

M0023/93A

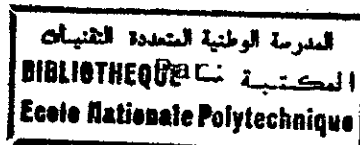
THESE

Présentée:

A L'ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
D'ALGER

Département de Génie-électrique

POUR L'OBTENTION DU DIPLOME DE
MAGISTER EN AUTOMATIQUE



Mohammed Faouzi KHÈNE

THEME

*ETUDE PAR SIMULATION DE REGLAGES D'ETAT
ECHANTILLONNES EN CASCADE
D'UNE MACHINE SYNCHRONE
AUTOPILOTEE ALIMENTEE EN COURANT*

Soutenue Publiquement le 14 Novembre 1993 devant le Jury:

R. TOUMI	Président
M. S. BOUCHERIT	Rapporteur
L. NEZLI	Rapporteur
H. MAAZI	Examineur
B. HEMICI	Examineur
F. BOUDJEMA	Examineur
R. ILLOUL	Invité

REMERCIEMENTS



Ce travail a été effectué au sein du département de Génie électrique de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger sous la direction scientifique de Messieurs M.S BOUCHERIT et L.NEZLI, à qui je présente l'expression de ma profonde gratitude pour tous les conseils et encouragements qu'ils m'ont prodigués pendant toute la durée de ce travail, malgré leurs nombreuses occupations.

Je remercie vivement Monsieur R.Toumi, Professeur à l'Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumédiène pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider cette commission d'examen.

Mes sincères remerciements vont également à :

- Monsieur H.MAAZI
- Monsieur B.HEMICI
- Monsieur F.BOUDJEMA
- Monsieur R.ILOUL

pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant de juger ce travail.

Les relations amicales que j'ai pu établir lors de ma formation au département ont été déterminantes dans l'évolution et la réussite de mes travaux. Je tiens donc, à adresser mes derniers remerciements à tous ceux qui m'ont soutenu tout au long de ces trois années.

SOMMAIRE

INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 : REGLAGES NUMERIQUES DE LA MSA	4
1.1 Description du système	5
1.2 Modélisation du système	8
1.2.1 Modèle du redresseur	8
1.2.2 Modèle de la MSA	11
1.2.2.1 Equations électriques	11
1.2.2.2 Equation mécanique	13
1.2.3 Diagrammes fonctionnels	13
1.3 Réglages numériques de la MSA	15
1.3.1 Structure de réglage	15
1.3.2 Réglage numérique du courant	16
1.3.2.1 Choix de la période d'échantillonnage	16
1.3.2.2 Dimensionnement de régulateur	16
1.3.3 Réglage numérique de la vitesse	20
1.3.3.1 Structure de réglage	20
1.3.3.2 Détermination de la constante de temps équivalente	21
1.3.3.3 Dimensionnement du régulateur	22
1.3.4 Dispositif anti-windup	25
1.4 Evaluation des performances du réglage en cascade de la vitesse	26

CHAPITRE 2: REGLAGE D'ETAT ECHANTILLONNE DE LA VITESSE	
DE LA MSA	29
2.1 Structure générale du réglage d'état	29
2.1.1 Equations du système	31
2.1.2 Détermination du vecteur de la contre-réaction d'état	32
2.1.3 Détermination des coefficients d'intervention directe de la consigne et de la perturbation	34
2.2 Structure du réglage d'état échantillonné de la vitesse	34
2.2.1 Représentation d'état échantillonnée	35
2.2.2 Equations d'état tenant compte du régulateur intégrateur	37
2.3 Dimensionnement du réglage d'état	38
2.3.1 Choix des pôles en boucle fermée	38
2.3.2 Détermination du vecteur de contre-réaction	39
2.3.3 Détermination des coefficients K_v et K_v	39
2.3.4 Dispositif anti-windup	41
2.4 Evaluation des performances du réglage en cascade	42
CHAPITRE 3: REGLAGES D'ETAT ECHANTILLONNES EN CASCADE DE LA MSA	46
3.1 Techniques de synthèse du réglage d'état partiel	46
3.2 Structure du réglage d'état partiel du courant	50
3.2.1 Equations d'état échantillonnées	51
3.2.2 Equations d'état tenant compte du régulateur intégrateur	52
3.3 Dimensionnement du réglage d'état partiel	53
3.3.1 Détermination du vecteur de contre-réaction partielle	53

3.3.3 Détermination des coefficients K_v et K_v	53
3.4 Evaluation des performances du réglage d'état en cascade	55
3.4.1 Structure globale de réglage	
3.4.2 Résultats de simulation	
CHAPITRE 4: REGLAGES D'ETAT ECHANTILLONNES EN CASCADE AVEC OBSERVATEUR DU COUPLE RESISTANT	60
4.1 Structure de l'observateur d'état et de perturbation	60
4.2 Algorithme d'observation	62
4.3 Synthèse de l'observateur	63
4.3.1 Détermination du vecteur de contre-réaction K_b^T	63
4.3.2 Détermination du coefficient de correction m_b	65
4.4 Structure du réglage d'état avec observateur	65
4.5 Synthèse de l'observateur de la vitesse, du courant et du couple résistant de la MSA	66
4.6 Etude des performances du réglage d'état avec observateur	68
CHAPITRE 5: SIMULATIONS	70
5.1 Modèle électrique de la machine synchrone dans le référentiel lié au rotor	71
5.2 Modèle électrique de l'association onduleur-machine synchrone	74
5.2.1 Modèle No1	74

5.2.1 Modèle No2	75
5.3 Résolution numérique du modèle de la MSA	76
5.4 Résultats de simulation	77
CONCLUSION	89
ANNEXE: Paramètres électriques de la machine synchrone	91
LISTE DES SYMBOLES	92
BIBLIOGRAPHIE	95

INTRODUCTION

Dans les applications nécessitant des vitesses variables, les machines à courant continu (M.C.C) furent les premières à faire leur apparition sur le marché industriel. Ceci grâce à la simplicité de la commande de ces machines qui se conjugue à celle de la réalisation du variateur associé,[1],[2],[3],[4].

Avec le développement de l'électronique de puissance, les entraînements réglés à courants alternatifs commencèrent à apparaître sur le marché [5],[6]. Les machines à courants alternatifs présentent l'avantage d'avoir de meilleures caractéristiques [7] et de ne pas avoir de collecteur mécanique. Ainsi, nous nous intéressons à la machine synchrone autopilotée (MSA) alimentée en courant. Ce type de machine est de plus en plus utilisé, non seulement pour l'absence du collecteur mécanique, mais surtout pour ses caractéristiques similaires à ceux d'une MCC [8] [9],[10],[11],[12],[13],[14],[15]. De plus l'alimentation en courant permet une utilisation dans le domaine des grandes puissances [29].

Parallèlement, le progrès croissant de la micro-informatique [13],[16],[17],[18], a ouvert la voie à l'utilisation des techniques de l'automatique moderne dans la commande des entraînements réglés à courants alternatifs [9],[19],[20],[21]. Ces travaux sont consacrés à l'application des techniques numériques du réglage moderne par contre-réaction d'état et avec observateur, dans la commande d'une machine synchrone autopilotée alimentée en courant.

Dans le premier chapitre, nous faisons un rappel sommaire sur le principe et les caractéristiques de la MSA alimentée en courant par convertisseur statique. Nous proposons ensuite, une modélisation de chaque partie de notre système. Un modèle linéaire, basé sur la similitude entre la MSA et la MCC est élaboré puis est exploité pour le dimensionnement de nos réglages [8],[10],[22]. En ce qui concerne le convertisseur, il est modélisé par un système du premier ordre [19],[26],[30]. Nous avons commencé notre étude, par le réglage en cascade à régulateurs PI numériques, pour la vitesse et la courant, en utilisant la méthode du placement de pôle.

Dans le deuxième chapitre, nous introduisons le réglage d'état échantillonné dans la boucle de vitesse. En premier lieu, nous discutons les méthodes générales pour la détermination des coefficients de réglage. Ensuite, nous présentons la structure de réglage et les résultats de simulation par les réponses indicielles.

Au troisième chapitre, nous étendons le réglage d'état à la boucle de courant, pour aboutir à un réglage d'état en cascade. Un réglage par retour d'état partiel est adopté pour le réglage du courant, car la rétroaction de l'état du convertisseur (tension redressée) introduit des perturbations dans le système [21]. Nous présentons, donc les méthodes du réglage d'état partiel et la structure du réglage d'état global en cascade. Sur la base des résultats de simulation obtenus, nous analysons les performances du réglage d'état en cascade.

Le quatrième chapitre est consacré à l'introduction d'un observateur d'état et de perturbation dans la structure de réglage. Après une discussion des méthodes de réglage nous simulons le comportement du réglage d'état avec observateur du couple résistant.

Enfin, dans le dernier chapitre, nous développons pour notre système un modèle non-linéaire utilisant le formalisme de Park [9] [15],[23],[24],[25]. Ce modèle tient compte du fonctionnement en autopiloté de la machine synchrone. Pour appliquer les techniques de commande dans des conditions proches de la pratique, une étude par simulation, basée sur le modèle non-linéaire, est effectuée. Nous nous intéressons principalement, à la dynamique de poursuite et de régulation de notre système lors du démarrage, qui nécessite la commutation forcée et lors du régime permanent. Enfin, les résultats obtenus dans ces travaux de simulation nous permettent de faire une analyse des performances et une comparaison des différents réglages.

CHAPITRE 1

REGLAGES NUMERIQUES DE LA MSA

Dans le domaine de la régulation dans les entraînements électriques à vitesse variable, il est souvent fait appel à une structure de réglage en cascade. Il est d'abord fait un réglage du courant, dans une boucle interne, assurant un comportement dynamique satisfaisant du redresseur, puis un réglage de vitesse. L'hypothèse de base d'une telle stratégie, est que les dynamiques du courant et de la vitesse soient suffisamment éloignées pour traiter séparément leurs boucles de régulation [8],[26].

Dans ce chapitre, nous présentons un modèle linéaire de la MSA alimenté par un redresseur triphasé à travers un circuit intermédiaire à courant continu . Ce modèle est à la base de la synthèse des différents réglages.

Après une discussion sur la technique de régulation par régulateurs numériques PI à placement de pôles et le choix de la période d'échantillonnage, nous synthétisons les régulateurs PI numériques du courant puis celui de la vitesse .

En fin de ce chapitre, nous présentons les réponses indicielles lors du réglage du courant et lors du réglage de la vitesse en boucle fermée et évaluons les performances de poursuite et de régulation.

1.1 Description du système

La configuration de la MSA, choisie pour notre étude, est du type alimentation en courant par convertisseur indirect de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu (figure 1.1). Le convertisseur de fréquence est composé de deux ponts de graëtz tout thyristors: Un redresseur, suivi d'un commutateur de courant alimenté en courant continu à travers une inductance de lissage.

Lors du fonctionnement en moteur, le commutateur commute le courant, redressé et lissé (I_d), périodiquement d'une phase à l'autre de la machine à des instants synchronisés avec la position du rotor. On obtient ainsi, dans les phases de la machine, des courants triphasés rectangulaires, nécessaires à la production du couple moteur (figure 1.2).

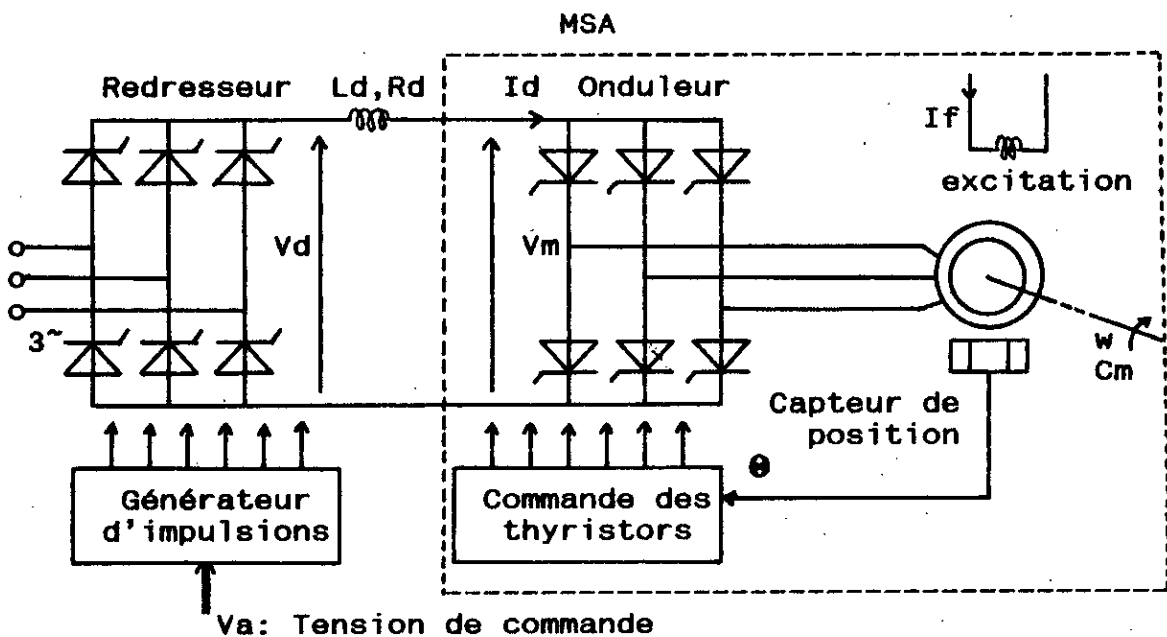


Fig.1.1 Schéma de principe du MSA

La commande du commutateur de courant est effectuée à partir du capteur de position. Cet élément suit le mouvement du rotor et définit l'amorçage de chaque thyristor, dès que l'axe polaire prend une position déterminée par rapport aux bobines du stator. Sur la figure 1.2 sont représentées les différentes positions des vecteurs champ statorique et rotorique et la paire correspondante des thyristors qui conduisent.

