

IV-1 Introduction :

La commande prédictive est une technique de commande avancée de l'automatique.

Elle a pour objectif de commander des systèmes industriels complexes. Le principe de cette technique est d'utiliser un modèle dynamique du processus à l'intérieur du contrôleur en temps réel afin d'anticiper le futur comportement du procédé [bar 08].

La commande prédictive se différencie des autres techniques de commande par le fait que doit être résolu en ligne, elle consiste à optimiser, à partir des entrées/sorties d'un système, le comportement futur prédit du système considéré. La prédiction est faite à partir d'un modèle interne du système sur un intervalle de temps fini appelé horizon de prédiction. La solution du problème d'optimisation est un vecteur de commande dont la première entrée de la séquence optimale est injectée au système. Le problème est à nouveau résolu sur l'intervalle de temps suivant en utilisant les données du système mises à jour [MIG04].

Cette stratégie de commande a montré son efficacité, sa flexibilité et son succès dans des applications industrielles, même pour des systèmes à faible période d'échantillonnage. L'application de la commande prédictive dans le domaine des commandes numériques a donné des bons résultats en termes de rapidité et de précision[MEZ09].

Dans la première partie de ce chapitre on présente la philosophie et le principe de la commande prédictive, par la suite nous faisons une application de la commande prédictive à la machine asynchrone pour la régulation de la vitesse associée avec la DTC-SVM à deux PI. La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à l'application de la commande prédictive à la MAS, afin de minimiser les pulsations de couple et du flux ainsi que la diminution de la fréquence de commutation de l'onduleur qui alimente la machine. Pour cela on a utilisé les notions de la géométrie différentielle pour obtenir un modèle linéarisé et découplé de la machine asynchrone par la technique de la linéarisation entrée-sortie. Ce modèle est implanté à l'intérieur du contrôleur prédictif afin d'anticiper le futur comportement du procédé.

IV-2 la commande prédictive :

IV-2 -1 La philosophie de la commande prédictive :

La philosophie de la commande prédictive est donc, connaissant la sortie du processus à commandé, de déterminer la commande permettant de lui faire rallier la consigne selon une

trajectoire prédéfinie (trajectoire de référence) sur la sortie du processus en accord avec la figure (IV-1). Il s'agit donc de déterminer la séquence future de commande à appliquer à l'entrée du processus afin de réaliser le ralliement. Seule la première commande est appliquée, les autres commandes seront oubliées car à la période d'échantillonnage suivante, les séquences sont décalées, une nouvelle sortie est mesurée et la séquence d'opération est alors recommencée à chaque période d'échantillonnage selon le principe de l'horizon fuyant [bar 08].

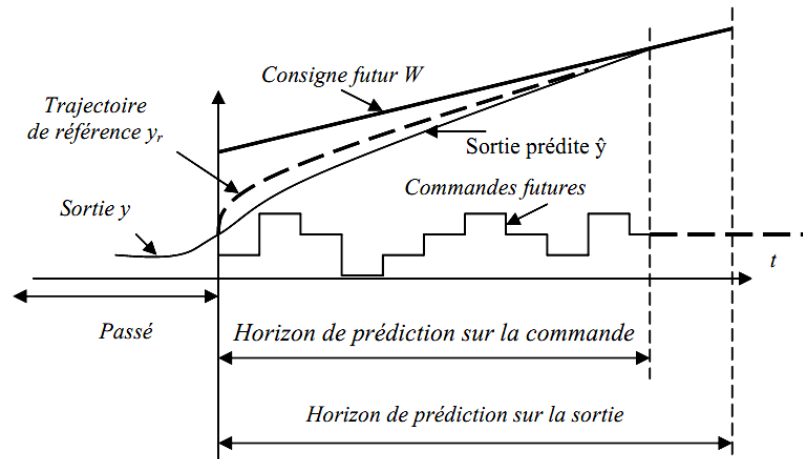


Fig. IV-1 Evolution temporelle de la prédiction à horizon fini

En réalité, le modèle du processus dit modèle interne (implanté dans le calculateur numérique) ne permet de prédire que l'évolution de sa propre sortie, puisque le modèle adopté est imparfait à cause des erreurs d'identification des perturbations non prises en compte et des simplifications effectuées permettant une utilisation en temps réel. Il en résulte que la sortie du processus est différente de celle du modèle.

IV-2-2 le principe et la stratégie générale de la commande prédictive :

Le principe de base de la commande prédictive consiste de prendre en compte, à l'instant actuel, le comportement futur, par le biais d'utilisation explicite d'un modèle numérique du système dans le but de prédire la sortie dans le futur, sur un horizon fini. Un des intérêts des méthodes prédictives réside dans le fait que, pour une consigne précalculée sur un certain horizon, il est ainsi possible d'exploiter les informations de trajectoires prédéfinies situées dans le futur, étant donné que le but est de faire correspondre la sortie du système avec cette consigne sur un horizon fini [MEZ09].

De manière générale, la loi de commande prédictive est obtenue à partir de la méthodologie suivante :

1. Prédire les sorties futures du processus sur l'horizon de prédiction défini, en utilisant le modèle de prédiction. On dénote $y(t+k/t)$ les sorties prédites, $k = 0 \dots N$ (N l'horizon de prédiction). Ces sorties sont dépendantes des valeurs de sorties et d'entrées du processus à commander connues jusqu'au temps t .

2. Calculer la séquence de signaux de commande, dénote par $u(t+k/t)$, $k = 0 \dots N-1$ en minimisant un critère de performance afin de mener la sortie du processus vers une sortie de référence. On dénote par $w(t+k/t)$, $k = 0 \dots N$, d'habitude le critère de performance à minimiser est un compromis entre une fonction quadratique des erreurs entre $y(t+k/t)$ et $w(t+k/t)$ et un coût de l'effort de commande. Par ailleurs, la minimisation d'une telle fonction peut être soumise à des contraintes sur l'état et plus généralement à des contraintes sur la commande.

3. Le signal de commande $u(t)$ est envoyé au processus tandis que les autres signaux de commande sont oubliés. Au temps $t+1$ on acquiert la sortie réelle $y(t+1)$ et on recommence au premier [Cam 03] [MIG04].

IV-2-3 Intérêts de la commande prédictive :

La plupart des régulations industrielles sont réalisées souvent avec des régulateurs PID analogiques avec une efficacité remarquable et un rapport prix/performance avec lequel il est difficile de les rivaliser. Toutefois, ce type de régulateur ne couvre pas tous les besoins et ses performances souffrent dans un certain champ d'applications dont on cite [bar 08]:

- Les processus difficiles, notamment non linéaires, instables, non stationnaires, à grand retard purs et aussi multi variables.
- Lorsque les performances sont tendues par l'utilisateur, notamment : forte atténuation des perturbations, erreur de traînage nulle en poursuite, réponse en temps minimal, ce qui amène à fonctionner sous contraintes qui affectent soit les variables de commande, soit les variables internes du processus.

Ces limitations ont favorisé l'éclosion de la commande prédictive à base de modèle numérique puisque sur le plan technique, l'accessibilité est plus aisée aux calculateurs

numériques susceptibles de réaliser des traitements algorithmiques, intégrant calcul et logique qu'aux régulateurs purement analogiques. En conséquence, le régulateur prédictif va être construit sur la base d'un modèle interne, qu'il va utiliser sur le site, en temps réel.

La richesse de la commande prédictive provient du fait qu'elle n'est pas seulement capable de contrôler des processus simples du premier et du second ordre, mais aussi des processus complexes, notamment les processus avec temps de retard assez long, processus instable en boucle ouverte sans que le concepteur prenne trop des précautions spéciales [bar 08].

Pendant les dernières années, différentes structures du contrôleur prédictif ont été développées, on peut citer la commande prédictive généralisée (GPC), qui a connu un grand essor en tant que technique de commande avancée depuis le milieu des années 80, cet essor s'est réalisé principalement selon deux axes privilégiés [MEZ09]:

- ❖ De D.W. Clarke 1985: Commande Prédictive Généralisée (G.P.C) (Generalized Predictive Control)
- ❖ De J. Richalet 1987: Commande Prédictive Fonctionnelle (P.F.C.) (Predictive Functional Control).

IV-3 commande prédictive généralisée :

La commande prédictive généralisée (GPC :Generalized Predictive Control) de Clarke, est considérée comme étant la plus populaire des méthodes de prédiction, particulièrement pour les processus industriels. Elle combine la prédiction du comportement futur du procédé avec la commande de rétroaction.

IV-3-1 Principe de fonctionnement de la commande prédictive généralisée:

La commande prédictive c'est la résolution répétée à chaque pas de temps d'un problème de commande optimale : "comment aller de l'état actuel à un objectif de manière optimale en satisfaisant des contraintes". Pour cela, il faut connaître à chaque itération l'état du système en utilisant un outil de résolution numérique [ben 09].

Le schéma fonctionnel de la commande prédictive généralisée est présenté sur la figure (IV-2):

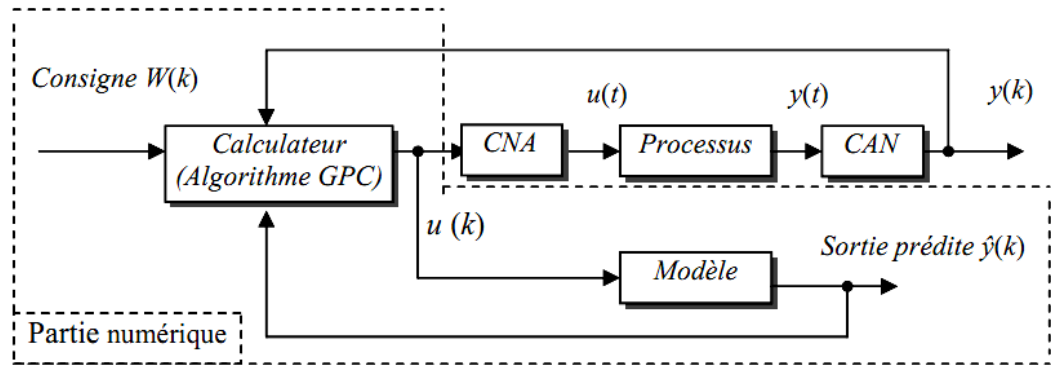


Fig. IV-2. Schéma de principe du GPC

Si on veut faire coïncider dans le futur la sortie du processus avec une consigne ou avec une trajectoire de référence, il est nécessaire :

- Prédire les sorties futures du processus sur un horizon bien défini, grâce au modèle numérique du système,
- Calcul de la séquence des commandes futures par minimisation d'un critère quadratique des erreurs entre les sorties prédites et les consignes,
- Application seulement de la première commande sur le système, et répéter cette procédure à la prochaine période d'échantillonnage selon la stratégie de l'horizon fuyant.

La représentation temporelle de la commande prédictive généralisée est donnée par la Figure(IV-1), où l'on observe les commandes $u(k)$ à appliquer au système pour obtenir le ralliement autour de la consigne $w(k)$.

Le modèle numérique est obtenu par une discrétisation (transformée en z) de la fonction de transfert continue du modèle ce qui permet de calculer la sortie prédite sur un horizon fini.

IV-4 Formulation du modèle :

Tous les algorithmes de commande prédictive ne diffèrent entre eux que par le modèle utilisé pour représenter le procédé et par la fonction de coût à minimiser. Le modèle du processus peut prendre différentes représentations (par fonction de transfert, par variables d'état, réponse impulsionnelle ...). Pour notre formulation, le système est représenté sous la forme CARIMA dont l'expression est [Mal 00]:

$$y(t) + a_1 y(t-1) + \dots + a_{n_a} y(t-n_a) = b_0 u(t-d) + b_1 u(t-d-1) + \dots + b_{n_b} u(t-d-n_b) + e(t) \quad (\text{IV-1})$$

Avec $\mathbf{y}(t)$: sortie du processus

$\mathbf{u}(t)$: commande appliquée à l'entrée

\mathbf{d} : retard du système, (les machines électriques sont considérées comme étant des procédés rapides, on prend le plus souvent $d = 1$).

\mathbf{q}^{-d} : opérateur du retard ($\mathbf{q}^{-d} y(t) = y(t-d)$).

$\mathbf{e}(t)$: terme lié au perturbation.

Les polynômes $A(q^{-1})$ et $B(q^{-1})$ sont définis comme suit :

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_{na} q^{-na} = 1 + \sum_{i=1}^{i=na} a_i q^{-i} \quad (IV-2)$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1 q^{-1} + \dots + b_{nb} q^{-nb} = \sum_{i=0}^{i=nb} b_i q^{-i}$$

Le modèle numérique de représentation pour le GPC est illustré par la figure (IV-3) suivante:

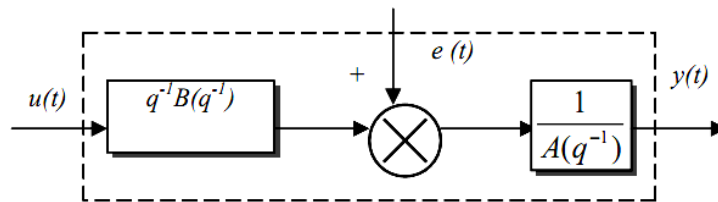


Fig. IV-3 Modèle numérique de représentation pour le GPC

La forme du terme lié à la perturbation définit le système de modélisation (processus + perturbation) :

$$e(t) = C(q^{-1}) \frac{\xi(t)}{D(q^{-1})} \quad (IV-3)$$

$\xi(t)$: est un bruit blanc centré (sa valeur moyenne est nulle).

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1 q^{-1} + \dots + c_{nc} q^{-nc} \quad (IV-4)$$

Dans le modèle CARIMA, on raisonne sur un modèle incrémental du système, de ce fait le polynôme $D(q^{-1})$ est pris comme étant l'opérateur de différence $\Delta(q^{-1}) = 1 - q^{-1}$ (intégrateur).

