

Mémoire de Magister

Mr Ahmed AMRANE

Thème:

**Commande robuste sans capteur mécanique d'une machine asynchrone
couplée à un générateur photovoltaïque.**

Résumé :

Le travail présenté dans ce mémoire apporte, entre autres, une contribution à la commande robuste sans capteur mécanique de Machine Asynchrone(MAS) alimentée par onduleurs de tension couplé à un générateur photovoltaïque.

La machine asynchrone à cage, traditionnellement conçue pour les applications à vitesse constante, est devenue, avec l'évolution de l'électronique de puissance et la maîtrise de la commande vectorielle ou de la commande directe du couple, la machine la plus utilisée pour les entraînements à vitesse variable. Cette machine présente l'avantage d'être plus robuste et moins coûteuse, à puissance égale, que les autres machines. Cependant, elle présente des inconvénients, tels que : la perte d'observabilité de la vitesse à faible vitesse, la sensibilité de la commande aux variations des paramètres électriques de la machine. Ce qui a permis l'ouverture de différents axes de recherche en commande et en alimentations. [Bou.s 11][Had 10]

La venue des nouvelles sources dites renouvelables a facilité l'introduction de la MAS dans la production d'énergie et surtout pour la traction électrique. Parmi ces énergies, l'énergie photovoltaïque donne un système performant en l'associant à une MAS [Bou.s 11] [Bou.A 08] [Mao 05] [Luz 08]. Cette association donne naissance à diverses applications nouvelles, performantes, fiables et surtout robustes.

Pour ces raisons ; nous optons dans notre travail de recherche, à l'élaboration d'une commande robuste sans capteurs mécaniques d'une machine asynchrone couplée à un générateur photovoltaïque. Deux objectifs principaux sont visés ; le premier a pour ambition l'étude et l'élaboration d'une commande sans capteurs basée sur les algorithmes de la logique floue en utilisant un estimateur de vitesse, le deuxième s'intéresse à l'introduction de la machine dans un système photovoltaïque en maintenant les mêmes performances.

Afin de remédier au problème du couplage, nous optons pour la commande vectorielle à flux constant. Pour contribuer à l'amélioration de la commande, nous traitons les concepts théoriques des modèles mathématiques de la commande floue, en mettant la lumière sur les performances du contrôleur à logique floue (FLC). Ce dernier donne des résultats plus performants que ceux d'un régulateur PI. [Bag 99] [Bel 05].

La présence de capteurs mécaniques induit une augmentation du volume et du prix de la machine, sans omettre les difficultés d'installation et la perte de fiabilité, en particulier, pour les machines de petite taille [Che 09] [Fez 09]. Dans notre étude, nous avons introduit un estimateur de vitesse du type MRAS (Model Référence Adaptive System). Ce dernier va remplacer le capteur mécanique sans pour autant changer la dynamique de notre machine.

La dynamique du contrôle vectoriel devient de plus en plus efficace avec une bonne connaissance des paramètres de la machine, car la variation de ces derniers, en particulier la constante de temps rotorique, dégrade les performances de la commande et peut mener, dans certains cas, à des fonctionnements instables[Bou.A 07] [Fez 09].[Bla71],[Bla72],[Fu91] ,[Bar93],[Trz94],[Mat94].

La combinaison du FLC et MRAS a donné naissance à une nouvelle commande très robuste sans capteur mécanique avec estimation en temps réel de la vitesse et de la constante de temps rotorique.

Pour coupler la MAS à un générateur photovoltaïque (PV), on utilise le modèle à deux exponentielles. Ce dernier est le modèle le plus adapté pour une simulation adéquate du fonctionnement des cellules solaires, car il permet d'obtenir des caractéristiques très proches de celles du générateur photovoltaïque réel, ce qui nous permet de valider notre modélisation [Bou.s 11] [Had 10] [Sma 09]. Ensuite nous réalisons une commande de ce dernier par un algorithme dit MPPT (Poursuite du Point de Puissance Maximale), en se basant sur la logique floue. Nous terminons notre mémoire par la connexion des différents organes du système photovoltaïque avec la machine asynchrone.

Le travail effectué dans ce mémoire, présente une nouvelle approche qui permet d'améliorer les performances de la cascade par rapport aux méthodes classiques, du point de vue robustesse vis-à-vis de l'application : couple de charge, inversion de sens de la vitesse et la variation de la constante de temps rotorique.

Mots clés: machine asynchrone, commande vectorielle, estimateur MRAS, commande sans capteur, Système Photovoltaïque, Poursuite du Point de Puissance Maximale(MPPT), Contrôleur Flou.

Directeur de mémoire : Dr A. Larabi.

1. Introduction

Pour atteindre nos objectifs, nous structurons notre travail comme suit:

La première partie est consacrée à la modélisation de la machine asynchrone et son alimentation en utilisant les transformations de Clarke et de Park. Le choix de la représentation complexe permet une simplification de l'écriture.

Dans la deuxième partie, nous présentons la technique de commande par orientation de flux et l'introduction d'un régulateur classique, pour la vitesse, de type PI. Ensuite, la technique de commande sans capteur avec application pour le réglage de vitesse de la machine asynchrone sera développée.

Afin d'améliorer les performances de notre commande, nous introduisons dans la troisième partie, la technique de la régulation floue. Ensuite, pour éliminer l'effet de la variation de la constante du temps rotorique sur les techniques étudiées, nous introduisons l'estimation en temps réel de la constante du temps rotorique.

Dans la quatrième partie, nous présentons les concepts de base de l'énergie solaire, et les techniques utilisées pour optimiser son utilisation. Nous nous intéressons, ensuite à décrire la production d'électricité grâce à l'effet photovoltaïque. Nous étudierons aussi l'influence des paramètres météorologiques.

Une conclusion générale donnera une synthèse du travail effectué, et résumera les principaux résultats obtenus, ainsi que les perspectives envisagées pour d'éventuelles améliorations.

2. Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone

L'idée générale consiste à élaborer un modèle, qui sera utilisé dans la suite du mémoire, représentant les différents fonctionnements de la machine. Il permettra, en outre, de tester les différents régulateurs.

Le schéma descriptif de la machine asynchrone alimentée en tension est représenté par la figure (1) [Bag05].

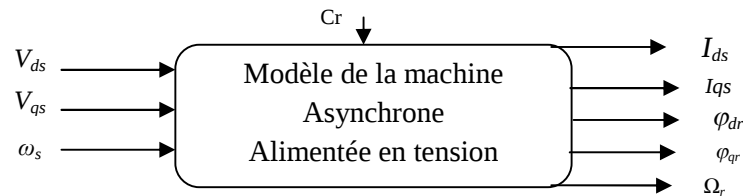


Figure (1) Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée et commandée en tension.

En boucle ouverte, nous considérons d'une part, les tensions statoriques (V_{ds} , V_{qs}), et la pulsation ω_s comme variables de commande et d'autre part, les courants statoriques (i_{ds} , i_{qs}), les flux rotoriques (ϕ_{dr} , ϕ_{qr}) et la vitesse mécanique Ω_r comme variables d'état. La représentation d'état du modèle mathématique de la machine asynchrone dans le repère lié au champ tournant est donnée par la forme matricielle suivante [Bar 93]: $[\dot{X}] = [A][X] + [B][U]$

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{-R_{sm}}{\sigma L_s} & \omega_s & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r \\ \omega_s & \frac{-R_{sm}}{\sigma L_s} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega_r) \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & (\omega_s - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad [B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$[X]$: Vecteur d'état, $X = [i_{ds} i_{qs} \phi_{dr} \phi_{qr}]^t$

$[U]$: Vecteur de commande, $U = [V_{ds} V_{qs} 0 0]^t$

La combinaison des équations de la machine, nous donne le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} i_{ds} = \frac{1}{\sigma L_s} [-R_{sm} i_{ds} + \omega_s \sigma L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r T_r} \Phi_{dr} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \Phi_{qr} + V_{ds}] \\ \frac{d}{dt} i_{qs} = \frac{1}{\sigma L_s} [-R_{sm} i_{qs} - \omega_s \sigma L_s i_{ds} - \frac{L_m}{L_r T_r} \Phi_{qr} - \omega_r \frac{L_{sr}}{L_r} \Phi_{dr} + V_{qs}] \\ \frac{d}{dt} \Phi_{dr} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qr} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} \\ C_{em} = \frac{p L_m}{L_r} (i_{qs} \Phi_{dr} - \Phi_{qr} i_{ds}) \\ \frac{d}{dt} \Omega_r = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - K_f \Omega_r) \end{array} \right. \quad (2)$$

Avec : $R_{sm} = R_s - \frac{L_m^2}{L_s T_r}$, $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ et $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$

Le modèle de la machine dans le repère de Park est non linéaire à cause de la présence de vitesse de rotation dans les équations électriques du système d'état.

3. Association de la MAS à un onduleur triphasé à deux niveaux

L'alimentation directe de la machine asynchrone à partir du réseau ne permet pas la variation de la vitesse de rotation. A cet effet, nous intégrons un onduleur à deux niveaux (figure (2)) contrôlé par la technique « triangulo-sinusoïdale » MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion). Le contrôle direct des signaux de commande des interrupteurs permet d'imposer le profil désiré de la tension aux bornes du moteur et par conséquent celui de sa vitesse de rotation.

L'onduleur de tension est un convertisseur statique continu-alternatif. Il permet d'obtenir par un jeu d'interrupteurs une tension alternative à partir d'une source de tension continue, et en même temps d'imposer à la machine des ondes de tension à amplitudes et fréquences variables. La tension filtrée U_{df} est appliquée à l'onduleur [Seg 89].

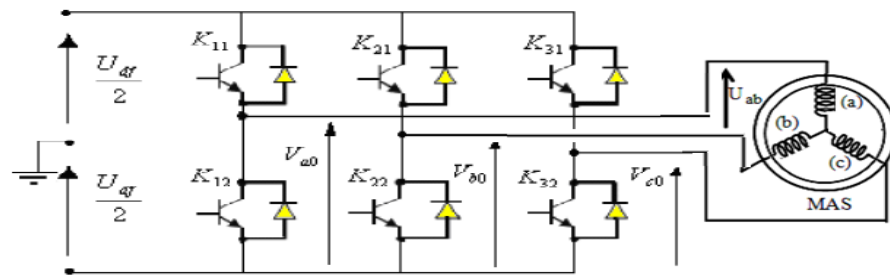


Figure (2) : Schéma de l'onduleur de tension.

L'onduleur est le cœur de l'organe de commande de la MAS, et peut être considéré comme un amplificateur de puissance [Seg 89], [Tam 06]. La commande vectorielle est l'une des commandes adaptée et elle sera étudiée dans le prochain point.

4. Commande vectorielle à flux orienté de la machine asynchrone

L'objectif de la commande vectorielle est d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu, pour simplifier sa commande [Tam 06], [Bos 86].

L'orientation du flux rotorique offre plusieurs avantages [Bou.A 07] [Yah 11][Bag 05] pour cela, elle sera adoptée dans notre travail.

Donc, en tenant compte de la condition ($\phi_{dr} = \phi_r$ et $\phi_{qr} = 0$) et les tensions V_{ds} et V_{qs} , le modèle donné par les équations (2) s'exprime :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left[-R_{sm} i_{ds} + \omega_s \sigma L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r T_r} \Phi_{dr} \right] \\ V_{qs} = \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{qs} - \frac{1}{\sigma L_s} \left[-R_{sm} i_{qs} - \omega_s \sigma L_s i_{ds} - \frac{L_m}{L_r T_r} \Phi_{qr} - \omega_r \frac{L_{sr}}{L_r} \Phi_{dr} \right] \\ \frac{d}{dt} \Phi_{dr} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} \\ \omega_s = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{qs}}{\Phi_{dr}} + \omega_r \\ C_{em} = \frac{p L_m}{L_r} i_{qs} \Phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \Omega_r = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - K_f \Omega_r) \end{array} \right. \quad (3)$$

On constate que le flux rotorique ne dépend que du courant statorique i_{ds} et que le couple électromagnétique ne dépend que du courant quadratique i_{qs} .

Dans le but d'éliminer l'influence de V_{ds} et V_{qs} à la fois sur i_{ds} et i_{qs} [Bar 93], nous procédons, dans notre étude, à un découplage des tensions.

5. Techniques d'orientation du flux rotorique :

Il existe deux approches pour la détermination de la phase du flux à orienter θ_s , ainsi que son amplitude Φ :

La première, appelée la commande directe, consiste à déterminer la position et le module du flux. Pour cela deux procédés sont utilisés à savoir la mesure du flux dans l'entrefer à l'aide de capteur et l'estimation de flux à l'aide de modèles mathématiques.

À l'encontre de la méthode directe, la méthode indirecte adoptée dans notre travail, est basée sur l'estimation de la position du flux à partir du modèle de la machine, en inversant le modèle en flux de la machine. L'angle de Park θ_s est calculé à partir de la pulsation statorique, reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique ω_r [Bag 05].

Le schéma de principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté par la méthode indirecte, est représenté sur la figure (3).

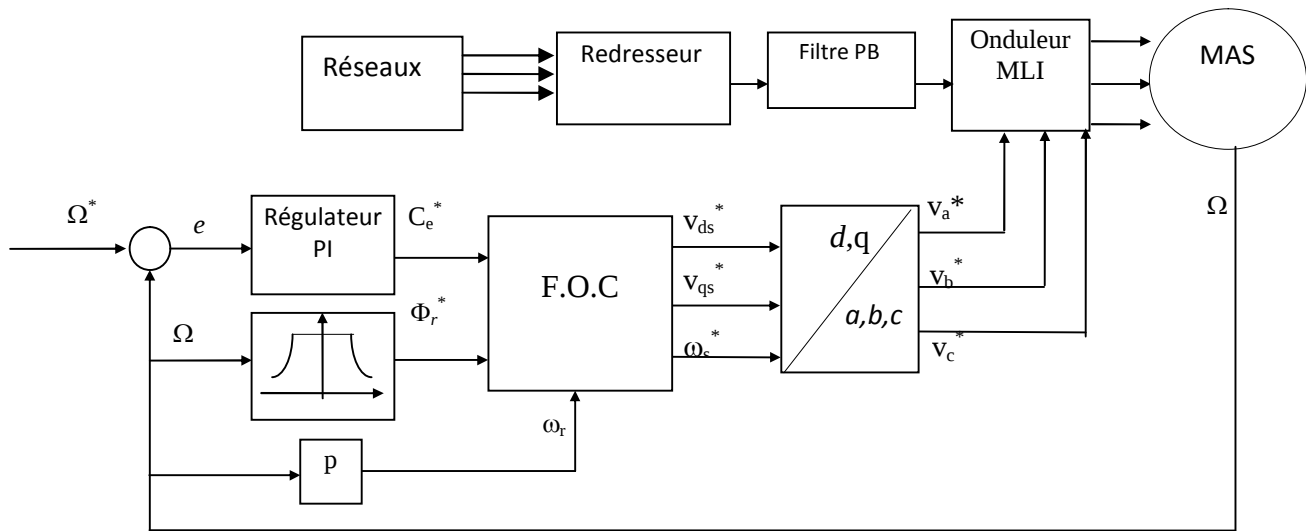


Figure (3) schéma bloc de la commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse.

Dans le but d'observer la dynamique de la machine utilisant une commande vectorielle à flux rotorique orienté avec capteur de vitesse, on effectuera les deux tests suivants :

- un fonctionnement à vide avec application d'une vitesse de référence égale à la vitesse nominale $\Omega_{ref} = 100 \text{ rad/s}$ et un flux de référence $\Phi_{ref} = 1 \text{ Wb}$ (figure(4)).
- A flux constant avec une référence de vitesse $\Omega_{ref} = 100 \text{ rad/s}$ et un flux rotorique $\Phi_{ref} = 1 \text{ wb}$, effectué pour démarrage à vide avec application d'un couple de charge de 10 N.m entre 1s et 2.5s figure (5).

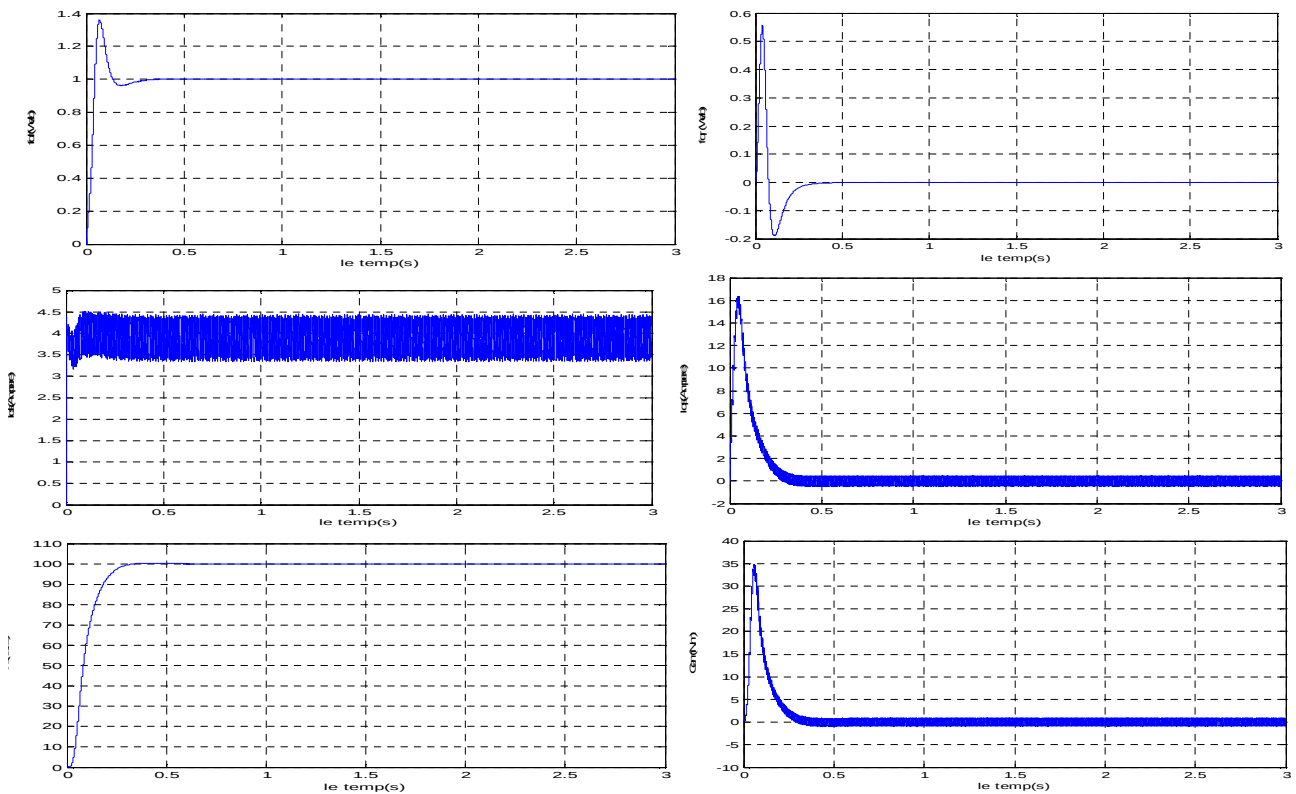


Figure (4): Commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone avec capteur de vitesse.

