

COMMANDE LINEARISANTE D'UN MOTEUR SYNCHROME A AIMANTS PERMANENTS AVEC LIMITATION DU COURANT PAR POURSUITE D'UNE TRAJECTOIRE DE VITESSE A ACCELERATION CONSTANTE

A.Meroufel¹, B. Belabbes², M.K.Fellah¹, A. Benaissa¹

Faculté des Sciences de l'Ingénieur

1-Département Electrotechnique, 2-Département Génie Mécanique

Université Djillali Liabes BP 98 Sidi Bel –Abbes

e-mail : ameroufel@yahoo.fr

Résumé: Dans cet article, nous appliquons la méthode de la commande non linéaire (CNL) au moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) qui est représenté par un modèle non linéaire fortement couplé. La stratégie de linéarisation entrée – sortie permet de découpler et de linéariser le modèle du moteur. Le comportement de ce dernier est choisi selon la méthode de l'imposition des pôles. La réponse en vitesse du moteur dépend énormément du courant statorique. Pour rester dans la plage de fonctionnement admissible par le moteur, on limite le courant. Cependant cet écrêtage de courant durant les régimes transitoires met hors circuit la contre réaction du contrôle et laisse le système travailler en boucle ouverte. La technique de commande par poursuite d'une trajectoire de vitesse à accélération constante permet de remédier à ce problème et de suivre même les variations de la charge durant la phase de transition tout en gardant le courant inférieur au courant maximal. L'algorithme de commande ainsi défini est mis en valeur par des tests de simulation sur le MSAP alimenté par un onduleur trois niveaux de structure NPC. L'analyse des résultats obtenus met en évidence les performances de cette méthode de commande.

Mots clés : MSAP, géométrie différentielle, commande NL, observateur et onduleur trois niveaux

I/- INTRODUCTION

La mise au point des aimants permanents à base de terre rare, le développement de l'électronique de puissance et la progression des organes de commande numérique à fort degré d'intégration ont ouvert la voie à plusieurs stratégies de commande. Parmi les nombreuses méthodes de commande développées dans la littérature technique, La commande non linéaire permet d'envisager des variateurs de vitesse à courant alternatif très compétitifs et aussi performants que les variateurs à courant continu[2,3]. La commande non linéaire, par le biais de la linéarisation entrée – sortie permet de décomposer le modèle du moteur en deux sous systèmes linéaires mono-variables indépendants [2,3]. Le comportement de chaque sous système est défini par un choix optimal des pôles dans le plan de Laplace [2,3]. Ce choix permet d'avoir des coefficients de réglage conduisant à un courant supérieur au courant max [2,3]. La solution de limitation du courant par saturation rend la contre réaction du contrôle inactive durant les régimes transitoires importants. Plusieurs méthodes ont été proposées pour résoudre ce problème. La technique de

limitation du courant par poursuite d'une trajectoire de vitesse à accélération constante présente des avantages incontestables que nous analysons dans ce travail. Le moteur est alimenté par un onduleur de tension à trois niveaux de structure NPC commandé par la technique MLI à deux porteuses [1]. Dans cet article nous étudions, dans la première étape le modèle du moteur puis nous présentons un rappel sur la linéarisation entrée – sortie. Dans la deuxième étape, nous appliquons la CNL au moteur avec limitation du courant par poursuite d'une trajectoire de vitesse à accélération constante. Dans la troisième étape, nous donnons un bref aperçu sur l'onduleur multiniveaux puis nous contrôlons l'ensemble CNL – Onduleur – MSAP. Nous terminons par un commentaire sur les résultats de simulation et nous concluons sur l'apport et l'intérêt de cette CNL.

II/- MODELE NON LINEAIRE DU MSAP :