Le but recherché avec l'introduction d'un intégrateur est l'annulation de toute erreur statique vis-à-vis d'une consigne ou d'une perturbation constante. On prendra par la suite $C(q^{-1}) = 1$. Finalement, le modèle CARIMA à partir duquel sera dérivée l'expression de la loi de commande GPC est donnée par la relation suivante [bar 08][MEZ 09]:

$$A(q^{-1})y(t) = q^{-1}B(q^{-1})u(t) + \frac{\xi(t)}{\Delta(q^{-1})} \quad (IV-5)$$

IV -5 Critère d'optimisation:

Une fois les prédictions faites, on doit trouver la future séquence de commande à appliquer sur le système pour atteindre la consigne désirée en suivant la trajectoire de référence. Pour cela, on vient minimiser une fonction de coût qui diffère selon les méthodes, mais généralement cette fonction contient les erreurs quadratiques entre la trajectoire de référence et les prédictions sur l'horizon de prédiction ainsi que la variation de la commande. Cette fonction de coût est la suivante :

$$J_{GPC} = \sum_{j=N_1}^{N_2} [w(t+j) - \hat{y}(t+j)]^2 + \lambda \sum_{j=1}^{N_u} \Delta u(t+j-1)^2 \quad (IV-6)$$

Avec:

w(t+j) : Consigne appliquée à l'instant (t+j).

$\hat{y}(t+j)$: Sortie prédite à l'instant (t+j).

$\Delta u(t+j-1)$: Incrément de commande à l'instant (t+j-1).

N₁ : Horizon de prédiction minimale sur la sortie.

N₂ : Horizon de prédiction maximale sur la sortie avec $N_2 \geq N_1$.

N_u : Horizon de prédiction sur la commande

λ : Coefficient de pondération sur la commande.

L'hypothèse suivante est faite sur la commande: $\Delta u(k+j)=0$ pour $j \geq N_u$. La minimisation analytique de cette fonction fournit la séquence de commandes futures dont seule la première sera effectivement appliquée sur le système. La procédure étant itérée de nouveau à la période d'échantillonnage suivante selon le principe de l'horizon glissant.

L'expression du critère appelle plusieurs remarques [ben 09]:

- Si l'on dispose effectivement des valeurs de la consigne dans le futur, on utilise toutes ces informations entre les horizons **N₁** et **N₂** de façon à faire converger la sortie prédite vers cette consigne.
- On trouve l'aspect incrémental du système en considérant Δu dans le critère.
- Le coefficient λ permet de donner plus ou moins de poids à la commande par rapport à la sortie, de façon à assurer la convergence lorsque le système de départ présente un risque d'instabilité [Mal 00].

IV-5-2 Prédicteur optimal sous forme matricielle:

Le critère précédemment introduit sous forme analytique (IV-6) peut être également représenté sous la forme matricielle comme [MEZ09] :

$$y(t+j) = \underbrace{F_j(q^{-1})y(t) + H_j(q^{-1}) \Delta u(t-1)}_{\text{réponse libre}} + \underbrace{G_j(q^{-1}) \Delta u(t+j-1)}_{\text{réponse forcée}} + J_j(q^{-1}) \xi(t+j) \quad (\text{IV-7})$$

Avec :

$F_j ; G_j ; H_j ; J_j$: sont les polynômes solutions uniques des équations diophantienne, (voir références : [Bou 00], [Mal 00], [bar 08]) suivantes:

$$\begin{cases} \Delta(q^{-1})A(q^{-1})J_j(q^{-1}) + q^{-d-j} F_j(q^{-1}) = 1 \\ G_j(q^{-1}) \cdot (1) + q^{-j} H_j(q^{-j}) = B(q^{-1})J_j(q^{-1}) \end{cases} \quad (\text{IV-8})$$

Le prédicteur optimal déduit de la considération que la meilleure estimation du signal perturbateur dans le futur est égale à sa moyenne supposée nulle ici, donc sa forme est [Ram01].

$$y(t+j) = \underbrace{F_j(q^{-1})y(t) + H_j(q^{-1}) \Delta u(t-1)}_{\text{réponse libre}} + \underbrace{G_j(q^{-1}) \Delta u(t+j-1)}_{\text{réponse forcée}} \quad (\text{IV-9})$$

Posons pour cela :

$$\begin{aligned} & F(q^{-1})[F_{N_1}(q^{-1}) \dots F_{N_2}(q^{-1})]^t \\ & H(q^{-1})[H_{N_1}(q^{-1}) \dots H_{N_2}(q^{-1})]^t \\ & \hat{y} = [\hat{y}(t+N_1) \dots \hat{y}(t+N_2)]^t \end{aligned}$$

La séquence des incréments futurs : $\tilde{u} = [\Delta u(t) \dots \Delta u(t+N_u-1)]^t$

la matrice G formée des coefficients $\{g_{ij}\}$ des polynômes G_j est donnée:

$$G = \begin{bmatrix} g_{N_1}^{N_1} & g_{N_1-1}^{N_1} & \dots & \dots \\ g_{N_1+1}^{N_1+1} & g_{N_1}^{N_1+1} & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{N_2}^{N_2} & g_{N_2-1}^{N_2} & \dots & g_{N_2-N_u+1}^{N_2} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-10})$$

Avec ces notations, le prédicteur optimal à j-pas peut s'écrire sous forme matricielle :

$$\hat{y} = G\tilde{u} + F(q^{-1})y(t) + H(q^{-1})\Delta u(t-1) \quad (\text{IV-11})$$

IV-5-3 Critère quadratique matriciel

Le critère quadratique de l'équation (IV-6) peut se combiner avec la relation (IV-11) pour obtenir l'expression matricielle de ce critère:

$$J = [G\tilde{u} + F(q^{-1})y(t) + H(q^{-1})\Delta u(t-1) - w]^t [G\tilde{u} + F(q^{-1})y(t) + H(q^{-1})\Delta u(t-1) - w] + \lambda \tilde{u}^t \tilde{u} \quad (\text{IV-12})$$

IV-5-4 Minimisation de la fonction de coût :

La séquence optimale de commandes futures s'obtient enfin par minimisation analytique

du critère sous forme matricielle $\frac{\partial J}{\partial \tilde{u}} = \mathbf{0}$. Ce qui donne [MEZ09] [Ram01]:

$$\tilde{u} = M[w - F(q^{-1})y(k) - H(q^{-1})\Delta u(t-1)] \quad (\text{IV-13})$$

Avec :

$$w = [w(t+N_1) \dots w(t+N_2)]^t$$

La matrice M est de dimension $N_u \times (N_2 - N_1 + 1)$ où $M = [G^t G + \lambda I_{N_u}]^t G^t = [m_1^t \ m_2^t \ m_{N_u}^t]^t$

Selon le principe de l'horizon fuyant, seule la première valeur de cette séquence est appliquée au système:

$$u_{opt}(t) = u_{opt}(t-1) - m_1^t [F(q^{-1})y(t) + H(q^{-1})\Delta u_{opt}(t-1) - w] \quad (\text{IV-14})$$

IV-5-5 Choix des paramètres de réglage:

La définition du critère quadratique (IV-6) a montré que l'utilisateur doit fixer quatre paramètres de réglage. Ce choix des paramètres s'avère cependant délicat pour une personne qui n'est pas spécialiste, car il n'existe pas des relations empiriques permettant de relier ces paramètres à des indicateurs classiques en automatique [ATC 07].

N_1 : horizon minimum de prédiction, correspond au retard pur du système, si le retard est connu sinon on convient d'initialiser à 1.

N_2 : horizon maximum, est choisi de sorte que le produit $N_2 T_e$ soit limité par la valeur du temps de réponse souhaité. En effet augmenter la prédiction au delà du temps de réponse n'apporte aucune information supplémentaire. Par ailleurs, plus N_2 est grand, plus le système corrigé est stable et lent.

N_u : horizon de commande, on convient de le choisir égal à 1 et n'excédant pas la valeur deux.

λ : facteur de pondération de la commande, c'est le paramètre le plus compliqué à régler puisque il influence sur la stabilité du système bouclé. En effet, si λ est très élevé, il permet

de pondérer l' influence des commandes dans l' optimisation et ainsi permet de générer un correcteur plus ou moins énergétique donc plus ou moins rapide.

Choix de la période d'échantillonnage T_e :

Lorsqu'on échantillonne un signal continu, on ne peut perdre aucune information si la fréquence d'échantillonnage est supérieure au double de la plus haute fréquence dans le signal.

Compte tenu de cette remarque connue sous le théorème de Shannon. Alors on fait le choix de la période d'échantillonnage $T_e \leq 10 \text{ ms}$ ($f_e \geq 100 \text{ Hz}$).

IV-6 association de la commande DTC-SVM à un régulateur prédictif de vitesse:

Dans cette partie nous allons réguler la vitesse de la machine asynchrone à partir d'une structure de commande prédictive associée à la commande DTC-SVM (voir figure IV-4). Cette figure comporte deux boucles l'une interne avec deux régulateurs PI sert de contrôler le couple et le flux et l'autre externe permettant de réguler la vitesse en se basant sur les lois de la commande prédictive présentées précédemment .

La fonction de transfert couple-vitesse issue de l'équation mécanique peut être représentée dans le plan continu par le transfert suivant :

$$\frac{\Omega(s)}{C_e^*(s)} = \frac{1}{js+f} \quad (\text{IV-15})$$

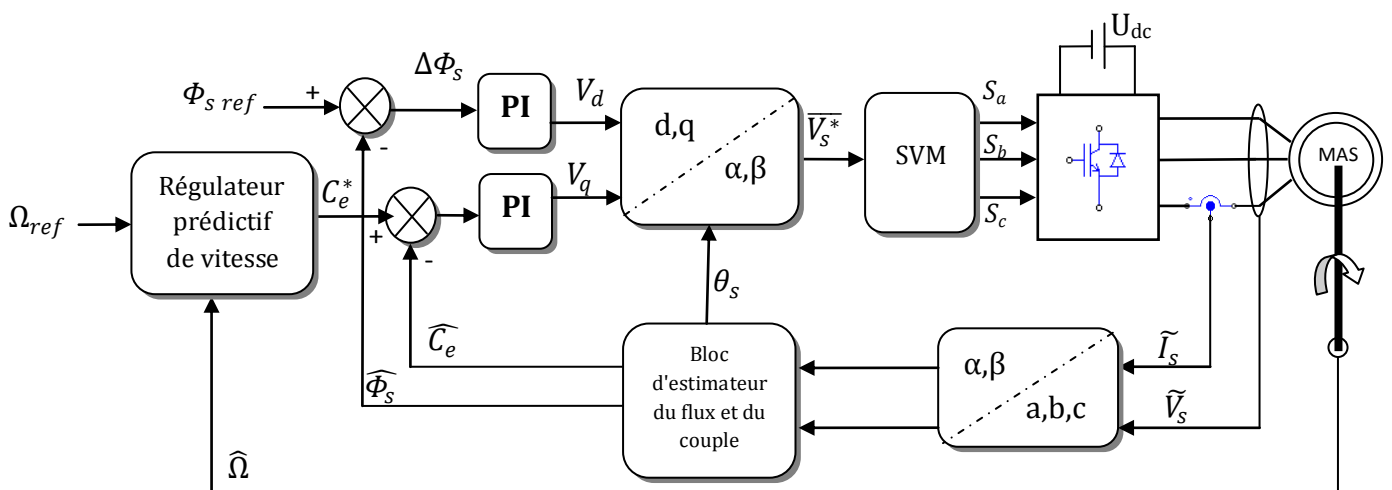


Figure IV-4 la commande DTC-SVM associée à un régulateur prédictif de vitesse

Devant l'absence des règles analytiques générales menant au bon choix des paramètres de synthèse d'une commande prédictive en fonction du type de procédé et des performances

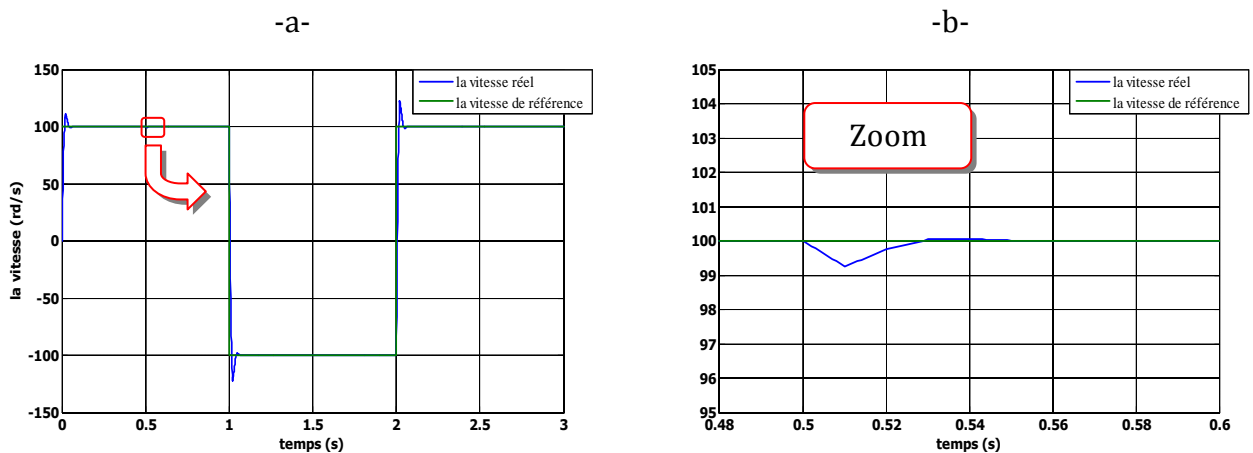
exigées, la mise en œuvre pratique nécessite toujours plusieurs essais de simulation pour arriver, finalement à un choix optimal. Afin de tester l'efficacité de la stratégie de commande on va faire une optimisation pour le choix des paramètres du régulateur en changeant les paramètres chacun seul et voir leur effet sur les performances de commande, pour aboutir à un meilleur choix vis-à-vis de (la rapidité, le temps de réponse, le dépassement, la stabilité etc....).

