

Contrôle direct de couple d'une machine asynchrone système de régulation de vitesse avec anti-emballement

A. ELBACHA ^{1,2}, M. T. LAMCHICH ¹, M. CHERKAOUI ³

1-Laboratoire d'électronique et Instrumentation, Faculté des sciences Sémlalia, Université Cadi-Ayyad, Marrakech.

2-Laboratoire d'automatique et informatique industrielle, Faculté des Sciences et Techniques guéliz, Marrakech.

3- Laboratoire d'électrotechnique et Electronique de puissance, Ecole Mohammedia des Ingénieurs, Rabat.

elbacha@fstg-marrakech.ac.ma

Résumé : Dans cet article nous présentons les résultats de simulation de la régulation de vitesse d'une machine asynchrone commandée par contrôle direct de couple. Le module de simulation proposé utilise l'outil SIMULINK de MATLAB. Les résultats obtenus montrent l'intérêt de la méthode anti-emballement pour la résolution du problème de saturation présent avec un correcteur PI classique.

Mots clé : Moteur asynchrone, contrôle direct du couple (DTC), régulateur PI, commande anti-emballement.

I. INTRODUCTION

Les méthodes de contrôle direct du couple des machines asynchrones sont apparues dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielles des méthodes classiques, basées sur une alimentation par modulation de largeur d'impulsion (MLI) et sur un découpage de flux et de couple moteur par orientation du champ magnétique.

Cette loi de contrôle présente des performances dynamiques remarquables de même qu'une bonne robustesse vis à vis des écarts de paramètres du moteur. Elle semble notamment bien adaptée aux applications de traction ou véhicule électrique.

II. PRINCIPE DU CONTROLE DIRECT DE COUPLE

1. Principes généraux du contrôle vectoriel de couple

On utilise les expressions vectorielles de la machine dans le référentiel lié au stator :

$$\begin{cases} \overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d\overline{\Phi}_s}{dt} \\ \overline{V}_r = \overline{0} = R_r \overline{I}_r + \frac{d\overline{\Phi}_r}{dt} - j\omega \overline{\Phi}_r \end{cases}$$

A partir des expressions des flux, le courant rotor s'écrit :

$$\overline{I}_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\overline{\Phi}_r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r L_s} \overline{\Phi}_s \right)$$

avec $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ (coefficient de dispersion)

Les équations deviennent :

$$\begin{cases} \overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d\overline{\Phi}_s}{dt} \\ \frac{d\overline{\Phi}_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma \tau_r} - j\omega \right) \overline{\Phi}_r = \frac{L_m}{L_s} \frac{1}{\sigma \tau_r} \overline{\Phi}_s \end{cases}$$

Ces relations montrent que :

- Il est possible de contrôler le vecteur $\overline{\Phi}_s$ à partir du vecteur \overline{V}_s , à la chute de tension $R_s \overline{I}_s$ près.
- Le flux $\overline{\Phi}_r$ suit les variations de $\overline{\Phi}_s$ avec une constante de temps $\sigma \tau_r$, le rotor agit comme un « filtre de constante de temps $\sigma \tau_r$ » entre les flux $\overline{\Phi}_s$ et $\overline{\Phi}_r$.

De plus $\overline{\Phi}_r$ atteint en régime permanent :

$$\overline{\Phi}_r = \frac{L_m}{L_s} \frac{\overline{\Phi}_s}{1 + j\omega_r \sigma \tau_r}$$

En posant $\gamma = \angle(\overline{\Phi}_s, \overline{\Phi}_r)$, le couple s'exprime par :

$$\Gamma_{elm} = p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Phi_s \Phi_r \sin \gamma$$

Le couple dépend de l'amplitude des deux vecteurs $\overline{\Phi}_s$ et $\overline{\Phi}_r$ et de leur position relative.

Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\overline{\Phi}_s$ (à partir de \overline{V}_s) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de $\overline{\Phi}_r$ et donc le couple. Ceci n'est bien sûr possible que si la période de commande T_c de la tension \overline{V}_s est telle que $T_c \ll \sigma \tau_r$.

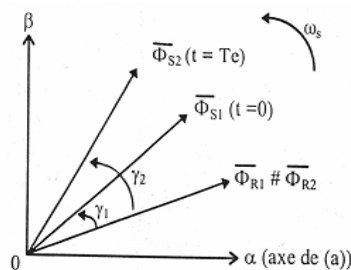


figure1 : vecteurs flux

2. Principes de contrôle du flux statorique

$$\text{On a : } \overline{\Phi}_s = \int_0^t (\overline{V}_s - \overline{R}_s \overline{I}_s) dt$$

Entre deux commutations des interrupteurs de l'onduleur, le vecteur tension sélectionné est toujours le même, d'où :

$$\overline{\Phi}_s(t) = \overline{\Phi}_s(0) + \overline{V}_s t - \int_0^t (\overline{R}_s \overline{I}_s) dt$$

avec la résistance R_s considérée comme constante au cours du temps.

Si, pour simplifier, on considère la chute de tension $R_s \overline{I}_s$ comme négligeable devant la tension \overline{V}_s , on constate alors que sur un intervalle $[0, T_e]$, l'extrémité du vecteur $\overline{\Phi}_s$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur \overline{V}_s sélectionné pendant T_e .

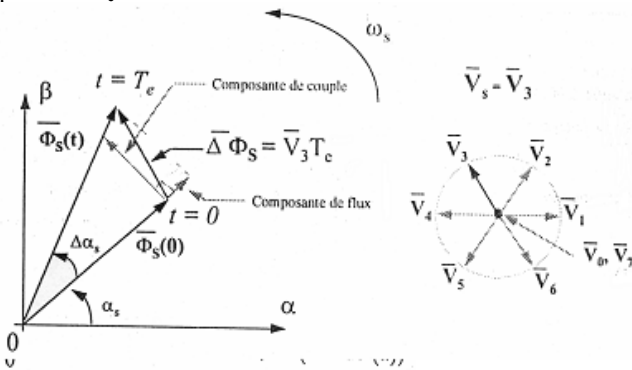


figure 2 : exemple de l'évolution de l'extrémité de $\overline{\Phi}_s$

III. PRESENTATION DE LA STRUCTURE DE CONTROLE.

1. Choix du vecteur tension \overline{V}_s

Le choix du vecteur \overline{V}_s dépend de la position de $\overline{\Phi}_s$ dans le référentiel (S), de la variation souhaitée pour le module de Φ_s , de la variation souhaitée pour le couple, et du sens de rotation de $\overline{\Phi}_s$.

L'espace d'évolution de $\overline{\Phi}_s$ dans (S) est décomposé en six zones i , avec $i=[1,6]$, telle que représentée sur la figure 3.

Lorsque le flux $\overline{\Phi}_s$ se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants:

- Si \overline{V}_{i+1} est sélectionné alors Φ_s croît et Γ_{elm} croît,
- Si \overline{V}_{i-1} est sélectionné alors Φ_s croît et Γ_{elm} décroît,
- Si \overline{V}_{i+2} est sélectionné alors Φ_s décroît et Γ_{elm} croît,

- Si \overline{V}_{i-2} est sélectionné alors Φ_s décroît et Γ_{elm} décroît,
- Si \overline{V}_0 ou \overline{V}_7 sont sélectionnés, alors la rotation du flux $\overline{\Phi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux Φ_s reste inchangé.