Avec les hypothèses simplificatrices relatives au MSAP, le modèle du moteur exprimé dans le repère de Park, sous forme d'état s'écrit.[2,3]

$$\dot{X} = F(X) + GU \quad (1)$$

$$Y = H(X)$$

avec

$$X = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \\ \Omega \end{pmatrix} \quad U = \begin{pmatrix} U_d \\ U_q \end{pmatrix} \quad G = \begin{pmatrix} g_1 & 0 \\ 0 & g_2 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$F(X) = \begin{pmatrix} f_1(X) \\ f_2(X) \\ f_3(X) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 x_1 + a_2 x_2 x_3 \\ b_1 x_2 + b_2 x_1 x_3 + b_3 x_3 \\ c_1 x_3 + c_2 x_1 x_2 + c_3 x_2 - C_r / J \end{pmatrix}$$

$$a_1 = \frac{-R}{L_d}$$

$$a_2 = \frac{pL_q}{L_d}$$

$$b_1 = \frac{-R}{L_q}$$

$$b_2 = \frac{-pL_d}{L_q}$$

$$b_3 = \frac{-p\phi_f}{L_q}$$

$$c_1 = \frac{-f_r}{J}$$

$$c_2 = \frac{p(L_d - L_q)}{J}$$

$$c_3 = \frac{p\phi_f}{J}$$

Les variables à contrôler sont le courant I_d et la vitesse mécanique Ω .

$$Y(X) = \begin{pmatrix} y_1(X) \\ y_2(X) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_1(X) \\ h_2(X) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_d \\ \Omega \end{pmatrix} \quad (2)$$

III/- COMMANDE LINEARISANTE DU MSAP

La condition de linéarisation permettant de vérifier si un système non linéaire admet une linéarisation entrée sortie est l'ordre du degré relatif du système [2],[3].

3.1- Degré relatif

Le degré relatif d'une sortie est le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître l'entrée U.

a- Degré relatif du courant I_d

$$\dot{y}_1(X) = L_f h_1(X) + L_g h_1(X) U_d \quad (3)$$

avec

$$L_f h_1(X) = f_1(X)$$

$$L_g h_1(X) = (g_1 \quad 0)$$

Le degré relatif de $y_1(X)$ est $r_1=1$.

b- Degré relatif de la vitesse mécanique Ω

$$\dot{y}_2(X) = L_f h_2(X) \quad (4)$$

$$\ddot{y}_2(X) = L_f^2 h_2(X) + L_g L_f h_2(X) U$$

avec

$$L_f h_2(X) = f_3(X)$$

$$L_f^2 h_2(X) = c_2 x_2 f_1(X) + f_2(X)(c_3 + c_2 x_1) + c_1 f_3(X)$$

$$L_g L_f h_2(X) = [c_2 x_2 g_1 \quad g_2(c_2 x_1 + c_3)]$$

Le degré relatif de $y_2(X)$ est $r_2=2$

Le degré globale du système est égale à l'ordre n ($r=r_1+r_2 = n =3$). Le système est exactement linéarisable. La matrice définissant la relation entre les entrées physiques (U) et les dérivées des sorties (Y(X)) est donnée par l'expression (5).

$$\begin{pmatrix} \dot{y}_1(X) \\ \ddot{y}_2(X) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{d}{dt} I_d \\ \frac{d^2}{dt^2} \Omega \end{pmatrix} = A(X) + D(X) \begin{pmatrix} U_d \\ U_q \end{pmatrix} \quad (5)$$

Avec

$$A(X) = \begin{pmatrix} f_1(X) \\ c_2 x_2 f_1(X) + f_2(X)(c_3 + c_2 x_1) + c_1 f_3(X) \end{pmatrix}$$

$$D(X) = \begin{pmatrix} g_1 & 0 \\ c_2 x_2 g_1 & g_2(c_2 x_1 + c_3) \end{pmatrix}$$

3.2- Linéarisation entrée – sortie du MSAP

Pour linéariser le comportement entrée - sortie du moteur en boucle fermée, on applique le retour d'état non linéaire suivant [2],[3].

$$\begin{pmatrix} U_d \\ U_q \end{pmatrix} = D^{-1}(X) \left[-A(X) + \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} \right] \quad (6)$$

Le déterminant de la matrice de découplage $D^{-1}(X)$ est non nul (moteur à aimants permanents). L'application

de la loi linéarisante (6) sur le système (5) conduit à deux sous systèmes mono-variables, linéaires et découplés.

$$\begin{pmatrix} \dot{y}_1(X) \\ \ddot{y}_2(X) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{d}{dt} I_d \\ \frac{d^2}{dt^2} \Omega \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} \quad (7)$$

IX/- COMMANDE DU COURANT ET DE LA VITESSE DU SYSTEME LINEARISE

4.1- Loi de commande interne

Les entrées internes (V_1 V_2) sont calculées en imposant un régime statique ($I_{dref} = I_d$ et $\Omega_{ref} = \Omega$) et une dynamique sur l'erreur.

