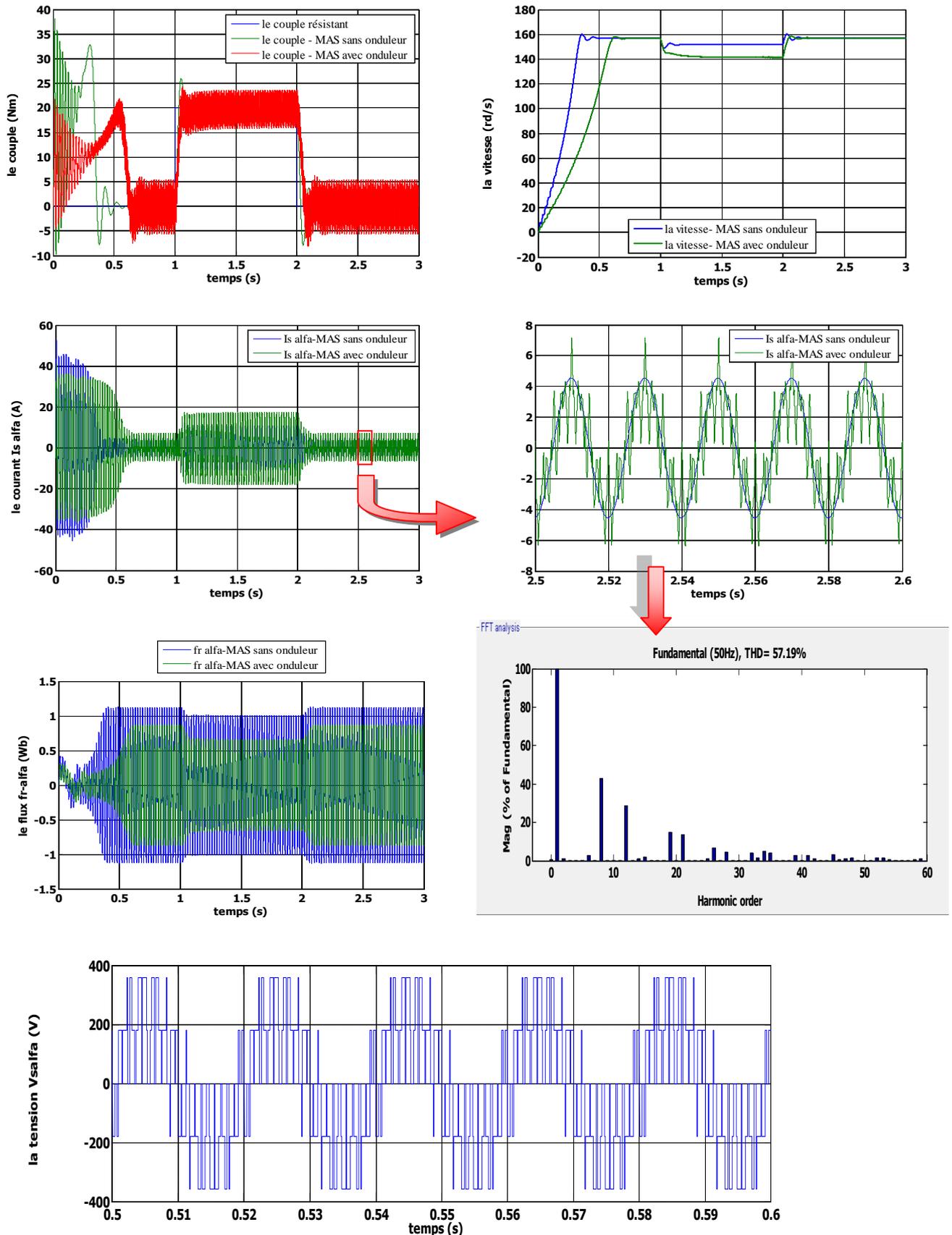


Fig. I.14 Résultats de simulation de la MAS alimentée par un onduleur de tension
 [m = 10, r = 0.9] dans un référentiel lié au stator (α - β).