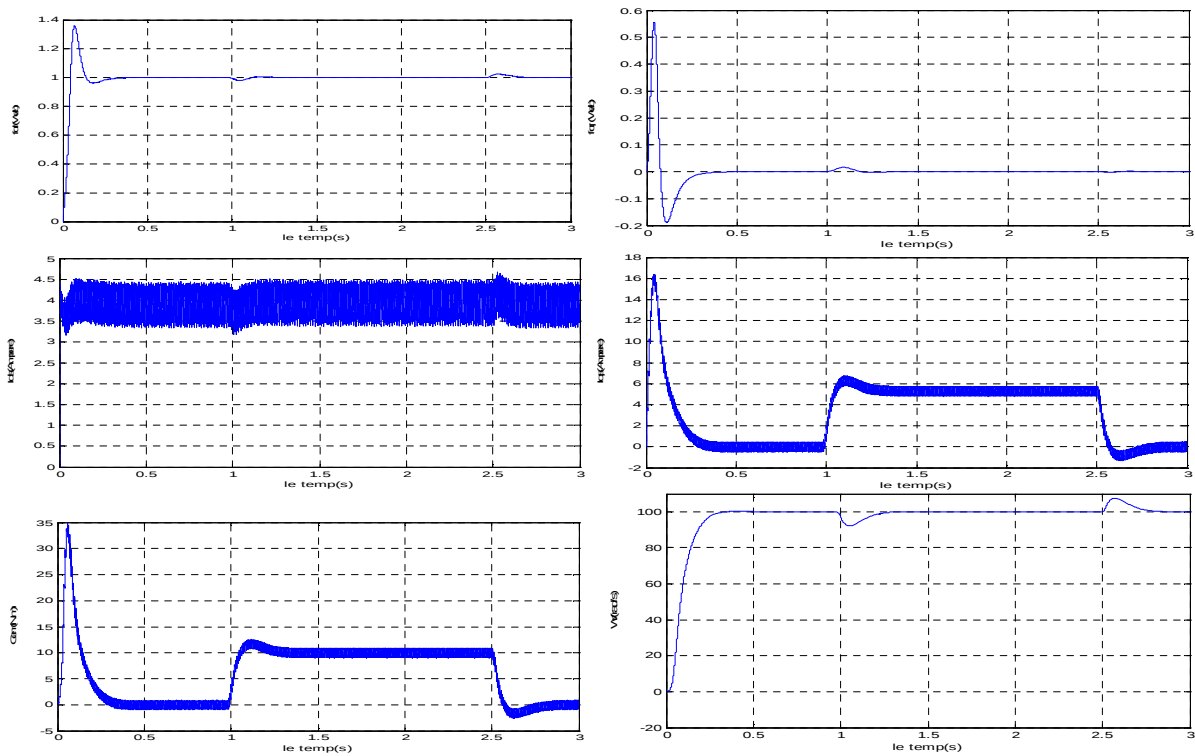


Figure (5): Commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone avec capteur de vitesse : application d'un couple de charge nominal de 10 N.m entre ($t=1s$ et $t=2.5s$).

Nous remarquons sur la figure (4) que la vitesse augmente jusqu'à la valeur de consigne choisie (100rad/mn) dans le temps qu'on a fixé par le régulateur de vitesse (0.35 s). Le flux rotorique s'établit à la valeur 1 Wb avec un léger dépassement qui n'affecte l'évolution de la vitesse au démarrage. Le courant en quadrature et le couple présentent la même forme de variation.

L'application d'un couple de charge de 10 N.m figure (5), conduit à une augmentation du couple jusqu'à 10 N.m, et une diminution légère de la vitesse de rotation, qui revient à sa valeur de consigne après une courte durée par l'effet de régulation. Le courant atteint sa valeur nominale. Le flux n'est pas affecté par la variation du couple.

Ces résultats démontrent que le découplage souhaité entre le couple et le flux est réalisé.

6. Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la Machine Asynchrone

Il existe plusieurs méthodes qui peuvent déterminer la vitesse sans l'utilisation d'un capteur, parmi lesquelles, nous citons, le filtre de Kalman, l'observateur de Luenberger et l'estimateur MRAS.

Dans notre étude, nous choisissons la méthode développée par Schauder [Sch 92] connue sous le nom d'origine anglo-saxonne *Model Référence Adaptive System* (MRAS).

Le principe d'estimation MRAS (figure (6)), repose sur la comparaison des grandeurs obtenues de deux façons différentes, d'un coté par un modèle ne dépendant pas explicitement de la vitesse (modèle de référence) et de l'autre coté par un modèle dépendant de la vitesse (modèle adaptatif ajustable). Dans cette méthode, on considère les erreurs d'observations des courants de sortie dues à l'erreur existant dans la vitesse électrique. Ainsi, la simple comparaison entre les courants observés et les courants mesurés donne l'information nécessaire pour faire évaluer l'erreur dans la vitesse. Ensuite, une fonction est appliquée afin de minimiser l'erreur trouvée. Cette fonction (proportionnel intégral) sert de mécanisme d'adaptation.

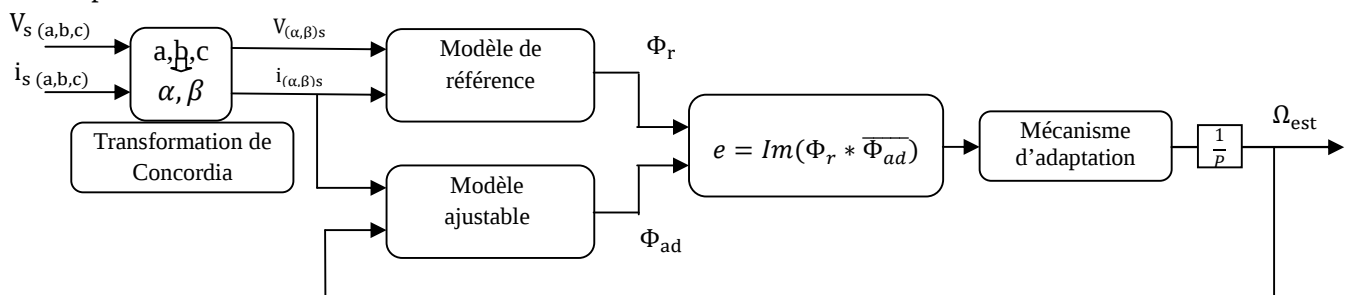


Figure (6) : Schéma synoptique de l'estimation de la vitesse de la MAS par la technique MRAS.

6.1. Modèle de référence

Nous souhaitons estimer les composantes de Φ à partir de la mesure des courants et des tensions statoriques. Pour se faire, nous utilisons les équations des courants (2) de la MAS dans un repère lié au stator $\omega_s=0$. Les deux équations du modèle de référence deviennent:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \Phi_{ar} = \frac{L_r}{L_{sr}} (V_{as} - \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{as} - R_s i_{as}) \\ \frac{d}{dt} \Phi_{\beta r} = \frac{L_r}{L_{sr}} (V_{\beta s} - \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) \end{cases} \quad (4)$$

6.2. Modèle ajustable

Pour établir le modèle adaptatif, nous exprimons dans un repère lié au stator $\omega_s=0$, les flux exprimés avec les grandeurs rotoriques dans un repère $\alpha\beta$ (équations (2)) :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \Phi_{\alpha ad} = -\frac{1}{T_r} \Phi_{\alpha ad} + \frac{L_{sr}}{T_r} i_{as} - P \Omega_{est} \Phi_{\beta ad} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{\beta ad} = -\frac{1}{T_r} \Phi_{\beta ad} + \frac{L_{sr}}{T_r} i_{\beta s} + P \Omega_{est} \Phi_{\alpha ad} \end{cases} \quad (5)$$

6.3. Mécanisme d'adaptation

L'entrée de ce mécanisme est activée par l'erreur entre le flux de référence et le flux adaptatif. En effectuant la différence entre le modèle de référence et le modèle ajustable on obtient l'équation qui régit le mécanisme d'adaptation:

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} e_\alpha \\ \frac{d}{dt} e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} + (\omega - \omega_{ad}) \begin{bmatrix} \Phi_{ad\alpha} \\ \Phi_{ad\beta} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\text{Qui peut être aussi exprimé: } \frac{d}{dt} \vec{e} = [A] \cdot \vec{e} - [M] \quad (7)$$

Avec :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{L_r} \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad [M] = (\omega - \omega_{ad}) \begin{bmatrix} \Phi_{ad\alpha} \\ \Phi_{ad\beta} \end{bmatrix}$$

La matrice $[A]$ sera considérée comme un pôle complexe de l'évolution de l'erreur du système linéaire. Or ce pôle est à partie réelle négative, ce qui rend le système stable. Pour assurer la stabilité du système (7), la matrice $[M]$ doit également tendre vers zéro sinon vers une quantité à énergie minimale.

La loi d'adaptation choisie pour assurer la convergence de ω_{ad} vers ω est:

$$\omega_{ad} = k_p \delta e + k_i \int_0^t \delta e \cdot dx \quad (8)$$

Le mécanisme d'adaptation est de la forme proportionnelle intégrale

$$\Omega_{est} = \frac{1}{P} (T_p e + T_i \int e dt) \quad (9)$$

La figure (7) montre le schéma-bloc de la commande vectorielle sans capteur de vitesse de la MAS en utilisant la technique MRAS:

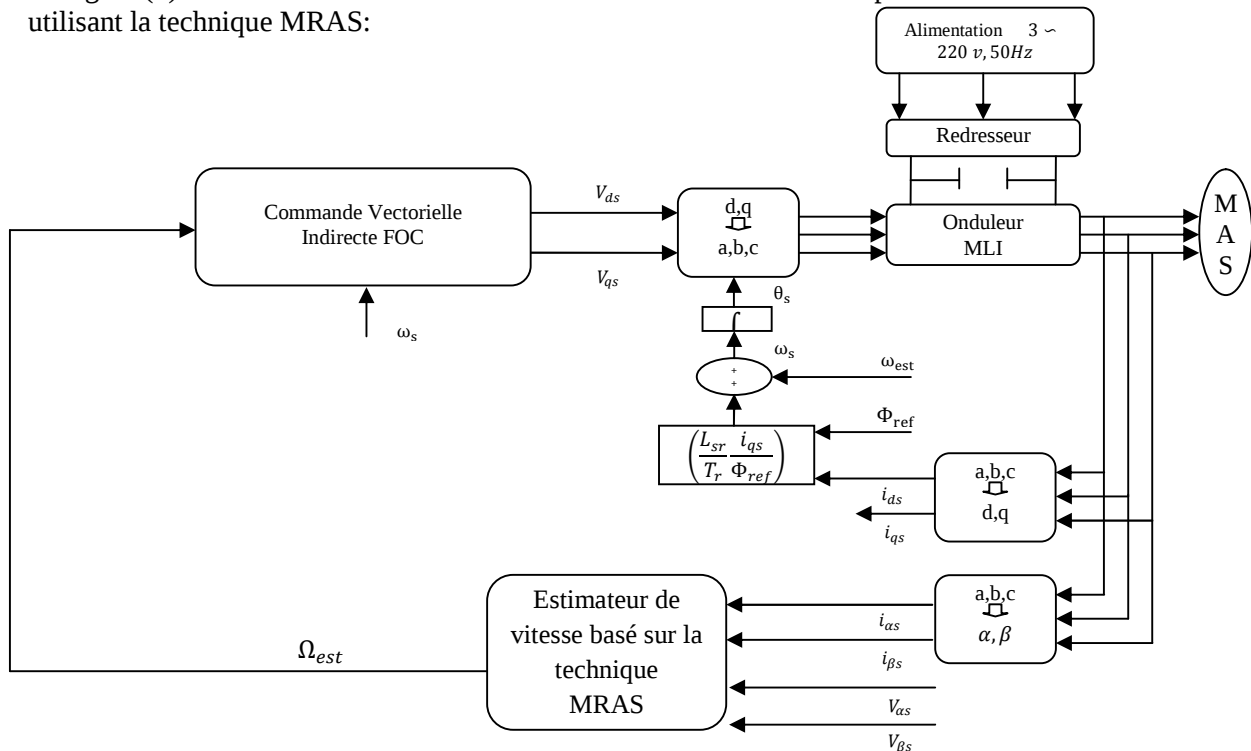


Figure (7) : schéma-bloc de la commande vectorielle sans capteur de vitesse de la MAS en utilisant la technique MRAS.

Afin de mettre en valeur le bon fonctionnement de l'estimateur MRAS et s'assurer que notre estimateur arrive à estimer efficacement la vitesse, une comparaison entre la vitesse de la machine commandée par une commande vectorielle avec capteur de vitesse et celle obtenue aux mêmes conditions et sur le même programme à l'aide de l'estimateur MRAS est effectuée (figure (8)).

Une étude du comportement dynamique de la machine pour une consigne de vitesse de $\Omega_{ref}=100$ rad/s avec application d'un couple de charge de 10 N.m entre 1s et 2s (figures (9) et (10)), est effectuée.

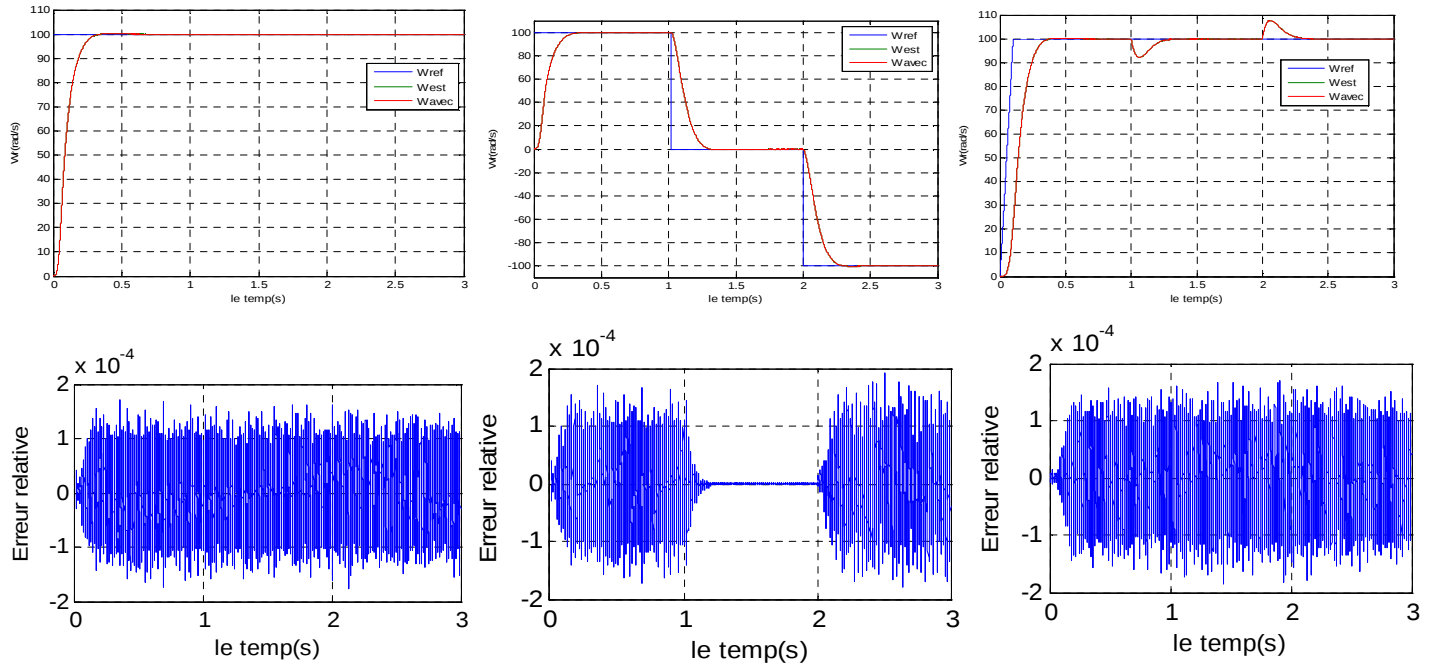


Figure (8): Comparaison entre la vitesse avec capteur (Wavec) et la vitesse estimée (West) pour une vitesse référence (Wref) de 100 rad/s.

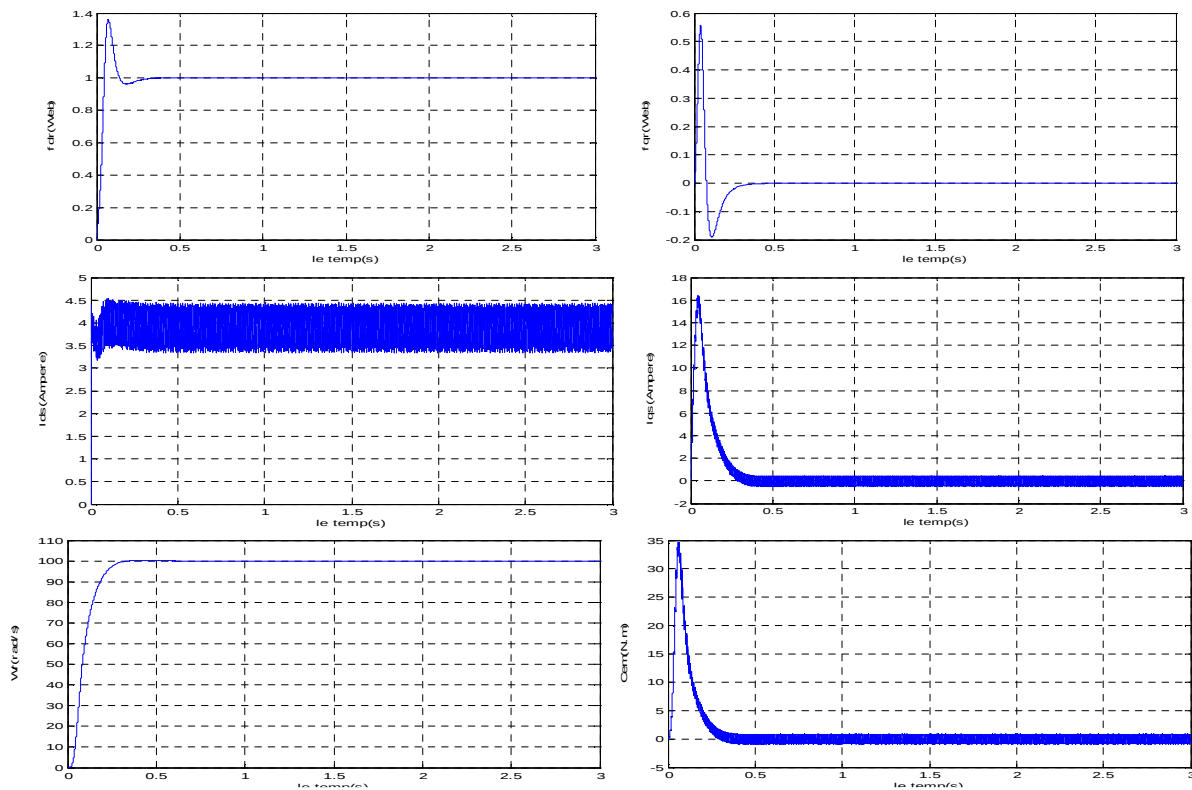


Figure (9): Commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone sans capteur de vitesse.