$$\frac{d}{dt} e_1 + k_{11} e_1 = 0$$

$$\frac{d^2}{dt^2} e_2 + k_{21} \frac{d}{dt} e_2 + k_{22} e_2 = 0 \quad (8)$$

$$e_1 = I_{dref} - I_d$$

$$e_2 = \Omega_{ref} - \Omega$$

Les entrées internes (V_1 V_2) sont définies de la façon suivante

$$V_1 = k_{11}(I_{dref} - I_d) + \frac{d}{dt} I_{dref} \quad (9)$$

$$V_2 = k_{21} \left(\frac{d}{dt} \Omega_{ref} - \frac{d}{dt} \Omega \right) + k_{22} (\Omega_{ref} - \Omega) + \frac{d^2}{dt^2} \Omega_{ref}$$

$$I_{dref} = \dot{\Omega}_{ref} = \ddot{\Omega}_{ref} = 0$$

Les coefficients k_{11} , k_{21} , k_{22} sont choisis de sorte que l'équation (10) soit un polynôme d'HURWITZ [2,3]

$$s + k_{11} = 0$$

$$s^2 + k_{21}s + k_{22} = 0 \quad (10)$$

4.2- Loi de commande physique

Cette loi de commande non linéaire fait intervenir le vecteur tension $U = (U_d \quad U_q)^t$

$$\begin{pmatrix} U_d \\ U_q \end{pmatrix} = D^{-1}(X) \left[-A(X) + \begin{pmatrix} k_{11}(I_{dref} - I_d) \\ -k_{21}f_3(X) + k_{22}(\Omega_{ref} - \Omega) \end{pmatrix} \right]$$

$f_3(X)$ intervient dans la composante U_q avec le couple de charge qui est difficilement mesurable.

4.3- Observateur de couple de charge

Le modèle de l'observateur d'état d'ordre réduit peut être défini à partir de l'équation mécanique avec

$$\frac{d}{dt} C_r = 0 \quad C_e = K_t I_q \quad (12)$$

$$\dot{Z} = AZ + Bw \quad (13)$$

$$S = CZ$$

$$\text{avec} \quad Z = [\Omega \quad C_r]$$

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{f}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{pmatrix}; B = \begin{pmatrix} K_t \\ 0 \end{pmatrix}; C = [1 \ 0]^T; w = I_q$$

C_r peut être estimé en utilisant l'observateur d'état d'ordre réduit défini par (14)

$$\dot{\hat{Z}} = A\hat{Z} + Bw + L(S - C\hat{Z}) \quad (14)$$

avec $\hat{Z} = (\hat{\Omega} \ \hat{C}_r)^T$; $L = (l_1 \ l_2)^T$

4.4- Influence des coefficients de réglage

Un essai échelon de vitesse avec variation des coefficients de réglage appliqué au schéma de la figure 1 met en évidence les performances de cette technique de commande.