La commutation séquentielle du courant continu I_d dans les phases de la machine crée un champ synchronisé au rotor. Ce champ tournant varie par pas de $\pi/3$ et ne prend que des positions fixes comme l'illustre la figure 1.2. L'angle entre le flux statorique et le flux rotorique varie de façon périodique ($\pi/3$ w) entre un maximum et un minimum. Par conséquent, le couple moteur développé est une fonction périodique.

Pendant l'intervalle séparant deux commutations, le flux statorique reste immobile et le flux rotorique tourne avec une vitesse constante. Cependant, lors de la commutation, le flux statorique tourne rapidement pour aller à la position suivante, alors que le rotor continue à tourner dans le même sens mais à une vitesse beaucoup plus faible.

Lorsque la vitesse de rotation de la MSA est inférieure à 10% de la vitesse nominale [2],[4],[25],[27],[28], la f.c.e.m développée par la MSA est incapable d'assurer la commutation des thyristors. Donc pour le démarrage, différentes solutions sont envisageables. Les trois plus courantes sont:

- Commutation forcée par des circuits auxiliaires dimensionnés uniquement pour le démarrage;

- La seconde méthode consiste à annuler le courant continu à chaque commutation du courant dans les phases par le redresseur qui opère un court instant en onduleur. Lorsque le courant s'annule, les thyristors du commutateur se désamorcent et, par l'amorçage d'une nouvelle paire de thyristors, on aiguille le courant vers la phase suivante du moteur;

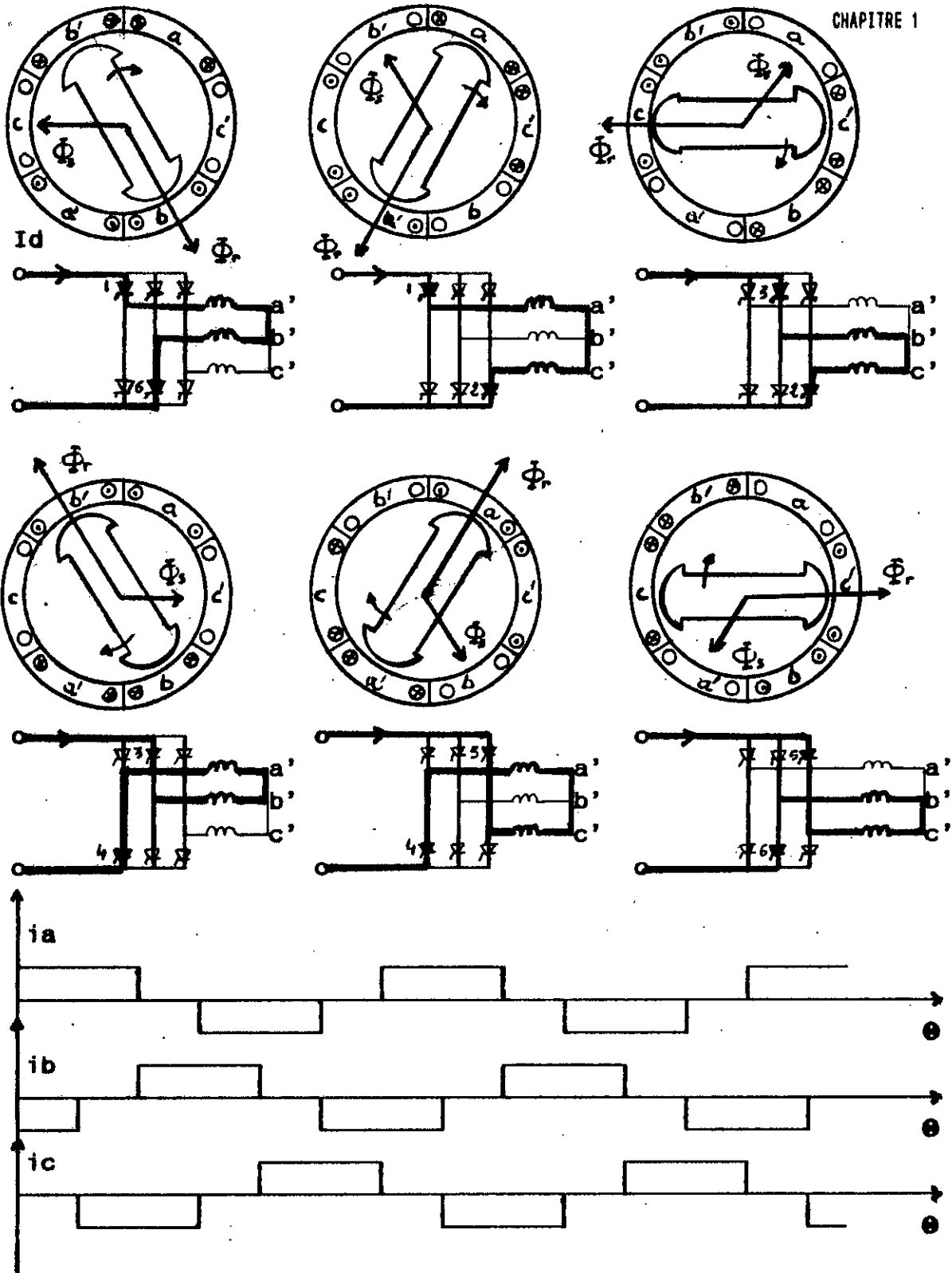


Fig 1.2 Principe de fonctionnement d'un MSA

-La troisième méthode consiste en l'annulation du courant dans le commutateur à l'aide d'un thyristor de roue libre qui met l'inductance de lissage en court-circuit durant l'alternance négative de la tension du redresseur [4],[29],[30].

1.2 Modélisation du système

La modélisation de notre entraînement électrique est l'étape la plus délicate et la plus importante pour la conception d'un circuit de réglage performant.

Plusieurs modèles, basés sur une analyse détaillée des dynamiques de notre système ont été étudiés et proposés [10],[23],[25]. Cependant, ces modèles sont complexes et non-linéaires. Toutefois, une linéarisation de ces derniers est une solution séduisante, mais sa validité est restreinte au voisinage du point de fonctionnement choisi. La solution que nous avons adopté, consiste à modéliser l'actionneur (redresseur) et la MSA en tenant compte uniquement des valeurs moyennes des quantités mises en jeu [8],[27]. Nous aboutissons, donc, à des modèles linéaires réduits. Ceci est justifié si on suppose les courants suffisamment lissés pour que les grandeurs instantanées soient proches de leur valeurs moyenne. Il est important de préciser que ces modèles perdent de leur crédibilité pour certains régimes de fonctionnement, notamment le régime haché du redresseur qui peut apparaître lors des grandes variations de la commande. Nous utilisons, dans ces travaux, les dispositifs appropriés (anti-windup) pour palier à ces éventualités.

1.2.1 Modèle du redresseur

Le redresseur considéré est un pont de Graëtz à six thyristors de caractéristique externe:

$$\langle v \rangle = U_0 \cos \alpha - R_c \langle i \rangle \quad (1.1)$$

avec $\langle . \rangle$: Valeur moyenne

et où:

$R_c = (l\omega / \pi)$: résistance équivalente relative à l'empîement.

l : inductance de commutation par phase en série avec le composant.

$U_0 = \sqrt{3} V_H / \pi$: tension moyenne maximale de sortie du redresseur.

V_H : valeur instantanée maximale de la tension d'alimentation.

α : Angle d'allumage.

Lorsque le redresseur est utilisé dans un système de commande, il joue le rôle d'interface entre les circuits de réglages et le système à régler. Son comportement dynamique est complexe et influe considérablement sur la stabilité des circuits de réglage. Ceci est dû principalement au fonctionnement échantillonné et fortement non-linéaire lors des grandes variations de la commande [19],[26],[30].

Toutefois, pour de petites variations de la commande (cas de la régulation), le redresseur peut être assimilé à un gain constant. En effet si nous adoptons des tensions d'allumage, W_a , cosinusoidales telles que:

$$W_a = A \cos \alpha \quad (1.2)$$

On a lors de l'allumage (figure 1.3):

$$W_a = V_a = A \cos \alpha$$

d'où en regroupant R_c et R_d (Fig 1.5)

$$\langle v \rangle = U_0 (V_a / A) = G_r V_a \quad (1.3)$$

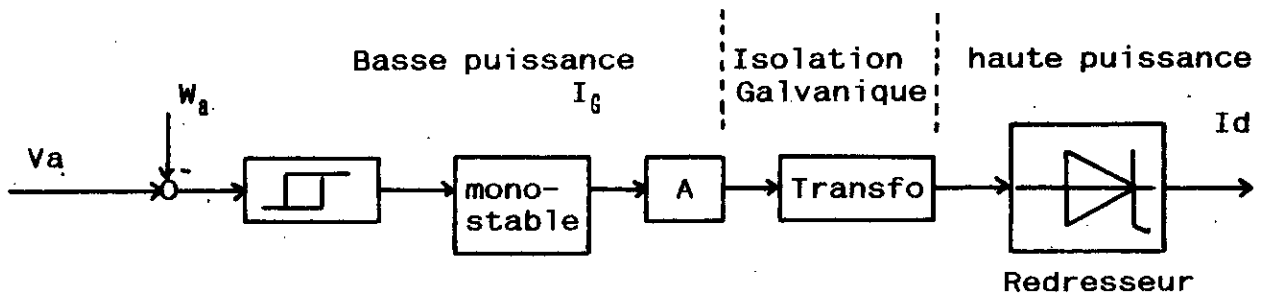


Fig 1.3 Schéma fonctionnel du redresseur

D'autre part, étant donné que la commande du redresseur n'agit effectivement qu'aux instants d'allumage et de blocage, il apparaît un retard variable entre l'instant où a lieu une variation de la commande V_a et son effet sur le convertisseur. Ce retard varie, pour une fréquence d'alimentation de 50 Hz, entre zéro et 3.33 ms. On choisit, donc, un retard moyen $T_r = 1.67$ ms.

Ainsi, la fonction de transfert du redresseur est donnée par [9],[19],[30]:

$$G(s) = G_r / (1 + T_r s) \tag{1.4}$$

avec : $T_r = 1/(2 m f)$

et où : f est la fréquence du réseau et m l'indice de pulsation du redresseur.

Comme il sera discuté par la suite, la structure de réglage adoptée comprend une boucle interne de courant qui englobe le convertisseur. Ceci permet donc, une compensation efficace des non-linéarités et des discontinuités de ce dernier lors des petites variations de la commande.

1.2.2. Modèle de la MSA

Il existe plusieurs modèles de la MSA, basés sur la théorie de Park. Ils permettent d'étudier le comportement de la machine en régime transitoire ainsi qu'un régime permanent. Cependant ces modèles ne sont pas adaptés pour la conception d'un système de réglage. Cependant, pour le dimensionnement de nos réglages, Il est judicieux d'adopter un modèle linéaire dont la validité est vérifiée pour les plages importantes de fonctionnement de la MSA [8],[27],[29].

En considérant les hypothèses suivantes [29]:

- Effet de la saturation magnétique négligé,
- Courant d'excitation constant,
- F.e.m sinusoïdale,
- Thyristors idéaux,
- Inductance de lissage infinie,
- Valeur moyenne des courants dans les amortisseurs nulle,

l'ensemble commutateur de courant-machine synchrone se comporte de façon similaire à une MCC à excitation séparée où le commutateur de courant joue le rôle du collecteur [8],[10],[23],[28].

Il est développé, par la suite, un modèle basé sur les valeurs moyennes des grandeurs calculées sur une période de commutation ($\pi/3\omega$), qui est faible devant les constantes de temps de la machine [29].

1.2.2.1 Equation électrique

Entre deux commutations successives, deux phases de la machine synchrone sont parcourues par le même courant continu délivré par l'étage intermédiaire (Fig 1.4). L'équation électrique est , alors, donnée par [8],[27]:

$$V_m = (3\sqrt{3}/\pi) V_0' \cos\psi + L_e \frac{dI_d}{dt} + R_e I_d \quad (1.5)$$

Avec

$$V_0' = p M_{af} I_f \quad \text{f.e.m induite}$$

$$L_e = 2 L_s \quad , \quad R_e = 2 R_s$$

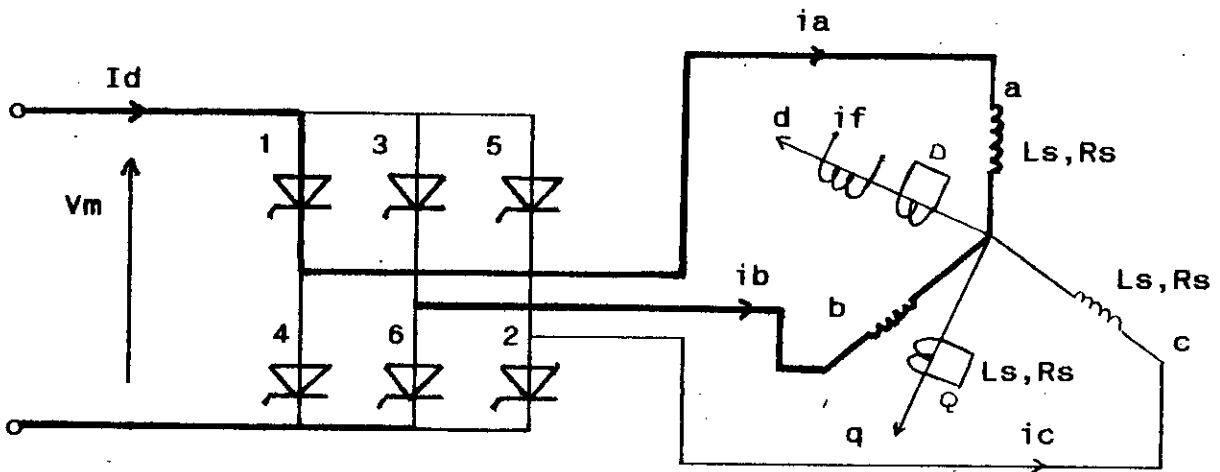


Fig.1.4 Configuration de la machine synchrone pendant une période de conduction où les phases a et b sont alimentées.