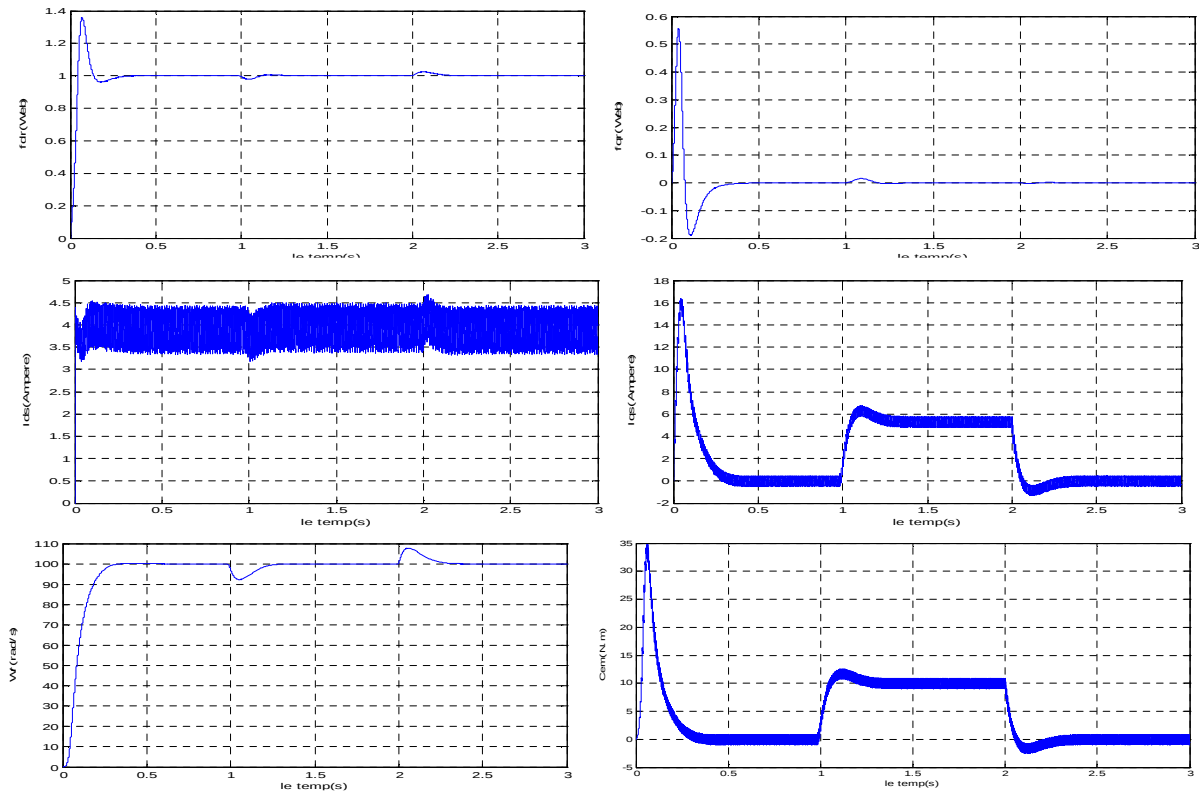


Figure (10): Commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone sans capteur de vitesse avec application d'un couple de charge nominal entre ($t=1$ s et $t=2$ s).

De la figure (8), nous concluons que la commande vectorielle indirecte sans capteur de vitesse basée sur la technique MRAS, avec des régulateurs PI, donne des performances très satisfaisantes. La vitesse estimée suit l'évolution de la vitesse réelle avec une erreur d'estimation presque nulle.

Les résultats de la figure (9), montre que la vitesse de la machine converge vers la vitesse de référence, ceci confirme l'efficacité de l'estimateur MRAS. Les perturbations figure(10), dues à la charge sont compensées, la vitesse estimée suit la vitesse de référence et le découplage est maintenu dans les deux cas.

Afin d'améliorer les performances du système, on introduit des régulateurs flous. Pour cela la commande basée sur la logique floue sera présentée dans le prochain point.

7. La commande floue

La logique floue permet de commander des systèmes non linéaires et des modèles compliqués [Bel 05]. En fait, le calcul des paramètres du système n'est pas nécessaire pour réaliser cette commande [Bag 99].

7.1. Structure d'une commande floue

Contrairement aux techniques de réglage classique, le réglage par la logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Ces inférences sont traitées par des opérateurs propres à la logique floue [Zer 07], [Mec 08]. La figure (11) représente, à titre d'illustration la structure d'un régulateur flou à deux entrées et une sortie: ou x_1 et x_2 représentent les variables d'entrée, et x_r celle de la sortie ou la commande.

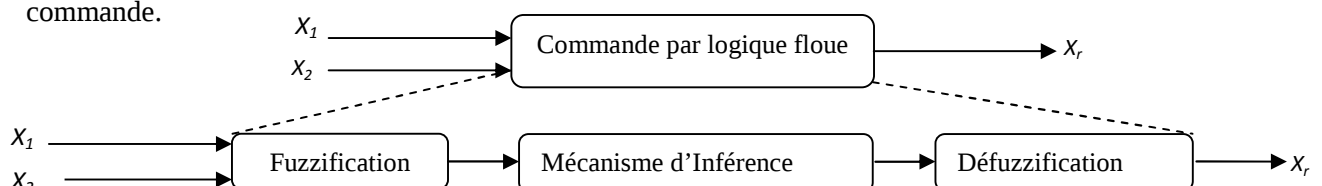


Figure (11) Structure interne d'un régulateur flou.

On peut noter que le calcul de la commande x_r s'effectue à partir de trois étapes fondamentales: une interface de Fuzzification; un mécanisme d'inférence (règles); et une interface de Défuzzification.

7.2. Structure du régulateur flou pour la commande de la MAS

7.2.1. Le régulateur de la vitesse

La vitesse de référence Ω_{ref} est imposée par un opérateur externe, l'entrée de régulateur est la différence entre la vitesse de référence et la vitesse mesurée E_n , la sortie du régulateur est le courant I_{qsref} . A flux constant, le courant est l'image du couple électromagnétique de référence C_{emref} .

La structure du régulateur est alors la même qu'un régulateur de type PI, avec comme entrée la différence entre la vitesse de référence et la vitesse mesurée et en sortie le courant de référence, (Figure 12).

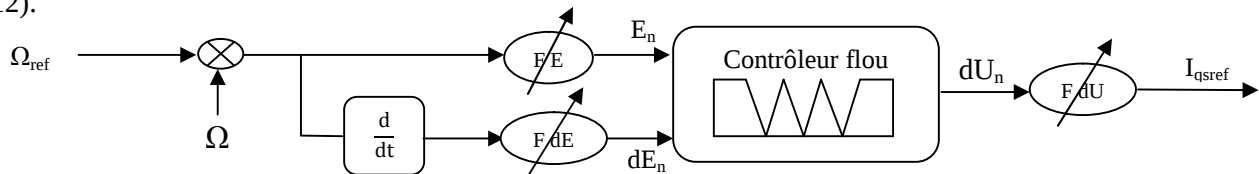


Figure (12) Schéma synoptique d'un régulateur flou de vitesse.

Avec

- E : l'erreur, définie par $E(k) = \Omega_{ref}(k) - \Omega(k)$
- dE : la dérivée de l'erreur, approchée par: $dE(k) = (E(k) - E(k-1)) / T_e$

T_e étant la période d'échantillonnage.

- La sortie du régulateur est donnée par: $I_{qs}(k) = I_{qs}(k-1) + dU(k)$

On retrouve en entrée et en sortie du contrôleur flou des gains dits "facteurs d'échelle" qui permettent de changer la sensibilité du régulateur flou sans en changer la structure. Les grandeurs indicées "n" sont donc les grandeurs normalisées à l'entrée et à la sortie du contrôleur flou. [Bag 99]

7.2.2. La fuzzification :

Les ensembles flous des variables d'entrée (E_n , dE_n) et de sortie dU_n sont définies par des fonctions d'appartenance à 7 ou 5 ou 3 ensembles. Les différents ensembles sont caractérisés par des désignations standard [Che.S 06], [Ner. 06] :

- Négative Grande NG, Négative Moyenne NM, Négative Petite NP
- Environ Zéro EZ
- Positive Petite PP, Positive Moyenne PM, Positive Grande PG

Dans notre travail, nous choisissons sept ensembles flous pour les deux variables d'entrée (E et dE), en plus de sept ensembles pour la variable de sortie. Les fonctions d'appartenance triangulaires demandant moins de temps de calcul seront aussi adoptés dans notre travail.

7.2.3. Détermination des jeux de règles

La réalisation de la matrice des règles fait appel à l'expertise, l'expérience des opérateurs humains et repose sur l'analyse du système. Cette analyse doit prendre en considération la trajectoire qu'on veut donner au système.

Dans notre contrôle, nous déterminons la table de règles qui génère la commande, en se basant sur l'analyse temporelle de la réponse de la machine MAS figure (13) :

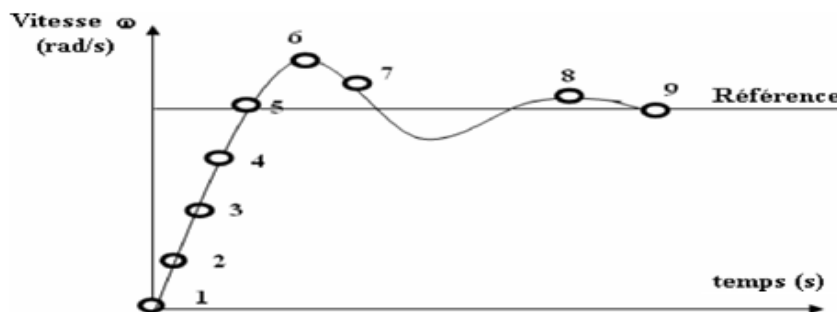


Figure (13) analyse temporelle de la réponse de la machine MAS.

Les règles de contrôle doivent être désignées de sorte que la variable d'entrée E doit être toujours **Zéro**, pour chacune des neuf points indiqués sur la figure (13). Après normalisation et fuzzification on aura :

1. **SI** E_n est PG **ET** dE_n EZ **ALORS** dU_n est PG (démarrage)
2. **SI** E_n est PG **ET** dE_n NP **ALORS** dU_n est PM (augmentation de la commande pour gagner l'équilibre)

3. **SI** E_n est PM **ET** dE_n NP **ALORS** dU_n est PP (très faible augmentation de la commande pour éviter le dépassement)
4. **SI** E_n est PP **ET** dE_n NP **ALORS** dU_n est EZ (convergence vers l'équilibre correct)
5. **SI** E_n est EZ **ET** dE_n NP **ALORS** dU_n est NP (freinage du processus)
6. **SI** E_n est NM **ET** dE_n EZ **ALORS** dU_n est NM (rappel du processus vers l'équilibre)
7. **SI** E_n est NP **ET** dE_n PP **ALORS** dU_n est EZ (freinage et inversion de la variation de la commande)
8. **SI** E_n est NP **ET** dE_n EZ **ALORS** dU_n est NP (convergence vers l'équilibre correct)
9. **SI** E_n est EZ **ET** dE_n EZ **ALORS** dU_n est EZ (l'équilibre).

Les règles décrites précédemment peuvent être présentées dans une matrice à sept ensembles dite matrice d'inférence montrée dans le tableau (1):

dU_n		E_n						
		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
dE_n	NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
	NM	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
	NP	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
	EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
	PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
	PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau (1) Table de règle du régulateur flou de vitesse à 7 ensembles.

7.2.4. La défuzzification

Par cette étape se fait le retour aux grandeurs de sortie réelles. Il s'agit de calculer, à partir des degrés d'appartenance à tous les ensembles flous de la variable de sortie, l'abscisse qui correspond à la valeur de cette sortie. Différentes méthodes sont utilisées.

7.3. Schéma de la commande vectorielle indirecte utilisant un régulateur flou

Une fois notre contrôleur flou conçu, il sera injecté dans le processus de la figure (14) pour remplacer le régulateur de vitesse PI, dans les cas de la commande avec et sans capteur de vitesse.

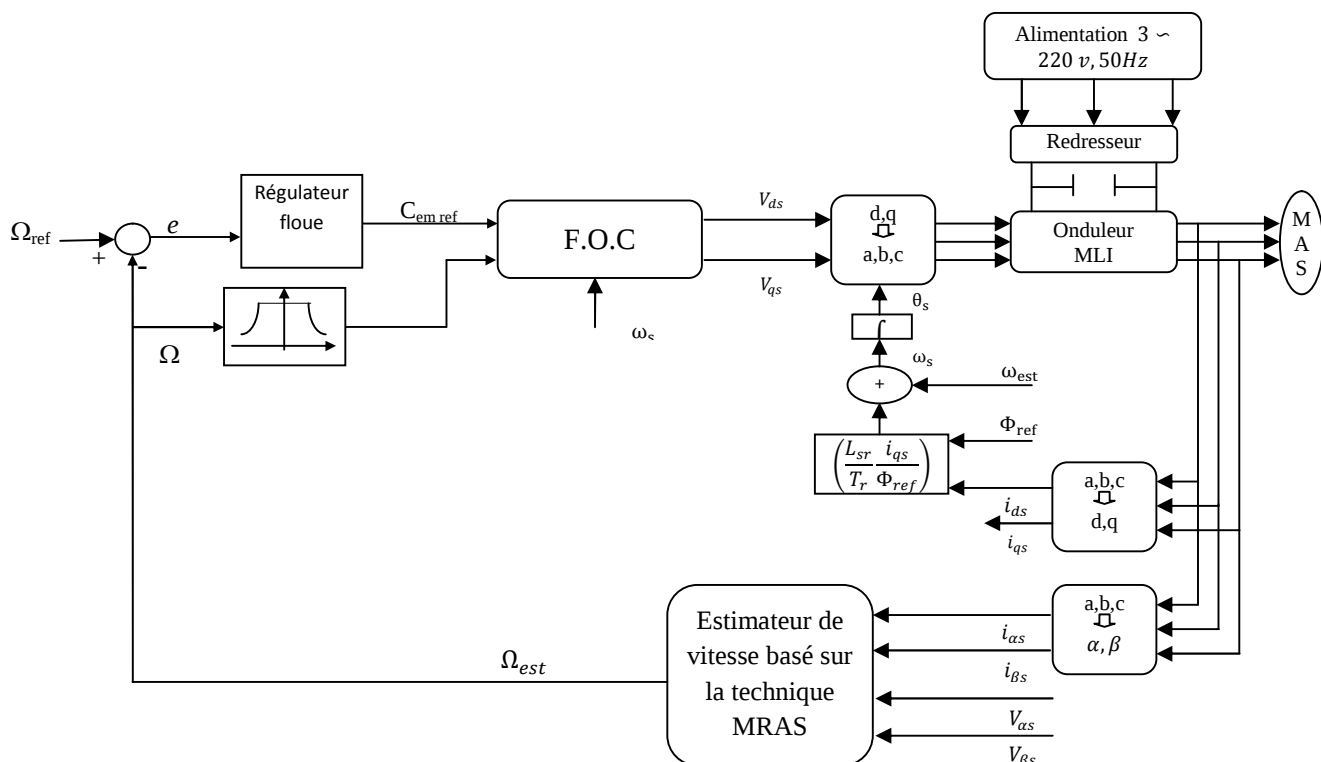


Figure (14) Schéma de commande vectorielle sans capteur à base de régulateur flou.

Afin de mettre en évidence les avantages apportés par la technique basée sur les régulateurs flous, une simulation du comportement dynamique de la machine est effectuée et cela dans les mêmes conditions que celle de la section(5) :

- un fonctionnement à vide avec application d'une vitesse de référence égale à $\Omega_{ref} = 100$ rad/s et un flux de référence $\Phi_{ref} = 1$ Wb (figures 15 et 17).
- A flux constant avec une référence de vitesse $\Omega_{ref} = 100$ rad/s et un flux rotorique $\Phi_{ref} = 1$ wb, effectué pour démarrage à vide avec application d'un couple de charge de 10 N.m entre 1s et 2.5s figures (16 et 18).

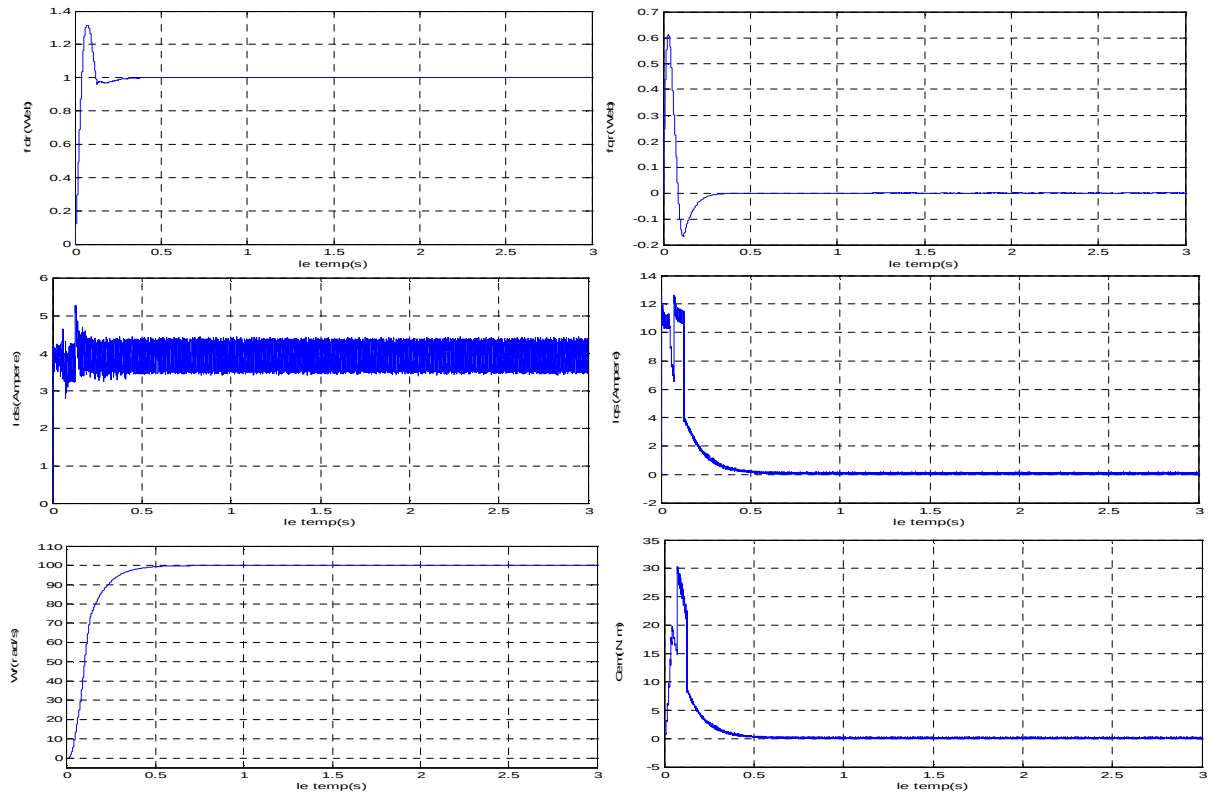


Figure (15): Commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone avec capteur de vitesse utilisant un régulateur floue.