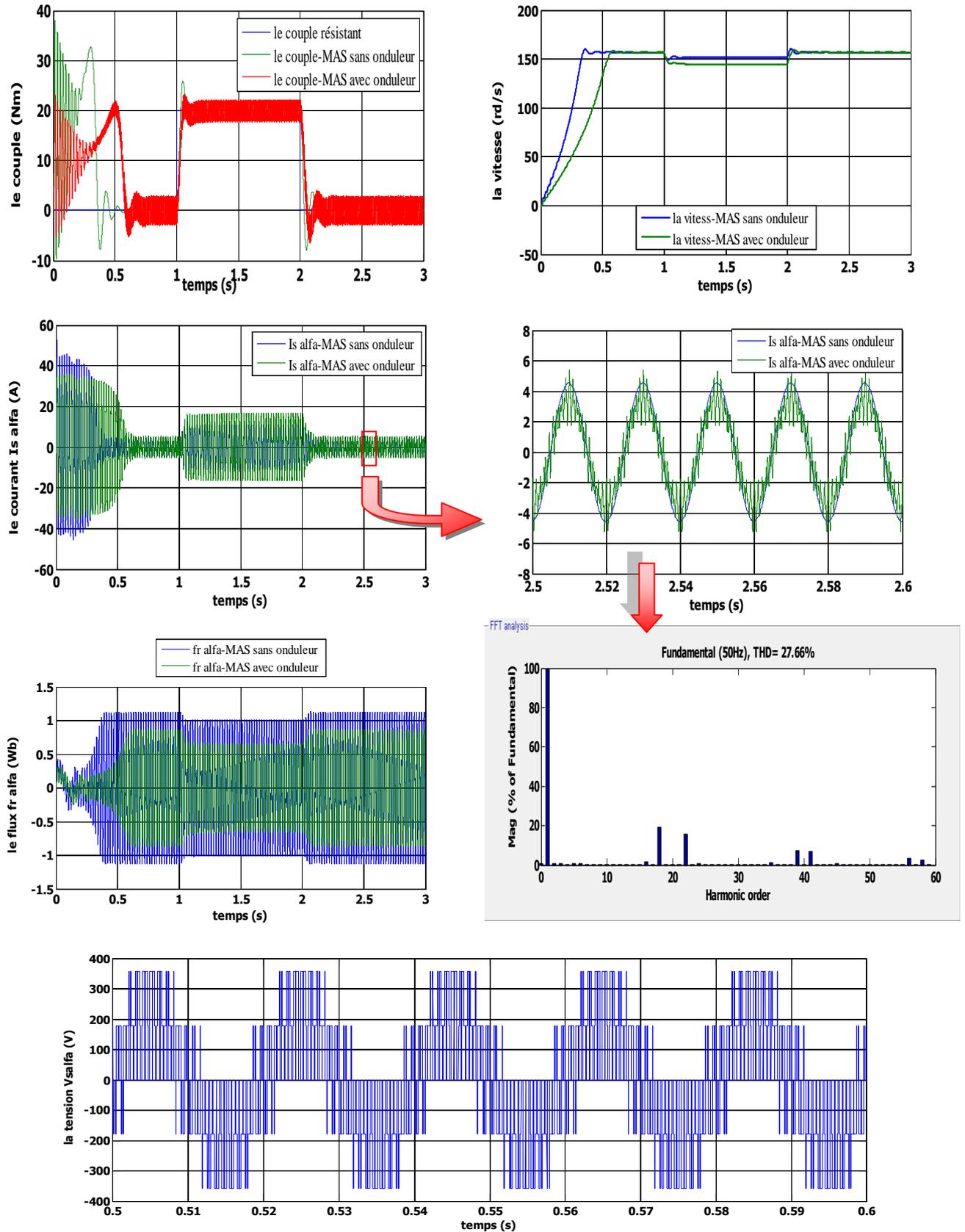


Fig. I.15 Résultats de simulation de la MAS alimentée par un onduleur de tension [m = 20, r = 0.9] dans un référentiel lié au stator (α - β).