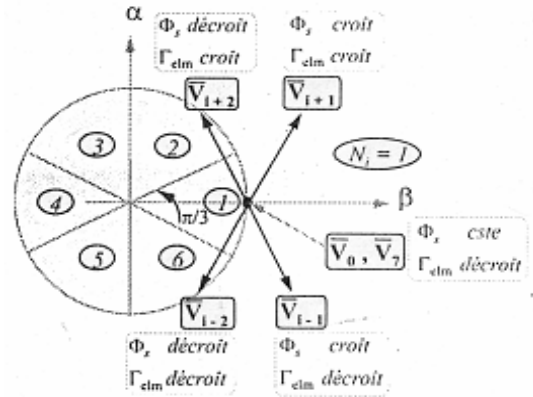


Figure 3 : Choix du vecteur tension

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliqués dépend également de la position du vecteur flux dans la zone i .

En effet, en début de zone, les vecteurs \overline{V}_{i+1} et \overline{V}_{i-2} sont perpendiculaires à $\overline{\Phi}_s$ d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux Φ_s , alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs \overline{V}_{i-1} et \overline{V}_{i+2} , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de Φ_s en début de zone, alors qu'en fin de zone c'est le contraire.

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone i , les deux vecteurs \overline{V}_i et \overline{V}_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci ont la "composante de flux" la plus forte (évolution très rapide de $\overline{\Phi}_s$) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de $\overline{\Phi}_s$ dans la zone, avec un effet nul en milieu de zone.

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux, estimés par rapport à leur référence, ainsi que de la position du vecteur $\overline{\Phi}_s$.

Un estimateur de $\overline{\Phi}_s$ en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

2. Estimateurs

2.1. Estimation du flux statorique

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine.

A partir de l'équation :

$$\overline{\Phi}_s = \int_0^t (\overline{V}_s - \overline{R}_s \overline{I}_s) dt$$

on obtient les composantes α et β du vecteur $\overline{\Phi}_s$:

$$\Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \quad \text{et} \quad \Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt$$

On obtient les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ à partir des commandes (S_a, S_b, S_c) , de la mesure de la tension U_0 et en appliquant la transformée de CONCORDIA:

$$\overline{V}_s = V_{s\alpha} + j V_{s\beta}$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 (S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases}$$

De même les courants I_{α} et I_{β} sont obtenus à partir de la mesure des courants réels i_{sa} , i_{sb} et i_{sc} ($i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$) et par application de la transformation de CONCORDIA:

$$\overline{I}_s = I_{\alpha} + j I_{\beta}$$

$$\begin{cases} I_{\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} i_{sa} \\ I_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases}$$

Le module du flux statorique s'écrit:

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2}$$

La zone N_i dans laquelle se situe le vecteur $\overline{\Phi}_s$ est déterminée à partir des composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$.

L'angle α_s entre le référentiel (S) est le vecteur $\overline{\Phi}_s$, est égal à :

$$\alpha_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}}$$

2.2. Estimation du couple électromagnétique

Le couple peut se mettre sous la forme:

$$\Gamma_{elm} = P_p [\Phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} I_{s\alpha}]$$

3. Elaboration du vecteur de commande

3.1. Le correcteur de flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur $\overline{\Phi}_s$ dans une couronne circulaire comme le montre la figure 4.

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\overline{\Phi}_s$, afin de sélectionner le vecteur tension correspondant.

Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne $cflx$ indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($cflx = 1$) ou diminuée ($cflx = 0$) de façon à maintenir: $|(\Phi_s)_{ref} - \Phi_s| \leq \Delta \Phi_s$, avec $(\Phi_s)_{ref}$ la consigne de flux et $\Delta \Phi_s$ la largeur d'hystérésis du correcteur.