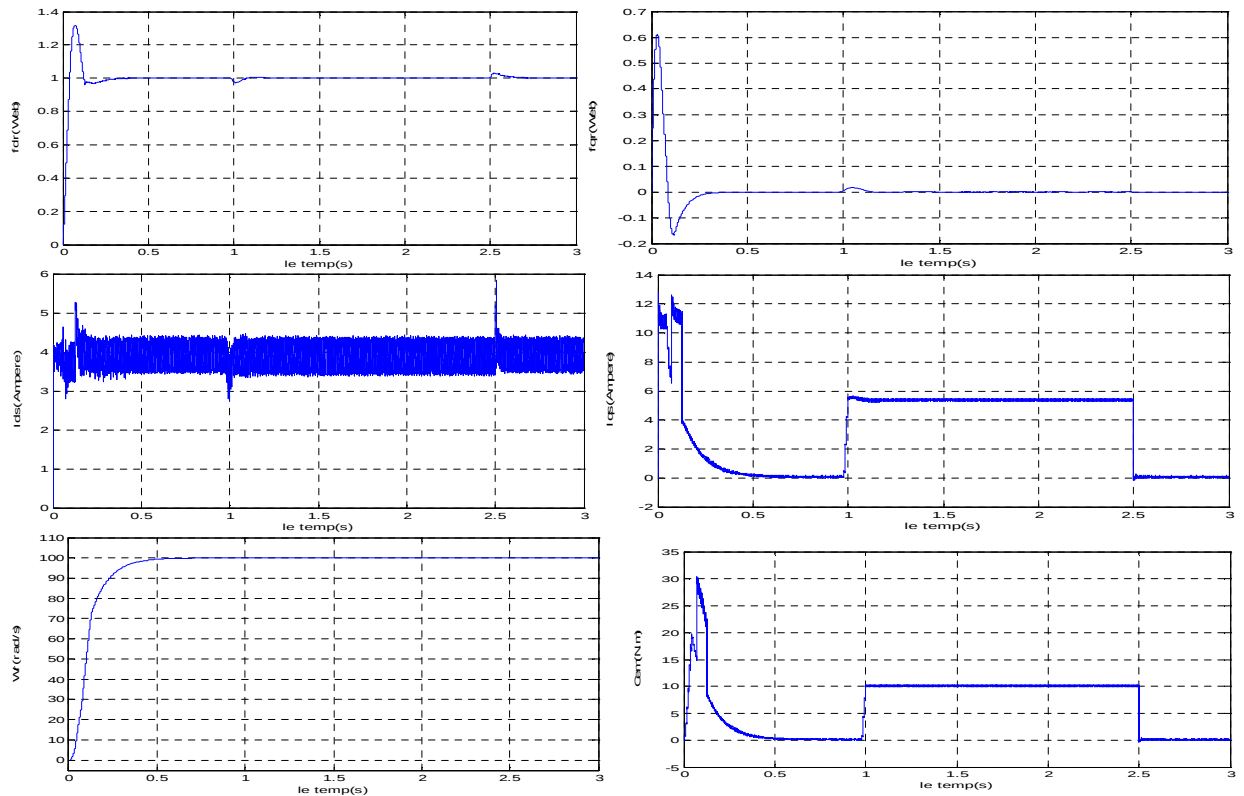


Figure (17): Commande vectorielle indirecte floue de la machine asynchrone, avec capteur de vitesse avec application d'un couple de charge nominal entre ($t=1$ s et $t=2.5$ s).

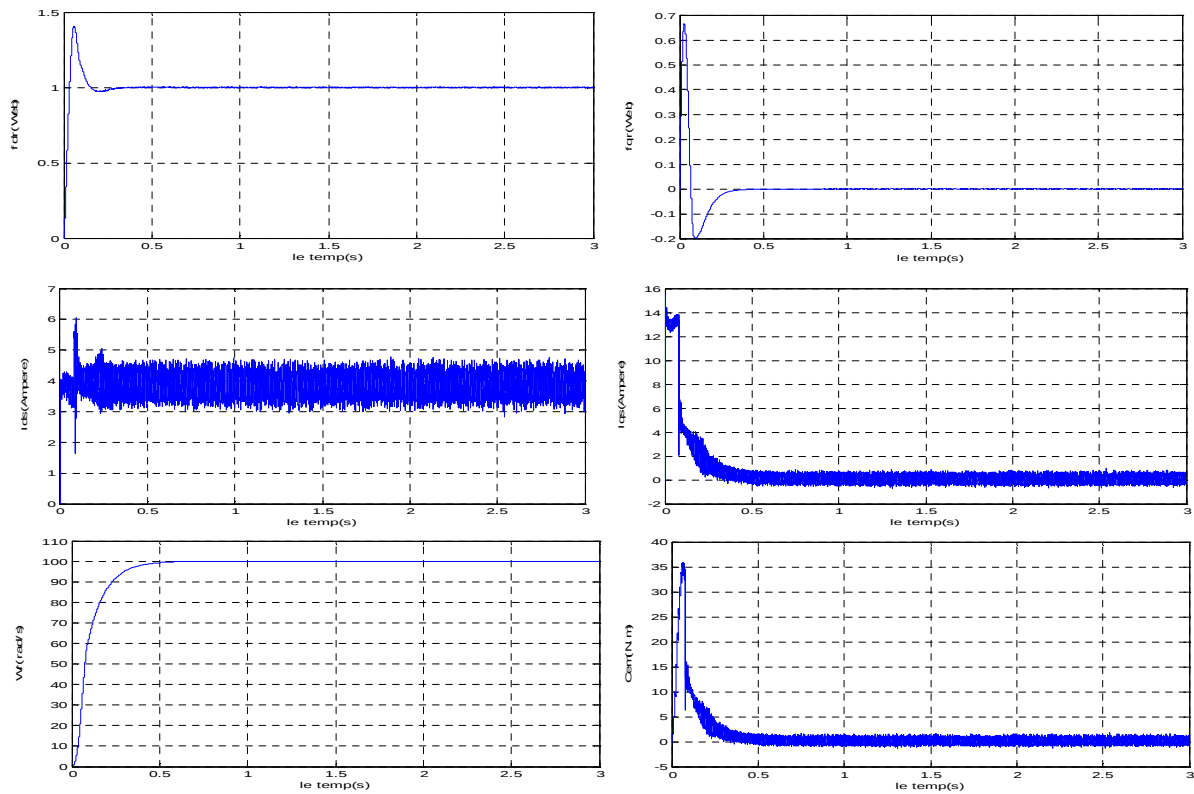
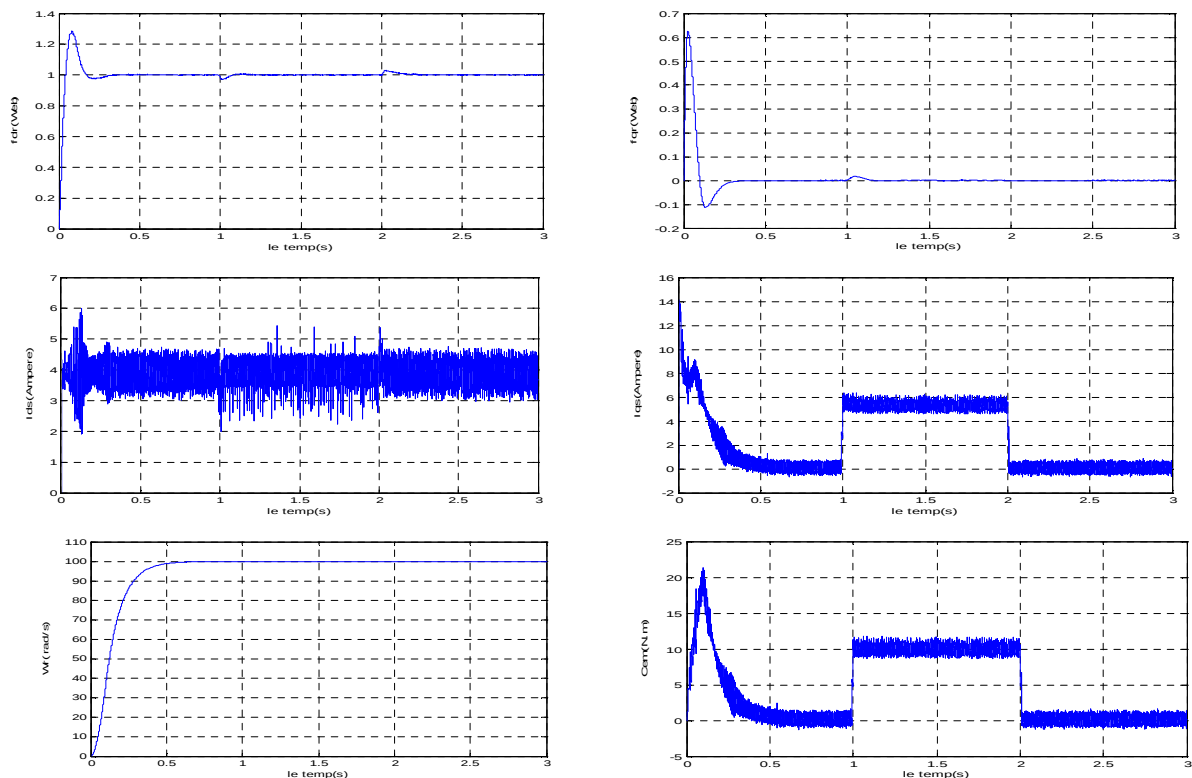


Figure (17): Commande vectorielle indirecte floue de la machine asynchrone sans capteur de vitesse.



Figure(18): Commande vectorielle indirecte floue de la machine asynchrone sans capteur de vitesse avec application d'un couple de charge nominal entre ($t=1$ s et $t=2$ s).

A la lumière des résultats sur les figures (15), (16), (17) et (18): nous pouvons dire que la commande par un régulateur flou donne des performances meilleures que le régulateur PI. La vitesse de la machine suit l'évolution de la vitesse de référence, évitant les creux apparaissant avec le régulateur. Le découplage entre le flux et le couple est maintenu.

Malgré les bonnes performances obtenues, les commandes précédentes dépendent des variations paramétriques. Pour éliminer cette dépendance, nous concevons une commande en introduisant l'estimation en temps réel de la constante du temps rotorique.

8. Sensibilité de la commande vectorielle à la variation des paramètres de la machine

La commande vectorielle, souffre d'un certain nombre de limitations liées au comportement de la machine en fonction de ses conditions de fonctionnement. La réponse dynamique du couple produit par la machine en régime établi montre que celui-ci baisse alors que le flux dans la machine augmente avec l'augmentation de la résistance.

Pour un comportement plus réaliste, les variations des paramètres de la machine doivent être prises en considération. Cette variation est inévitable à cause de l'échauffement de la machine. Dans la technique d'orientation du flux rotorique, c'est la variation de la constante de temps rotorique qui exerce plus d'influence sur le comportement dynamique de l'entraînement. [Bou.A 07]

Afin de mettre en évidence l'influence des incertitudes et des variations paramétriques, en particulier celles de la résistance rotorique sur le processus de commande, un test de robustesse est effectué dans les mêmes conditions que celles de la figure (18), avec une augmentation de la résistance rotorique de 100% par rapport à sa valeur normale. Les résultats de simulations sont représentés par les figures (19) et (20).

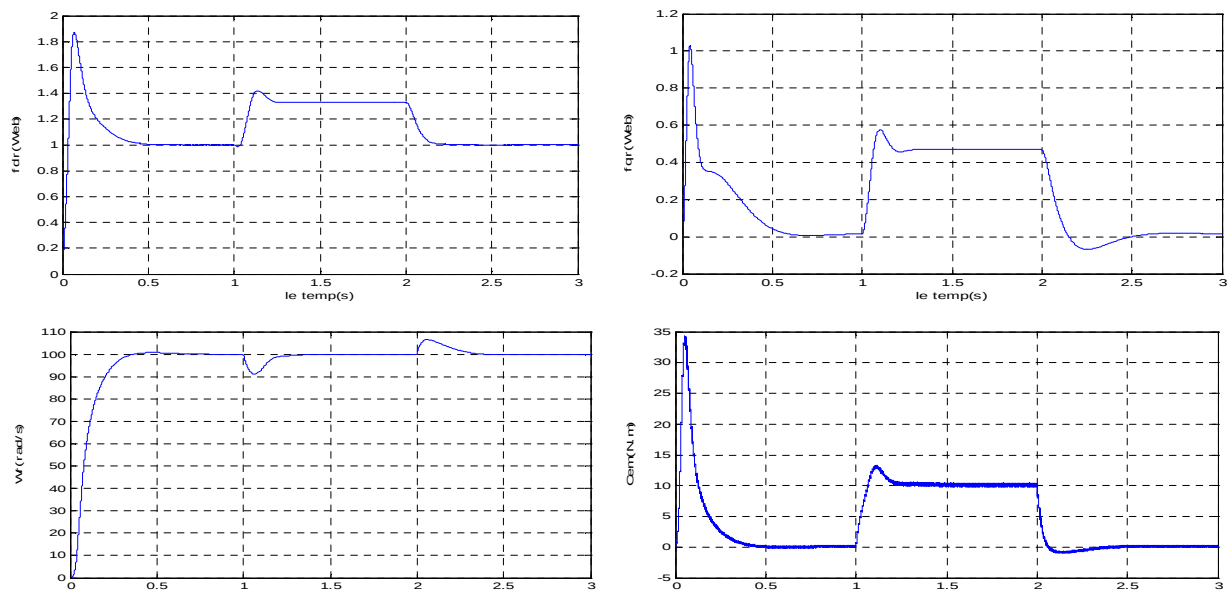


Figure (19): Influence d'une augmentation de 100% de R_r sur la commande vectorielle indirecte, avec capteur de vitesse, application d'un couple de charge nominal entre ($t=1s$ et $t=2s$).

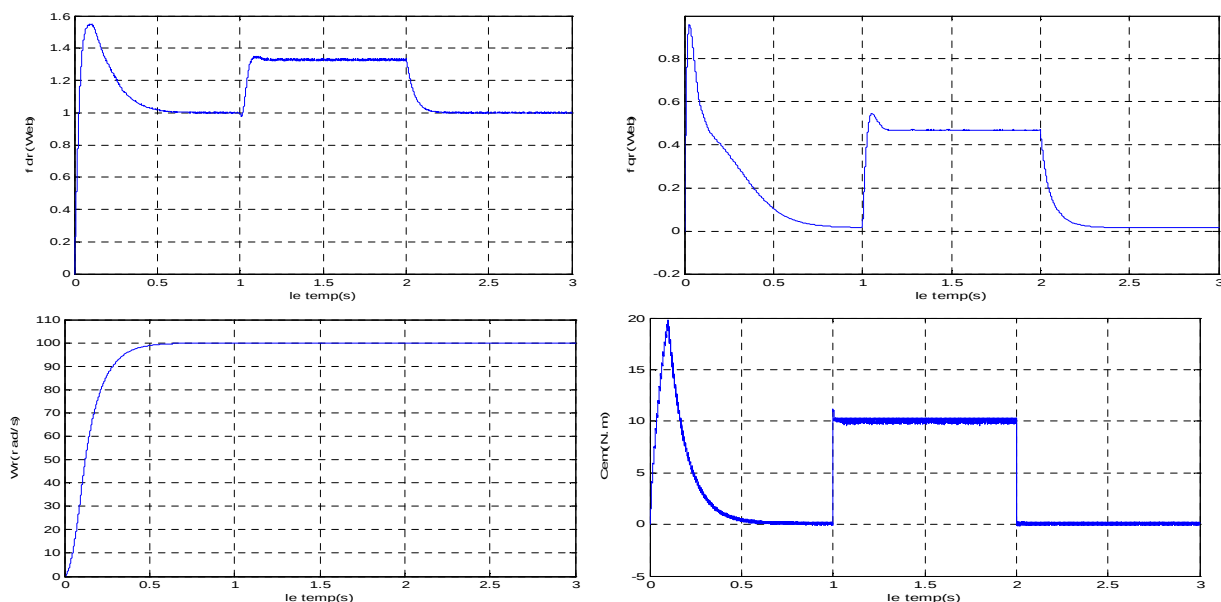


Figure (20): Influence d'une augmentation de 100% de R_r sur la commande vectorielle indirecte floue, avec capteur de vitesse, application d'un couple de charge nominal entre ($t=1s$ et $t=2s$).

D'après ces résultats, nous remarquons que la sensibilité est très grande par rapport à l'augmentation de la résistance rotorique. En effet, les flux s'écartent de leur référence lors d'une

application d'un couple de charge. Donc, nous aurons une perte de découplage entre le flux et le couple, conduisant à une perte des performances dynamiques de la commande.

Le MRAS utilisé pour l'estimation de vitesse est sensible aux variations de la résistance rotorique. Pour confirmer ce dernier résultat, nous procédons à une comparaison entre la vitesse réelle et celle obtenue par le MRAS Figure (21).

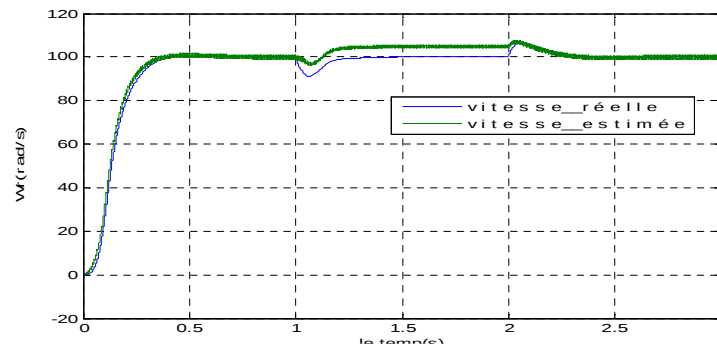


Figure (21): Comparaison entre vitesse réelle et la vitesse estimée par la technique MRAS avec une variation de 100% de la résistance rotorique.

D'après les résultats de simulation, obtenus, nous remarquons que la sensibilité est très grande par rapport à la variation de la constante du temps rotorique, le flux rotorique n'est pas vraiment orienté sur l'axe d (pertes de découplage entre le flux et le couple).