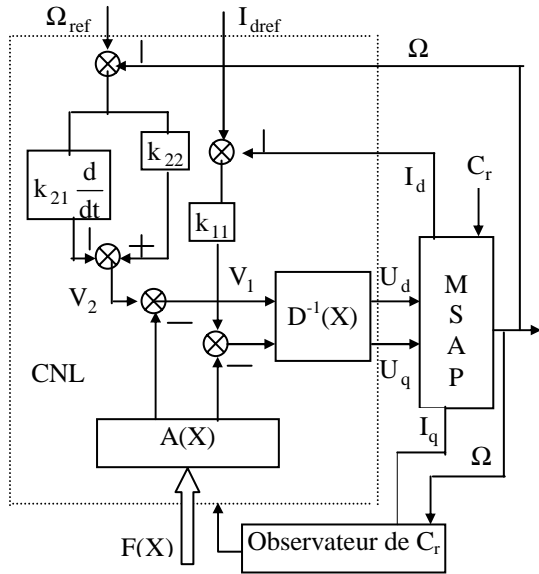


Fig. 1 : Schéma de la CNL en vitesse du MSAP

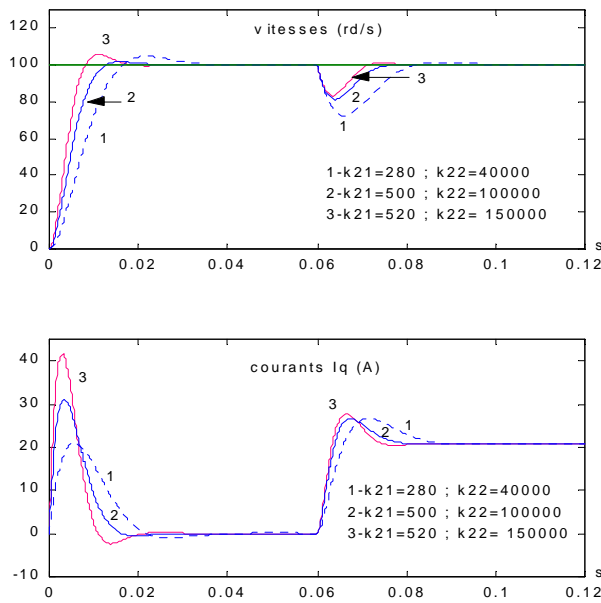


fig 2 Réponses de la vitesse et du courant avec variation des coefficients de réglage

La figure 2 montre que le réglage des coefficients du contrôleur non linéaire peut entraîner d'une part une amélioration de la réponse en vitesse et d'autre part un dépassement du courant admissible (30A) par la machine. Pour remédier à ce problème, on impose une limitation.

V- COMMANDE NL AVEC LIMITATION DU COURANT STATORIQUE PAR SATURATION:

L'objectif est de maintenir le courant I_{ref} au plus égale à I_{qmax} par le contrôleur non linéaire. Ainsi, l'axe q est contrôlé par un système de boucles en cascades où le courant I_{ref} représente la consigne de la boucle interne.

5.1- Boucle de courant

Conformément à l'équation électrique (8), le contrôle du courant de chaque axe peut avoir un régime imposé défini par

$$\frac{d}{dt}(I_{dref} - I_d) + k(I_{dref} - I_d) = 0 \quad (15)$$

$$\frac{d}{dt}(I_{qref} - I_q) + k(I_{qref} - I_q) = 0$$

avec

$$\begin{aligned} I_{dref} &= 0 \\ I_{qref} &= I_{qmax} \quad \text{dans le cas extrême} \end{aligned} \quad (16)$$

Les tensions de commande peuvent être calculées par

$$\begin{aligned} U_d &= RI_d - pL_q\Omega I_q + kL_d(I_{dref} - I_d) \\ U_q &= RI_q + pL_d\Omega I_d + kL_q(I_{qref} - I_q) + p\phi_f\Omega \end{aligned} \quad (17)$$

5.2- Réglage de la vitesse (boucle externe)

Conformément à l'équation mécanique (8), nous dérivons l'équation $\dot{x}_3 = f_3$.

$$\begin{aligned} J \frac{d^2}{dt^2} \Omega &= p[(L_d - L_q)I_d + \phi_f] \frac{d}{dt} I_q \\ &+ p(L_d - L_q)I_q - f \frac{d}{dt} \Omega \end{aligned} \quad (18)$$

Suite à l'introduction de (15), l'équation (18) s'écrit

$$\begin{aligned} J \frac{d^2}{dt^2} \Omega &= I_{qref} [kp(L_d - L_q)I_d + kp\phi_f] \\ &- I_q [kp(L_d - L_q)I_d + kp\phi_f] \\ &+ kp(L_d - L_q)(I_{dref} - I_d)I_q - f \frac{d}{dt} \Omega \end{aligned} \quad (19)$$

La trajectoire désirée avec le régime imposé par (8) s'écrit avec

$$\frac{d^2}{dt^2} \Omega = \frac{d}{dt} \Omega = 0$$

$$\frac{d^2}{dt^2} \Omega = -k_{21} \frac{d}{dt} \Omega + k_{22} (\Omega_{ref} - \Omega) \quad (20)$$

A partir des équations (19) et (20) nous déduisons le courant

$$I_{qref} = \frac{J}{kp[(L_d - L_q)I_d + \phi_f]} \left[-k_{21} \frac{d}{dt} \Omega + k_{22} (\Omega_{ref} - \Omega) \right] - \frac{(L_d - L_q)I_q}{(L_d - L_q)I_d + \phi_f} (I_{dref} - I_d) + \frac{f}{kp[(L_d - L_q)I_d + \phi_f]} \frac{d}{dt} \Omega + I_q \quad (21)$$

le gain k est choisi égale à k_{11}

Les résultats de simulation obtenus par la figure3 sans convertisseur statique montrent les limites de cette commande durant les phases de transition où les perturbations de la charge ne sont pas contrôlées.