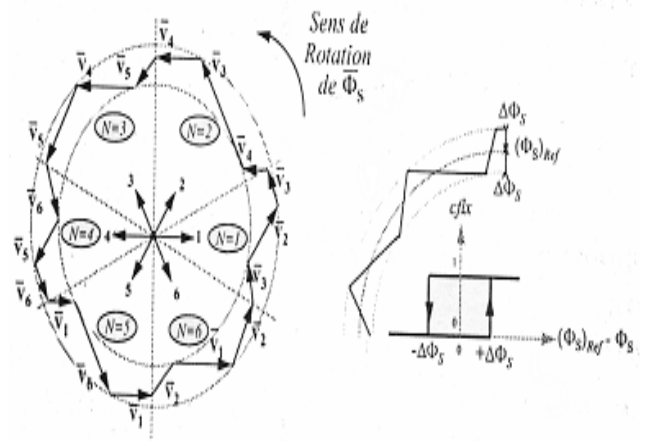


Figure 4 : correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondant

3.2. Le correcteur de couple

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites $|\Gamma_{ref} - \Gamma_{elm}| \leq \Delta \Gamma$, avec Γ_{ref} la référence de couple et $\Delta \Gamma$ la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine.

Deux solutions peuvent être envisagées:

- un correcteur à hystérésis à trois niveaux,
- un correcteur à hystérésis à deux niveaux .

Le correcteur à trois niveaux.

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif.

La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne $ccpl$ indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($ccpl = 1$ pour une consigne positive et $ccpl = -1$ pour une consigne négative) ou diminuée ($ccpl = 0$).

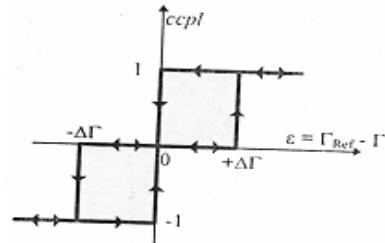


figure 5 : Correcteur de couple à trois niveau

Le correcteur à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure.

Le correcteur à deux niveaux.

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de $\overline{\Phi}_s$. Il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs \overline{V}_{i+1} et \overline{V}_{i+2} , peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux $\overline{\Phi}_s$. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls.

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine.

Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones N_i , on s'aperçoit que pour chaque zone i , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur.

4. Elaboration de la table de commande

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables $cflx$ et $ccpl$, et de la zone N_i de position de $\overline{\Phi_s}$. Elle se présente donc sous la forme suivante :

Table de commande

N		1	2	3	4	5	6	Correcteur
$Cflx=1$	$Ccpl=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	
	$Ccpl=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	3 niveaux
	$Ccpl=-$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 niveaux
$Cflx=0$	$Ccpl=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 niveaux
	$Ccpl=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	3 niveaux
	$Ccpl=-$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 niveaux

5. Structure générale du contrôle direct de couple

La structure du contrôle direct du couple est alors résumée ci-dessous.

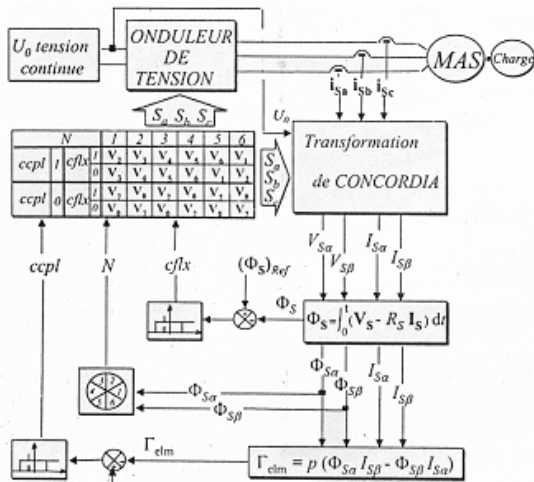


figure6 : Structure générale du contrôle direct de couple (DTC)

6. Systèmes de régulation de vitesse :

Par analogie avec une machine à courant continu avec boucle de courant, la machine asynchrone avec commande DTC peut être modélisée par un système linéaire (autour d'un point de fonctionnement) ayant comme entrée la référence couple et comme sortie la vitesse :



Dans l'objectif d'annuler l'erreur statique et réduire le temps de réponse tout en conservant la stabilité du système, un correcteur proportionnel intégral est utilisé. Les performances obtenues (stabilité, précision, temps de réponse) sont satisfaisantes pour un tel système électromécanique. Cependant on remarque que le couple présente un dépassement important qui peut nuire au fonctionnement du système (figure12).