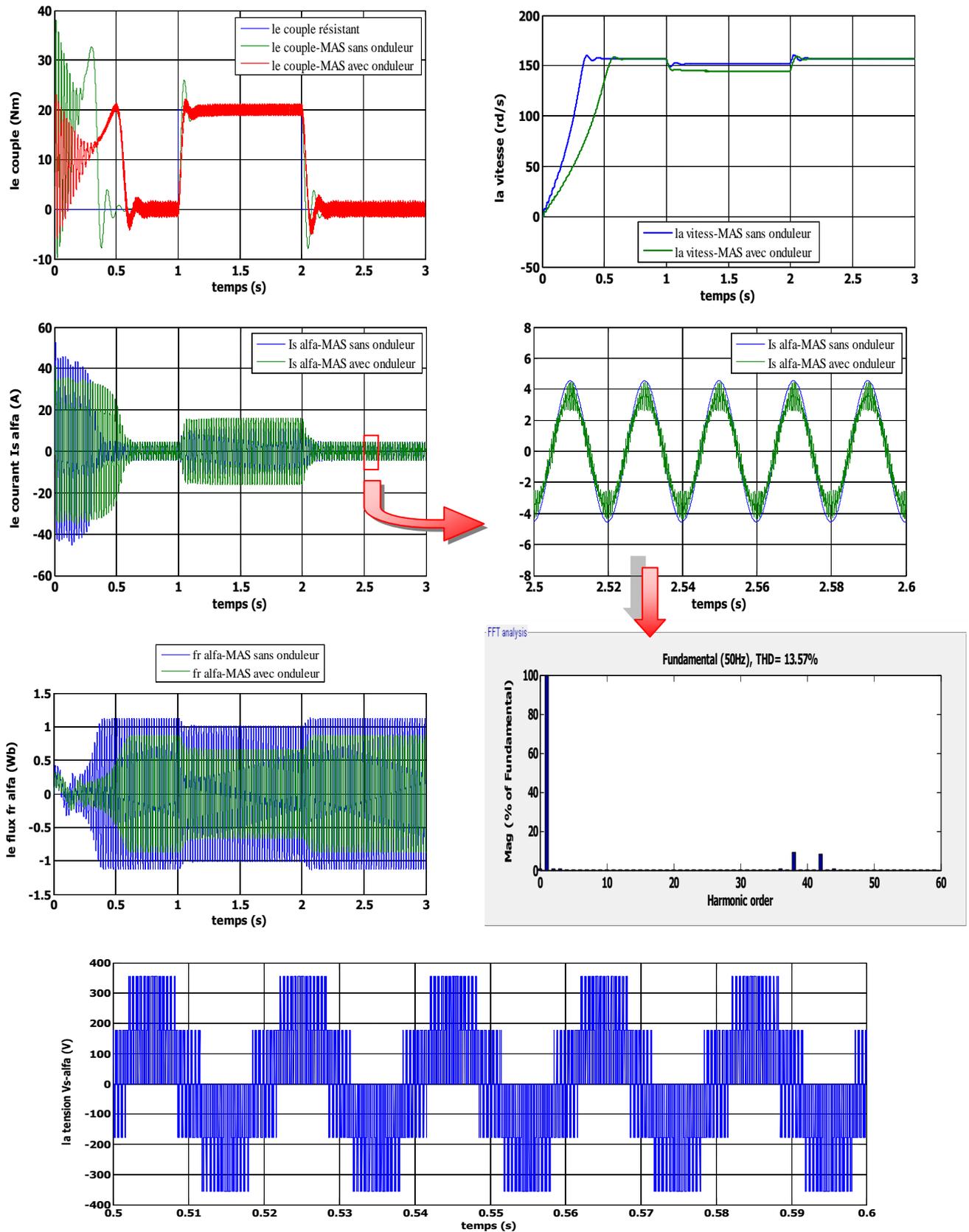


Fig. I.16 Résultats de simulation de la MAS alimentée par un onduleur de tension [m = 40, r = 0.9] dans un référentiel lié au stator (α - β).

Interprétation des résultats de simulation:

Les remarques les plus importantes sont :

La de réponse de la vitesse ainsi que celle du couple pour une MAS alimentée directement par un réseau triphasé équilibrée est très rapide par rapport à celle alimentée par un onduleur, à cause d'une diminution de la valeur efficace de la tension qui alimente la machine.

L'absence de régulation de la vitesse (test en boucle ouverte) provoque une diminution importante de la vitesse lors d'application d'une charge pour l'ensemble MAS-onduleur.

Les oscillations au niveau du couple sont dues essentiellement au convertisseur statique, car la conversion continue alternative fait apparaître des harmoniques au niveau des tensions de sortie et des courants qui influent directement sur la forme du couple. On peut diminuer ces oscillations en augmentant la fréquence de commutation des interrupteurs; ce qui permet de minimiser le taux d'harmoniques.

On note que l'augmentation de la fréquence de commutation provoque l'augmentation les pertes joule (l'échauffement des composants de puissance).

I-9 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons décrit la modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur de tension triphasé. Le modèle de la machine a été établi dans le cadre de la théorie de Park, en passant du système réel triphasé au système biphasé équivalent. Cela simplifie considérablement la résolution des équations de la machine asynchrone. Ensuite nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone associée à un onduleur de tension commandé une fois par la technique d'hystérésis et d'autre fois par la modulation de largeur d'impulsion .

Les résultats obtenus montrent la validité du modèle, mettent en évidence les performances de la machine associée aux techniques hystérésis et MLI.

Pour obtenir des performances dynamiques élevées de la machine en boucle fermé, nous allons adopté la commande directe de couple (DTC) qui sera détaillé dans le chapitre suivant .