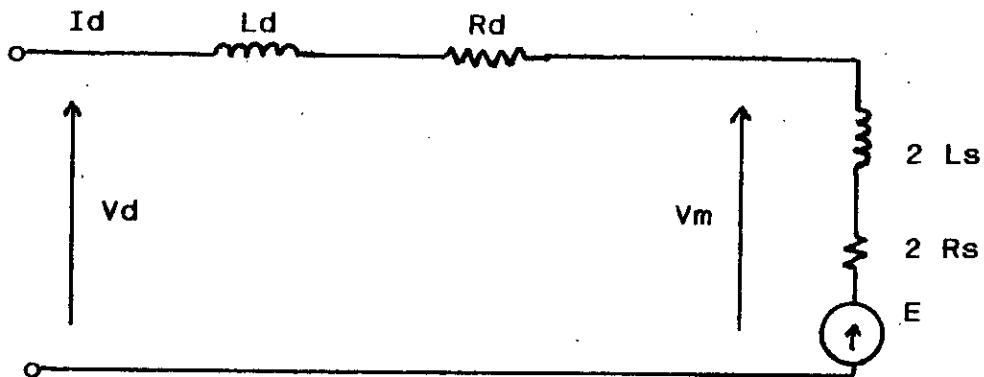


Fig.1.5 Circuit équivalent de la phase de conduction.

L'équation électrique du circuit intermédiaire est donné par:

$$V_d = V_{\#} + L_d dI_d / dt + R_d I_d \quad (1.6)$$

L'équation électrique de la MSA est alors:

$$V_d = 3\sqrt{3}/\pi V_0' \cos\psi + L_a dI_d/dt + R_e I_d + L_d dI_d/dt + R_d I_d$$

donc

$$V_d = E + L_a dI_d / dt + R_a I_d \quad (1.7)$$

où

$$E \approx K_E w \quad (1.8)$$

1.2.2.2 Equation mécanique

L'équation mécanique s'écrit:

$$C_{\#} = C_r + f w + J dw / dt \quad (1.9)$$

$$= (p \ 3\sqrt{3} / \pi) M_{af} I_f \cos\psi I_d \approx K_j I_d \quad (1.10)$$

1.2.3 Diagrammes fonctionnels

L'application de la transformation de Laplace aux équations différentielles (1.7) et (1.9), en considérant toutes les conditions initiales nulles, conduit au diagramme fonctionnel suivant [8],[27]:

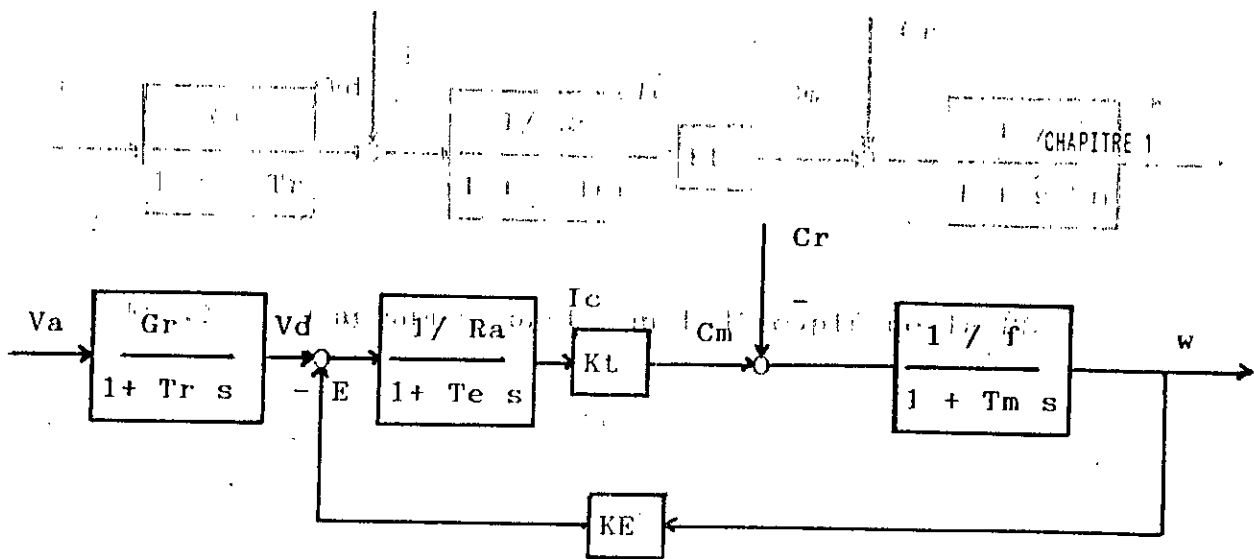


Fig.1.6 Diagramme fonctionnel de l'ensemble redresseur-MAS.

Où les constantes de temps électrique T_e et mécanique T_m sont données par:

$$T_e = L_a / R_a \quad \text{et} \quad T_m = J / f$$

Etant donné que les phénomènes électriques sont très rapides par rapport aux phénomènes mécaniques le diagramme fonctionnel de la figure 1.6 peut être découplé [20]. Ainsi, la force contre-électromotrice agit comme une perturbation sur la partie électrique, alors que le couple de charge agit comme une perturbation sur la partie mécanique de la MSA. Le diagramme fonctionnel qui en découle est le suivant:

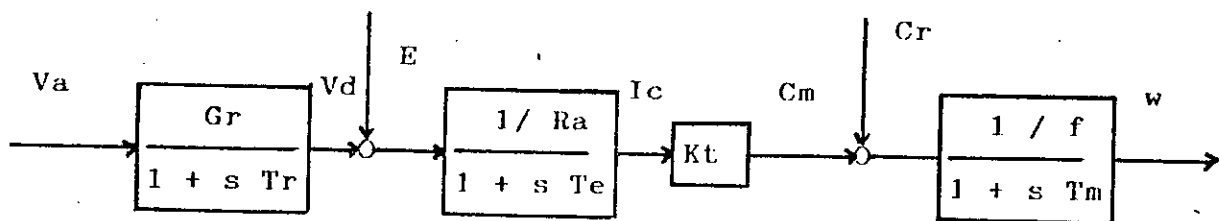


Fig.1.7 Diagramme fonctionnel découplé de la MSA.

Le modèle simplifié de la MSA est caractérisé par les paramètres suivants: G_r , R_a , f , K_t , T_r , T_e et T_m .

Pour la gamme de vitesse 150_1500 Tr/mn, les essais expérimentaux de la machine donnent [25],[29]:

- $G_r = 19.75$
- $R_a = 0.4 \Omega$
- $f = 0.614 \text{ Nm/rd/s}$
- $K_t = 2.05 \text{ V/rd/s}$
- $T_r = 1.66 \text{ ms}$
- $T_e = 0.19 \text{ s}$
- $T_m = 1.85 \text{ s}$

1.3 Réglages numériques de la MSA

1.3.1 Structure de réglage

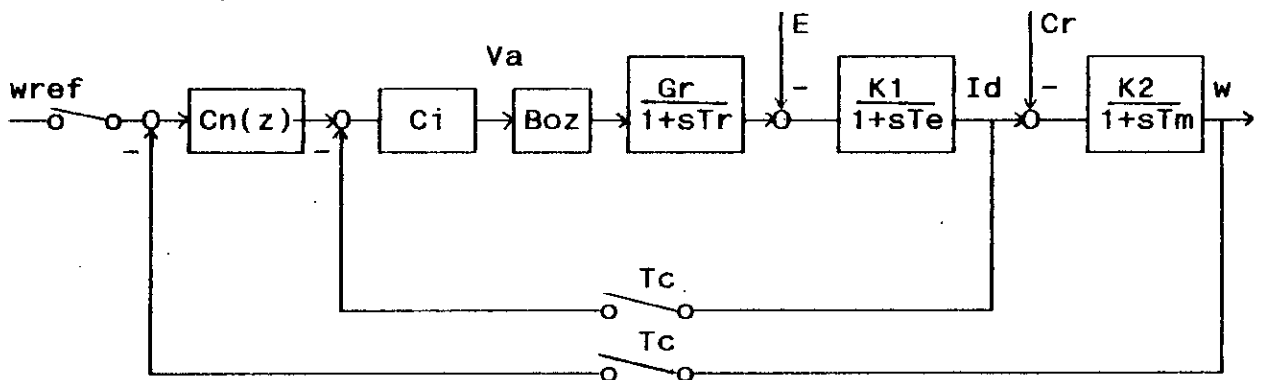


Fig 1.8 Structure de réglage numérique en cascade

La structure de réglage en cascade (figure 1.8) comprend une boucle externe pour le réglage de la vitesse, et une boucle interne pour le réglage du courant et sa limitation lors des grandes variations. Cette dernière, permet aussi de compenser les approximations introduites lors de la modélisation du redresseur vis à vis de la boucle externe [26],[30].

1.3.2. Réglage numérique du courant

1.3.2.1 Choix de la période d'échantillonnage

Le choix de la période d'échantillonnage T_c est fonction de la plus petite constante de temps du système tel que [32]:

$$T_c \leq (T_0/2) \quad (1.11)$$

Mais le choix définitif est soumis à une condition supplémentaire, tout en vérifiant l'inégalité (1.11), qui consiste à synchroniser l'échantillonnage des grandeurs mises en jeu avec le fonctionnement des convertisseurs. En effet, il n'est possible d'allumer un thyristor du pont de Graëtz que six fois pendant une période T du réseau. La période de pulsation des grandeurs fournies par le redresseur est $T/6$, on choisit donc [20]:

$$T_c = 3.33 \text{ ms} \quad (1.12)$$

1.3.2.2. Dimensionnement du régulateur

La discrétisation de la fonction de transfert continue entre le courant I_d et la tension de commande V_a , par la transformée en z , en tenant compte de l'effet du bloqueur d'ordre zéro (Boz), est donnée par:[16],[32],[33]

$$G_i(z) = Z \left[\frac{1-e^{-T_c s}}{s} \frac{I_d(s)}{V_a(s)} \right] \quad (1.13)$$

d'où nous obtenons la fonction de transfert échantillonnée:

$$G_i(z) = \frac{0.48 z + 0.25}{(z-0.137)(z-0.982)} \quad (1.14)$$

Le régulateur est de la forme:

$$C_i(z) = K \frac{P(z)}{R(z)} \quad (1.15)$$

où K est un coefficient de proportionnalité qui devra être déterminé afin que le système en boucle fermée soit stable et bien amorti. La méthode adoptée est telle que les zéros du régulateur compensent les pôles dominants du système. Etant donné que la fonction de transfert du courant possède une constante de temps dominante, il est plus approprié d'utiliser un régulateur PI tel que:

$$P(z) = z - 0.982 \quad \text{et} \quad R(z) = z - 1 \quad (1.16)$$

Afin de déterminer le coefficient de proportionnalité K_i , du régulateur de courant nous faisons appel à la méthode du lieu des racines échantillonné basée sur le critère de l'amortissement relatif optimal [20],[30],[32]. Ce critère exige que les deux pôles complexes conjugués du système en boucle fermée se situent sur le contour optimal d'équation [32]:

$$z_{Aro} = e^{-\eta_i T_c} (\cos w_i T_c \pm j \sin w_i T_c) \quad (1.17)$$

Le contour de l'amortissement relatif optimal est défini par l'égalité de la partie imaginaire et de la partie réelle des pôles du système. Ceci se traduit, par les obliques du demi-plan gauche de Laplace (figure 1.9a) et les contours donnés par la relation (1.17), dans le plan z (figure 1.9b).