Pour palier à ce problème on utilise une limitation de la référence couple soit à la sortie du correcteur (figure7). Les performances (temps de réponse) se trouvent alors dégrader (figures14 et 15) car la commande issue du régulateur est empêchée momentanément d'agir complètement sur le système.

La solution envisagée étant un système de régulation avec système d'anti-emballement (anti-windup). La figure8 donne le schéma bloc d'un compensateur anti-windup $F(s)$, [6] .

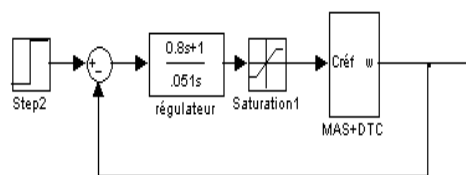


Figure7 : régulateur PI et limitation de la référence couple

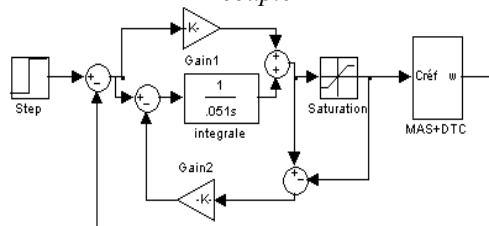


Figure8 : système de régulation anti-windup

Pour la technique de conditionnement proposée par HANUS [6] on prend $F(s)=1/k$ où k est le coefficient de l'action intégrale. Les résultats de simulation obtenus (figures16 et 17) par ce système de correction sont nettement meilleurs que celle avec un correcteur PI classique.

IV. CONCLUSIONS

La commande DTC a pour avantages :

- La réduction du temps de réponse du couple.
- La robustesse par rapport à la variation de paramètre de la machine et de l'alimentation.
- L'imposition direct de l'amplitude des ondulations du couple et du flux.
- Elle s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique connecté à l'arbre moteur.

Elle présente deux problèmes majeurs :

- L'absence de maîtrise des harmoniques de couple (compatibilité électromagnétique, bruit audible, variation de la qualité acoustique).
- L'excitation de certains modes mécaniques résonnants (couples pulsatoires) pouvant entraîner un vieillissement précoce du système.

V. BIBLIOGRAPHIE

- [1] Carlos Canudas de Wit « Modélisation contrôle vectoriel et DTC », HERMES Science Europe Ltd,2000.
- [2] Joseba ARZA, « contrôle vectoriel sans capteur mécanique d'une machine roue asynchrone », Thèse de doctorat de l'istitut polytechnique de Grenoble, 1999
- [3] H. Ben Naceur, R. Dhifaoui, M. Boussak, « Etude dynamique d'une machine asynchrone alimentée par un générateur photovoltaïque : commande par contrôle direct de couple », colloque EF'99- Lille 1999.
- [4] Halina Burzanowska, « Direct torque controlled (DTC) induction motor drive simulation with SABER», EPE '99.
- [5] Dr I Ludtke, A Arias, Dr M G Jayne, «Improving direct torque control of induction motors», , EPE '99, Lausanne.
- [6] Hanns, R.« A new technique for preventing control windup», Journal A., Vol.21, no.1.pp 15-20,1980