Pour illustrer les performances de la commande prédictive appliquée au réglage de la vitesse, on a simulé la MAS avec une vitesse de référence de 100 rd/s à vide puis en appliquant une charge de 20 Nm de $t= 0.5$ s à $t=1$ s, ensuite le moteur est soumis à un changement de consigne de la vitesse de 100rd/s à -100rd/s.

Influence de l'horizon de prédiction N_2 :

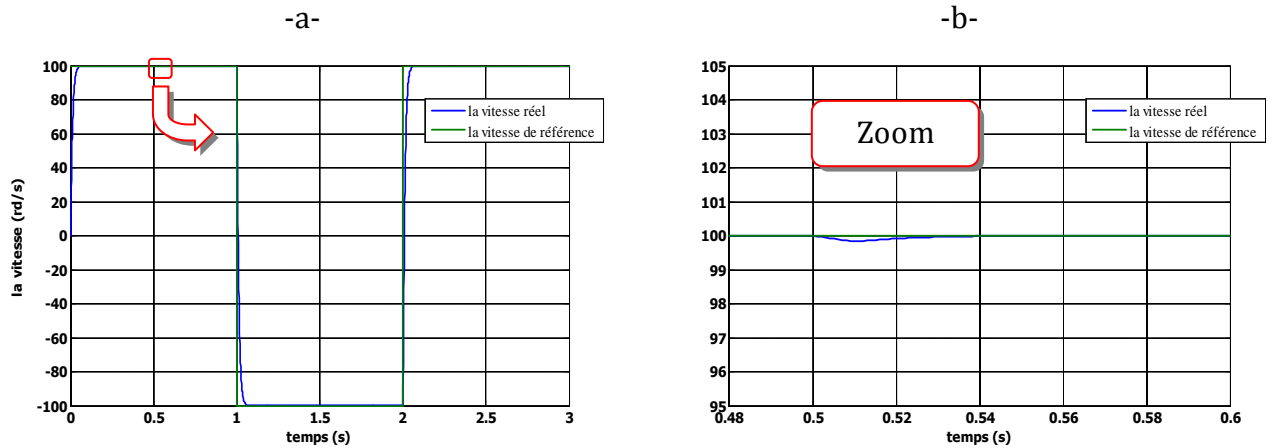
On fait varier N_2 et voir son effet sur les performances.

Les figures suivantes montrent l'évolution de la sortie (vitesse de la machine asynchrone) pour différentes valeurs de N_2 .



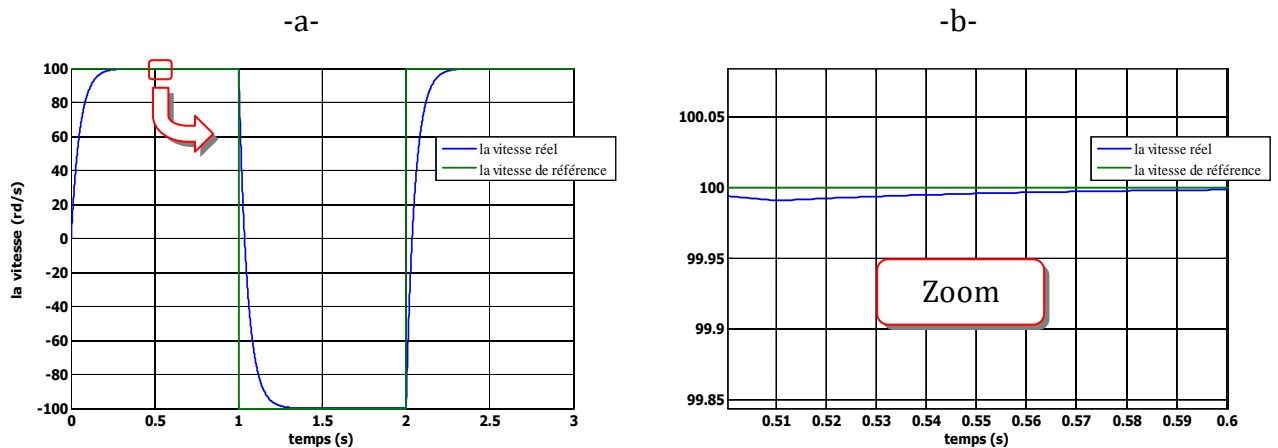
- Réponse à une consigne créneau de vitesse (100 à -100 rd/s) pour $N_1=1, N_2=1, N_u=1, \lambda=0.8$
- La zoom où on a appliqué le couple de charge à $t=0.5$ s

Fig IV-5 Evolution de la vitesse pour $N_1=1, N_2=1, N_u=1, \lambda=0.8$



- Réponse à une consigne créneau de vitesse (100 à -100 rd/s) pour $N_1=1, N_2=2, N_u=1, \lambda=0.8$
- La zoom où on a appliqué le couple de charge à $t=0.5$ s

Fig IV-6 Evolution de la vitesse pour $N_1=1, N_2=2, N_u=1, \lambda=0.8$



- Réponse à une consigne créneau de vitesse (100 à -100 rd/s) pour $N_1=1, N_2=8, N_u=1, \lambda=0.8$
- La zoom où on a appliqué le couple de charge à $t=0.5$ s

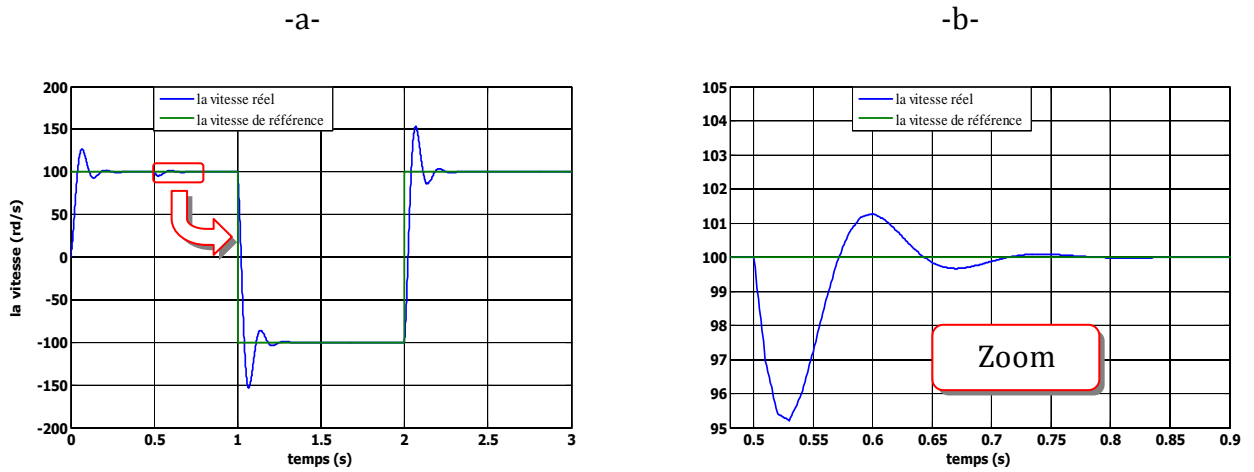
Fig IV-7 Evolution de la vitesse pour $N_1=1, N_2=8, N_u=1, \lambda=0.8$

Interprétation des résultats :

Il est remarquable qu'une forte augmentation de N_2 se traduit par une lenteur dans la réponse du système alors qu'une trop forte diminution se traduit par un très grand dépassement de la consigne (emballement). Le temps de montée augmente avec une variation de N_2 positif et diminue avec une variation de N_2 négatif.

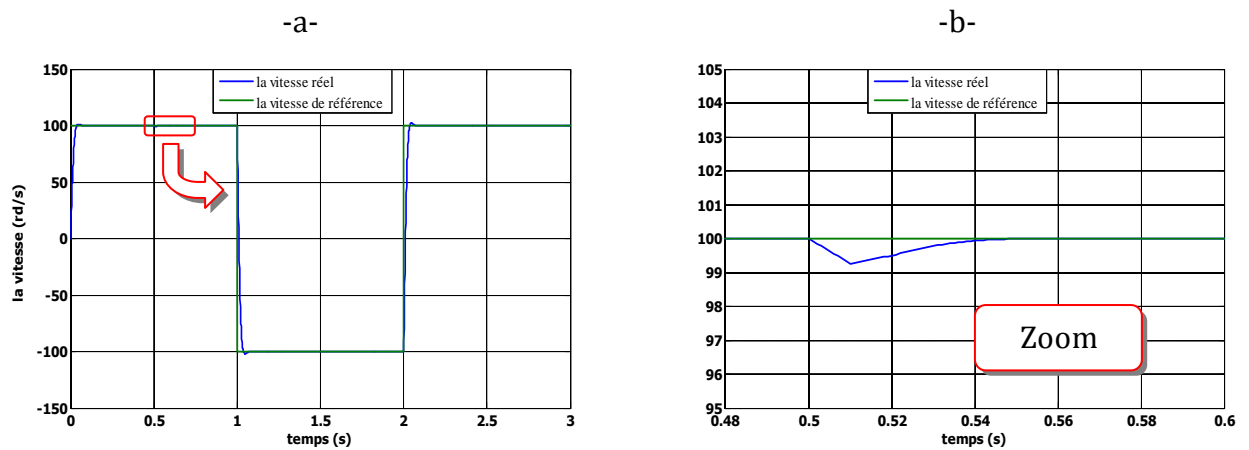
Influence du coefficient de pondération λ :

On fait varier λ pour voir son effet sur les performances. Les figures suivantes montrent l'évolution de la sortie (vitesse de la machine asynchrone) pour différentes valeurs de λ :



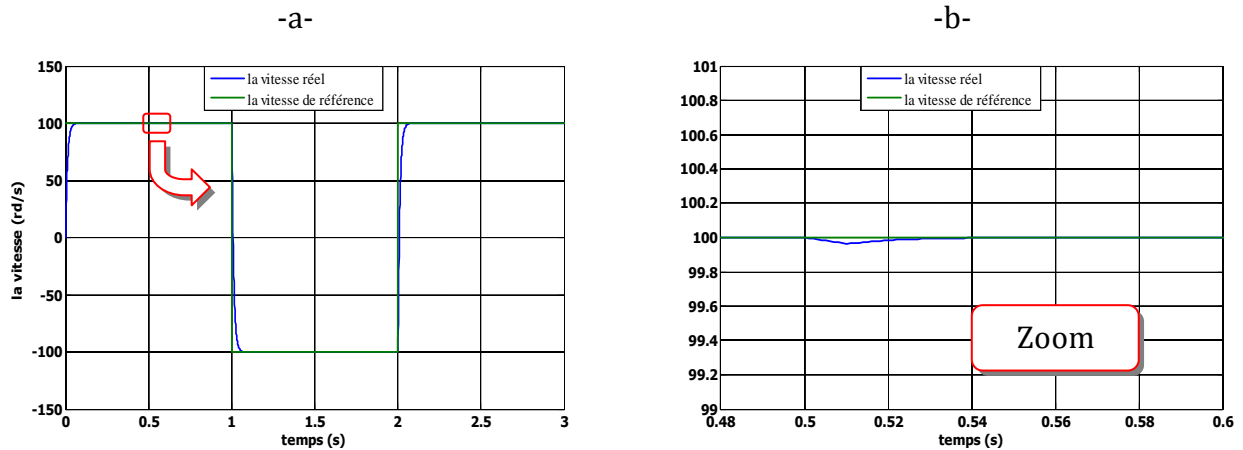
- a. Réponse à une cosigne créneau de vitesse (100 à -100 rd/s) pour $N_1=1, N_2=2, N_u=1, \lambda=0.55$
- b. La zoom où on a appliqué le couple de charge à $t=0.5$ s

Fig IV-8 Evolution de la vitesse pour $N_1=1, N_2=2, N_u=1, \lambda=0.55$



- a. Réponse à une cosigne créneau de vitesse (100 à -100 rd/s) pour $N_1=1, N_2=2, N_u=1, \lambda=0.7$
- b. La zoom où on a appliqué le couple de charge à $t=0.5$ s

Fig IV-9 Evolution de la vitesse pour $N_1=1, N_2=2, N_u=1, \lambda=0.7$



- Réponse à une consigne créneau de vitesse (100 à -100 rd/s) pour $N_1=1, N_2=2, N_u=1, \lambda=0.9$
- La zoom où on a appliqué le couple de charge à $t=0.5$ s

Fig IV-10 Evolution de la vitesse pour $N_1=1, N_2=2, N_u=1, \lambda=0.9$

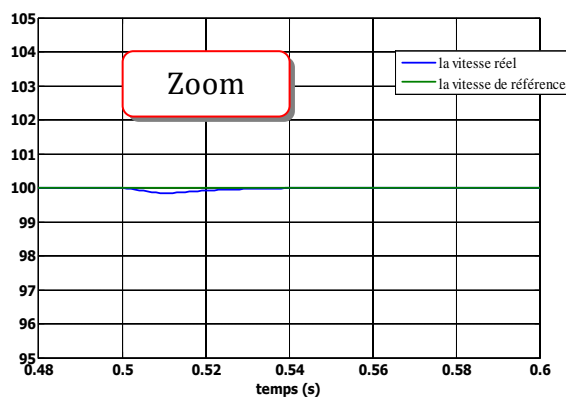
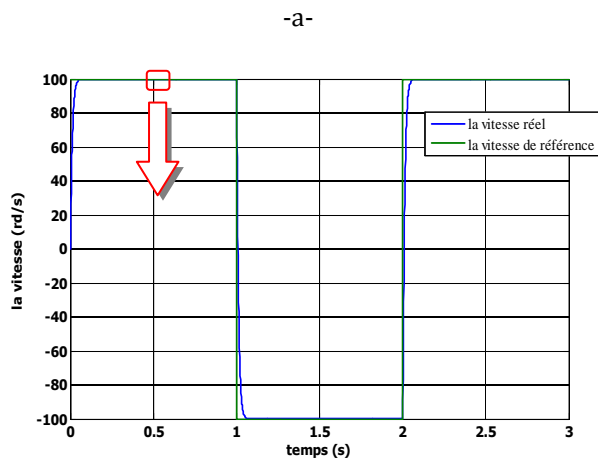
A partir de la réponse du système pour différentes valeurs de λ , on remarque qu'une augmentation de λ se traduit par diminution du temps de réponse du système, et une diminution se traduit par un dépassement de la consigne.