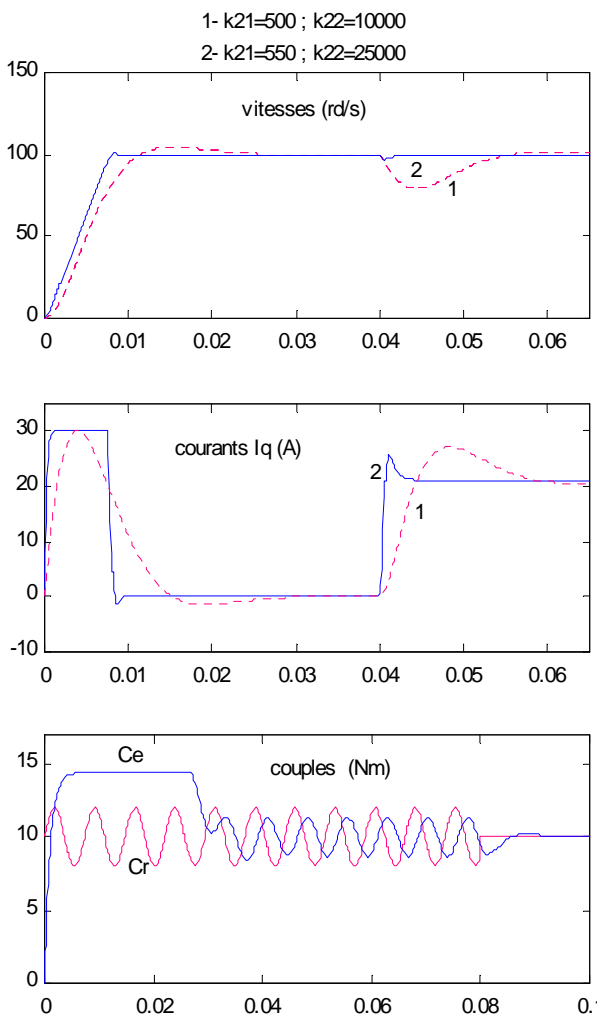


fig 3 Réponses à un échelon de vitesse avec limitation du courant I_q à 30A avec charge perturbée au démarrage

Durant la phase de transition, le système travaille en boucle ouverte. Pour résoudre ce problème, on utilise la technique de poursuite d'une trajectoire de vitesse [3].

VI/ LIMITATION DU COURANT PAR POURSUITE D'UNE TRAJECTOIRE DE VITESSE

L'objectif est de déterminer une trajectoire de vitesse à suivre de manière à ce que le courant I_q ne dépasse pas le courant I_{qmax} durant la phase d'accélération ou de décélération sous la contrainte

$$|I_q| < I_{qmax} \quad (22)$$

La relation (22) permet d'écrire

$$\left| \frac{d}{dt} \Omega_t + f\Omega_t + C_r \right| < p\phi_f I_{qmax} \quad (23)$$

L'équation (23) conduit à une accélération bornée obéissant à

$$\frac{-(p\phi_f I_{qmax} + f\Omega_t + C_r)}{J} < \frac{d}{dt} \Omega_t < \frac{p\phi_f I_{qmax} + f\Omega_t + C_r}{J}$$

Deux objectifs peuvent être envisagés

- Temps de réponse minimum
- accélération constante

La spécificité du système à contrôler impose et limite le choix qui répond le mieux au comportement désiré.