Un changement de la résistance rotorique, conduit à une erreur sur l'amplitude et la phase du vecteur flux (perte du contrôle vectoriel).

Le MRAS n'est pas robuste vis-à-vis de ces variations, car la vitesse s'éloigne de la vitesse réelle. Notre estimateur MRAS diverge et la simulation s'arrête.

Pour ces raisons, une adaptation de la constante du temps rotorique est nécessaire pour éviter une dégradation du contrôle vectoriel. Ce dernier point sera l'objectif de la prochaine partie.

8.1. Estimation en temps réel de la constante du temps rotorique

Dans la littérature, plusieurs approches d'estimation de la constante de temps du rotor sont présentées [Kub 94] [Yah 11] [Yaz 96] :

- Estimateur basé sur un système adaptatif avec modèle de référence (MRAS),
- Observateur de type *Luenberger*,
- Filtre de *Kalman*.

Nous optons pour un estimateur MRAS.

8.2. MRAS basé sur l'estimation du flux rotorique

La structure MRAS la plus courante se base sur les modèles tensions et courants de la MAS.

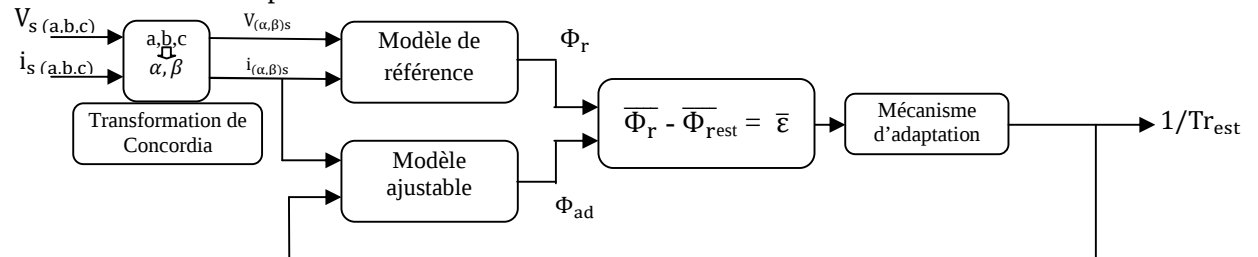


Figure (23) Estimation $1/Tr$ de la machine asynchrone par la technique MRAS.

Comme on l'a déjà vu pour la vitesse, le MRAS se base sur le calcul de l'erreur entre une valeur référence et une autre ajustable. En faisant les calculs, on aboutit à l'erreur vectorielle comme suit :

$$\frac{d\Phi_r}{dt} - \frac{d\Phi_{r_{est}}}{dt} = -\frac{1}{Tr} \Phi_r + \frac{1}{Tr_{est}} \Phi_{r_{est}} + j\omega(\Phi_r - \Phi_{r_{est}}) + L_m \bar{I}_s \left[\frac{1}{Tr} - \frac{1}{Tr_{est}} \right] \quad (10)$$

L'expression obtenue, après développement, possède un terme non linéaire, la stabilité de l'erreur sera étudiée en utilisant la théorie de lyapunov.

On considère la fonction de lyapunov suivante :

$$V = \epsilon^T \epsilon + \left[\frac{1}{Tr} - \frac{1}{Tr_{est}} \right]^2 \quad (11)$$

$$\text{Avec : } \frac{\Delta}{T_r} = \frac{1}{T_r} - \frac{1}{T_r^{\text{est}}} \quad (12)$$

La loi d'adaptation est déduite de :

$$\frac{1}{\lambda} \frac{d(\frac{1}{T_{\text{rest}}})}{dt} = \varepsilon_\alpha (L_m I_{s\alpha} - \Phi_{\text{est}r\alpha}) + \varepsilon_\beta (L_m I_{s\beta} - \Phi_{\text{est}r\beta}) \quad (13)$$

Aussi, on obtient la valeur estimée $\frac{1}{T_{\text{rest}}}$ donnée par la loi d'adaptation suivante :

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_{\text{rest}}} = & K_p [\varepsilon_\alpha (L_m I_{s\alpha} - \Phi_{\text{est}r\alpha}) + \varepsilon_\beta (L_m I_{s\beta} - \Phi_{\text{est}r\beta})] \\ & + K_i [\int \varepsilon_\alpha (L_m I_{s\alpha} - \Phi_{\text{est}r\alpha}) \varepsilon_\beta (L_m I_{s\beta} - \Phi_{\text{est}r\beta})] \end{aligned} \quad (14)$$

8.3. Schéma de commande vectorielle avec estimation de la constante du temps rotorique

Dans cette partie de notre travail, nous estimons la constante de temps rotorique. La structure de l'estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique basée sur MRAS est donnée par la figure(23):

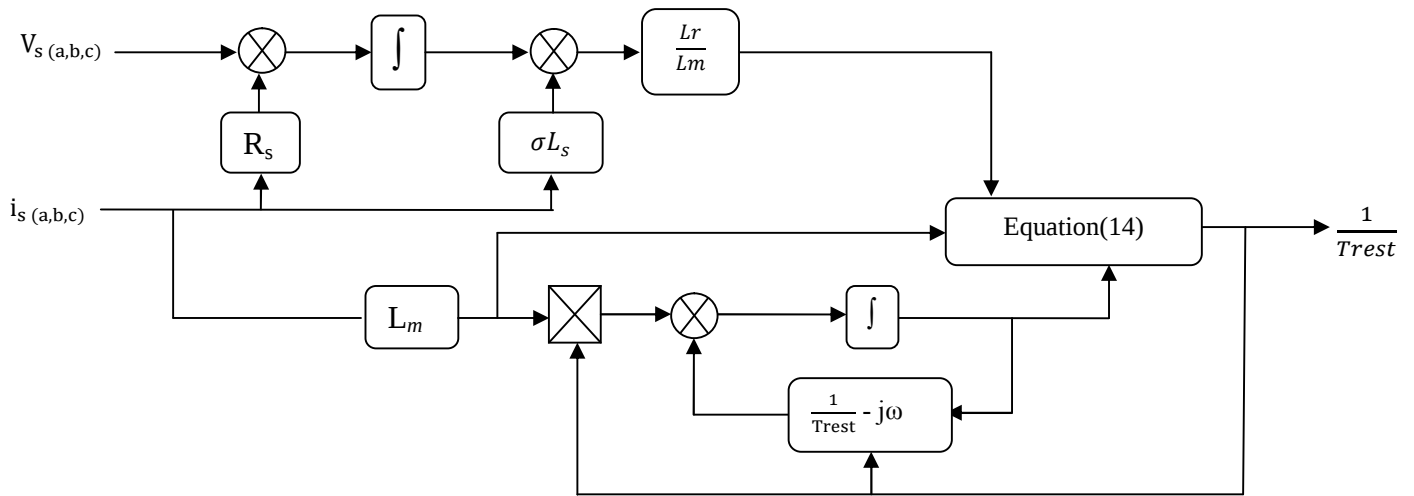


Figure (23) Estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique basée sur MRAS.

Pour prouver l'efficacité de la technique d'estimation de la constante de temps rotorique basée sur MRAS, un test de robustesse est effectué dans les mêmes conditions que ceux du paragraphe précédent, avec une variation de (100%) de l'inverse de la constante du temps rotorique ($1/T_r$).

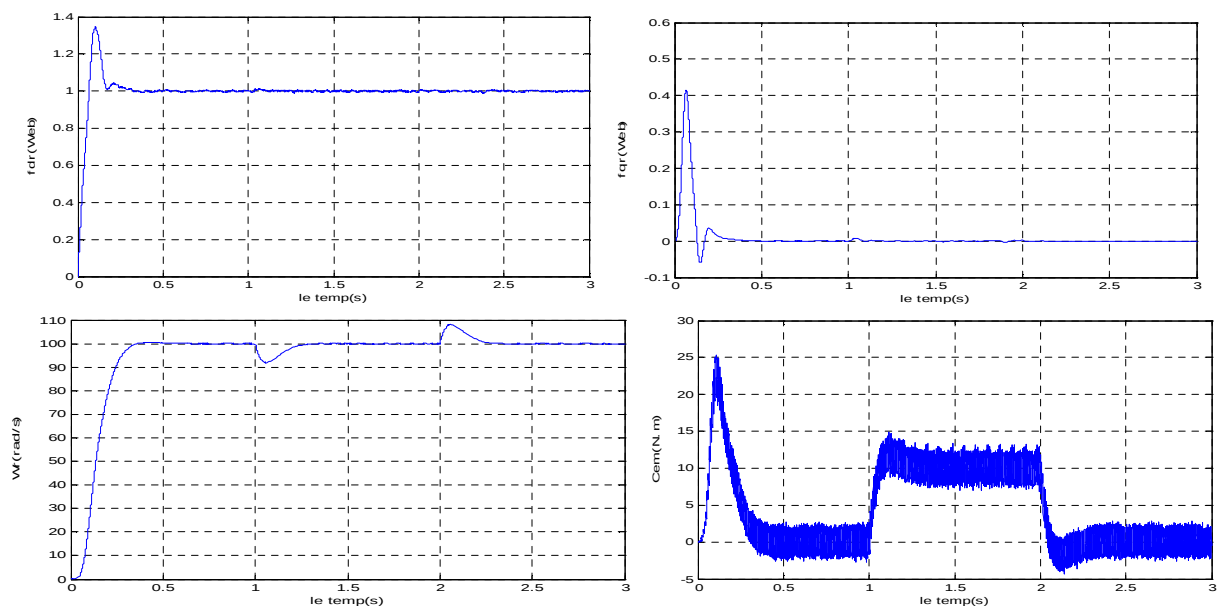


Figure (24): Commande vectorielle indirecte floue de la machine asynchrone, avec capteur de vitesse et avec une estimation de T_r , avec application d'un couple de charge nominal entre ($t=1s$ et $t=2s$).

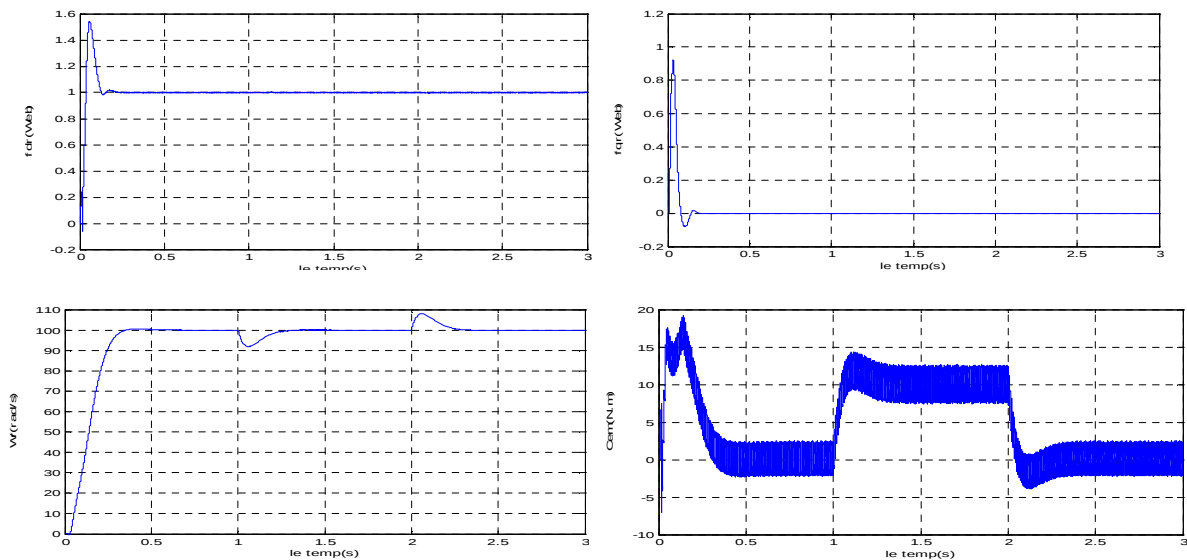


Figure (25): Commande vectorielle indirecte floue de la machine asynchrone, sans capteur de vitesse et avec une estimation de T_r , avec application d'un couple de charge nominal.

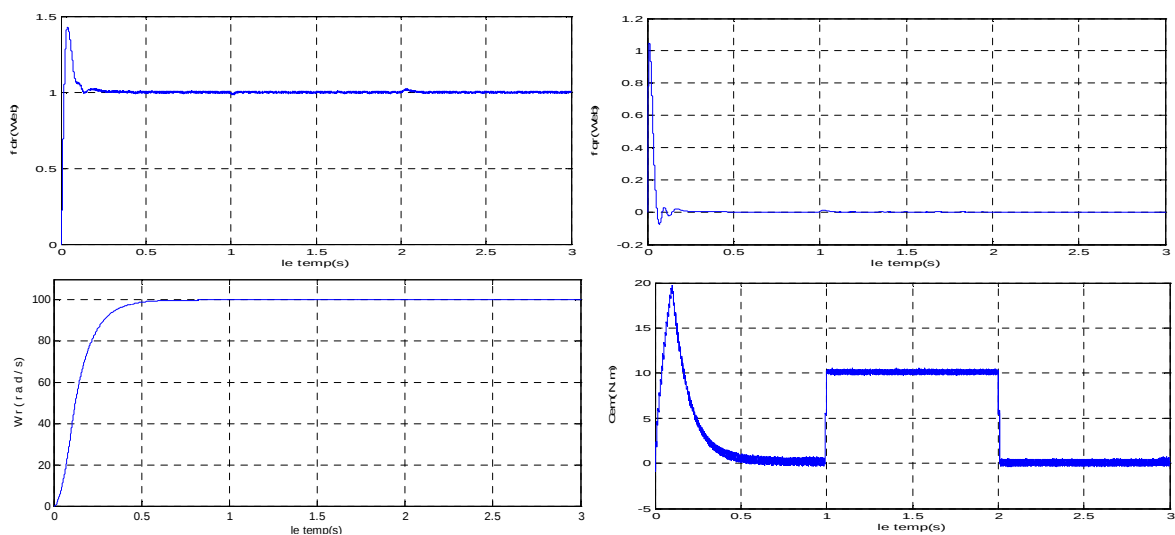


Figure (26): Commande vectorielle indirecte floue de la machine asynchrone floue, avec capteur de vitesse et avec une estimation de T_r , et application d'un couple de charge nominal entre ($t=1s$ et $t=2s$).

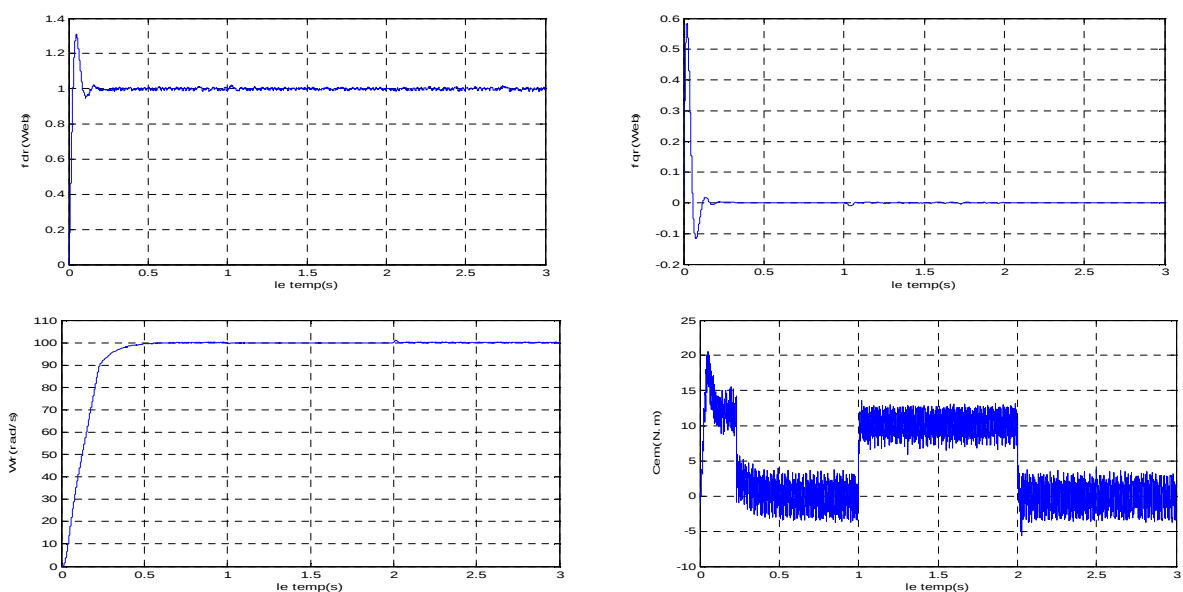


Figure (27): Commande vectorielle indirecte floue de la machine asynchrone, sans capteur de vitesse et avec une estimation de T_r , et application d'un couple de charge nominal entre ($t=1s$ et $t=2s$).

Donc, suivant les résultats de simulation, on peut dire que de la technique d'estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique basée sur l'estimateur MRAS, apporte une solution efficace pour le problème de la commande vectorielle et celui du MRAS qui réside dans la non robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.

8.4. Etude comparative

Les figures (28), (29) et (30) montrent les différentes réponses obtenues pour chacune des approches utilisées dans ce travail.