IV-7 La régulation de la vitesse : Comparaison entre le PI et la commande prédictive:

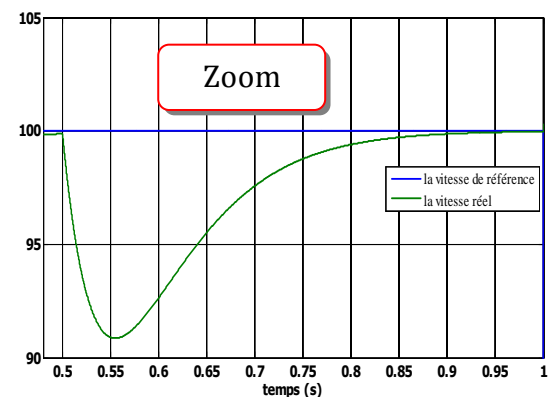
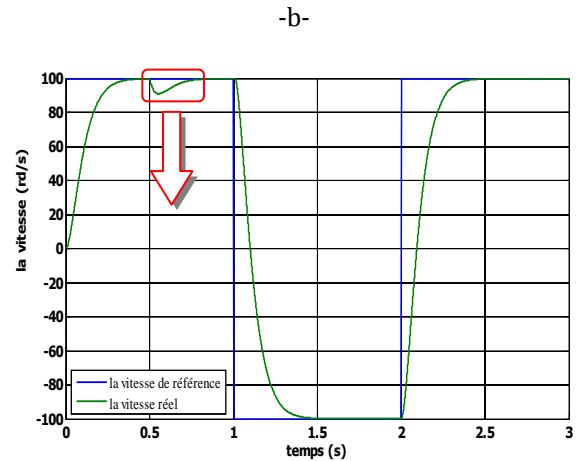
Les résultats de simulation, ci-dessous (Fig. IV-11), montre l'efficacité de la commande prédictive par rapport aux résultats obtenus dans la figure (III-4) de la commande DTC-SVM associée à un régulateur PI de vitesse à cause:

- l'application de PI exige du système qu'il soit stable en boucle ouverte, du moment qu'il compense le pôle dominant, donc il ne peut pas stabiliser des systèmes possédant des pôles à partie réelle supérieure à 1 [ATC 07]; Contrairement à la commande prédictive qui n'exige pas des restrictions, donc elle peut être appliquée à n'importe quel système.
- Le PI est beaucoup plus facile à implanter que la commande prédictive mais bien- sur le temps de calcul est moins important par rapport à la commande prédictive.
- On peut noter que l'inconvénient majeur de la commande prédictive est que les performances sont grandement influencées par le choix des paramètres de synthèse N_1 , N_2 , N_u et λ . Par conséquent, un choix judicieux de ces paramètres est nécessaire, avant l'implantation de l'algorithme par simulation, afin de répondre aux performances désirées.

- régulation de la vitesse par la commande prédictive-



- régulation de la vitesse par le régulateur PI-



- Réponse à une cosigne créneau de vitesse (100 à -100 rd/s) pour $N_1=1$, $N_2=2$, $N_u=1$, $\lambda=0.8$.
- Réponse à une cosigne créneau de vitesse (100 à -100 rd/s) pour K_p et K_i sont identifiés dans l'annex B.

Fig. IV-11 Comparaison entre PI et la commande prédictive dans la régulation de vitesse.

IV-8 Commande par linéarisation entrée –sortie :

Nous abordons quelques rappels sur la linéarisation entrée –sortie pour des systèmes non linéaires. L'intérêt de telle approche est de linéariser le modèle non linéaire et d'obtenir un comportement homogène quel que soit le point de fonctionnement.

Nous nous attachons ici à introduire les éléments théoriques de cette technique de la linéarisation entrée –sortie. L'application à la machine asynchrone sera décrite au paragraphe (IV-9).

IV-8-1 linéarisation entrée-sortie :

Considérons le système non linéaire dont la représentation d'état est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x) u_i \\ y_i = h_i(x) \end{cases} \quad (\text{IV-16})$$

p est le nombre de sortie.

$x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_p]^t$ est le vecteur des états, $u = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_p]$ est le vecteur de commande et $y = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_p]$ représente le vecteur des sorties ; $f(x)$ et $g(x)$ sont les champs de vecteurs, $h(x)$ la fonction de sortie.

Le but de la méthode de linéarisation est de trouver un bouclage statique de la forme :

$$u = \alpha(x) + \beta(x)v \quad (\text{IV-17})$$

Tel que le comportement entrée-sortie du système (IV-16) après bouclage soit linéaire et découplé sur tout le domaine de fonctionnement. $\alpha(x)$ et $\beta(x)$ sont les matrices de découplage dans l'équation (IV-17) ; voir figure IV-12.

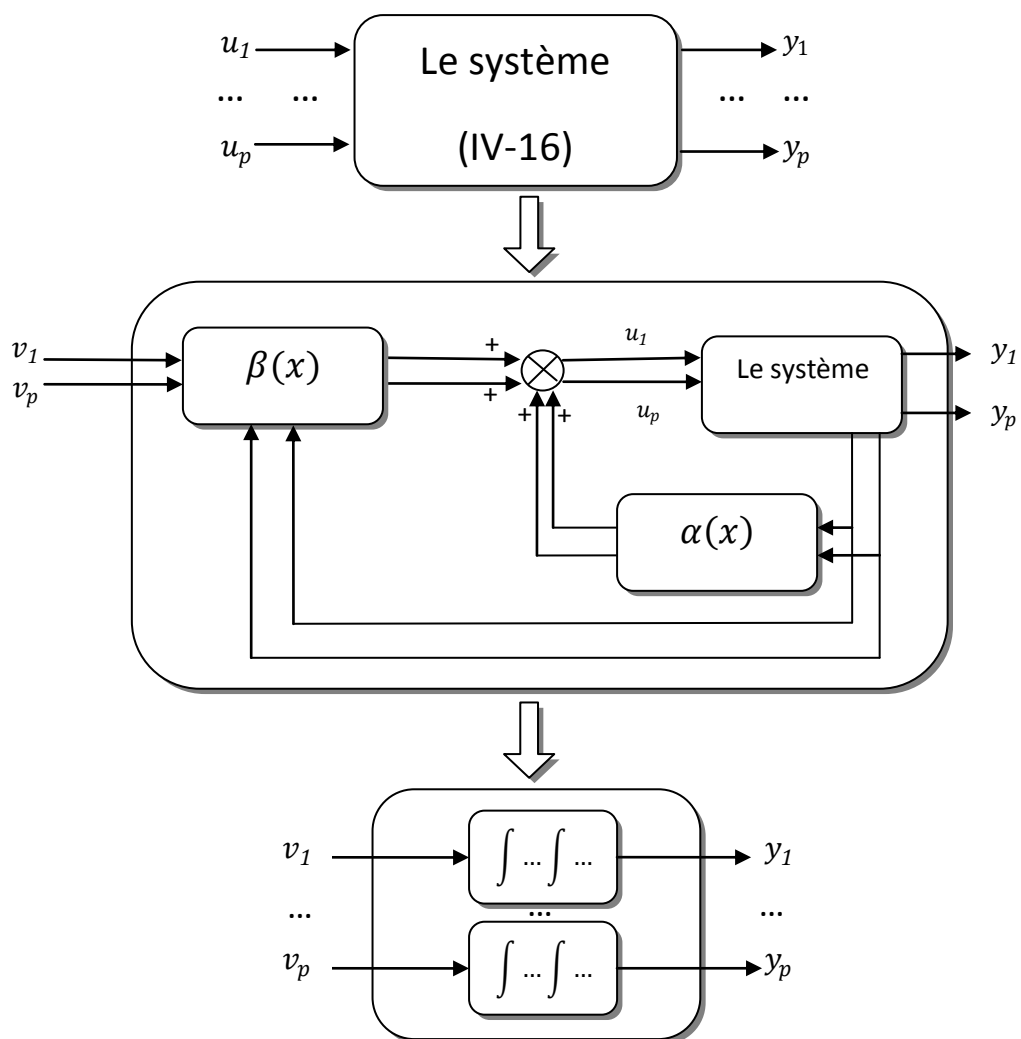


Fig. IV-12 Représentation schématique de la linéarisation entrée-sortie.

Afin d'introduire les conditions de linéarisation nous devons d'abord définir les opérateurs de base de la géométrie différentielle, le gradient, la dérivée de Lie, et le crochet de Lie.

Le gradient : Etant donné une fonction scalaire $h(x)$ de l'état x . Le gradient de h est donné par

$$\Delta h = \frac{\partial h}{\partial x}; \Delta h : \text{Représente un vecteur colonne d'élément : } \Delta h_i = \frac{\partial h}{\partial x_i}. \quad (\text{IV-18})$$

Le Jacobien

Le jacobien d'un champ de vecteur $f(x)$ est donné par :

$$\nabla f = \frac{\partial f}{\partial x} \quad (\text{IV-19})$$

∇f Représente une matrice d'éléments : $\nabla f_{ij} = \partial f_i / \partial x_j$

La Dérivée de Lie :

On considère une fonction scalaire $h: \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ et deux champs de vecteurs :

$f, g: \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n$. La dérivée de Lie de h suivant le champ de vecteur f est une fonction scalaire définie par:

$$L_f h = \nabla h f = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h(x)}{\partial x_i} f_i(x) \quad (\text{IV-20})$$

La dérivée de la fonction $L_f h$ suivant le champ de vecteur g est donnée par :

$$L_g L_f h = \nabla(L_f h)g = \sum \frac{\partial(L_f h(x))}{\partial x_i} g_i(x) \quad (\text{IV-21})$$

Le Crochet de Lie :

Soit f et g deux champs de vecteurs dans \mathfrak{R}^n . Le crochet de Lie de f et g est un troisième champ de vecteur défini par :

$$ad_f g = [f, g] = \frac{\partial g}{\partial x} f - \frac{\partial f}{\partial x} g \quad (\text{IV-22})$$

Où $\frac{\partial g}{\partial x}, \frac{\partial f}{\partial x}$ sont des matrices jacobiennes. L'application des crochets de Lie successive donne :

$$\begin{aligned} ad_f^0 g &= g \\ ad_f^i g &= [f, ad_f^{i-1} g] \quad i=1,2,\dots \end{aligned} \quad (\text{IV-23})$$

Principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties consiste à trouver une relation linéaire entre l'entrée et la sortie en dérivant la sortie jusqu'à ce qu'au moins une

entrée apparaisse en utilisant l'expression :

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{r_j} h_f + \sum_{i=1}^m L_{g_i} L_f^{r_j-1} h_j u_i \quad (\text{IV-24})$$

Le degré relatif total (r) est défini comme étant la somme de tous les degrés relatifs obtenus, et doit être inférieur ou égale à l'ordre du système : $r = \sum_{j=1}^p r_j \leq n$

Qui peut être exprimé sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} y_m^{(r_1)} \\ \dots \\ y_m^{(r_m)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(X) \\ \dots \\ L_f^{r_m} h_m(X) \end{bmatrix} + E(X) \begin{bmatrix} u_1 \\ \dots \\ u_i \end{bmatrix} \quad (\text{IV-25})$$

Où la matrice carré $E(X)$ est définie par

$$E(X) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1 & \dots & \dots & L_{g_m} L_f^{r_1-1} h_1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_m-1} h_m & \dots & \dots & L_{g_m} L_f^{r_m-1} h_m \end{bmatrix} \quad (\text{IV-26})$$

En considérant la relation (IV-25) nous obtenons la linéarisation entrée-sortie exacte du système (IV-16) par l'application du théorème suivant :

Théorème [Mal 00]: le système (IV-16) ayant un vecteur degré relatif $(r_1 \dots r_p)^t$, alors le retour d'état de la forme $u = \alpha(x) + \beta(x)v$, est défini par :

$$u = -E^{-1} \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(X) \\ \dots \\ L_f^{r_m} h_m(X) \end{bmatrix} + E^{-1} \begin{bmatrix} v_1 \\ \dots \\ v_m \end{bmatrix} \quad (\text{IV-27})$$

découple et linéarise le système (IV-16) si et seulement si la matrice $E(X)$ n'est pas singulière ($\text{rang } E(X) = p$), où la matrice de découplage $E(X)$ est inversible.