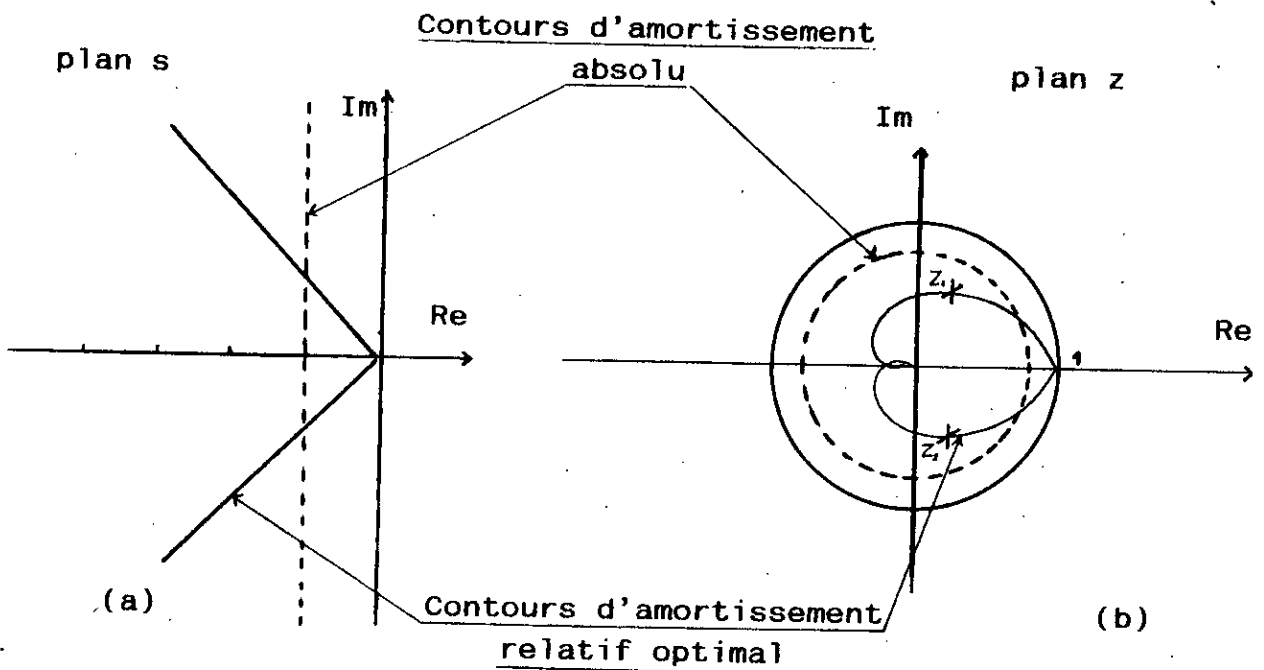


Fig 1.9 Définition du contour de l'amortissement relatif optimal

Le placement des pôles choisi, afin d'assurer une dynamique très rapide du courant, compte tenu des limitations dues au redresseur, est [26]:

$$z_{1,2} = 0.4365 \pm j 0.308 \quad (1.18)$$

L'ensemble régulateur-système à régler possède un lieu de racines dont l'intersection avec le contour relatif optimal se produit pour le gain de proportionnalité $K_i = 1.14$.

D'où la fonction de transfert échantillonnée du régulateur PI:

$$C_i(z) = \frac{1.119 z + 0.0205}{(z-1)} \quad (1.19)$$

et la fonction de transfert échantillonnée du circuit intermédiaire en boucle fermée:

$$H_i(z) = \frac{0.2736z + 0.1425}{z^2 - 0.8634z + 0.2795} \quad (1.20)$$

En utilisant les résultats du régulateur $C_i(z)$, nous traçons les réponses indicielles suivantes:

Sur la figure 1.10a est représentée la réponse du courant à un échelon de consigne suivi d'une variation en échelon de la perturbation à $t = 0.1$ s. On remarque que le régulateur PI ne rejete l'effet de la perturbation qu'après 0.1 s.

Sur la figure 1.10b est visualisée le comportement de la loi de commande lors de la poursuite de la consigne et du rejet de la perturbation.

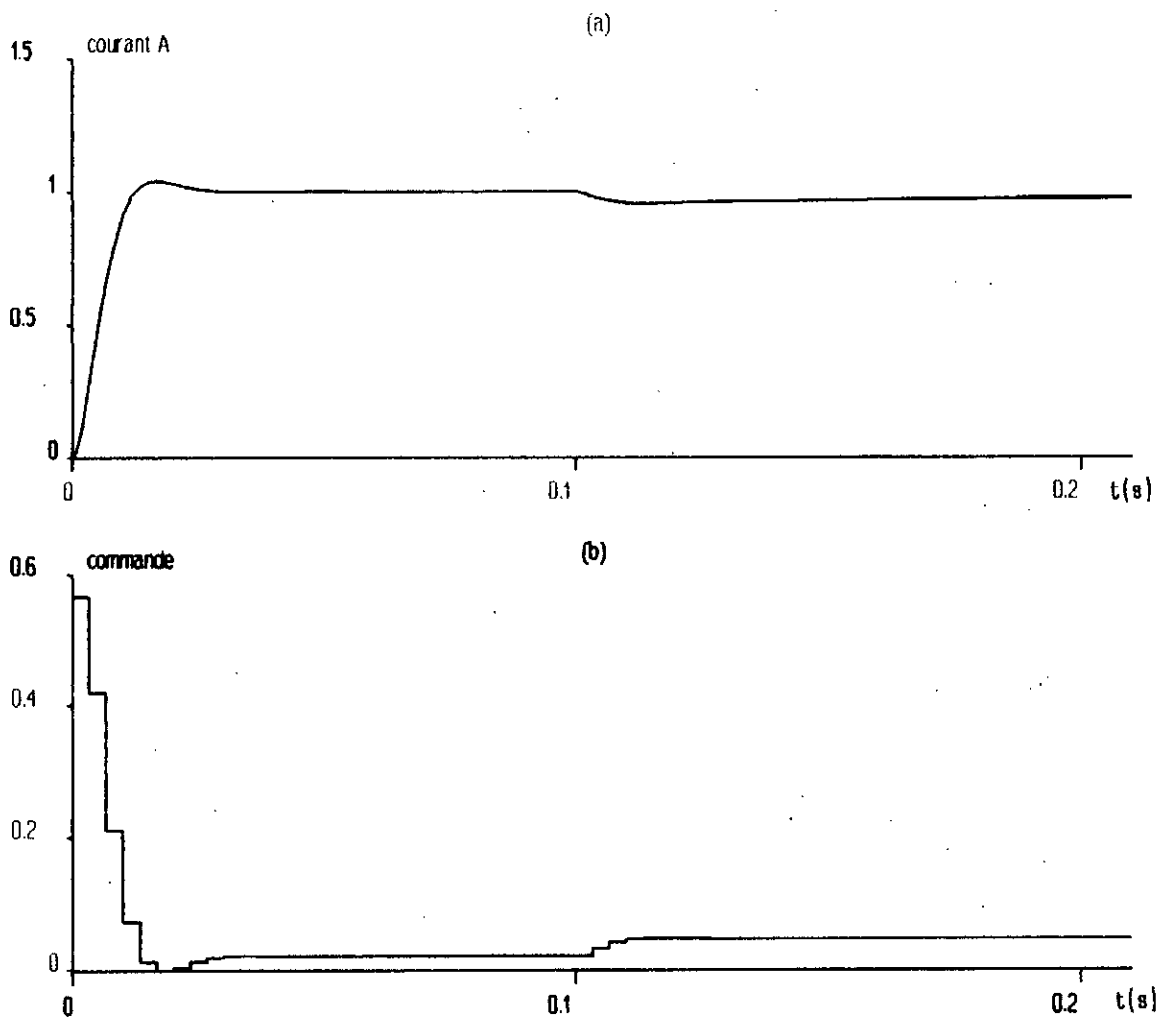


Fig 1.10 Evolution du courant et de la commande lors d'un saut de la consigne du courant et de la f.c.e.m.

1.3.3 Réglage numérique de la vitesse

1.3.3.1 Structure de réglage

La présence du circuit de réglage intermédiaire du courant impose des relations assez complexes pour le dimensionnement du réglage de la vitesse.

réglage de la vitesse. La stratégie que nous avons adoptée consiste à modéliser la boucle du courant par un système du premier ordre équivalent [20],[26],[32]. Ainsi, nous aboutissons au schéma fonctionnel équivalent suivant:

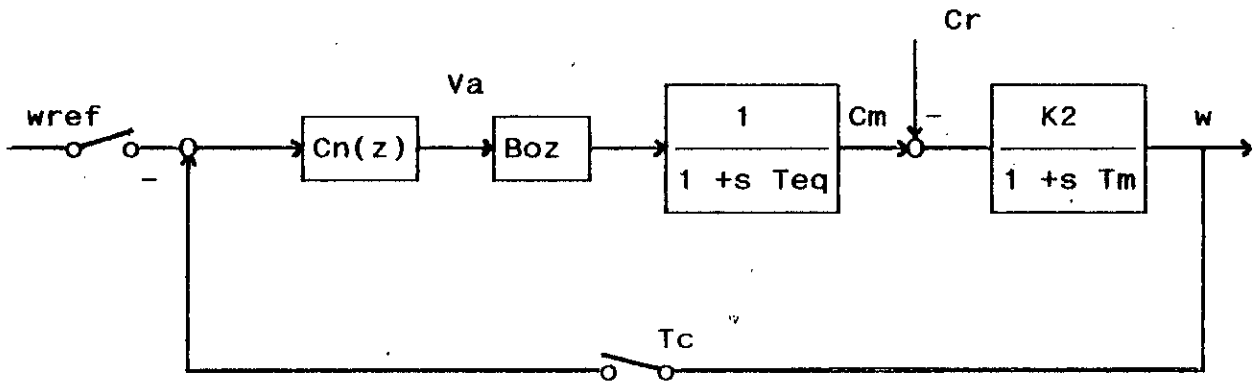


Fig.1.11 Structure de Réglage de la vitesse avec boucle équivalente du courant

Toutefois, il est nécessaire de prendre des précautions lors du choix de la dynamique de vitesse pour que les constantes de temps de faibles valeurs, que l'on a négligées lors de la modélisation, n'aient pas un effet perturbateur important [26].

1.3.3.2 Détermination de la constante de temps équivalente

La constante de temps équivalente T_{eq} du système du premier ordre s'obtient de manière à assurer l'égalité des surfaces de réglage de la réponse de courant (Fig 1.12a) avec celle de la réponse du système équivalent (Fig 1.12b).

L'égalité des surfaces de réglages (hachurées), calculées par intégration, conduit à la relation [32]:

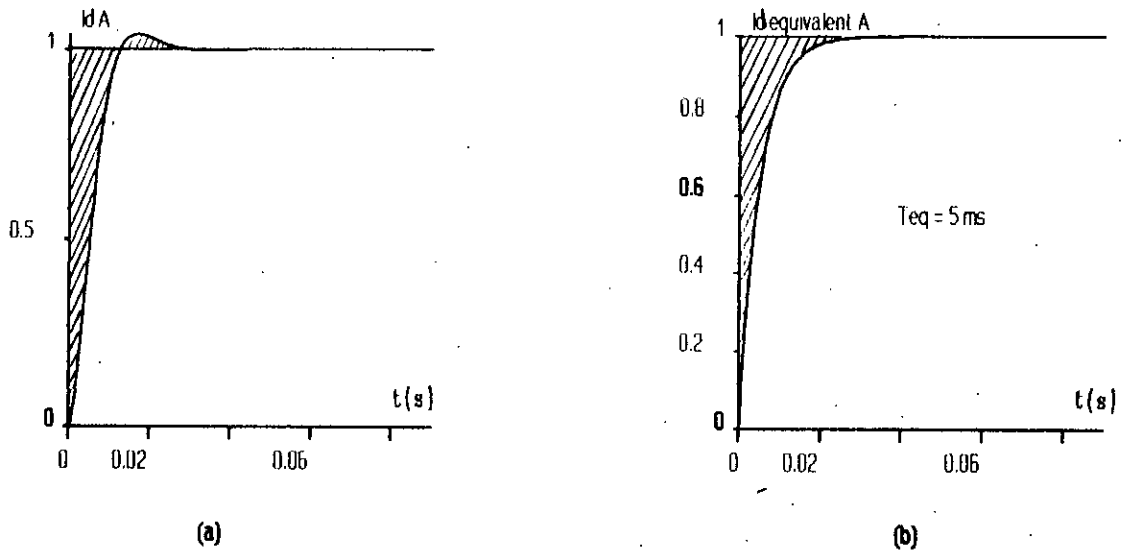


Fig 1.12 Réponse du circuit équivalent du courant

$$\frac{T_{\text{eq}}}{T_c} = \frac{1}{\lim (z-1) G_1(z)} \quad (1.21)$$

Dans notre cas, la constante de temps équivalente obtenue est:

$$T_{\text{eq}} = 5 \text{ ms}$$

1.3.3.3 Dimensionnement du régulateur

Pour le réglage de la vitesse, nous avons conservé une période d'échantillonnage unique pour la vitesse et le courant [20]. Ce choix permet de réduire le temps de calcul du calculateur puisque un seul test est nécessaire pour l'échantillonnage de la vitesse et du courant.

La fonction de transfert discrète entre la vitesse et la tension de commande du redresseur, englobant le circuit équivalent du premier ordre, est donnée par:

$$G_n(z) = Z \left[\frac{1 - e^{-T_c s}}{s} \frac{W(s)}{V_a(s)} \right]$$

d'où:

$$G_n(z) = \frac{0.0096 + 0.0011 z}{(z - 0.998)(z - 0.657)} \quad (1.22)$$

Etant donné que la fonction de transfert possède une constante de temps dominante, la discussion sur le choix du régulateur de courant reste valable pour le réglage de la vitesse. Le régulateur PI choisi est de fonction de transfert:

$$C_n(z) = K_n \frac{z - 0.998}{z - 1} \quad (1.23)$$

Le gain $K_n = 38.8$ a été obtenu pour un placement de pôles dominants du système en boucle fermée assurant un amortissement relatif optimal.

Soit:

$$z_{1,2} = .7275 \pm j .195 \quad (1.24)$$

Ce choix des pôles est fait en tenant compte de la condition de découplage des dynamiques de la vitesse et du courant.