6.1-- Temps de réponse minimum

L'objectif est d'avoir une réponse rapide sans dépasser le courant I_{qmax} quelle que soit la consigne de vitesse ou de charge. La trajectoire de vitesse à suivre est définie par

$$\Omega_{tr} = \begin{cases} \frac{(p\phi_f I_{qmax} - f\Omega_{max} - \hat{C}_r)}{J} = \Gamma_{1t} \\ \Omega_{tr} = \Omega_0 + \int \Gamma_{1t} dt & \Omega_{ref} > \Omega_{tr} \\ \frac{(-p\phi_f I_{qmax} + f\Omega_{max} + \hat{C}_r)}{J} = \Gamma_{2t} \\ \Omega_{tr} = \Omega_0 - \int \Gamma_{2t} dt & \Omega_{ref} < \Omega_{tr} \\ \Omega_{tr} = \Omega_{ref} & \Omega_{ref} = \Omega_{tr} \end{cases} \quad (25)$$

t : trajectoire

Un essai indiciel de la vitesse $\mp 100rd/s$ montre que le suivi de la trajectoire imposée sous la contrainte (22) oblige le courant I_q , durant le régime dynamique, à respecter la marge de variation du courant admissible par la machine. La transition de la vitesse se fait à une accélération bornée avec un couple maximum et un temps de réponse minimum. La figure4 montre aussi l'efficacité de cette commande qui s'adapte aux

variations de la charge par le suivi d'une trajectoire imposant un courant limite et par conséquent un couple maximal.

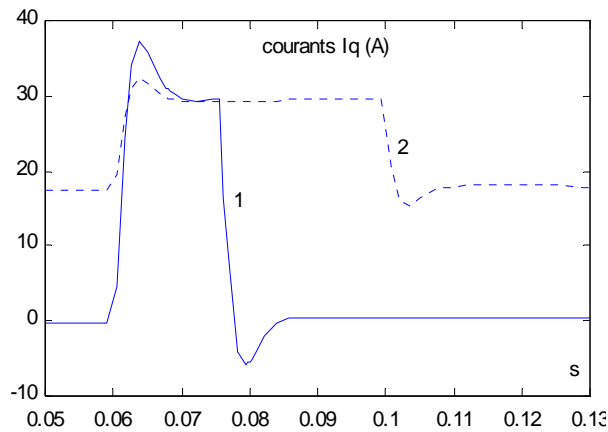
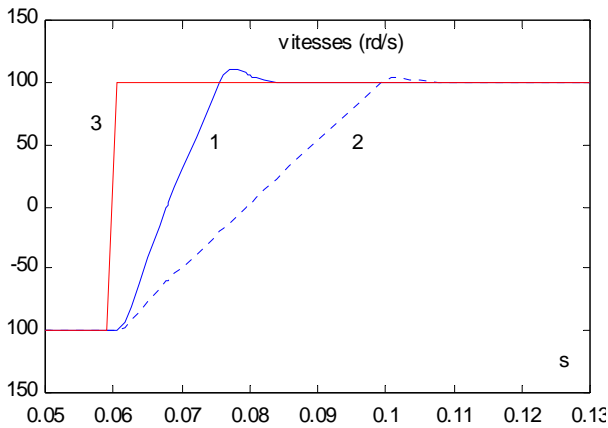


fig4 Réponses de vitesse à un échelon de $\mp 100\text{rad/s}$ avec poursuite de trajectoire à minimum de temps (1-à vide, 2-charge maximale, 3- Ω réf)

6.2- Accélération de vitesse constante

L'objectif est d'avoir une accélération constante avec la contrainte (22). Donc une trajectoire rectiligne avec compensation des perturbations en régime transitoire. La trajectoire de vitesse à suivre est définie par

$$\Omega_{tr} = \begin{cases} \frac{(p\phi_f I_{q\max} - f \Omega_{\max} - C_r \max)}{J} = \Gamma_{1t} \\ \Omega_{tr} = \Omega_0 + \int \Gamma_{1t} dt & \Omega_{ref} > \Omega_{tr} \\ \frac{(-p\phi_f I_{q\max} + f \Omega_{\max} + C_r \max)}{J} = \Gamma_{2t} \\ \Omega_{tr} = \Omega_0 - \int \Gamma_{2t} dt & \Omega_{ref} < \Omega_{tr} \\ \Omega_{tr} = \Omega_{ref} & \Omega_{ref} = \Omega_{tr} \end{cases} \quad (26)$$