IV-9 Application de la technique de la linéarisation entrée-sortie à la machine asynchrone en vue de la commande prédictive directe de couple:

Nous rappelons le système des équations de la machine asynchrone dans le référentiel (α, β) qui est donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right) I_{s\alpha} - \omega_r I_{s\beta} + \frac{R_r}{\sigma L_r L_s} \phi_{s\alpha} + \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \phi_{s\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ \frac{dI_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right) I_{s\beta} + \omega_r I_{s\alpha} + \frac{R_r}{\sigma L_r L_s} \phi_{s\beta} - \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \phi_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \\ \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} = V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha} \\ \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} = V_{s\beta} - R_s I_{s\beta} \end{array} \right. \quad (IV-28)$$

Le couple généré peut être exprimée en termes de courants statoriques et flux statoriques comme suit :

$$C_e = p(\phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (IV-29)$$

Pour une commande en tension de la MAS, le modèle complet correspondant dans le repère lié au stator, en considérant le C_r comme une perturbation. Le système d'équations est reçu sous la forme suggérée pour l'application de la linéarisation au sens des entrées sorties comme suit:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g_1(x)V_{s\alpha} + g_2(x)V_{s\beta} \\ y = h(x) \end{cases} \quad (IV-30)$$

Avec :

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \\ f_4(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{dI_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right) I_{s\alpha} - \omega_r I_{s\beta} + \frac{R_r}{\sigma L_r L_s} \phi_{s\alpha} + \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \phi_{s\beta} \\ \frac{dI_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right) I_{s\beta} + \omega_r I_{s\alpha} + \frac{R_r}{\sigma L_r L_s} \phi_{s\beta} - \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \phi_{s\alpha} \\ -R_s I_{s\alpha} \\ -R_s I_{s\beta} \end{bmatrix};$$

Où le vecteur des états x et des commandes u sont :

$$x = [I_{s\alpha}, I_{s\beta}, \phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta}]^t, \quad u = [V_{s\alpha}, V_{s\beta}]^t$$

$$\text{Et } g_1(x) = \left[\frac{1}{\sigma L_s}, 0, 1, 0 \right]^t, \quad g_2(x) = \left[0, \frac{1}{\sigma L_s}, 1, 0 \right]^t$$

IV-9-1 la commande flux-couple :

Notre souci est de minimiser les pulsations au niveau du couple et du flux de la machine asynchrone. Pour cela, on a choisi le couple et le carré du module du flux statorique comme variables à contrôler ; donc le vecteur de sortie est donné par l'équation suivant :

$$y = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_e \\ |\phi_s|^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p(\phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \\ \phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV-31})$$

IV-9-2 Linéarisation entrée-sortie :

La méthode de la linéarisation par entrée-sortie est développée à partir des théories de la géométrie différentielle. Elle consiste à utiliser les dérivées de Lie pour exprimer le modèle de la machine en relation entrée-sortie. Pour obtenir la loi de commande non-linéaire, dérivons autant de fois qu'il faut afin de faire apparaître l'entrée u . Les dérivées des deux sorties sont données par :

$$\dot{y}_1 = L_f h_1(x) + L_{g_1} h_1(x) V_{s\alpha} + L_{g_2} h_1(x) V_{s\beta} = \frac{\partial h_1}{\partial x} f(x) + \frac{\partial h_1}{\partial x} g_1(x) V_{s\alpha} + \frac{\partial h_1}{\partial x} g_2(x) V_{s\beta}$$

Avec :

$$L_f h_1 = -p\phi_{s\beta} \left[-\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right) I_{s\alpha} - \omega_r I_{s\beta} + \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \phi_{s\beta} \right] + p\phi_{s\alpha} \left[-\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right) I_{s\beta} + \omega_r I_{s\alpha} - \omega_r \sigma L_s \phi_{s\alpha} \right]$$

$$L_{g_1} h_1 = p(I_{s\beta} - \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{s\beta})$$

$$L_{g_2} h_1 = p(\frac{1}{\sigma L_s} \phi_{s\alpha} - I_{s\alpha})$$

$$\dot{y}_2 = L_f h_2(x) + L_{g_1} h_2(x) V_{s\alpha} + L_{g_2} h_2(x) V_{s\beta} = \frac{\partial h_2(x)}{\partial x} f(x) + \frac{\partial h_2}{\partial x} g_1(x) V_{s\alpha} + \frac{\partial h_2}{\partial x} g_2(x) V_{s\beta}$$

Avec :

$$L_f h_2 = -2(R_s \phi_{s\alpha} I_{s\alpha} - \phi_{s\beta} I_{s\beta})$$

$$L_{g_1} h_2 = 2\phi_{s\alpha}$$

$$L_{g_2} h_2 = 2\phi_{s\beta}$$

IV-9-3 linéarisation du système :

La matrice définissant la relation entre les entrées du système et ses sorties dérivées est donnée par l'expression :

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = A(x) + D(x) \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-32})$$

Avec :

$$A(x) = \begin{bmatrix} L_f h_1 \\ L_f h_2 \end{bmatrix}; \quad D(x) = \begin{bmatrix} L_{g1} h_1 & L_{g2} h_1 \\ L_{g1} h_2 & L_{g2} h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p(I_{s\beta} - \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{s\beta}) & p(\frac{1}{\sigma L_s} \phi_{s\alpha} - I_{s\alpha}) \\ 2\phi_{s\alpha} & 2\phi_{s\beta} \end{bmatrix}$$

$D(x)$: Est la matrice de découplage

$$\det [D(x)] = p \left(I_{s\beta} - \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{s\beta} \right) \cdot 2\phi_{s\beta} - p \left(\frac{1}{\sigma L_s} \phi_{s\alpha} - I_{s\alpha} \right) \cdot 2\phi_{s\alpha}$$

Après simplification:

$$\det [D(x)] = 2p \left[\frac{1}{\sigma L_s} (\phi_{s\beta}^2 + \phi_{s\alpha}^2) + I_{s\beta} \phi_{s\beta} + I_{s\alpha} \phi_{s\alpha} \right] \neq 0 \quad (\text{IV-33})$$

Le déterminant de la matrice $D(x)$ est différent de zéro, donc $D(x)$ est matrice inversible :

$$D^{-1}(x) = \frac{1}{2p \left[\frac{1}{\sigma L_s} (\phi_{s\beta}^2 + \phi_{s\alpha}^2) + I_{s\beta} \phi_{s\beta} + I_{s\alpha} \phi_{s\alpha} \right]} \begin{bmatrix} 2\phi_{s\beta} & -p \left(\frac{1}{\sigma L_s} \phi_{s\alpha} - I_{s\alpha} \right) \\ -2\phi_{s\alpha} & p \left(I_{s\beta} - \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{s\beta} \right) \end{bmatrix} \quad (\text{IV-34})$$

La linéarisation entrée-sortie suivante est introduite pour le système illustrée par (IV-30) est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = D^{-1}(x) \left[-A(x) + \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \right] \quad (\text{IV-35})$$

Où $V = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$: représente le nouveau vecteur d'entrée

L'application de la loi linéarisante (IV-35) sur le système (IV-32) conduit à deux sous système mono-variable linéaires et découplés :

$$\begin{cases} V_1 = \dot{h}_1(x) \\ V_2 = \dot{h}_2(x) \end{cases} \quad (\text{IV-36})$$

IV-9-4 exploitation de la technique de la linéarisation entrée-sortie dans la commande prédictive directe de couple:

Nous allons exploiter le modèle linéarisé et découplé de la machine asynchrone (modèle IV-35), pour qu'il soit implanté à l'intérieur de la commande prédictive, cette nouvelle approche nommée « L a c o m m a n d e p r é d i c t i v e d i r e c t e d u

couple basé sur la linéarisation entrée - sortie ». Cette approche est testée par simulation (figure IV-13). Les résultats sont comparés avec ceux de la DTC-SVM basée sur le PI.

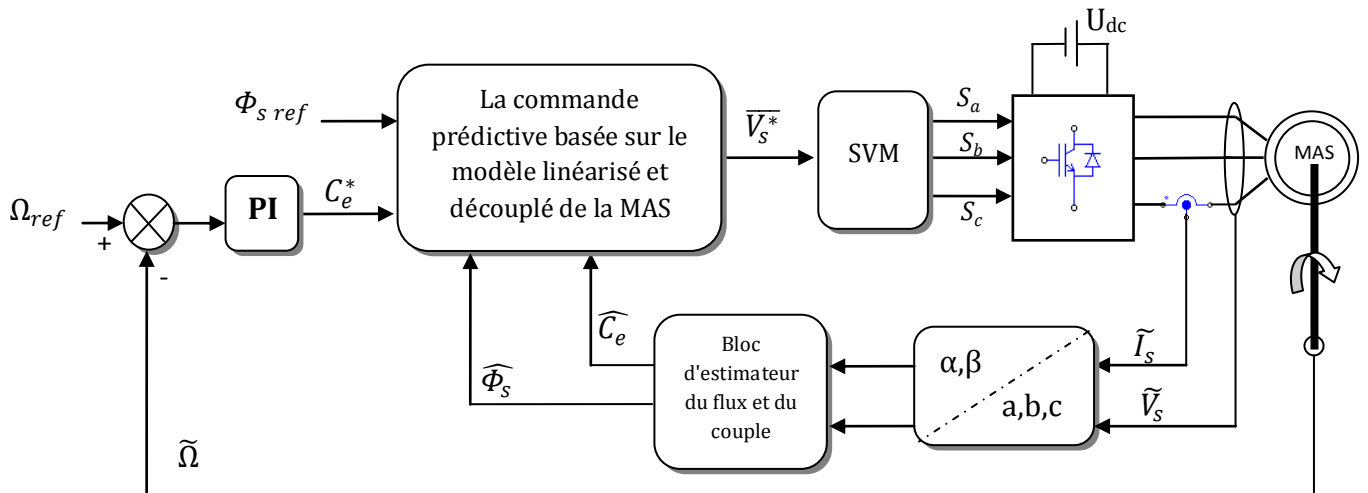


Figure IV-13 Commande prédictive directe de couple de la MAS

IV-9-4-1 Influence du coefficient de pondération λ:

On fait varier λ pour voir son effet sur les performances des grandeurs de sortie. Les figures suivantes montrent l'évolution du couple moteur, et le module de flux statorique pour différentes valeurs de λ :

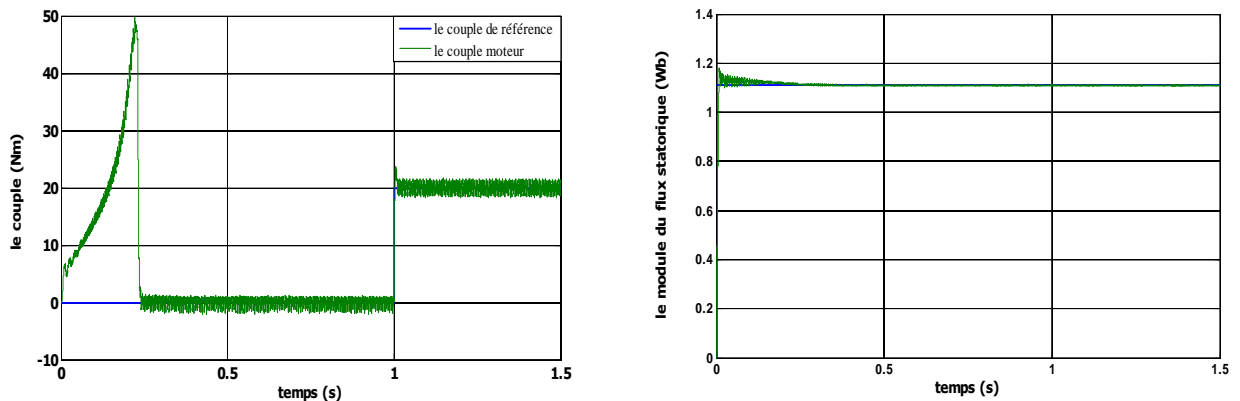
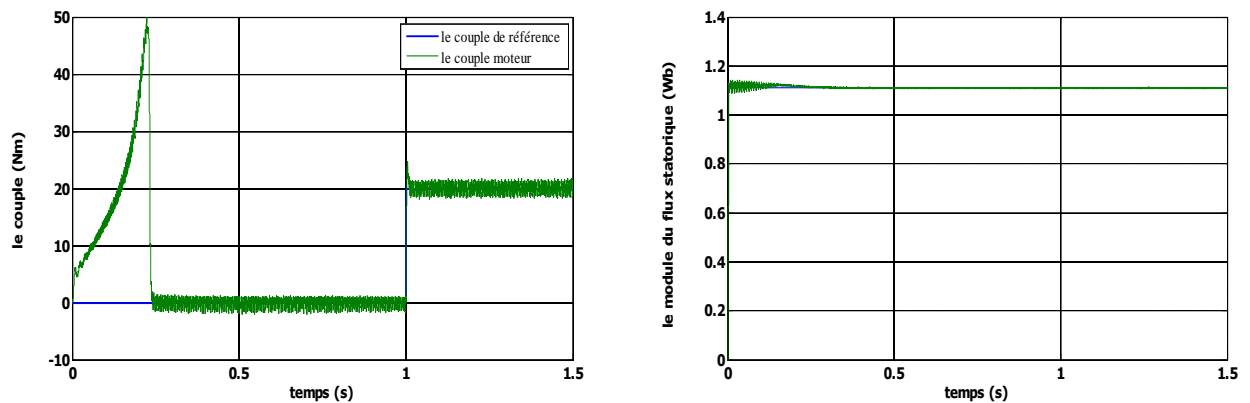
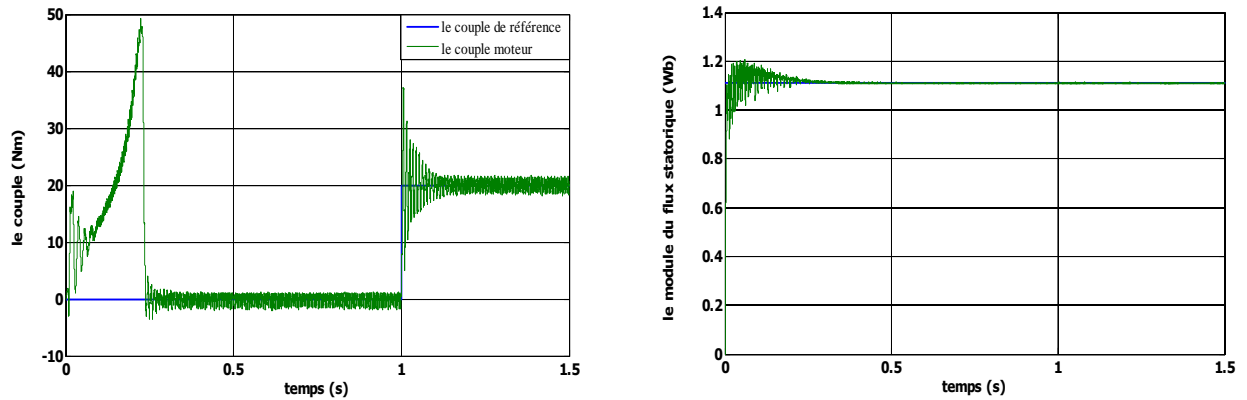