La réponse indicielle de la boucle de vitesse, en tenant compte du circuit équivalent du courant, est donnée par la figure 1.13a. On constate que la consigne est suivie avec un dépassement minimal de l'ordre de 4 % et rejoint la consigne sans erreur statique. La perturbation introduite par l'application d'une charge à $t = 0.2$ s

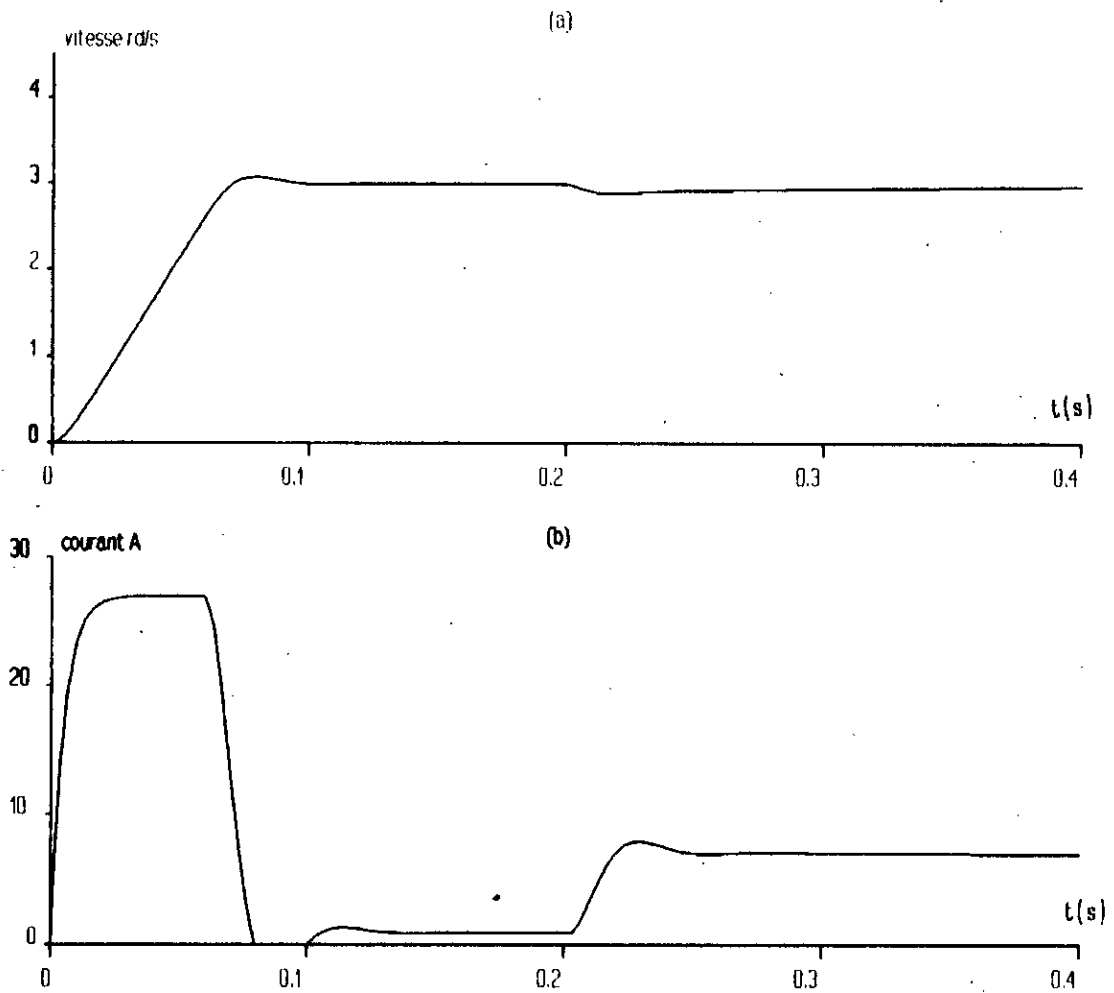


Fig 1.13 Dynamique de la vitesse englobant la boucle de courant

provoque une chute de vitesse qui ne disparaît qu'après 0.15 s.

La figure 1.13b montre la variation du courant dans le circuit équivalent. Ces résultats sont obtenus avec introduction d'un limiteur de courant qui permet de forcer ce dernier à ne pas dépasser les limites admissibles. Cependant, cette limitation nécessite l'utilisation d'un dispositif anti-windup.

1.3.4 Dispositif anti-windup

Très souvent, le transfert de la grandeur de commande est affecté par un ou plusieurs éléments non linéaires : Zone morte, jeu, hystérésis, et surtout la saturation de la grandeur de commande (limitation du courant). Cette dernière peut entraîner un phénomène d'emballement de l'action intégrale (reset windup) lors des grandes variations (démarrage de la machine), qui risque de détériorer les performances du système ou même de le déstabiliser complètement.

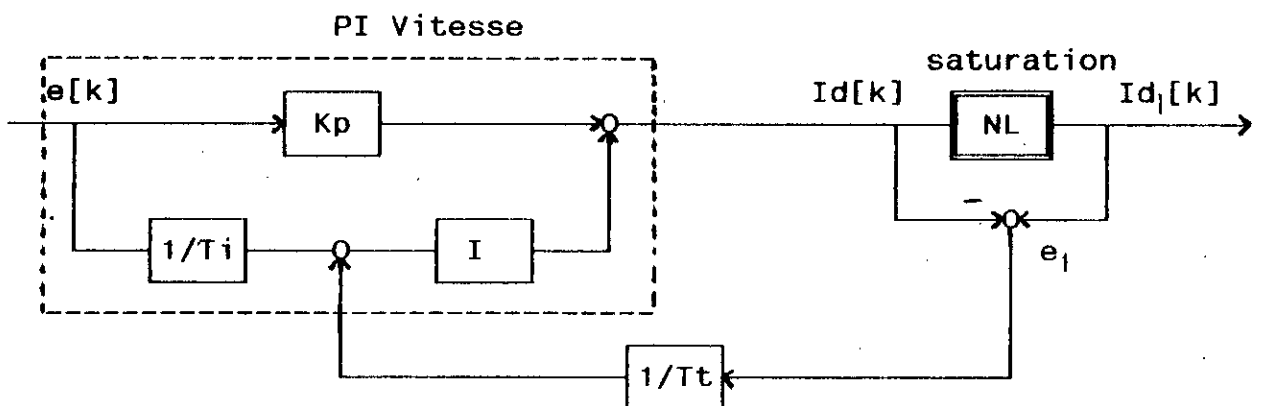


Fig 1.14 Schéma de principe de l'anti-windup

Pour parer à ce phénomène d'emballement, plusieurs solutions sont possibles [16],[33].

Une première possibilité consiste à stopper la mise à jour de l'intégrateur lorsque l'actionneur est saturé; une autre possibilité, que nous avons adopté, consiste à corriger l'action intégrale suivant le schéma de la figure 1.14.

Dans ce circuit, une branche de retour supplémentaire est fournie en mesurant le courant à l'entrée et la sortie de l'élément non-linéaire et en donnant une erreur e_1 qui sera injectée à travers un coefficient de poursuite T_t (tracking constant) dans

l'intégrateur du régulateur PI de la vitesse. Ceci permet une remise à une valeur appropriée (reset) de la valeur de l'intégrateur. La constante de poursuite est choisie telle que [16]:

$$0.1 T_i < T_r < 0.5 T_i$$

1.4 Evaluation des performances du réglage en cascade de la vitesse

Auparavant, nous avons simulé le comportement dynamique de la MSA en considérant la boucle interne comme un circuit équivalent du premier ordre. Cette partie est consacrée à la simulation de la MSA muni des deux réglages PI en cascade.

Sur la Figure 1.15 sont représentées les réponses du système en cascade, de la vitesse et du courant, pour un échelon de consigne vitesse suivi d'un échelon de perturbation.

Les résultats obtenus montrent que les performances du réglage sont acceptables, aussi bien pour la vitesse que pour le courant. Néanmoins, la structure en cascade introduit un ralentissement de la réponse en vitesse. Sur la réponse en courant, il apparaît l'effet de la saturation, dû à la limitation.

Afin de montrer la nécessité d'associer un dispositif anti-windup, nous avons effectué la simulation du comportement du système global en cascade avec limitation sans correction de l'action intégrale (figure 1.16).

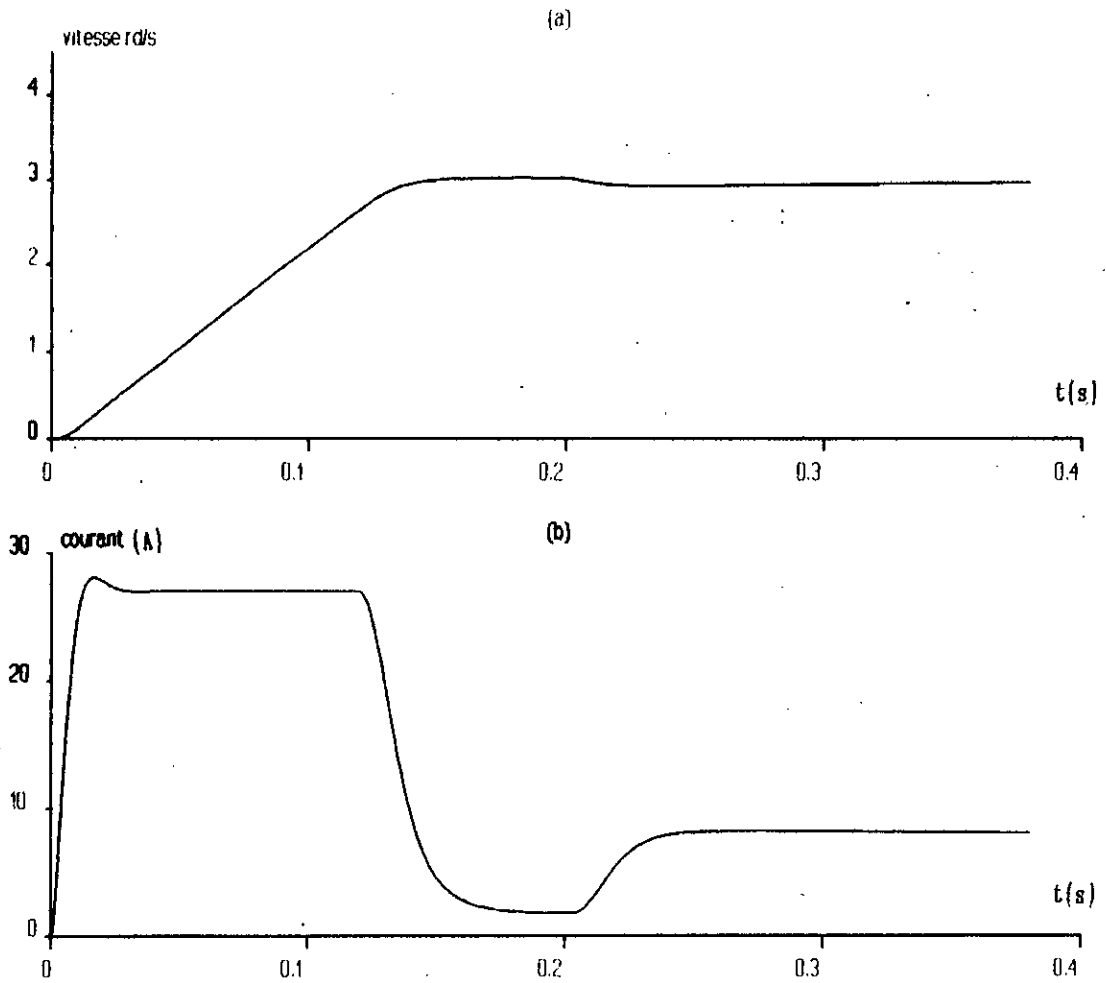


Fig 1.15 Réponse indicielle du réglage en cascade de la vitesse

La figure 1.16 montre l'effet de l'emballement de l'action intégrale lors du démarrage. Ainsi, le windup provoque un grand dépassement de la vitesse, d'où la détérioration des performances du réglage.

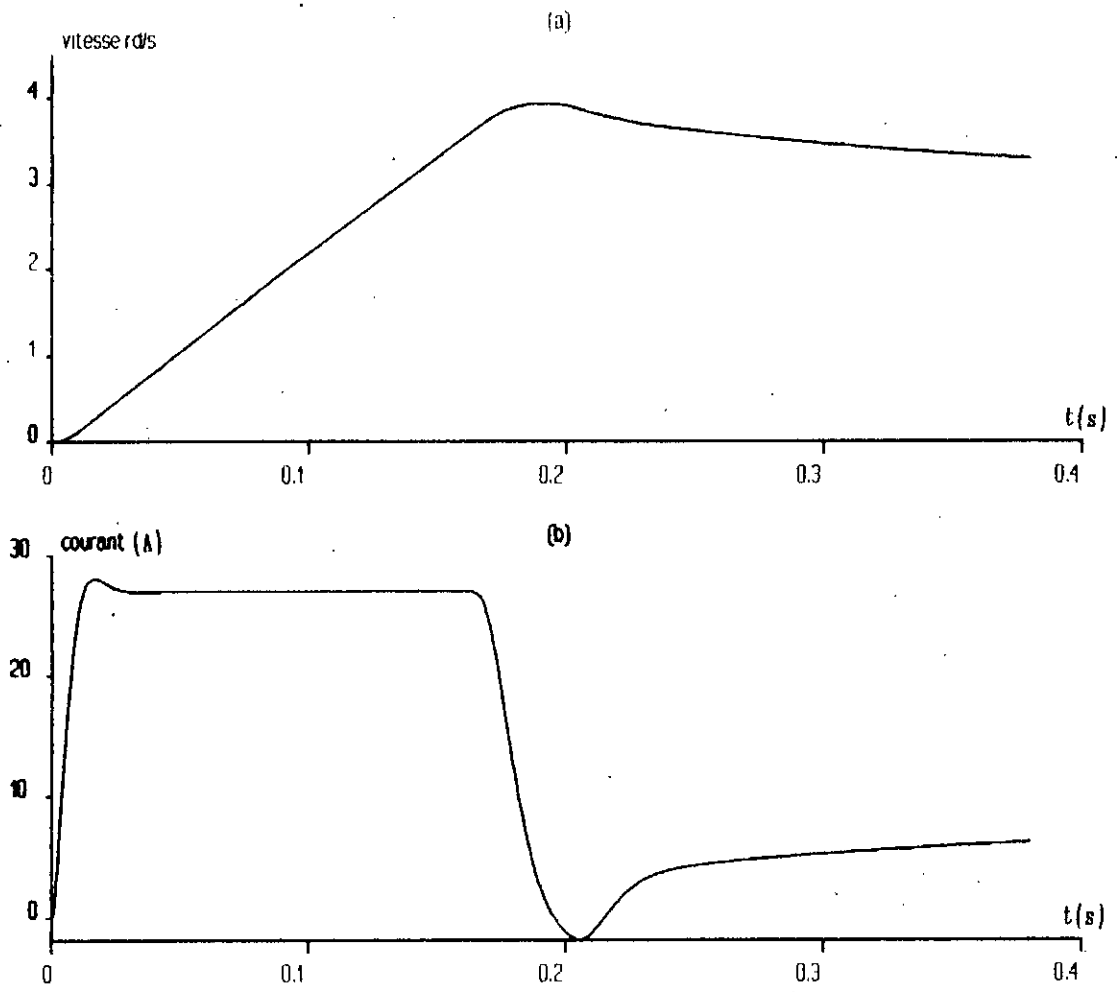


Fig 1.16 Effet Wind-up

CHAPITRE 2

REGLAGE D'ETAT ECHANTILLONNE DE LA VITESSE DE LA MSA

Dans ce chapitre, nous conservons la structure de réglage numérique en cascade avec réglage PI du courant, et nous introduisons le réglage échantillonné par retour d'état dans la boucle de vitesse. Dans ce qui suit nous présentons les équations d'état du système, la structure globale du réglage, et les techniques de détermination des différents coefficients du réglage d'état. Ces techniques sont ensuite exploitées dans le dimensionnement du réglage de la vitesse de la MSA. Enfin, nous analysons les performances du système à l'aide des réponses indicielles.