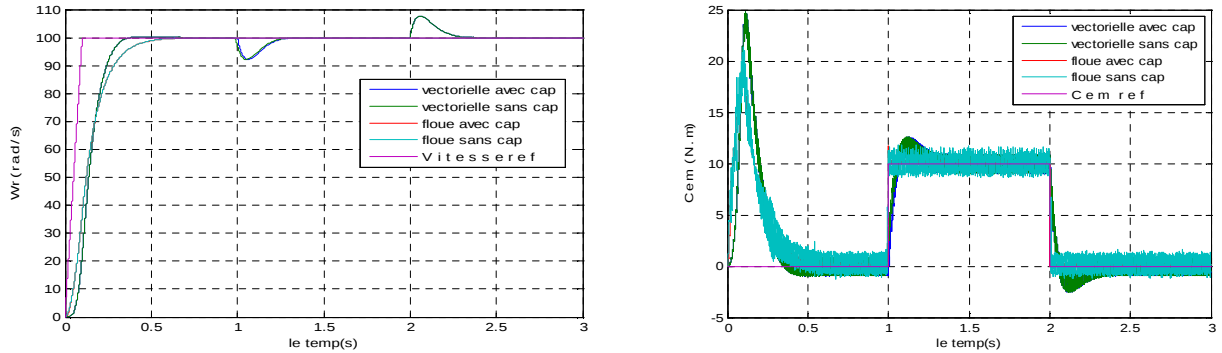


Figure (28) Comparaison comportement des différentes stratégies étudiées pour une vitesse de référence de 100(rad/s)

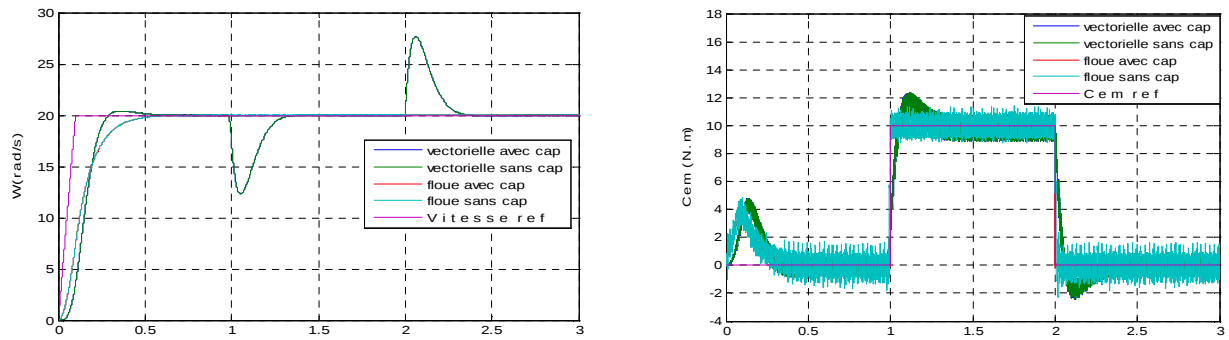


Figure (29) Comparaison comportement des différentes stratégies étudiées pour une vitesse de référence de 20(rad/s)

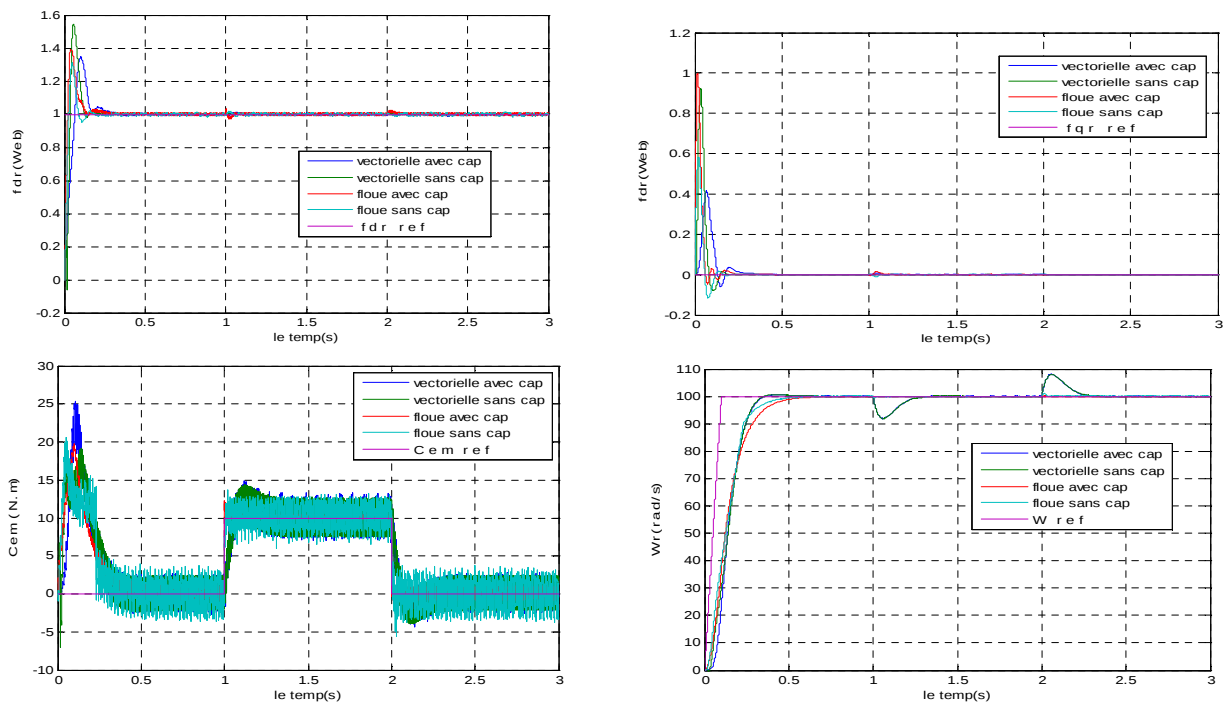


Figure (30) Comparaison du comportement des différentes stratégies étudiées pour une variation paramétriques avec une estimation de T_r

Nous pouvons affirmer que la commande floue permet d'améliorer grandement le comportement et l'efficacité de la commande vectorielle avec et sans capteur mécanique de vitesse de la machine asynchrone, et ainsi d'obtenir un entraînement à vitesse variable de haute performance.

Pour bénéficier de l'énergie solaire et l'utiliser pour alimenter la MAS, il faut comprendre le fonctionnement de cette énergie et optimiser son utilisation. Nous nous intéressons, dans la suite de notre travail, à décrire les concepts de base de l'énergie solaire et de la production d'électricité grâce à l'effet photovoltaïque. Nous étudierons aussi l'influence des paramètres météorologiques (Température et Eclairement) et des paramètres internes sur le comportement électrique d'une cellule solaire.

9. Etude des systèmes photovoltaïques (PV)

Le raccordement d'un générateur PV à une charge nécessite l'adaptation du générateur pour qu'il fonctionne à sa puissance maximale. Et pour que la puissance fournie par le générateur à la charge soit maximale, il faut en permanence poursuivre le point appelé Point de Puissance Maximale (PPM).

On se fixe comme objectif l'adaptation du générateur photovoltaïque (GPV) à la machine asynchrone. L'adaptation entre la source et la charge est réalisée par l'insertion d'un convertisseur DC-DC (hacheur) contrôlé par un mécanisme de poursuite MPPT (Maximum Power Point Tracking) [Tsa07].

Le modèle à deux diodes ou connu encore sous le nom du modèle à deux exponentielles est largement utilisé dans la littérature [Bou 07]. Il est le plus répandu car il donne des résultats les plus proches de ceux obtenus par un GPV réel.

Pour une température de 25°C et un éclairement de 1kW/m² nous obtenons les caractéristiques $I=f(V)$ et $P=f(V)$ présentés sur la figure (31).

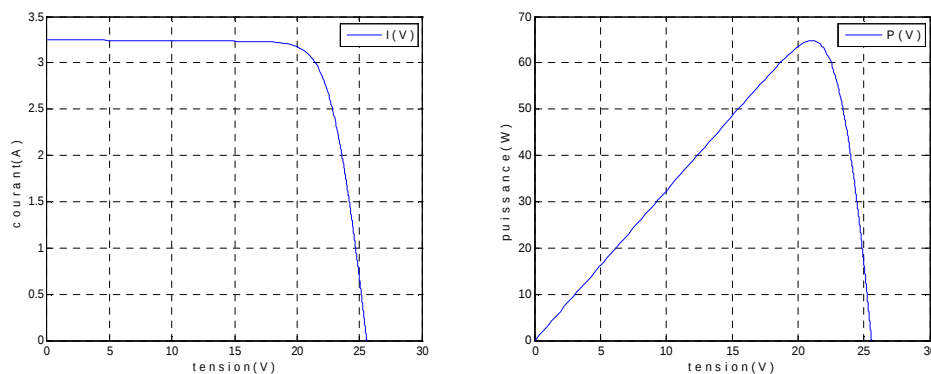


Figure (31) Caractéristiques $I=f(V)$ et $P=f(V)$ du générateur PV.

Le fonctionnement du panneau photovoltaïque se traduit par trois zones:

La première zone où le courant est presque constant donne pour des puissances faibles, des courants élevés et des tensions petites. La seconde zone donne des puissances faibles, des courants petits et des tensions élevées. Le fonctionnement dans la troisième zone donne des puissances élevées, des courants et des tensions acceptables.

A partir des caractéristiques $I=f(V)$ et $P=f(V)$, nous déterminons la tension de circuit ouvert $V_{CO}=25.5V$, le courant de court circuit $I_{CC}=3.248A$, la puissance maximale $P_m=64.75W$, le courant pour lequel, la puissance est maximale $I_m=3.06A$ et la tension pour laquelle la puissance est maximale $V_m=21.2V$.

9.1. Comportement d'un générateur photovoltaïque

Dans cette partie, nous nous intéressons à l'étude de l'influence d'un certain nombre de paramètres extérieurs. Pour cela, nous supposons que le générateur PV est constitué par des cellules identiques et qu'elles sont soumises aux mêmes conditions environnementales (éclairement, température), et que les connexions inter-cellules sont idéales.

9.1.1. Influence d'un changement d'éclairement

On trace les courbes $I = f(V)$ et $P = f(V)$ pour différents ensoleillements à température constante (25°C), figure (32).

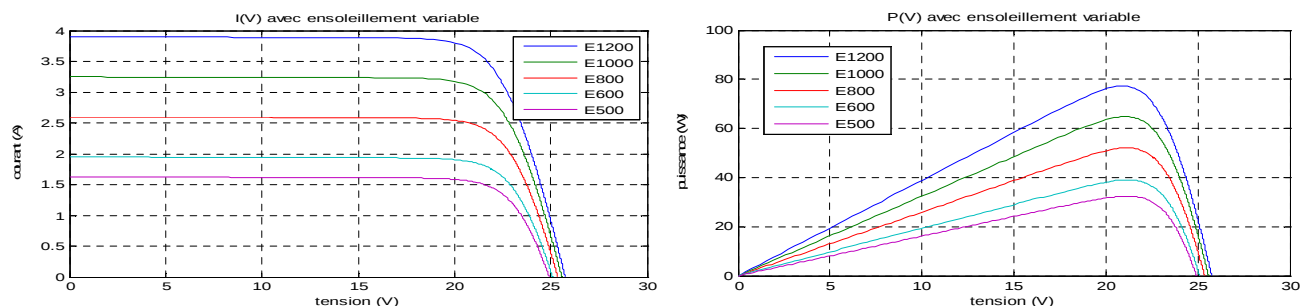


Figure (32) Influence de l'éclairement sur les caractéristiques d'un générateur PV à une température constante égale à $T=25^{\circ}\text{C}$.

9.1.2. Influence de la température

La figure (33), représente les résultats de la simulation des caractéristiques $I = f(V)$ et $P = f(V)$ pour différentes températures à un ensoleillement constant ($1000\text{W}/\text{m}^2$).

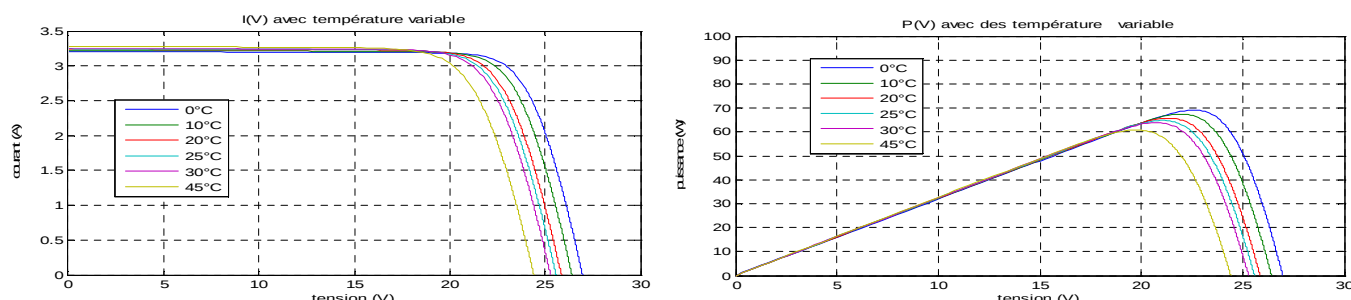


Figure (33) Influence de la température sur les caractéristiques d'un générateur PV à un ensoleillement constant ($1000\text{W}/\text{m}^2$).

9.1.3. Influence simultanée de la température et éclairement

La figure (34), représente les résultats de la simulation des caractéristiques $I=f(V)$ et $P=f(V)$ pour différentes températures et ensoleillement

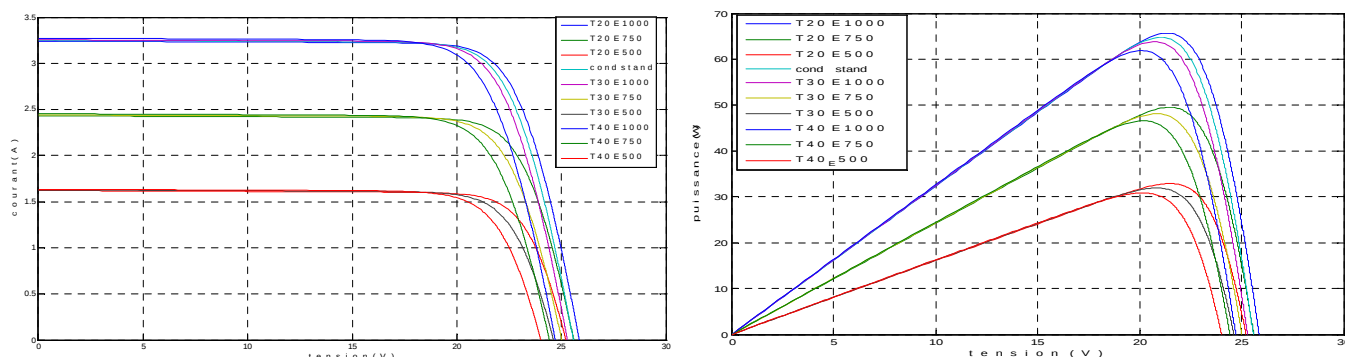


Figure (34) Les caractéristiques $I = f(V)$ et $P = f(V)$ d'un générateur PV pour différentes températures et ensoleillement.

9.1.4. Influence de la résistance série R_s :

La figure (35), nous montre la dégradation et l'influence de la résistance série sur les caractéristiques $I=f(V)$ et $P=f(V)$ à $T=25^{\circ}$ et $E=1000\text{W}/\text{m}^2$.

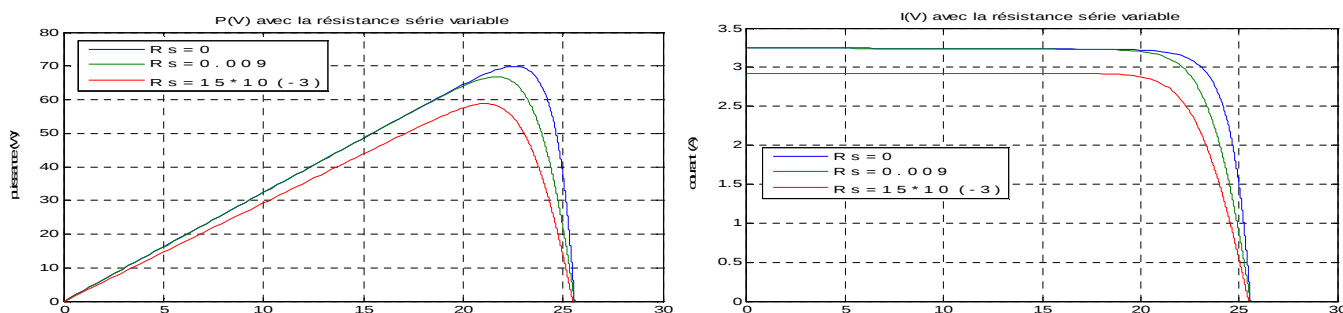


Figure (35) Influence de la résistance série sur les caractéristiques d'un générateur PV à un $T=25^{\circ}$ et $E=1000\text{W}/\text{m}^2$.

9.1. 5. Influence de la résistance parallèle R_p

La figure (36), nous montre l'influence de la résistance parallèle sur les caractéristiques $I=f(V)$ et $P=f(V)$ à $T=25^\circ$ et $E=1000 \text{ W/m}^2$.

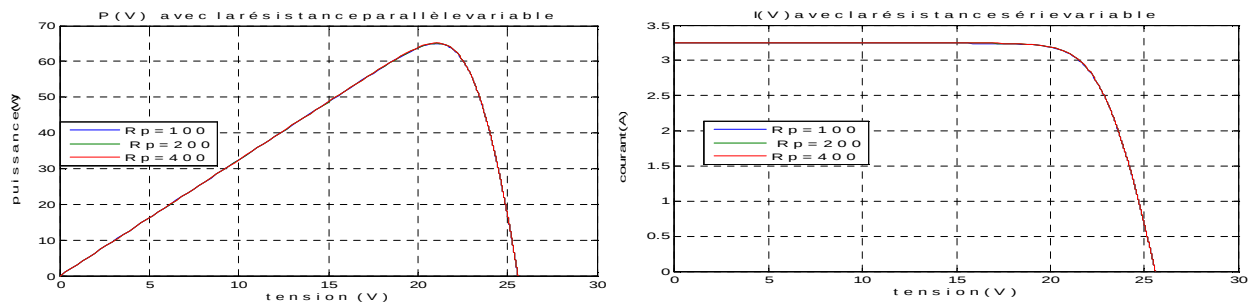


Figure (36) Influence de la résistance parallèle sur les caractéristiques d'un générateur PV à un $T=25^\circ$ et $E=1000 \text{ W/m}^2$.

On remarque que ces caractéristiques dépendent fortement de l'ensoleillement, et que le courant I_{cc} est très influencé par le changement de l'ensoleillement alors que la tension V_{co} reste sensiblement constante. Par conséquent, la puissance disponible aux bornes du générateur PV a augmenté, figure (32) et figure (34). On remarque que les caractéristiques dépendent fortement de la température, et que la tension V_{co} est influencée par le changement de la température. Elle augmente lorsque la température diminue, alors que le courant I_{cc} varie légèrement dans un intervalle étroit. Par conséquent, on perd de la puissance disponible aux bornes du générateur PV, figure (33) et figure (34).

La résistance R_s provoque une chute de tension à la sortie du panneau solaire. Lors de l'augmentation de R_s , la tension V diminue, cela se traduit par une diminution de la pente de la courbe $I=f(V)$ donc une diminution de la puissance, figure (35). La résistance parallèle R_p est due au courant de fuite au niveau de la jonction, son influence n'apparaît pas graphiquement, figure (36).

9.2. Description d'un système de poursuite de point de puissance maximale (MPPT)

Le système de poursuite de point de puissance maximale (comme le montre la figure 38) est composé de deux parties :

- Partie d'électronique de puissance comprenant un convertisseur DC-DC.
- Partie commande.

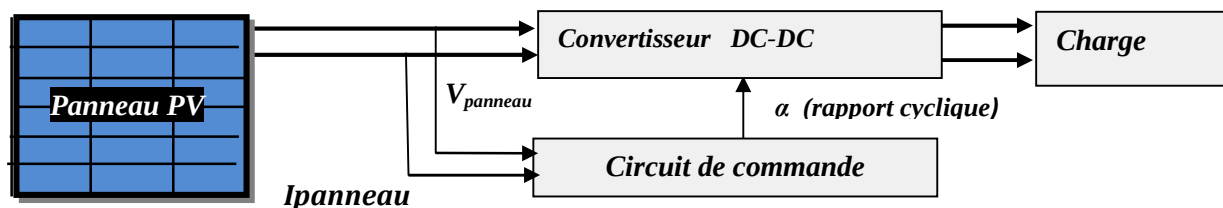


Figure (37) Schéma synoptique d'un système de poursuite du point de puissance maximale.