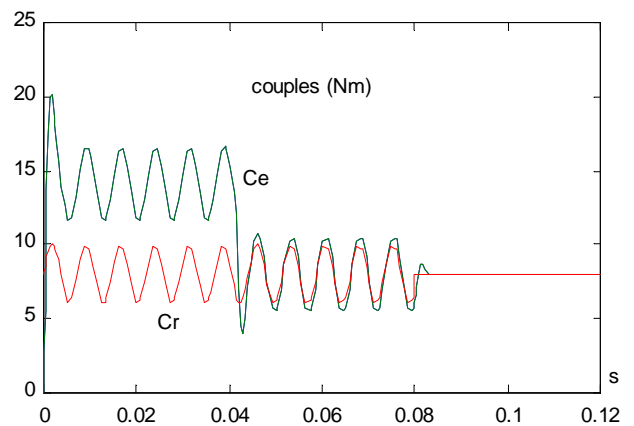
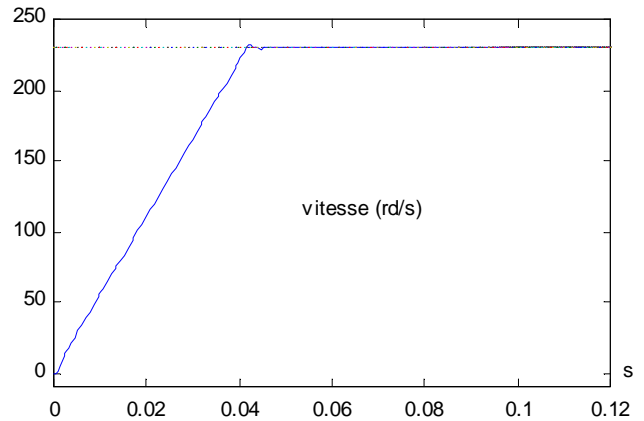


fig5 Réponse de la vitesse à un échelon de 230rad/s avec poursuite d'une trajectoire à accélération constante

Le couple compense les perturbations durant la phase de transition de la vitesse ce qui maintient l'accélération constante.

VII/ MODELISATION DE L'ONDULEUR TROIS NIVEAUX

L'onduleur de tension trois niveaux de type NPC comporte douze paires de transistors-diodes permettant de générer des niveaux de tension d'amplitude $-U, 0, U$. Il est généralement piloté par la MLI. La tension simple de chaque phase est entièrement définie par l'état des quatre transistors (interrupteurs) constituant chaque bras. Les diodes médianes de chaque bras permettent d'avoir le niveau zéro de la tension de sortie de l'onduleur. Seul trois séquences de fonctionnement sont retenues et mises en œuvre. Chaque bras de l'onduleur est modélisé par un interrupteur parfait à trois positions [1] $(-1, 0, 1)$ fig 6. Le fonctionnement du convertisseur est basé sur la stratégie MLI à deux porteuses. Les intersections de ces dernières avec les signaux modulateurs déterminent les instants et les durées de fermeture ou d'ouverture des interrupteurs de chaque bras. Les tensions simples

triphasées fournies par l'onduleur sont déterminées par la relation

$$[v] = \frac{U}{6} [c] [s] \quad (27)$$

avec

$$(V_{an} \ V_{bn} \ V_{cn})^t = [V]; \quad (S_1 \ S_2 \ S_3)^t = [S]$$

$$[C] = \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix}$$

$$S_i = T_{i1}T_{i2} - T_{i3}T_{i4} \quad ; \quad (i = 1, 2, 3)$$

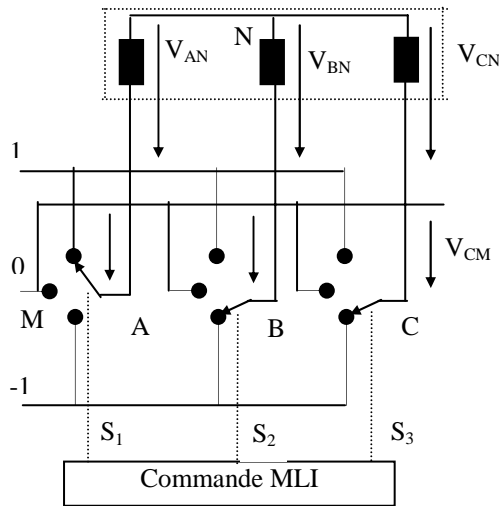


Fig 6 schéma fonctionnel de l'onduleur multiniveaux

Le schéma de principe représentant l'ensemble des organes constituant la commande non linéaire avec poursuite d'une trajectoire de référence est donné par la figure7