2.1 Structure générale du réglage d'état

La synthèse du réglage d'état optimal, lors de l'influence de grandeurs de consigne et de perturbation, est basé sur la minimisation du critère de performance quadratique étendu avec pondération de l'état final. Ce critère est donné par [34]:

$$I = e_H^T Q_e e_H + X_{R,H}^T Q_R X_{R,H} + \sum_{k=0}^{H-1} (e_k^T Q_e e_k + X_{R,k}^T Q_R X_{R,k} + U_k^T R U_k) \quad (2.1)$$

Les matrices Q_e et R , Symétriques et semi-définie positives, pondèrent respectivement l'écart du réglage et la commande, tandis que la matrice Q_R , qui pondère l'état du régulateur intégrateur, doit être symétrique et définie positive pour assurer l'apport maximum du régulateur intégrateur au réglage optimal [34].

L'application du principe d'optimalité de Bellman permet d'aboutir à la loi de commande optimale suivante:

$$U_k = -K^T X_k + K_W W_k - K_V V_k \quad (2.2)$$

La décomposition de la contre-réaction du vecteur K^T permet de séparer l'influence du vecteur d'état $X_{s,k}$ du système à régler, de celle du vecteur d'état du régulateur intégrateur $X_{R,k}$. En effet:

$$U_k = -K_s^T X_{s,k} + K_R X_{R,k} + K_W W - K_V V \quad (2.3)$$

d'où la structure optimale de réglage:

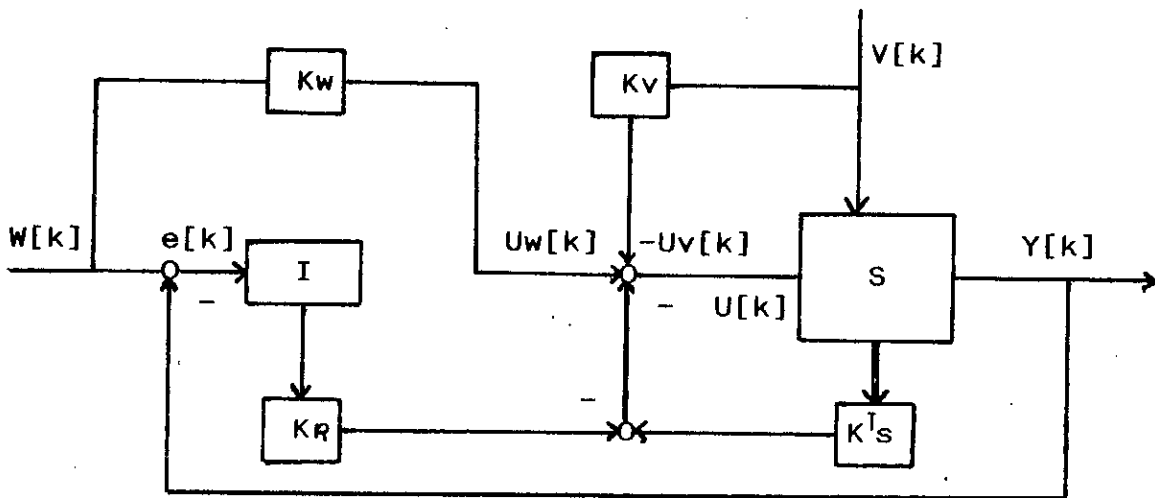


Fig 2.1 : Structure optimale du réglage d'état.

On voit l'apparition de trois actions combinées:

- Une contre-réaction introduite par le vecteur K^T ,
- Une action anticipatrice introduite par le coefficient K_w ,
- et une action de compensation des perturbations introduite par le coefficient K_v .

En régime établi, l'annulation de l'écart de réglage est assurée par le régulateur intégrateur.

2.1.1 Equations du système

Les équations d'état discrètes décrivant le système à régler sont données par

$$X_s [k+1] = F_s X_s[k] + h_{su} U[k] + h_{sv} V[k] \quad (2.4 a)$$

$$Y_s [k] = C_s^T X_s[k] \quad (2.4 b)$$

Le régulateur intégrateur est décrit par la relation suivante:

$$X_R[k+1] = X_R[k] + W[k] - Y[k] \quad (2.5)$$

En sachant que le vecteur d'état augmenté est:

$$X[k] = \begin{bmatrix} X_s[k] \\ X_R[k] \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Le modèle mathématique discret du système devient:

$$X[k+1] = F X[k] + H u[k] + H_w w[k] + H_v v[k] \quad (2.7a)$$

$$Y[k] = C^T X_s[k] \quad (2.7b)$$

Avec

$$F = \begin{bmatrix} F_s & 0 \\ -C_s^T & 1 \end{bmatrix} ; \quad H = \begin{bmatrix} H_s \\ 0 \end{bmatrix} ; \quad H = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} ;$$

$$H_v = \begin{bmatrix} H_{sv} \\ 0 \end{bmatrix} ; \quad c^T = [c_s^T \quad 0]$$

En introduisant la loi de commande dans (2.7a) on tire les équations d'états du système global fermé [34]:

$$X[k+1] = F_G X[k] + H_{GW} w[k] + H_{GV} v[k] \quad (2.10)$$

avec

$$\begin{aligned} F_G &= F - H K^T \\ H_{GW} &= H_w + H K_w \\ H_{GV} &= H_v - H K_v \end{aligned}$$

2.1.2 Détermination du vecteur de la contre-réaction d'état

La détermination du vecteur de contre-réaction d'état fait appel à la forme canonique de réglage.

Cette dernière est obtenue par une transformation linéaire telle que [34]:

$$x_r[k] = T x[k] \quad (2.11)$$

où $x_r[k]$ est l'image de x_r par la transformation T .

La matrice de transformation est égale à l'inverse de la matrice de commandabilité S définie par:

$$S = [H \quad FH \quad \dots \quad F^{n-1}] \quad (2.12)$$

Ceci impose que la matrice S soit non singulière.

Si les valeurs propres du système ouvert sont donnés par:

$$\text{Det} (zI - F) = z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \dots + a_1 z + a_0 \quad (2.13)$$

et la dynamique du système en boucle fermée est imposée par le polynôme caractéristique suivant:

$$P(z) = \text{det}(zI - F_G) = z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \dots + a_1 z + a_0 \quad (2.14)$$

Alors les coefficients de la contre-réaction d'état sont donnés par [34]:

$$K^T = K_r^T T \quad (2.15)$$

où

$$K r_j = a_{j-1} - a_{j-1}$$

2.1.3 Détermination des coefficients d'intervention directe de la consigne K_w et de la perturbation K_v [34].

Il existe plusieurs possibilités pour la détermination de K_w et de K_v . Néanmoins, il est recommandé de compenser un pôle réel pour déterminer le coefficient K_w de l'intervention directe de la consigne. Par contre, pour le coefficient K_v , nous avons choisi d'imposer la grandeur d'état du régulateur nulle en régime établi. Pour une structure de réglage d'état sans intégrateur, les coefficients K_w et K_v doivent être calculés de manière à éliminer toute erreur statique du système.

Les équations qui permettent de calculer K_w et K_v sont données par:

$$K_w = \frac{K_r}{(1-zi)} \quad (2.16)$$

$$K_v = \frac{c_s^T (1-F_s + h_{sv} K_s^T)^{-1} h_{sv}}{c_s^T (1-F_s + h_{sv} K_s^T)^{-1} h_{su}} \quad (2.17)$$

2.2 Structure du réglage d'état échantillonné de la vitesse

Nous avons introduit le réglage d'état dans la boucle de vitesse de la structure du réglage cascade décrite dans le premier chapitre (figure 2.2). Les deux états du système à régler, qui sont le courant et la vitesse, interviennent dans la contre-réaction négative, alors que le signal de référence de la vitesse est injecté directement dans la commande à travers le coefficient K_w , évitant ainsi tout retard de propagation à travers le régulateur intégrateur. Ce dernier permet de supprimer tout écart de réglage en régime établi, même en présence de certaines erreurs de modélisation du système, offrant ainsi une robustesse au réglage d'état.

où

$$X = \begin{bmatrix} \text{Id} \\ w \end{bmatrix} ; A = \begin{bmatrix} -1/T_{eq} & 0 \\ 1/T_m & 0 \end{bmatrix} ; B = \begin{bmatrix} 1/T_{eq} \\ 0 \end{bmatrix} ; B_v = \begin{bmatrix} 0 \\ -1/T_m \end{bmatrix}$$

Le modèle d'état discret est de la forme:

$$X[k+1] = F_s X[k] + H_s I_{ref} + H_{sv} C_r \quad (2.19)$$

Les différents éléments de la matrice F_s sont donnés par la matrice de transition aux instants d'échantillonnage:

$$F_s = \Phi(T_c) = \mathcal{L}^{-1} [(sI - A)^{-1}] = \begin{bmatrix} f_{11} & 0 \\ f_{12} & f_{22} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

et les vecteurs d'entrée et de perturbation par:

$$H_v = \Psi(T_c) B = \begin{bmatrix} h_{v1} \\ h_{v2} \end{bmatrix} ; \text{ et } H_{sv} = \Psi(T_c) B_v = \begin{bmatrix} h_{sv2} \\ h_{sv1} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

avec

$$\Psi(T_c) = \int_0^{T_c} \Phi(\tau) d\tau \quad (2.22)$$

et d'où

$$f_{11} = e^{-T_c/T_{eq}} ; \quad f_{21} = \frac{T_{eq}}{T_m} (1 - e^{-T_c/T_{eq}})$$

$$f_{22} = 1 \quad ; \quad f_{12} = 0$$

$$h_{v1} = (1 - e^{-T_c/T_e}) \quad ; \quad h_{v2} = \frac{T_c}{T_e} - \frac{T_c}{T_e} \frac{(1 - e^{-T_c/T_e})}{T_e}$$

$$h_{sv1} = 0 \quad ; \quad h_{sv2} = -T_c / T_e$$

2.2.2 Equations d'état tenant compte du régulateur intégrateur

En tenant compte de l'équation du régulateur intégrateur;

$$X_R[k+1] = X_R[k] - [w[k] - w_{ref}[k]] \quad (2.23)$$

on peut former le vecteur d'état augmenté X et aboutir à la représentation discrète du système avec régulateur intégrateur soit:

$$X[k+1] = \begin{bmatrix} X[k+1] \\ X_R[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [F_s] & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} X[k] + \begin{bmatrix} H_s \\ 0 \end{bmatrix} I_{ref} +$$

$$\begin{bmatrix} [0] \\ 1 \end{bmatrix} w_{ref} + \begin{bmatrix} [H_{sv}] \\ 0 \end{bmatrix} C_r \quad (2.24)$$

2.3 Dimensionnement du réglage d'état

2.3.1 Choix des pôles en boucle fermée

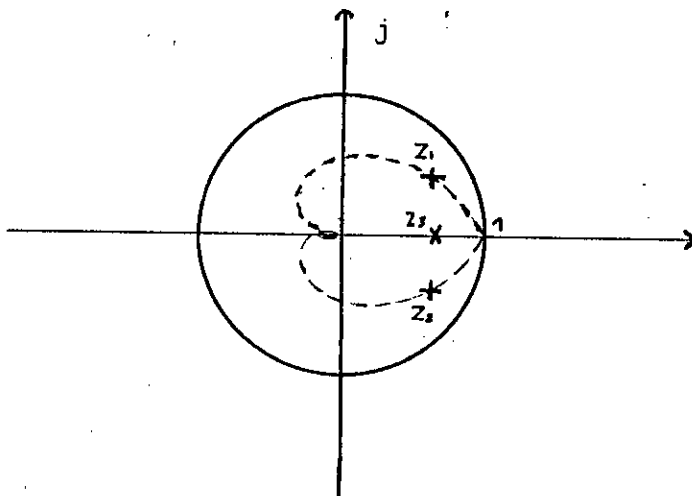
Le réglage d'état possède la particularité d'atteindre théoriquement des dynamiques de vitesse extrêmement rapides. En réalité, les réponses rapides exigent un appel de puissance très élevé, il faut donc, vérifier qu'elles sont physiquement réalisables. Dans le cas du choix de dynamiques très rapides, c'est la limitation de courant qui risque d'imposer sa dynamique. De plus, certaines constantes de temps, volontairement négligées dans la modélisation, peuvent avoir un effet perturbateur important [26]. Le choix des pôles doit également prendre en compte, le transitoire de vitesse désiré, donc des phénomènes d'amortissements et du temps de réponse.