9.3. La recherche du MPPT par la logique floue

Comme les méthodes classiques de poursuite du point optimal de fonctionnement ont montré leurs limites face aux changements brusques des conditions climatiques et de la charge connectée au générateur, plusieurs méthodes sont apparues pour atténuer ces défaillances et améliorer le fonctionnement de ces générateurs.

L'approche d'intelligence artificielle en l'occurrence la logique floue est mise en œuvre pour améliorer les performances du contrôle et de la poursuite du point de puissance maximum, par la simulation et la modélisation d'un contrôleur à base de logique floue (FLC) (Figure (38)).

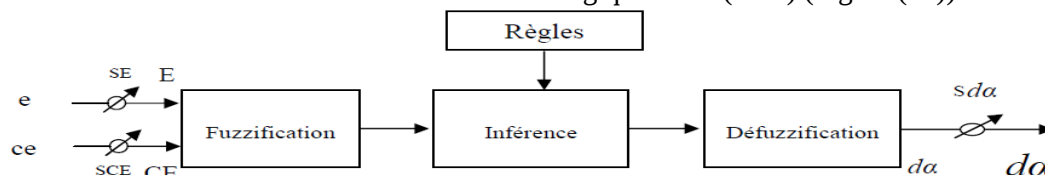


Figure (38) Structure du contrôleur flou pour la poursuite du PPM

Afin d'évaluer les performances d'un système de poursuite du point de puissance maximale, nous entamerons la simulation avec le cas des conditions standards c'est-à-dire un éclairement solaire constant qui est égal à 1000 W/m^2 et une température égale à 25°C . Par la suite, on testera l'effet des variations des

paramètres météorologiques (changements de l'ensoleillement ou/et de la température). La figure (39) représente la réponse de l'algorithme MPPT par la logique floue dans les conditions standards.

Dans la simulation de la technique MPPT nous avons utilisé le Simulink®. MATLAB en raison de la possibilité de simuler des systèmes mixtes (continus et discrets). Le système continu est utilisé pour la simulation des différentes parties analogiques (panneau solaire, batterie, MPPT analogique, convertisseur DC-DC) et le système discret est utilisé pour simuler la méthode de l'algorithme de poursuite par logique floue.

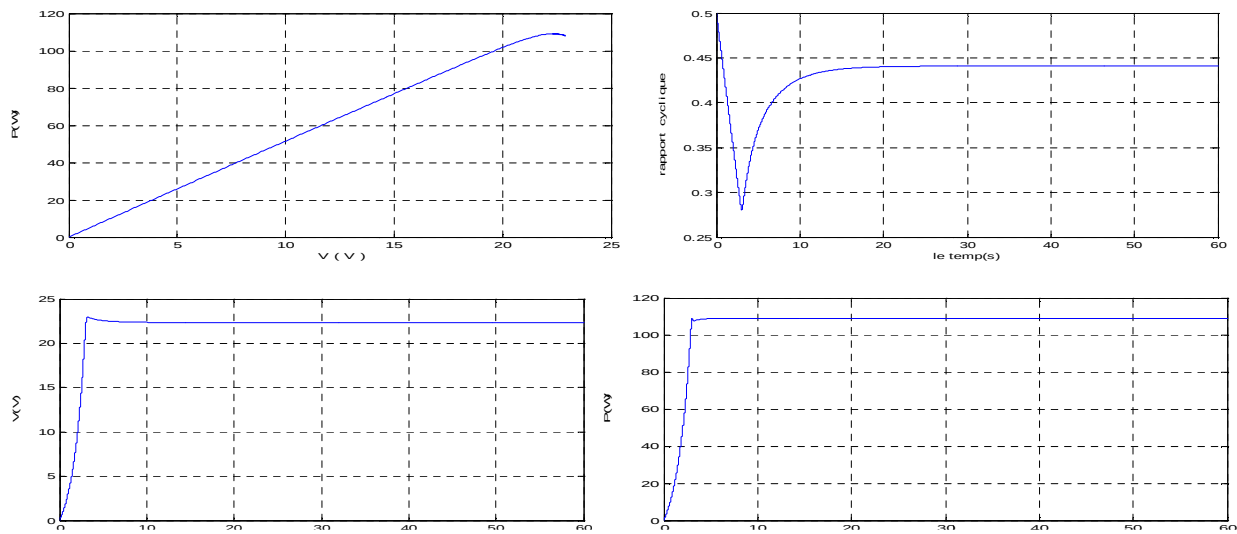


Figure (39) Réponse de l'algorithme par la logique floue dans les conditions standards.

9.3.1. Comportement du GPV sous des conditions variables

Nous présenterons dans ce qui suit, les différents résultats de simulation de poursuite en combinaison avec un convertisseur DC-DC élévateur-abaisseur. La simulation est réalisée sous de nombreux changements de conditions atmosphériques. Ces derniers seront effectués au système pour tester sa robustesse.

9.3.1.1. Augmentation de la température:

Pour le test sur la variation de la température, on effectue d'abord une augmentation de 25°C à 70°C et sous un éclaircissement de 1000W/m² durant 20s (Entre les instants 20s et 40s) figure (40). L'augmentation de la température implique toujours une diminution de la puissance. Le contrôleur flou présente une très bonne réponse en poursuite.

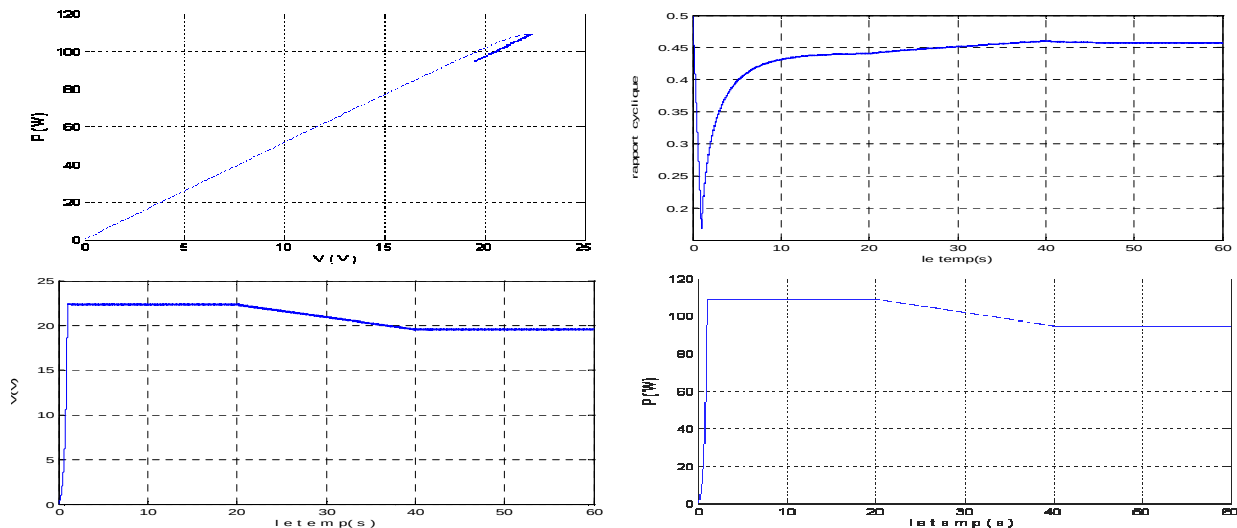


Figure (40) Réponse de l'algorithme par logique floue pour une augmentation de température

9.3.1.2. Diminution de la température

On refait le même test dans l'autre sens, en diminuant la température de 70°C à 25°C et sous un éclaircissement de 1000W/m² durant un temps de 20s, les résultats sont présentés sur la figure (41).

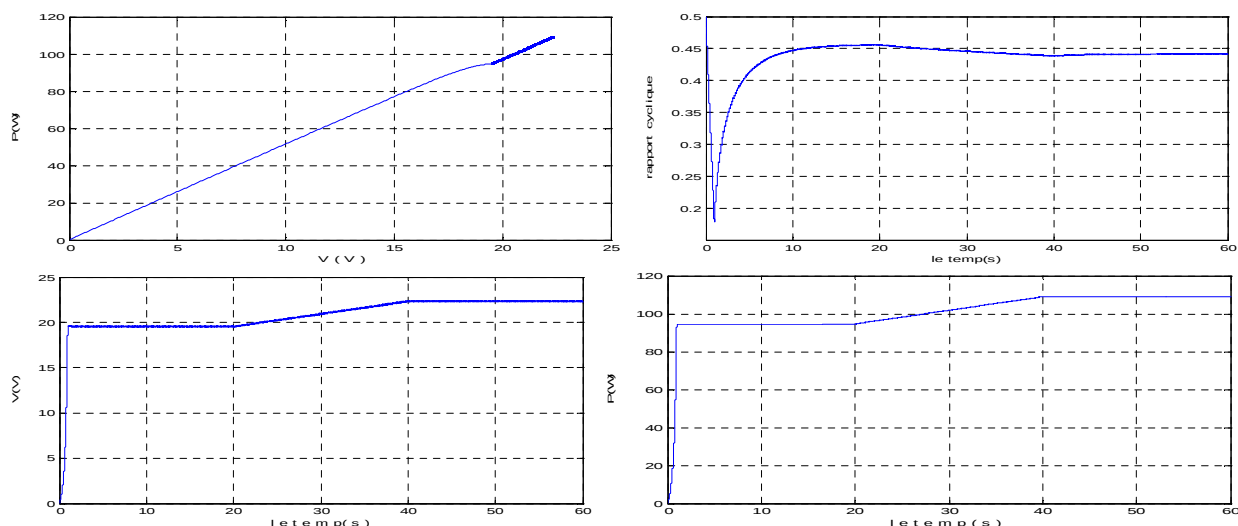


Figure (41) Réponse de l'algorithme par logique floue pour une diminution de la température.

9.3.1.3. Augmentation de l'éclairement

La figure (42) montre le comportement du système, pour une température fixée à 25°C et une augmentation linéaire de l'ensoleillement de 600W/m^2 à 1000W/m^2 sur un intervalle de 20s.

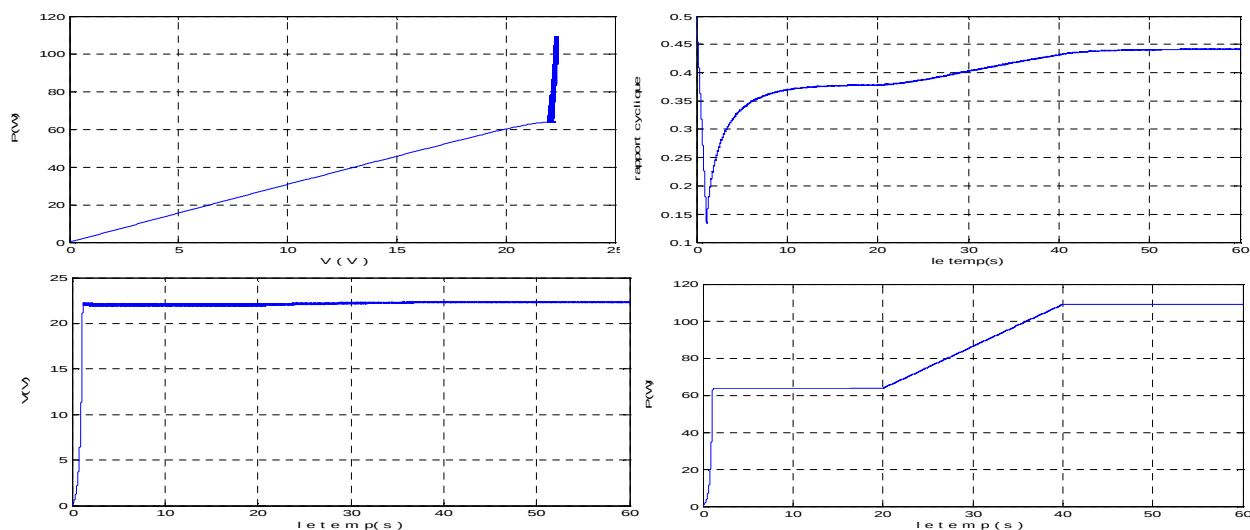


Figure (42) Réponse de l'algorithme par logique floue pour une augmentation de l'ensoleillement

9.3.1.4. Diminution de l'éclairement

Lors de la diminution de l'éclairement de 1000W/m^2 à 600W/m^2 sur un intervalle de 20s, nous pouvons très bien observer sur la figure (43), que le FLC possède des performances satisfaisantes.

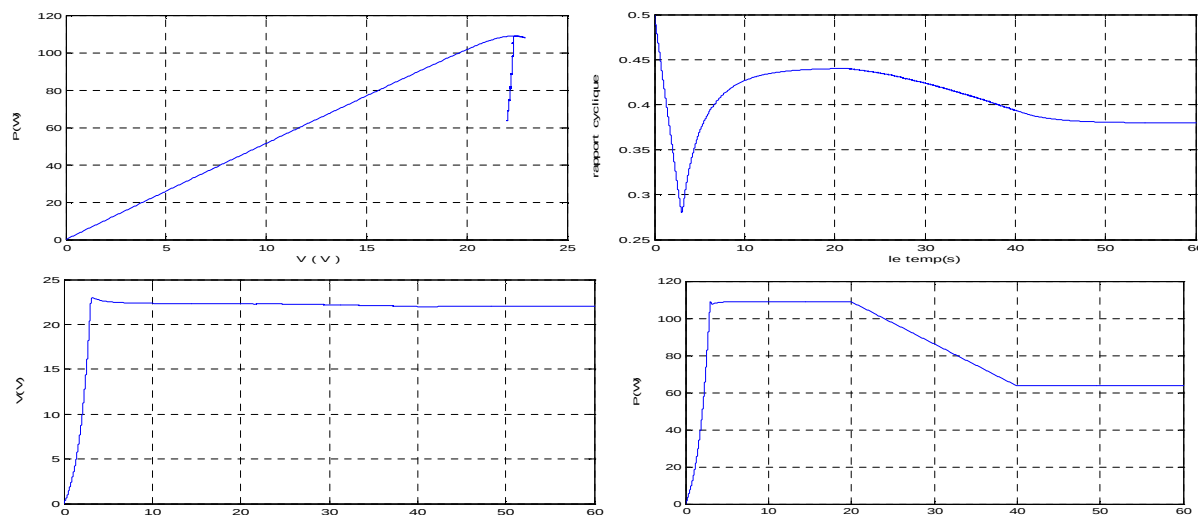


Figure (43) Réponse de l'algorithme par logique floue pour une diminution de l'ensoleillement.

Les résultats obtenus, confirment les observations des précédentes simulations. Ils montrent le bon fonctionnement de l'algorithme MPPT de commande. On peut aussi affirmer que le FLC présente un rendement élevé. Ainsi, le contrôleur MPPT Flou confirme les observations des précédentes simulations.

9.3.2. Variations simultanées de l'éclairement et de la température

Dans le but, de montrer l'efficacité du contrôleur flou pour le cas le plus défavorable c'est-à-dire des variations des paramètres météorologiques simultanés (la température et l'ensoleillement varient au même temps). Pour cela on considère les quatre cas possibles avec les mêmes conditions dans les paragraphes de 5.1.1 au 5.1.4. Les résultats obtenus sont montrés sur les figures (44).

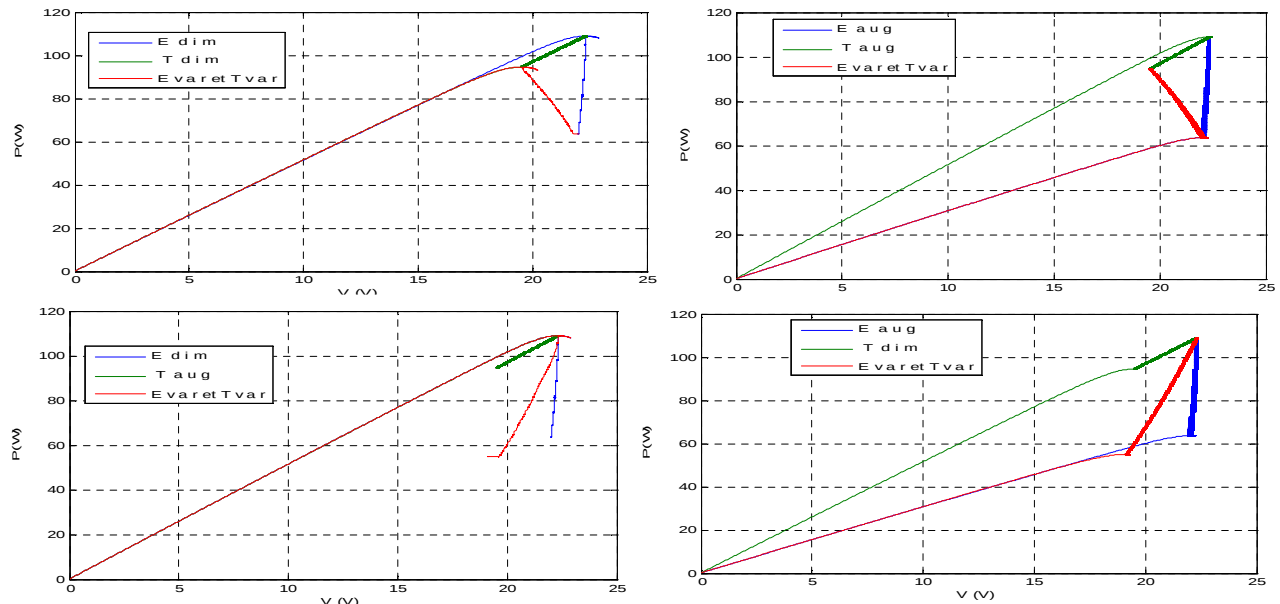


Figure (44) Robustesse de la poursuite du FLC pour une diminution et augmentation simultanée de la température et de l'ensoleillement

On peut conclure, que les variations simultanées des paramètres météorologiques n'affectent pas l'efficacité de notre contrôleur flou.

9.4. Chaîne photovoltaïque connectée à une machine asynchrone

Le schéma synoptique de la chaîne complète : Générateur photovoltaïque – Convertisseurs - Batterie – Réseau électrique étudiée est donné par la figure (45).