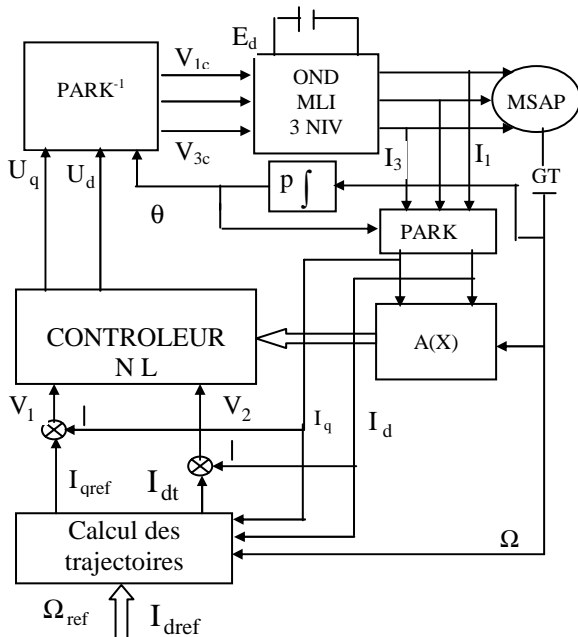


Fig7 Schéma de principe de la CNL Avec poursuite d'une trajectoire

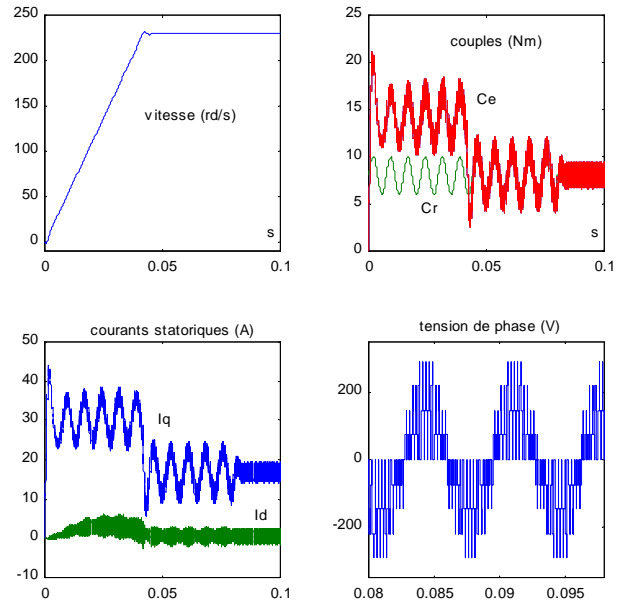


fig8 Performances de la CNL d'un MSAP alimenté par un onduleur trois niveaux avec trajectoire rectiligne

La figure8 représente l'évolution de quelques variables à la suite d'un échelon de vitesse de 230rd/s avec application d'une charge de $[8+\sin(150\theta)]Nm$. Le courant Id est maintenu nul tandis que le courant Iq suit les variations de la charge quelle que soit le régime sans dépasser le courant admissible.

VIII CONCLUSION :

Nous avons présenté dans cet article la commande par retour d'état NL appliquée à l'association onduleur trois niveaux - MSAP. Les objectifs de poursuite et de rejet de perturbation sont acceptables. Le découplage est maintenu même en cas de variations de la charge. Un choix convenable des coefficients du contrôleur NL et une stratégie de limitation du courant statorique permettent d'avoir de très bonnes performances. La linéarisation entrée - sortie par retour d'état NL permet de ramener le comportement du moteur en boucle fermée d'un système NL à un système linéaire découplé sans passer par la connaissance exacte de la position du flux (cas de la commande par orientation du flux).

REFERENCES :

- [1] E.M.Berkouk, K.Boualem, G.Mauesse, « Commande de vitesse d'une MSAP de forte puissance alimentée par un onduleur multiniveaux, » ICEL'98, 5-7Oct98, PP. 142-148.
- [2] B.Le Pioufle, G.Georgiou, I.P.Louis, « Application des commandes NL pour la régulation en vitesse ou en position de la machine synchrone autopilotée, » Revue physique appliquée 1990, PP. 517-527.
- [3] B.Le Pioufle, « Comparison of speed non linear contôl strategies for the servomotor, » electric Machines and power systems, 1993, PP. 151-169.