Dans le cas d'un système de commande incluant un redresseur à thyristors en pont de Graëtz, dans la boucle interne, on peut adopter la dynamique de vitesse suivante [26]:

$$z_{1,2} = 0.795 \pm j 0.165$$

$$z_3 = 0.795$$

(2.25)



La paire de pôle conjugués, choisie, se situe sur le contour de l'amortissement relatif optimal, tandis que le troisième pôle est réel et est aligné avec les deux autres pôles pour obtenir une meilleure dynamique en boucle fermée [34]:

2.3.2 Détermination du vecteur de contre-réaction

L'équation caractéristique du système à régler étant définie par:

$$\det(zI-F) = z^3 - 2.512 z^2 + 2.024 z - 0.5199$$

et celle de la boucle fermée désirée par:

$$\det(zI-F_c) = z^3 - 2.385 z^2 + 1.923 z - 0.524$$

Alors le vecteur gain de contre-réaction vaut:

$$K^T = [0.0515 \quad 35.1 \quad -2.265] \quad (2.26)$$

2.3.3 Détermination des coefficients K_v et K_p

Les coefficients d'intervention de la consigne et de la perturbation sont donnés par:

$$K_v = 15.1 \quad K_p = -1.1$$

Nous simulons en premier lieu, la réponse de la vitesse à un saut de la consigne en tenant compte de la boucle équivalente du courant (figure 2.3).

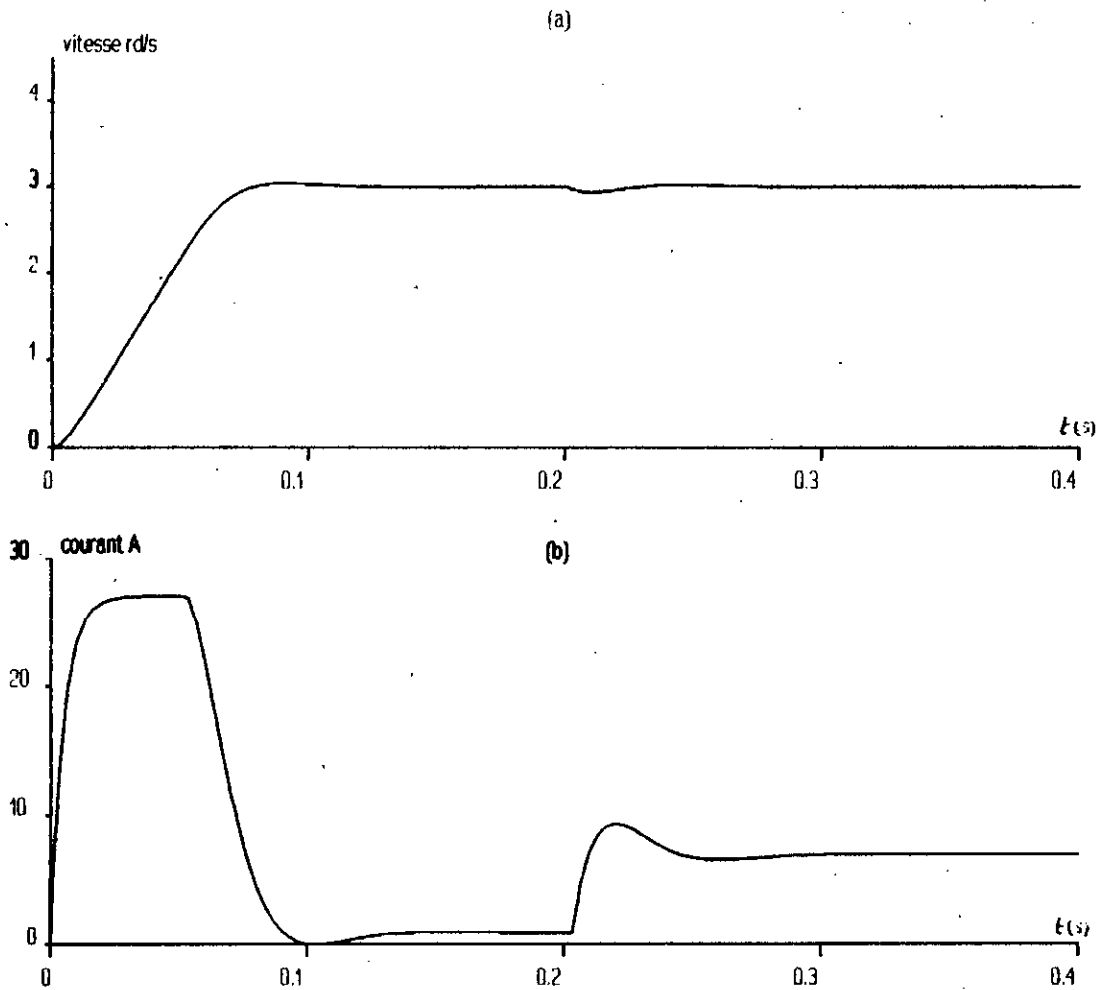


Fig 2.3 Réponse de la vitesse et effet de la saturation du courant

Sur la base de nos résultats, nous remarquons que la dynamique de poursuite est sensiblement voisine de celle obtenue pour le réglage cascade PI-PI. Toutefois, nous notons une nette amélioration en ce qui concerne le rejet de la perturbation.

L'effet de la saturation du courant lors du démarrage est aussi visible sur la figure 2.3b. La limitation de courant agit également, comme prévu, dans ce cas (figure 2.3b).

2.3.4 Dispositif anti-windup

Comme dans le cas du réglage PI de la vitesse, l'action intégrale du réglage d'état doit être corrigée durant la limitation du courant lors du démarrage ou des grandes variations. Le principe de la correction est le suivant [20].

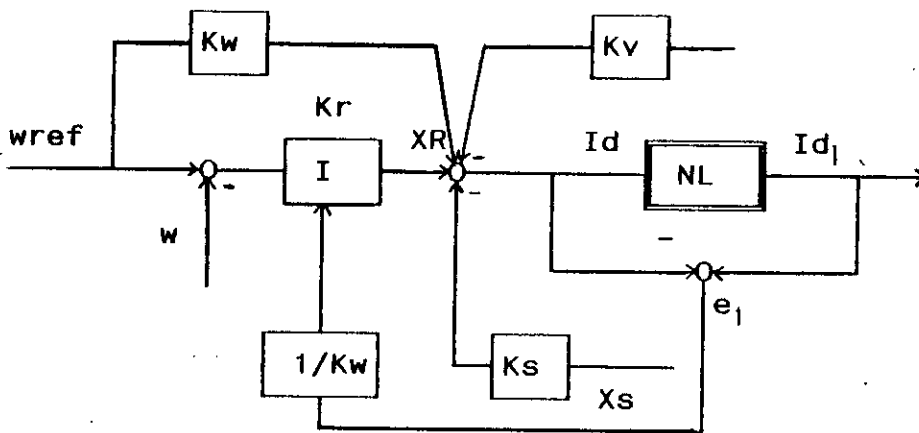


Fig 2.4 Dispositif anti-windup

La correction de l'action intégrale est basée sur l'écart, entre les valeurs du courant en amont et en aval du limiteur, pondéré par le coefficient $1/K_w$ tel que [20]:

$$X_{Rl}[k+1] = X_R[k] - (1/K_w) (I_d[k] - I_{dl}) \quad (2.27)$$

2.4 Evaluation des performances du réglage cascade

Dans le but de mettre en évidence les nouvelles performances de la machine en présence du réglage d'état échantillonné introduit dans la boucle externe de vitesse, nous présentons les réponses indicielles du courant pour un démarrage de la machine synchrone autopilotée.

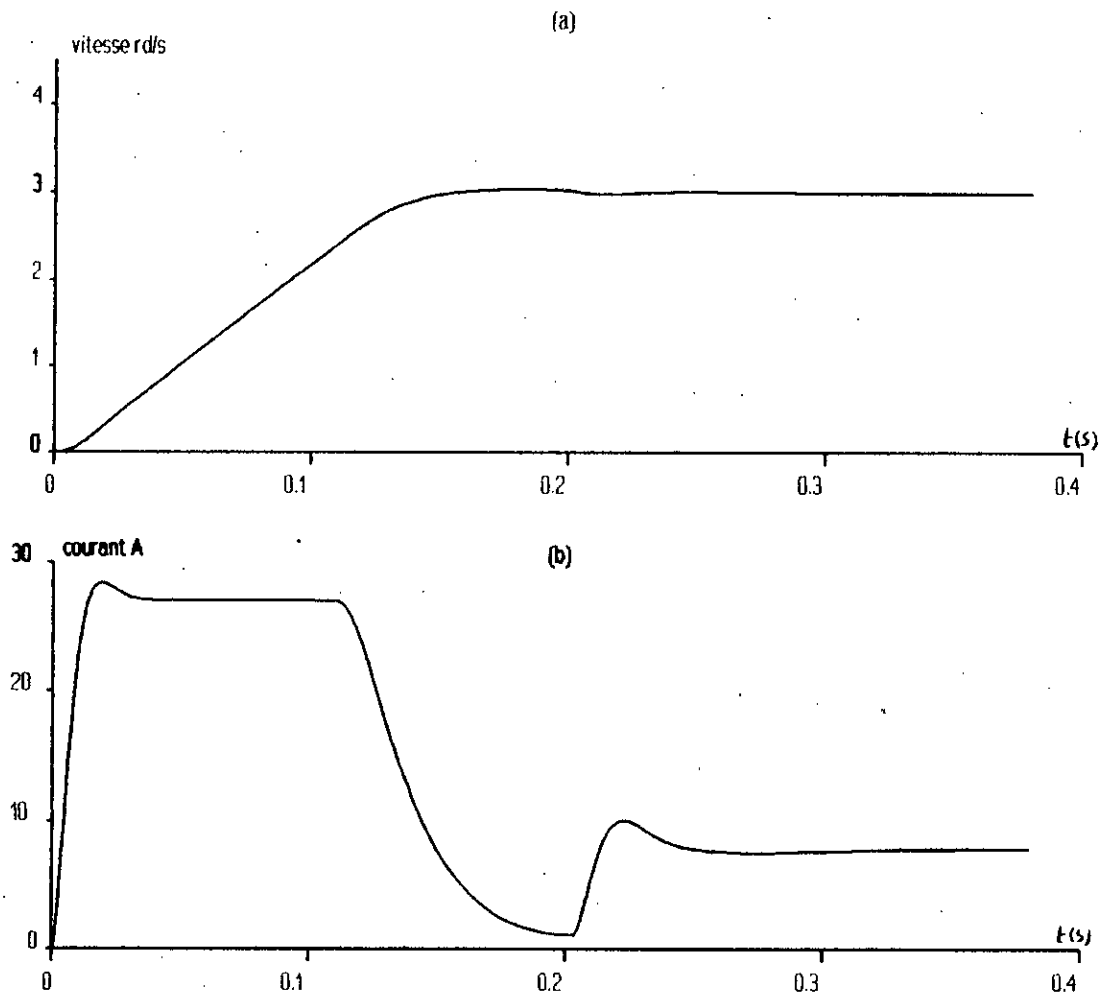


Fig 2.5 Evolution de la vitesse lors du réglage cascade

Nous remarquons que la dynamique de régulation est bien meilleure dans ce cas que dans celui d'un réglage de vitesse par régulateur PI numérique. En effet, l'impact de la perturbation appliquée à $t=0.2$ s est réduit (figure 2.5). Afin de voir aussi, la nécessité de la correction de l'action intégrale, dans ce cas, nous présentons les réponses indicielles sans anti-wind-up (figure 2.6)