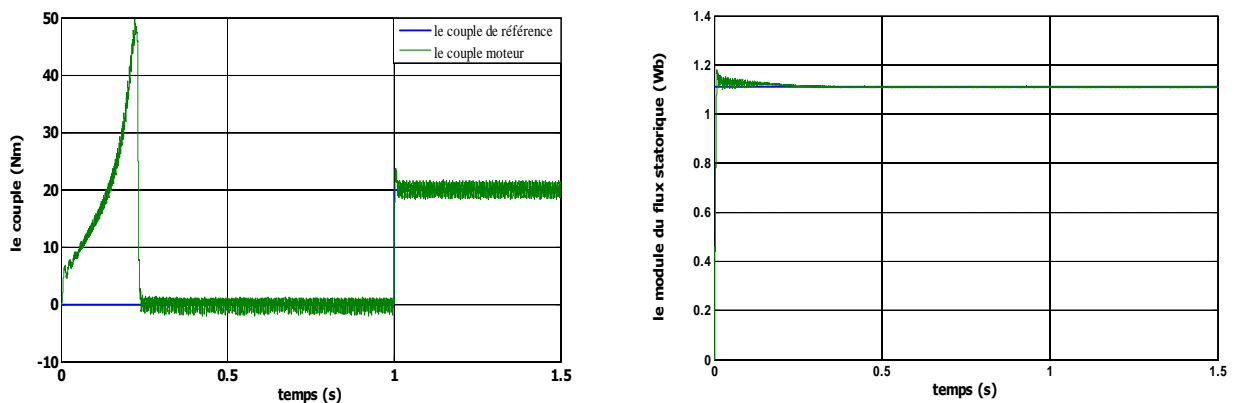
Fig IV-14 Evolution du couple et du module du flux satatorique pour:

$$N_1=1, N_2=20, N_u=1, \lambda=0.8, T_e=0.00001s$$



IV-9-4-2 Influence de l'horizon de prédiction N_2 :

On fait varier N_2 pour voir son effet sur les performances des grandeurs de sortie. Les figures suivantes montrent l'évolution du couple moteur, et le module du flux statorique pour différentes valeurs de N_2 :



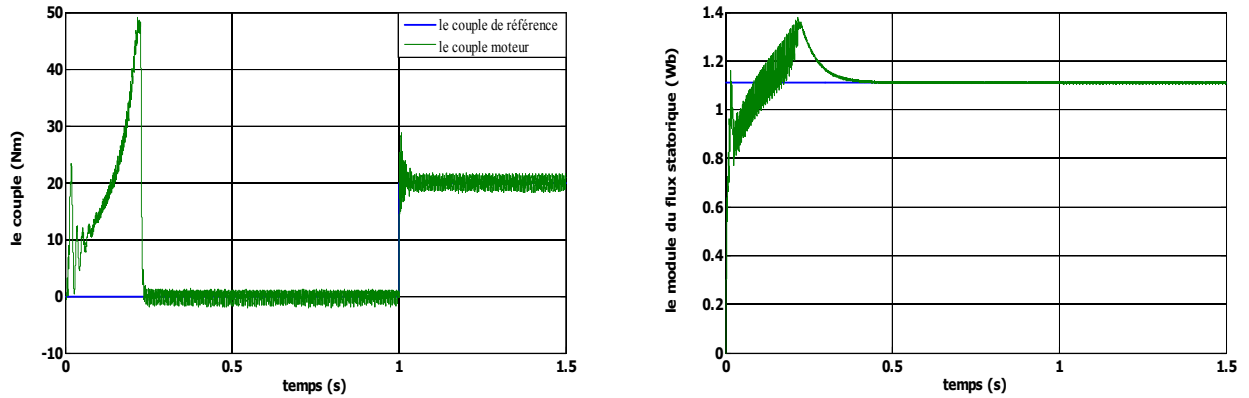


Fig IV-18 Evolution du couple et du module du flux statorique pour:

$$N_1=1, N_2=10, N_u=1, \lambda=0.8, T_e=0.00001s$$

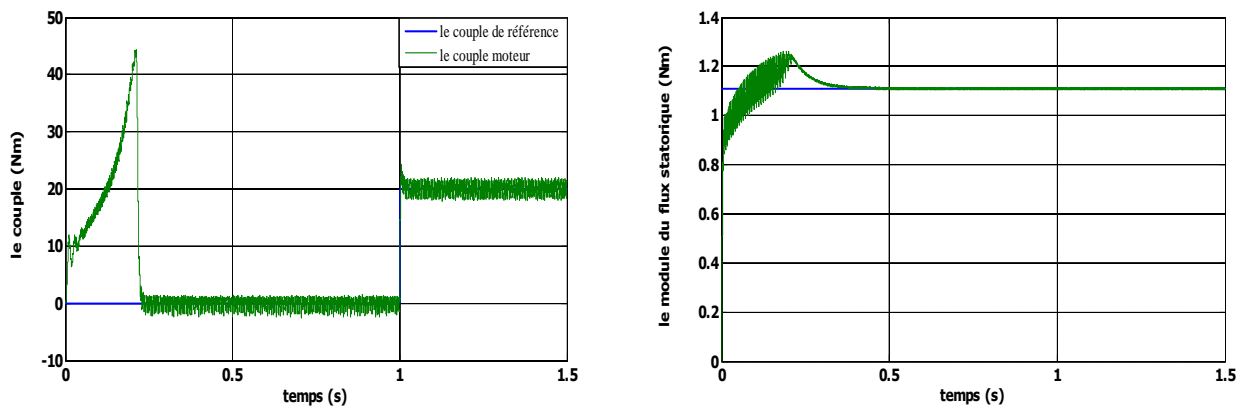


Fig IV-19 Evolution du couple et du module du flux statorique pour:

$$N_1=1, N_2=30, N_u=1, \lambda=0.8, T_e=0.00001s$$

D'après les résultats de l'évolution des grandeurs de sortie (le couple et le module du flux statorique), on constate la même observation concernant l'évolution de la vitesse. Une augmentation de λ se traduit par une diminution du temps de réponse du système et une diminution se traduit par un dépassement de la consigne.

Ainsi, une forte augmentation de N_2 se traduit par un lentement léger dans la réponse du système, alors qu'une diminution se traduit par un dépassement de la consigne surtout au niveau du flux.

IV-10 Tests de comparaison entre la DTC-SVM à deux PI et la DTC prédictive:

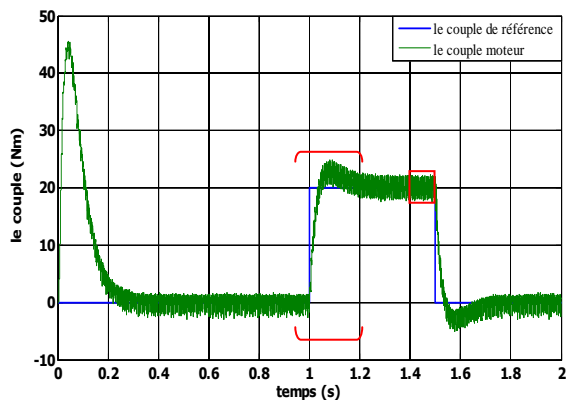
Dans cette section, on approuve l'efficacité de l'algorithme de la commande proposée, en comparant avec la DTC-SVM à deux PI. Pour cela, On a simulé le comportement du système d'entraînement représenté par le schéma bloc de la figure (IV-13), pour $\Omega_{ref} = 100rd/s$. Les figures (IV:20-21-22-23-24), illustrent les résultats de simulation lors de l'introduction d'un couple de charge après un démarrage à vide. Á l'instant $t=1s$, on applique un couple de charge

nominale de 20 Nm, puis on l'annule à l'instant $t=1.5s$. Ces résultats de simulation sont comparés avec ceux de la DTC-SVM à deux PI sous la même période d'échantillonnage.

➤ *Test de variation du couple :*

On constate que la commande prédictive directe du couple présente une haute performance dynamique du couple électromagnétique qui agit très rapidement en suivant les consignes de charge introduites. Ce dernier présente une diminution remarquable de l'amplitude des oscillations par rapport à la DTC-SVM.

-la commande DTC-SVM à deux PI-



-la commande DTC prédictive-

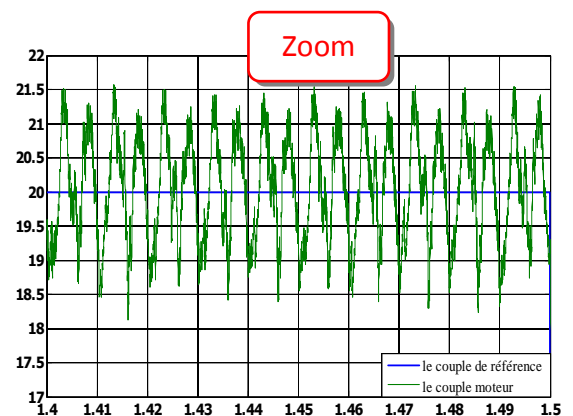
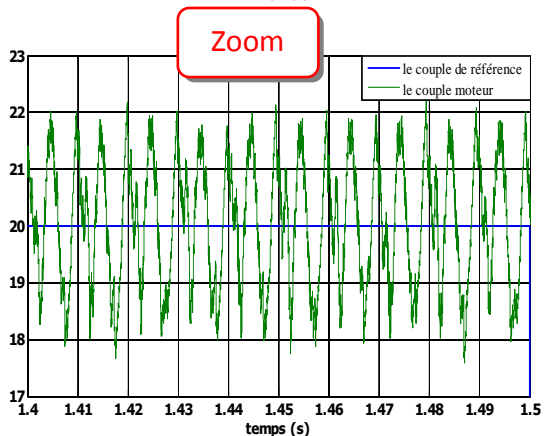
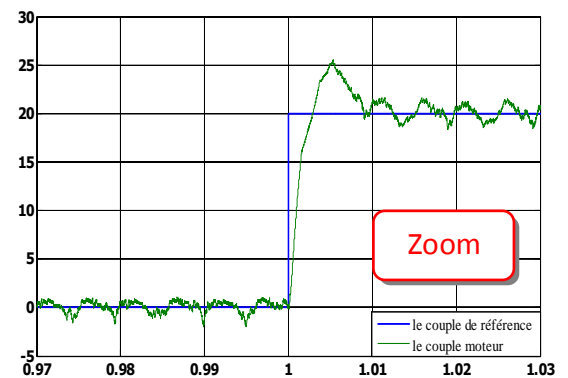
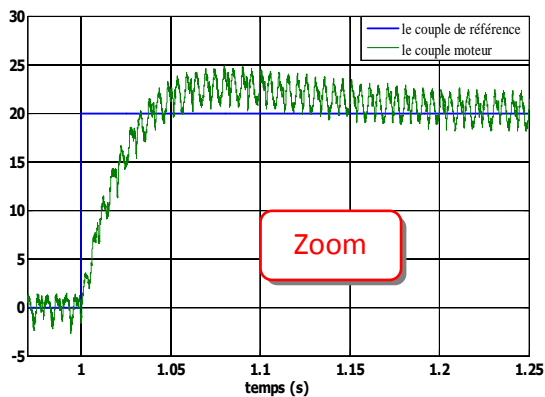
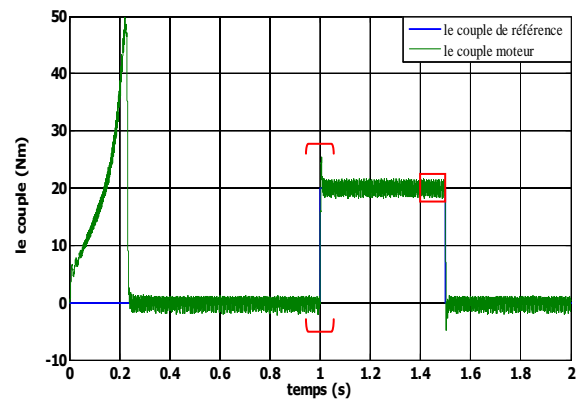
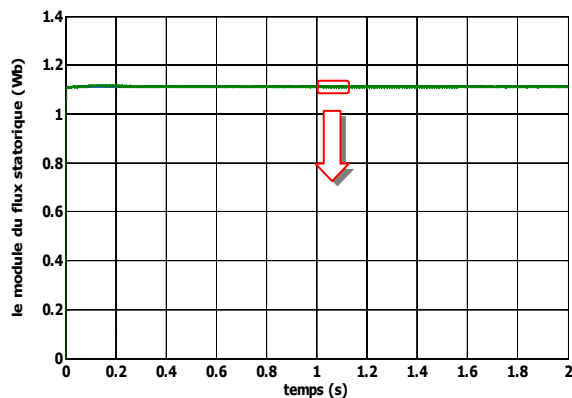


Fig IV-20 test de variation du couple (comparaison entre la DTC-SVM et la DTC prédictive).