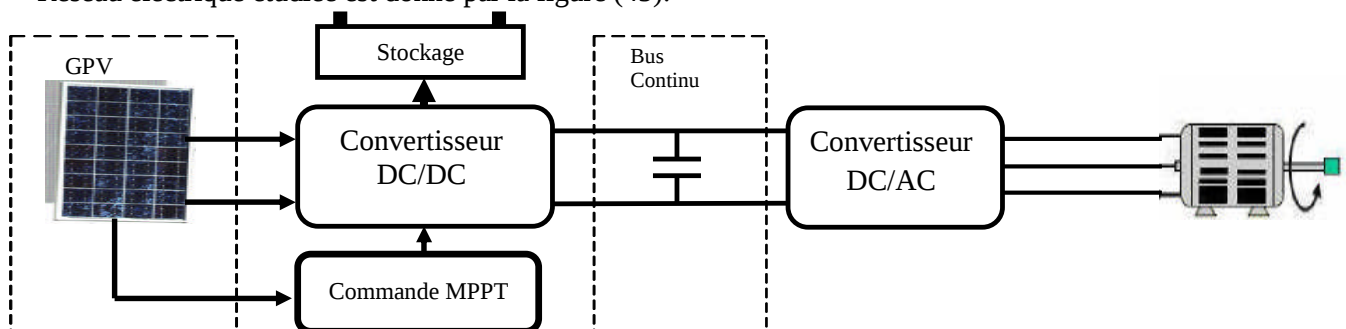


Figure (46) Structure globale de la chaîne photovoltaïque étudiée.

10. Performances de la MAS Connectée à une chaîne photovoltaïque

Afin de tester le comportement de la commandes vectorielle avec régulateur (PI et floue), avec et sans capteurs, et l'influence de l'extraction de puissance maximale du générateur photovoltaïque obtenue en utilisant la technique basée sur la logique floue, on procède aux mêmes tests mentionnés auparavant avec les mêmes profils de vitesse et de couple. La simulation est effectuée pour un GPV composé de 25 cellules en série.

Les figures (46) et (47), représentent une étude comparative entre les performances des différentes stratégies de la conduite de la MAS en charge commandée en vitesse (vectorielle PI, vectorielle floue, avec et sans capteur) avec un onduleur à deux niveaux, dans le cas où ce dernier est alimenté par une source photovoltaïque. La simulation du comportement dynamique de la machine est effectuée, à vide pour une consigne de vitesse de $\Omega_{ref} = 100$ rd/s, ainsi que pour un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge de 10 N.m entre 1s et 2s.

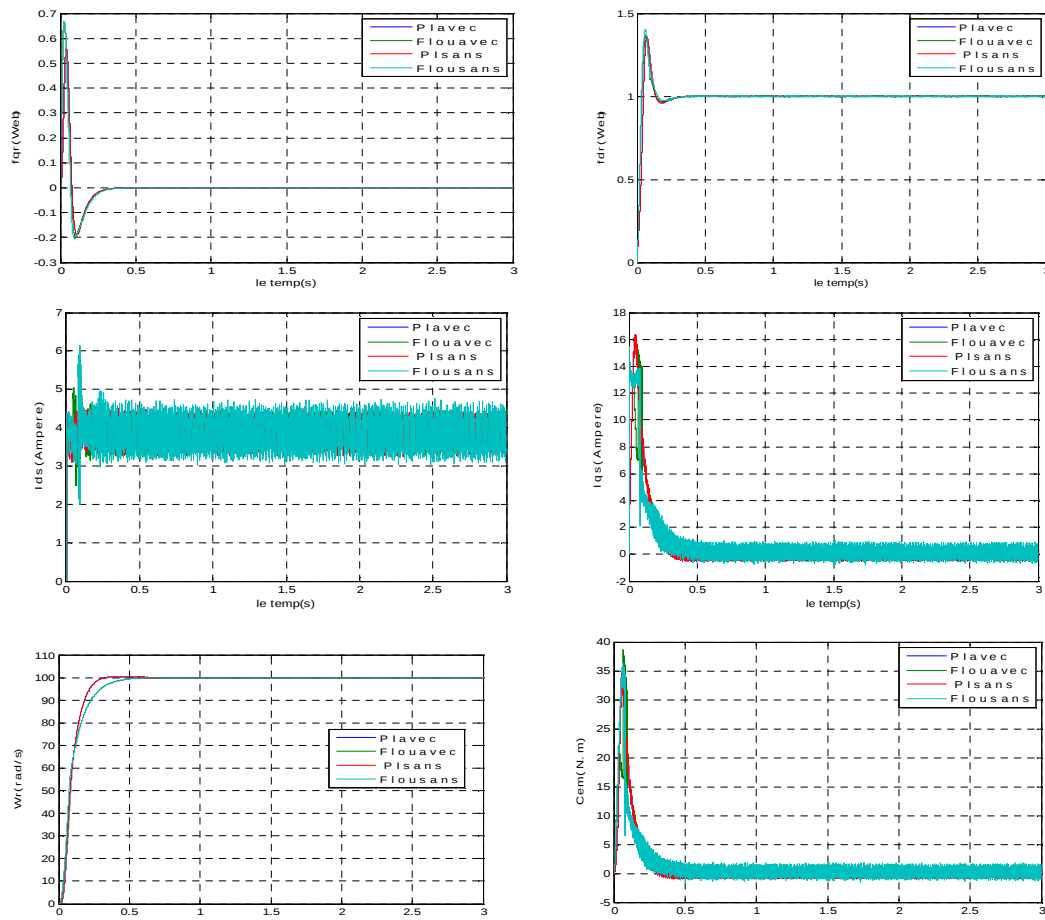


Figure (46) Comparaison du comportement des différentes stratégies étudiées pour la MAS à vide couplée à un GPV.

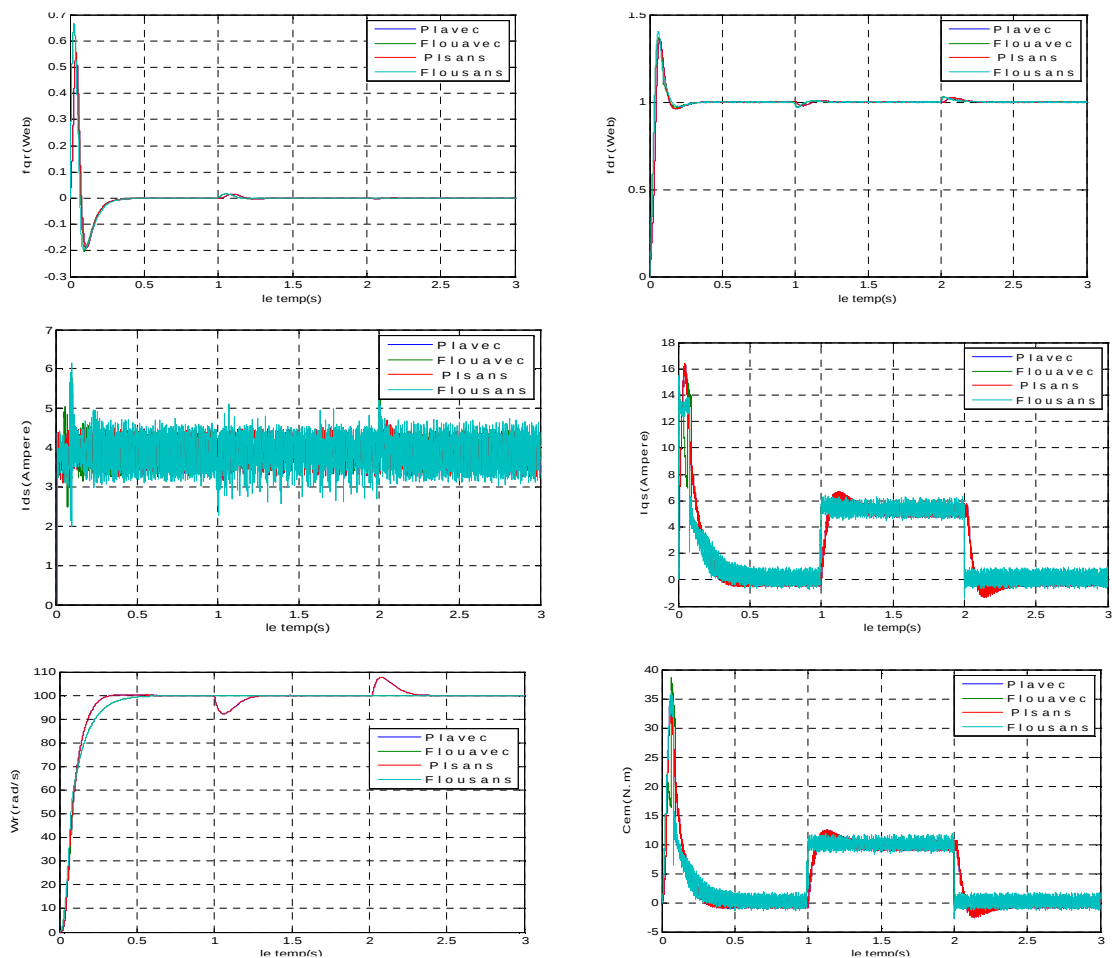


Figure (47) Comparaison du comportement des différentes stratégies étudiées pour la MAS en charge couplée à un GPV.

A l'issue de ces simulations, nous constatons que la technique permet d'obtenir des performances élevées similaires à celles de la machine connectée au réseau. Ce qui veut dire que l'alimentation de l'onduleur si elle est bien dimensionnée n'alterne en aucun cas le bon fonctionnement de notre commande avec et sans capteur de vitesse.

10. Conclusion

Le travail que nous avons présenté a amené une contribution à l'analyse et la synthèse d'une commande robuste appliquée à la Machine Asynchrone alimentée avec un générateur photovoltaïque.

L'utilisation de la logique, dans le contrôle vectoriel, est un outil puissant dans la réalisation de commande robuste et fiable.

Afin de réduire le coût et le volume de la machine, particulièrement pour certaines applications, nous avons eu recours à une commande vectorielle à flux orienté sans capteur mécanique en utilisant un estimateur MRAS (*Model Référence Adaptive System*).

Les tests de robustesse, montrent clairement que les performances de la commande en présence d'estimateurs, du type MRAS, pour la poursuite des références est toujours rapide et satisfaisante.

D'autre part, on peut alimenter notre machine par un système de réseau alternatif en passant par un onduleur. Ce dernier reste la clef de toutes les commandes proposées. On a également abordé les systèmes photovoltaïques et la problématique de l'intégration des panneaux solaires, dans une cascade avec une machine asynchrone et l'architecture à adopter afin de générer des tensions utilisables.

La commande avec capteurs a été réalisée en utilisant deux approches : une approche vectorielle qui se base sur le régulateur PI ; La deuxième est basée sur l'utilisation de la logique floue pour la conception du régulateur, qui donne des résultats plus fiables que la première.

Vu la fragilité des capteurs mécaniques, nous avons développé une méthode d'estimation de la vitesse de la machine asynchrone basée sur un estimateur MRAS qui a donné des résultats très satisfaisants, pour le fonctionnement à grande et petite vitesses. La validité de cette technique est vérifiée par plusieurs tests. En contre partie, elle a montré une grande sensibilité, voire une divergence, aux variations de la constante de temps rotorique. Afin de palier ce problème, nous avons associé, à cette méthode, un estimateur du type MRAS. Cette association a augmenté sensiblement la stabilité de l'estimateur vis-à-vis des variations paramétriques de la machine asynchrone au détriment d'une complexité et d'un coût algorithmiques plus élevés.

Un autre point que nous avons traité est l'intégration de la machine dans un système photovoltaïque. L'association des différents constituants est modélisée par une cascade qui comporte le générateur photovoltaïque (GPV), l'onduleur à deux niveaux et la MAS. Les résultats obtenus montrent que le modèle proposé pour le GPV s'adapte parfaitement à toutes les commandes de la MAS et que cette dernière garde les mêmes performances que celles obtenus lorsqu'elle est connectée au réseau.

Enfin ces travaux ouvrent de nombreuses voies de recherches et un certain nombre d'améliorations possibles pour la continuité de ce travail. On peut citer :

- Réalisation pratique des commandes proposées.
- L'utilisation des onduleurs multi-niveaux.
- Utilisation des régulateurs à base de réseaux de neurones pour les MRAS.
- Implémentation des algorithmes MPPT sur une carte DSP.

11. Bibliographie

- [Alr 04] I. Al-rouh, "Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone", Thèse de doctorat de l'université d'Henri Poincaré, Nancy 1, juillet 2004.
- [Azi 06] A. Aziz, "Propriétés électriques des composants électroniques minéraux et organiques, Conception et modélisation d'une chaîne photovoltaïque pour une meilleure exploitation de l'énergie solaire", Thèse de doctorat, Université Toulouse III – Paul Sabatier, novembre 2006.
- [Bag 99] L. Baghli "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques" Thèse de doctorat de l'université d'Henri Poincaré, Nancy 1, janvier 1999.
- [Bag 05] L. Baghli, "Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone", IUFM de Lorraine – UHP, 2005.

- [Bar 93] L. Barazane, "Commande vectorielle d'une machine asynchrone alimenté en courant", Thèse de magister, ENP, Alger, 1993
- [Bel 05] H. BELHADEF & S. BENDAOUD, "La Logique Floue avec Optimisation par les Algorithmes Génétiques Appliquée à la Commande d'Attitude d'un Satellite. ", PFE, Département de Mathématique, Faculté de Sciences, Université Saad Dahlab, Blida, 2005.
- [Bla 71] F. BLASCHKE, "A new method for the structure decoupling of AC induction machines", Proc. 2ndIFAC Symp. Multivariable Techn. Control Systems, Part 3, pp.11-13, oct.1971.
- [Bla 72] F. BLASCHKE, "The principle of field orientation as applied to the new Tran vector", Siemens review, vol. 34, pp.217-222, 1972
- [Bos 86] B.K.BOSE, "Power Electronics and AC Drives. ",Prentice-Hall, New Jersey, 1986.
- [Bos 98] B.K. BOSE, " technology trends in microcomputer control of electrical machine ", IEEE, Trans Ind electron, vol 35, N°1,1998, pp. 160-177.
- [Bou.A 08] A. Bouden, « Analyse optimisée de système de pompage photovoltaïque», Université Mentouri de Constantine, 2008.
- [Bou.A 07] A.Boukhelifa, "Les éléments d'optimisation du pilotage d'une machine asynchrone en vue d'un contrôle vectoriel.", Thèse de Doctorat, ENP, Alger, 2007.
- [Bou.S 07] M.Boudjmea, N.Belhaouas « Commande d'un poursuit du point de puissance maximum (MPPT) par les réseaux de neurons et l'implimentation sur FPGA et DSP». Mémoire d'ingénieur,ENP, Alger, 2007.
- [Bou.S 11] S.Bouhkalfa, " Etude d'un système de pompage photovoltaïque", Mémoire de Magistère, USTHB, 2011.
- [Bul 94] H. BUHLER, "Réglage par Logique Floue. ", Collection Electricité, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1994.
- [Car 95] Caron, J. P.; Hautier, J. P., "Modélisation et commande de la machine asynchrone", Ed Technip, 1995, 279p
- [Cha.S 05] S. Chaouch, "Commande Vectorielle Robuste d'une Machine a Induction sans Capteur de Vitesse", These de doctorat en science en électrotechnique l'université de Batna 03 Décembre 2005.
- [Cha.C 05] C. Chaigne, E. Etien, S. Cauet and L. Rambault, " Commande Vectorielle sans Capteur des Machines Asynchrones", Lavoisier, Paris, 2005
- [Che.S. 06] S. Chekroun, et S. Djebbar, " Modélisation et application de la logique floue pour la commande en vitesse d'une machine asynchrone triphasée", Projet de Fin d'Etude, Université des sciences et de la technologie Mohamed Boudiaf d'Oran USTO, Juillet 2006.
- [Had 10] S. Hadjammar, "Intégration des panneaux photovoltaïques dans un réseau local en utilisant un modèle intelligent", Mémoire de Magistère, USTHB, 2010.
- [Fez 11] A.Fezzani, "Commande robuste de la machine à induction par adaptation paramétrique", Mémoire de Magistère, université de Batna, 2011.
- [Fu 91] Y. Fu, "Commandes découplées et adaptatives de machines asynchrones", Thèse de doctorat, Univ. Montpellier II, mars 1991.
- [Kou 08] K. Kouzi, " Contribution des Techniques de la Logique Floue pour la Commande Machine à Induction sans Transducteur Rotatif", Thèse de doctorat des sciences, Université De Batna, Mai 2008
- [Kub 94] H.Kubota, "Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation. " IEEE trans.Ind app.Vol.30, no.5, pp 1219-1224, September 1994.
- [Leo 96] W. Leonhard, "Controlled ac drives, a successful transition from ideas to industrial practice. ", Control Eng. Practice, Vol.7, No.1, pp.897-908,1996.
- [Mao 05] R. Maouedj, " Application de l'énergie photovoltaïque au pompage hydraulique sur les sites de Tlemcen et de Bouzereah ", Mémoire de Magister, Université Abou BekrBelkaid, Décembre

2005.

- [Mat94] Matsuo.T.Blasko, "Fieled oriented control of induction machine employing rotor and ring current detection. ", IEEE1994.
- [Mec 08] A. Mechernene , M. Zerikat, M. Hachelef," Fuzzy speed regulation for induction motor associated with field oriented control ", International Journal on Sciences and Automatic Control & Computer engineering IJ-STA, Vol. 2, N°1, November 2008.
- [Ner 06] M. Nerziou, " Modélisation et Commande des Processus Multivariables à base Logique Floue: Application à la Régulation de Vitesse d'un Moteur Asynchrone ", Mémoire de Magister, Ecole Normale Supérieure de l'Enseignement Technologique d'Oran, E.N.S.E.TOran, Septembre 2006.
- [Seg 89] G.SEGUIER, "Convertisseurs de l'Electronique de Puissance, V4 : la Conversion Continue-Alternative. ", Technique et Documentation Lavoisier (Paris), 1989.
- [Sch 92] C. SCHAUDER, " adaptative speed identification for vector application", IEEE, vol 28, NO 5, septembre/octobre 1992.
- [Sma 09] Z. SMARA, « Etude de différentes stratégies de commandedes systèmes de poursuite de la puissance maximale », Mémoire de Magister, Université de Chlef,2009
- [Tam 06] H.TAMRABET, "Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone. » "Thèse de magister, université de Batna 2006.
- [Trz 94] A.M.zynadlowsky, " The field orientation principle in control of induction motor", Kluwer Academic Publishers, 1994.
- [Tsa 07] A.Tsamad, K.Mahmoud "développement d'un logiciel de dimensionnement des installations photovoltaïque". Mémoire d'Ingéniorat, ENP, Alger, 2007.
- [Zer 07] F. Zerhouni, M. Zegrar, M. T. Benmassaoud, A. Boudghene, "Mise en pratique de techniques d'optimisation du fonctionnement d'un système à énergie renouvelable non polluante. ", ICRE'07, Université de Bejaia 2007.
- [Yah 11] A. Yahi, " Contribution à la Commande robuste synergétique et à structures variables floue d'un moteur asynchrone à cage ", Mémoire de Magistère, USTHB 2011.
- [Yaz 96] K. Yazid, "Commande vectorielle avec prise en compte des variations de la constante de temps rotorique ", Mémoire de Magistère, USTHB 1996.
- [Zer 07] M. Zerikat and S. Chekroun" Design and Implementation of a hybrid fuzzy controller for a high performance induction motor ", Proceedings of World Academy of Science, Engineering and Technology Volume 20 April 2007 ISSN 1307-6884, pp 263-269.

Résumé