Annexes : Résultats de simulation

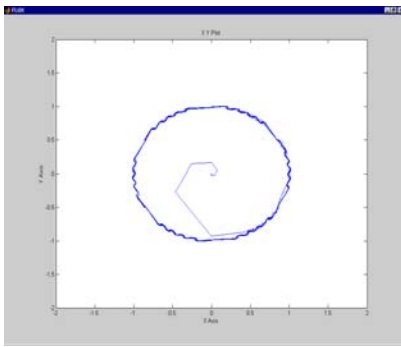


figure9 : évolution de l'extrémité du vecteur flux

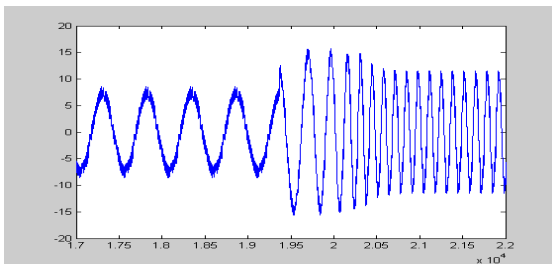


figure10 : courant statorique

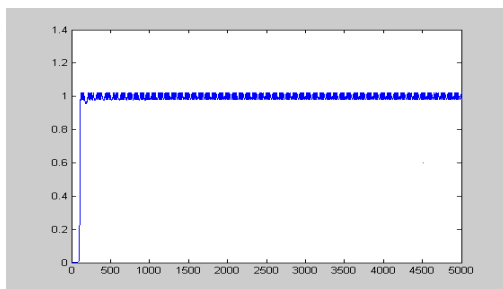


figure11: flux

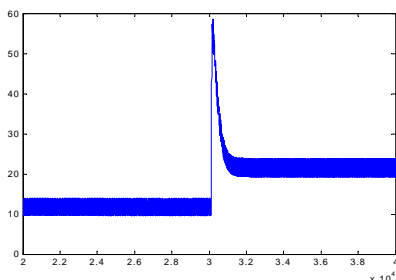


figure12: évolution du couple sans limitation de la référence

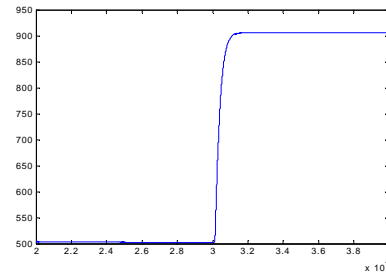


figure13 : évolution de la vitesse sans limitation de la référence

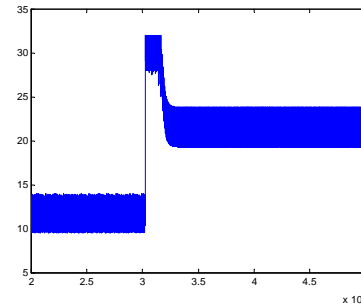


Figure14 : évolution du couple avec limitation de la référence

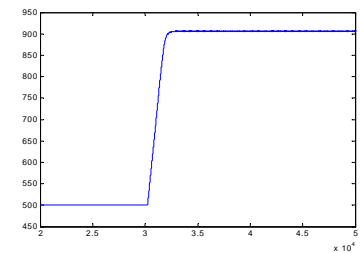


figure15 : évolution de la vitesse avec limitation de la référence

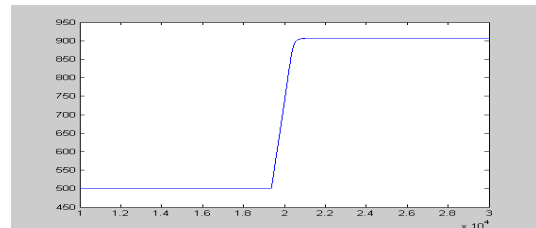


figure16 : évolution de la vitesse avec régulateur anti-windup

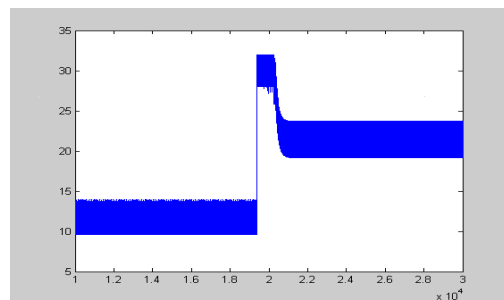


figure17 : évolution du couple avec régulateur anti-windup