➤ *Test de comparaison de flux statorique :*

Le module du flux statorique s'établit rapidement à sa valeur de référence de 1.11Wb dans les deux techniques de commande. L'approche de la DTC prédictive présente une diminution visible des oscillations et amplitude du module du flux par rapport à la DTC-SVM. La dynamique des composantes du flux statorique n'est pas affectée par l'application de la consigne de charge, mais présente des circulations indésirables au démarrage dans la DTC prédictive.

-la commande DTC-SVM à deux PI-



-la commande DTC prédictive-

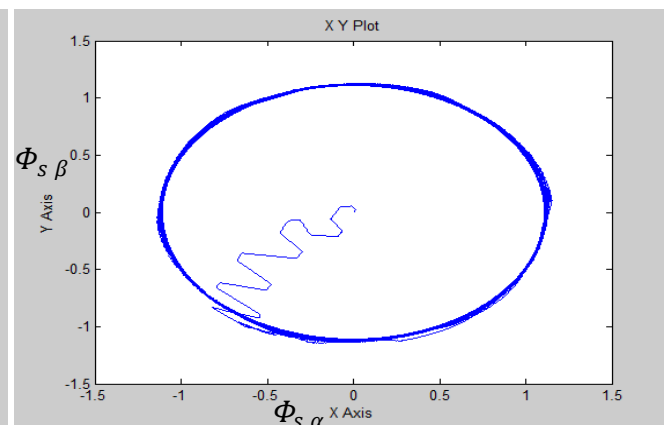
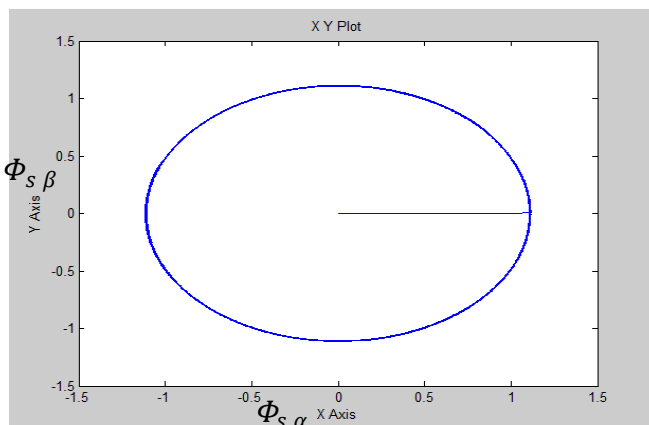
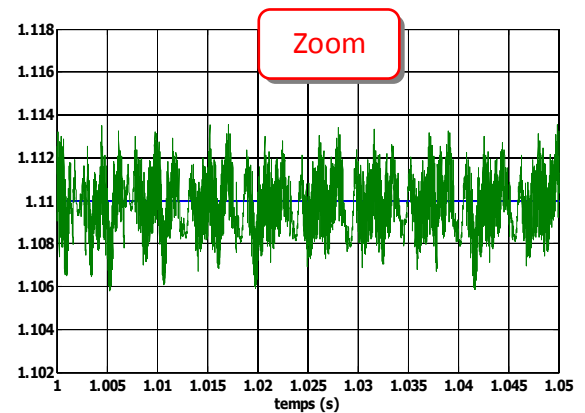
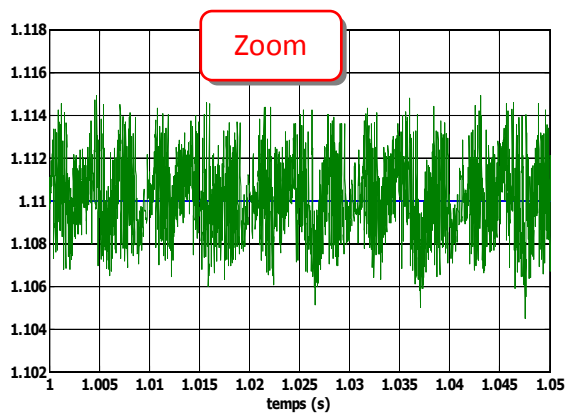
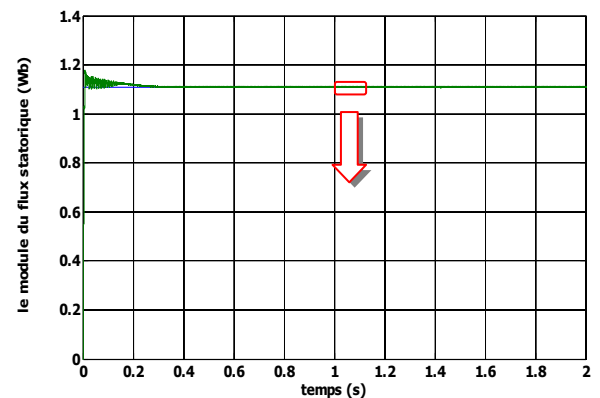


Fig IV-21 test de comparaison du flux statorique

➤ *Teste de comparaison de la vitesse de rotation :*

On constate que la vitesse de rotation atteint sa référence $\Omega_{ref} = 100rd/s$ sans dépassement et que les rejets de perturbation dus aux consignes de charge appliquées aux différents instants précités sont éliminés. La commande prédictive présente des rejets de perturbation très rapide par rapport à la DTC-SVM.

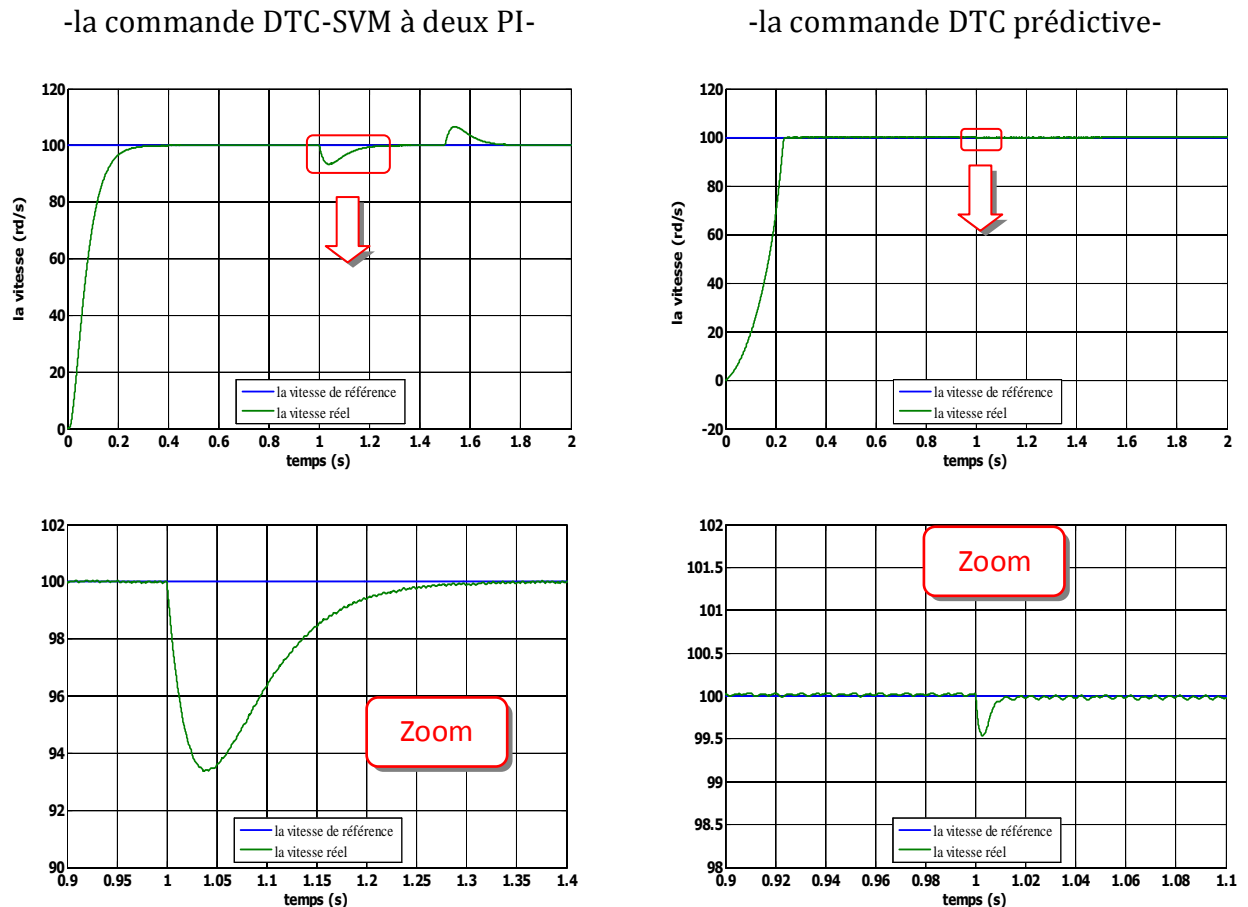


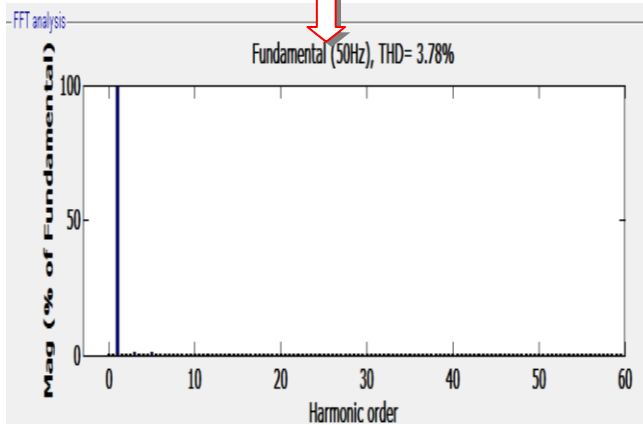
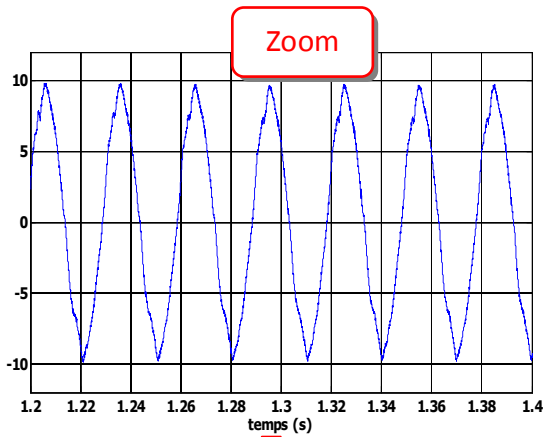
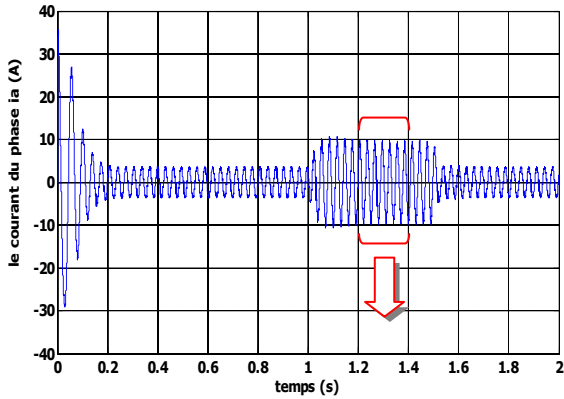
Fig IV-22 test de comparaison de la vitesse de rotation

➤ *Test de comparaison du courant de la phase statorique :*

La commande prédictive présente un appel important de courant au démarrage avec des oscillations et atteint son régime permanent après 0.28s. Ce courant présente une allure plus sinusoïdale (moins d'harmoniques) comparativement à la DTC-SVM. Cela est prouvé par le taux d'harmonique qui est faible.

Lors du chargement de la machine par un couple nominal le courant augmente automatiquement pour maintenir la vitesse à sa référence.

-la commande DTC-SVM à deux PI-



-la commande DTC prédictive-

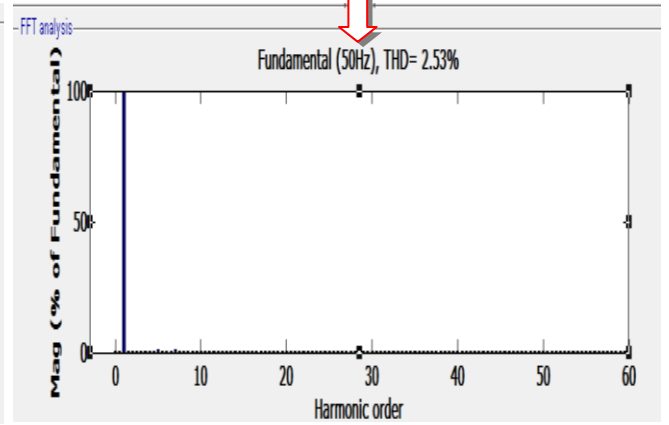
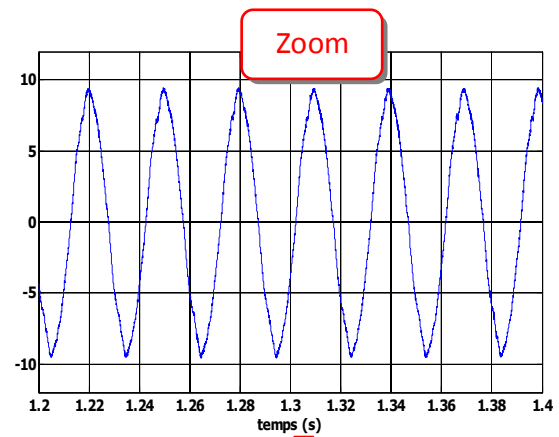
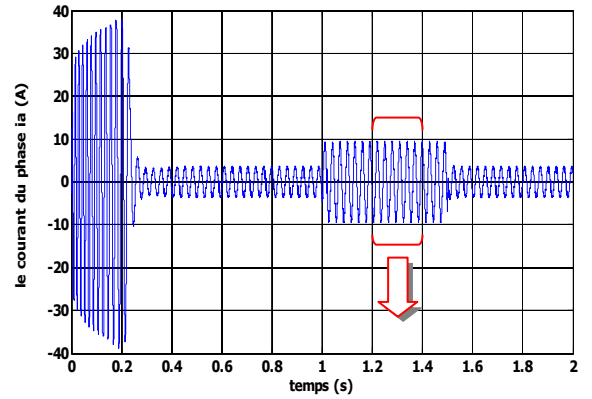


Fig IV-23 test de comparaison du courant de la phase statorique.

➤ *Test de comparaison pour la tension de la phase statorique :*

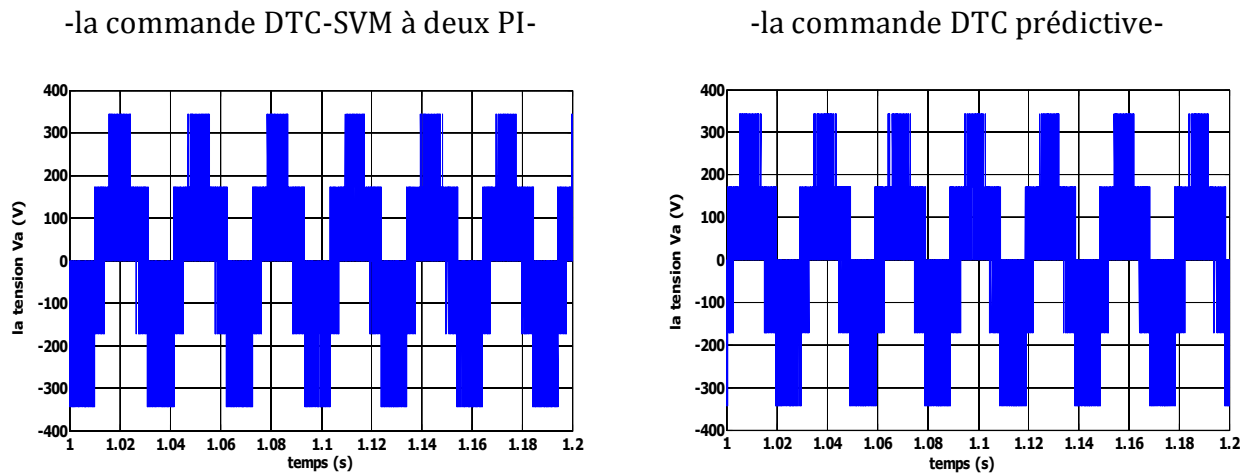


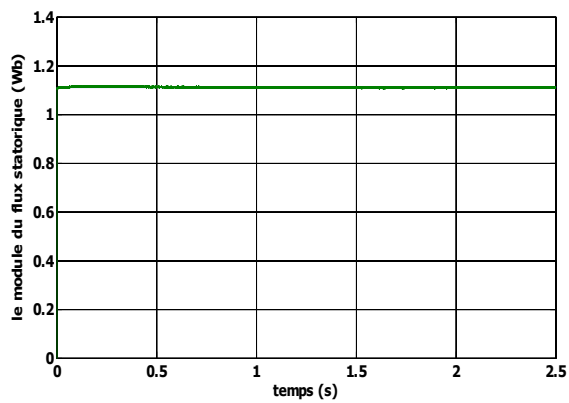
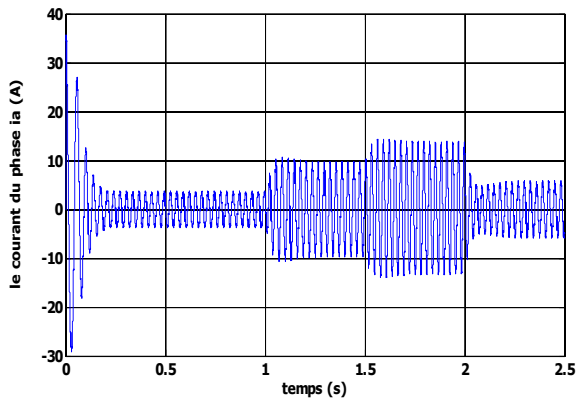
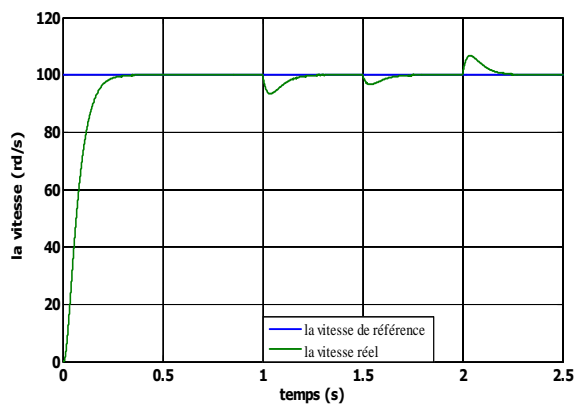
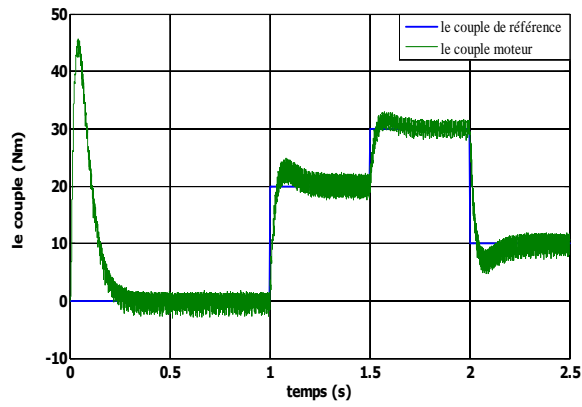
Fig IV-24 Tension de la phase statorique

IV-10-2 Test de variation de la charge :

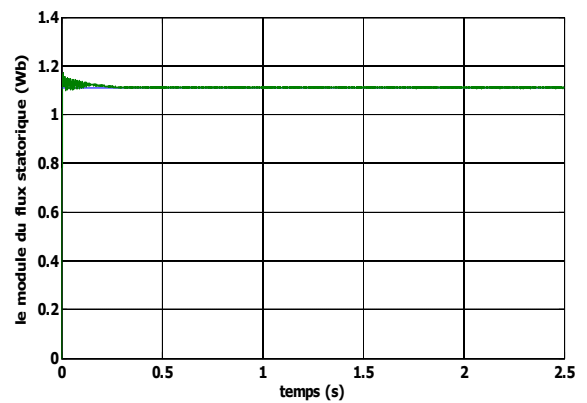
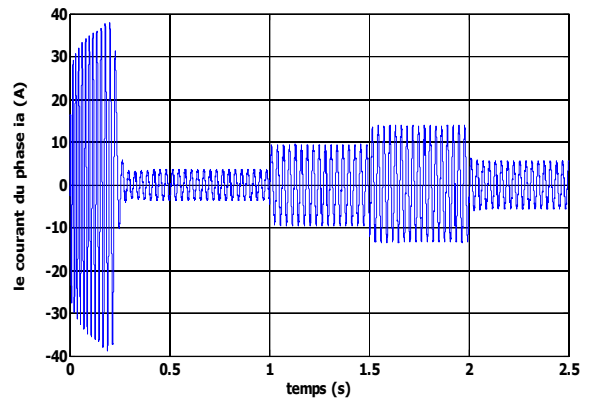
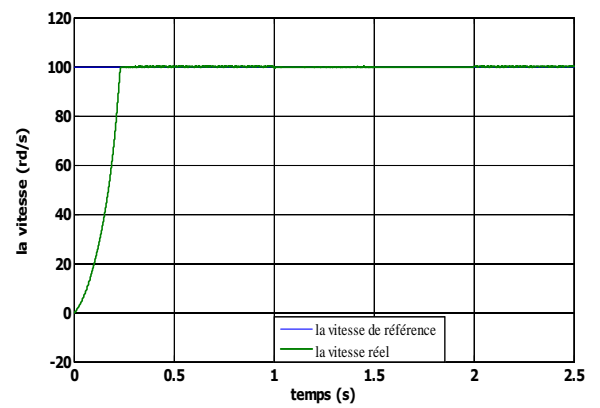
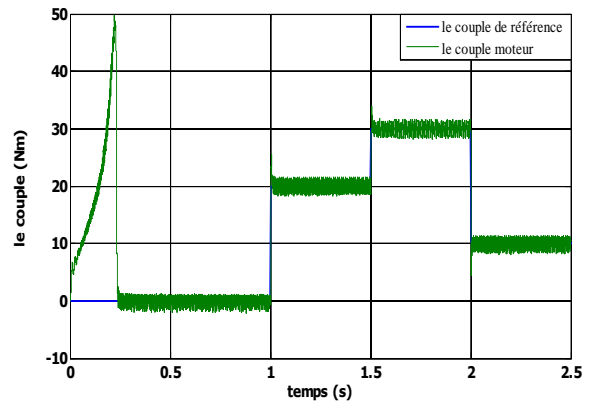
La Figure (IV-25) présente les résultats de simulation du système pour des consignes de charge variable de : 20Nm à 1s ; 30Nm à 1.5s et 10Nm à 2s, les résultats sont comparées avec ceux de la DTC-SVM.

On constate que le couple suit parfaitement et rapidement les valeurs des consignes. La vitesse de rotation atteint sa référence sans dépassement. Les rejets des perturbations dues aux consignes de charge sont éliminés. Le courant répond à la variation de charge rapidement et présente une allure oscillatoire au démarrage. Le module du flux reste pratiquement est insensible à la variation de la charge, ce qui montre que le découplage est maintenu pour ce type de commande.

-la commande DTC-SVM à deux PI-



-la commande DTC prédictive-



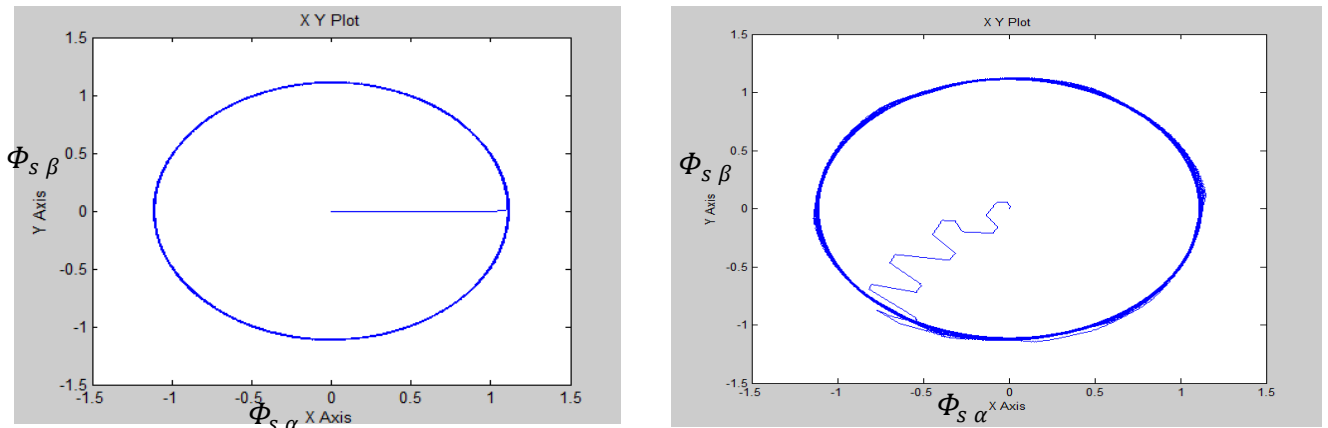


Fig IV-25 teste de variation de la charge comparé par la commande DTC-SVM

IV-11 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons étudié la philosophie et le principe de la commande prédictive. Cette dernière est une combinaison entre la prédiction du comportement futur du procédé et la commande rétroaction. Nous avons vu la régulation de la vitesse par la commande prédictive, Les résultats de simulation obtenus montrent que la commande prédictive donne des performances très satisfaisantes surtout au niveau du temps de réponse et le rejet des perturbations extérieures à la machine.

Dans le but toujours de la minimisation des pulsations de couple et du flux, ainsi que la diminution de la fréquence de commutation de l'onduleur, nous avons vu la commande prédictive basée sur la linéarisation entrée-sortie de la MAS. Afin de donner un modèle linéarisé et découplé de la MAS pour l'anticipation du future comportement de sortie ; nous avons choisi comme grandeur de sortie le module du flux statorique et le couple électromagnétique.

Les résultats de simulation obtenus montrent des hautes performances dynamiques au niveau du couple et du module du flux statorique, ainsi que le rejet des perturbations au niveau de la vitesse lors du chargement de la MAS. Le courant statorique est sinusoïdal (moins d'harmoniques) dans le régime permanent, en comparant avec la DTC-SVM.

L'objectif de ce travail est de réduire l'amplitude des pulsations du couple et du module du flux. Ceci est bien visible dans les résultats de simulation. La fréquence de commutation de l'onduleur est réduite par rapport à la DTC-SVM.

Notons toutefois que la robustesse peut être améliorée par l'augmentation du facteur de pondération, en agissant sur les paramètres de réglage et de conception du régulateur. Donc, ces paramètres ont une influence déterminante sur le comportement du système. Mais il n'est pas toujours facile de trouver des valeurs optimales pour ces paramètres.