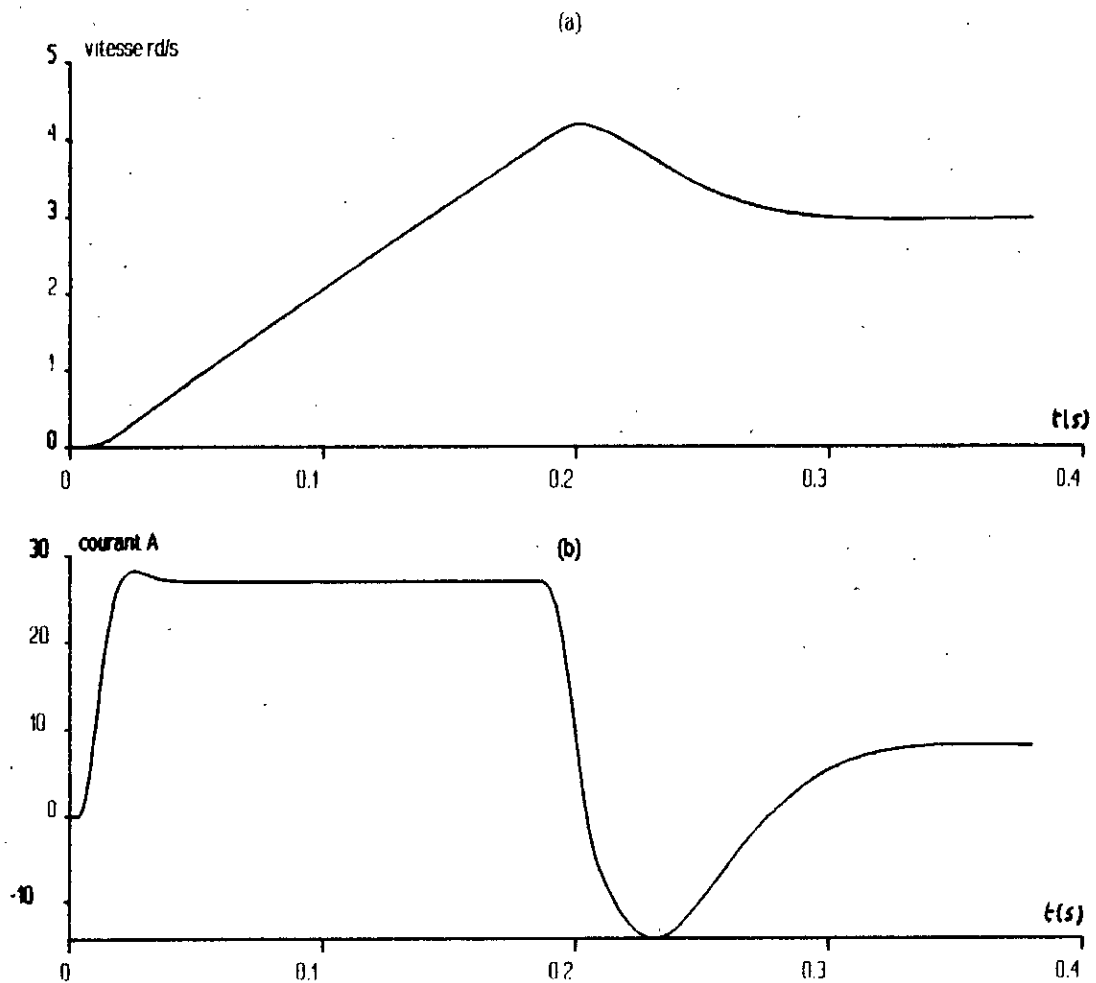


Fig 2.6 Effet Wind-up

Comme la synthèse du réglage d'état tient compte de l'intervention directe de la consigne et de la perturbation, leur annulation peut causer une détérioration des performances du réglage. En effet l'annulation du coefficient d'intervention directe de la consigne

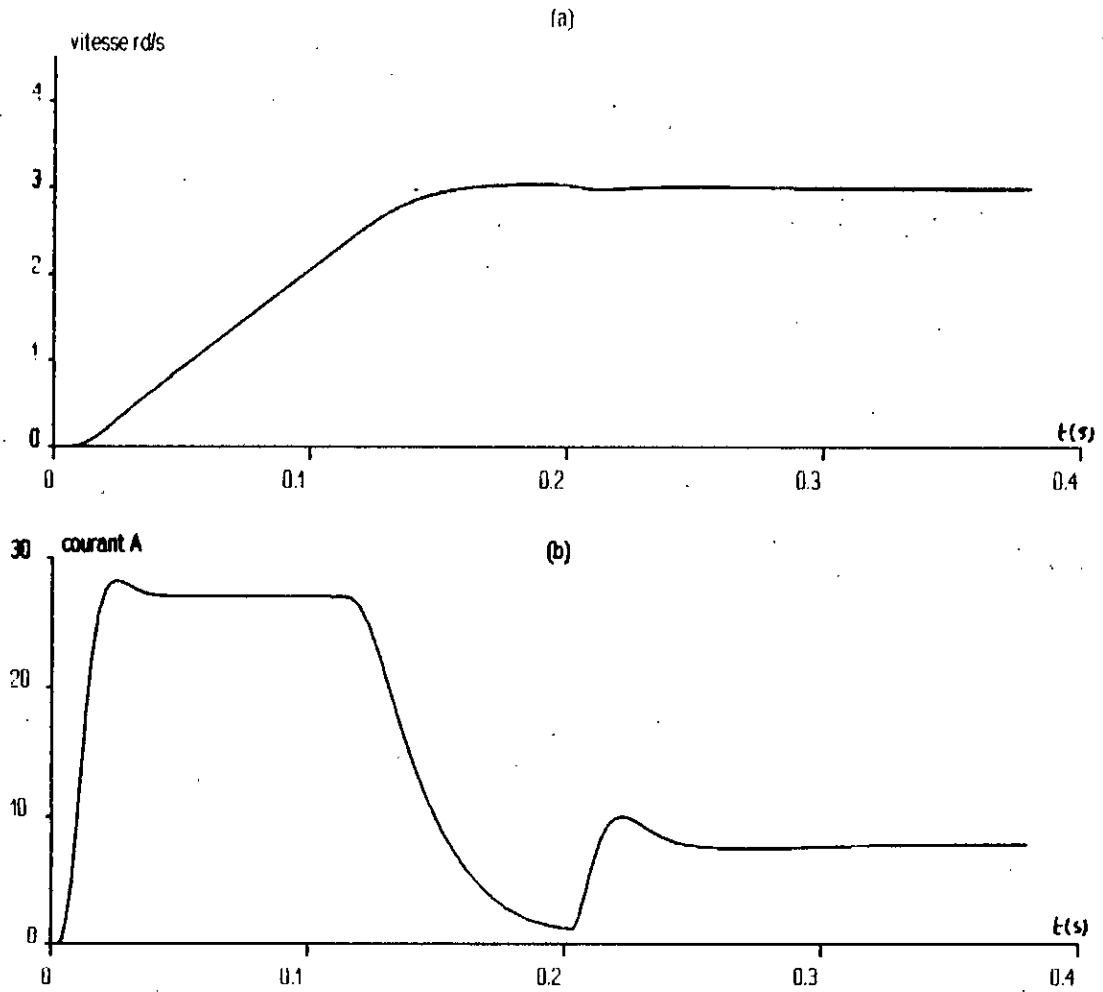


Fig 2.7 Effet de l'annulation du coefficient K_v

introduit un retard dans la réponse du système dû au temps du transfert de la consigne à travers l'intégrateur (figure 2.7),

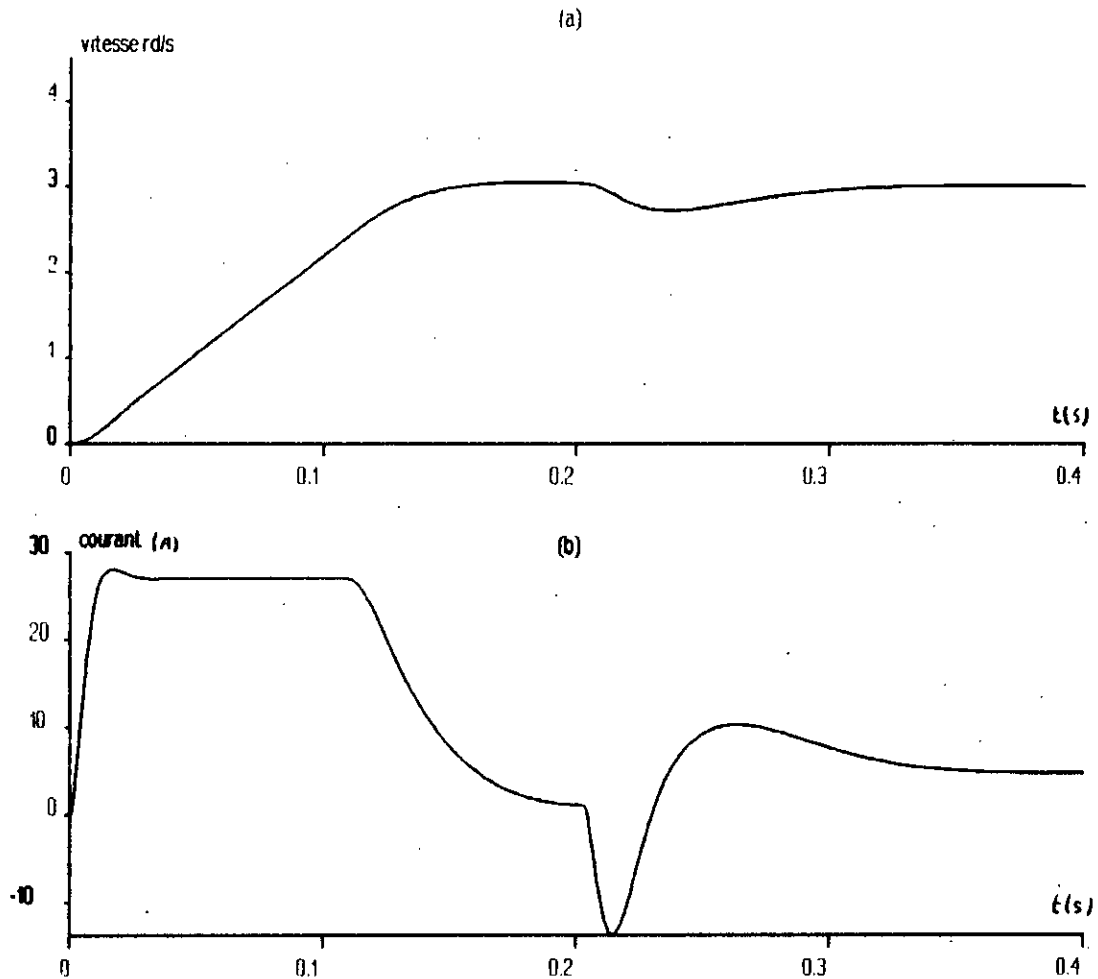


Fig 2.8 Effet de l'annulation du coefficient K_v

tandis que l'annulation du coefficient de l'intervention directe de la perturbation, se traduit par une importante chute de vitesse lors de l'application de l'échelon de perturbation (figure 2.8).

CHAPITRE 3

REGLAGES D'ETAT ECHANTILLONNES EN
CASCADE DE LA MSA

Après avoir utilisé le réglage d'état dans la boucle principale de vitesse, nous introduisons, dans ce chapitre, le réglage d'état dans la boucle auxiliaire de courant. Toutefois si pour le réglage de vitesse nous conservons le retour d'état total, nous adoptons pour le courant un réglage par retour d'état partiel. En effet, le redresseur possède un comportement dynamique assez complexe et produit de grandes ondulations de tension. De ce fait, la mise en contre-réaction de la grandeur d'état réelle a un effet déstabilisant [21]. Ce type de réglage est aussi valable lorsqu'il s'agit de grandeurs d'état liées à des petites constantes de temps [20],[34].

Dans ce qui suit nous présentons la structure de réglage d'état partiel ainsi que les techniques de synthèse de ses différents paramètres. Le système global, incluant les deux réglages d'état en cascade, est simulé et les réponses indicielles de la vitesse et du courant sont présentées.

3.1 Techniques de synthèse du réglage d'état partiel

Lorsque certaines grandeurs d'état ne sont pas mises en contre-réaction, les coefficients du vecteur ligne K^T relatifs à ces grandeurs sont imposés à zéro. Dans ce cas, seul les pôles correspondants au retour d'état sont imposés en boucle fermée. Pour pouvoir déterminer les gains de la contre-réaction partielle, il est nécessaire de décomposer le vecteur ligne K^T de sorte à

séparer les coefficients relatifs aux pôles imposés de ceux des pôles libres. La relation entre le vecteur ligne K^T et les coefficients a_i de l'équation caractéristique est donnée par [34]:

$$K^T = [a_0 \ a_1 \ \dots \ a_{n-1} \ 1] E = [a^T \ 1] E \quad (3.1)$$

où

$$a^T = [a_0 \ a_1 \ \dots \ a_{n-1}] \quad (3.2)$$

et

$$E^T = [e^T \ e^T F \ \dots \ e^T F^n] \quad (3.3)$$

avec : $e^T = [0 \ 0 \ \dots \ 1] Q_c^{-1}$
 (Q_c étant la matrice de commandabilité)

Ainsi, la décomposition du vecteur ligne K^T , en deux vecteurs ligne K_a^T et K_b^T , liée à la décomposition de la matrice E donnent:

$$K^T = [K_a^T \ K_b^T] [E_a \ E_b] \quad (3.4)$$

Où le vecteur ligne K_a^T réunit les (r) coefficients imposés, par contre, le vecteur ligne K_b^T , de dimension $(n-r)$, contient les coefficients de K^T qui doivent être calculés à partir des pôles imposés; et E_a et E_b sont de dimensions respectives $(n+1 \times n-r)$ et $(n+1 \times r)$.

D'autre part, l'expression du vecteur K^T en fonction des pôles imposés et des pôles libres, peut être établie en décomposant le polynôme caractéristique de la boucle fermée en un produit de deux polynômes $Q(z)$ et $R(z)$. Le polynôme $Q(z)$ contient les coefficients des $(n-r)$ pôles imposés, alors que le polynôme $R(z)$ contient les coefficients des (r) pôles libres tels que [34]:

$$P(z) = R(z) Q(z) \quad (3.5a)$$

où

$$Q(z) = z^{n-r} + \beta_{n-r-1} z^{n-r-1} + \dots + \beta_1 z + \beta_0 \quad (3.6b)$$

et

$$R(z) = z^r + \delta_{r-1} z^{r-1} + \dots + \delta_1 z + \delta_0 \quad (3.7c)$$

Ce produit peut être écrit sous une forme matricielle telle que:

$$[a_0 \ a_1 \ \dots \ a_{n-1} \ 1] \begin{bmatrix} 1 \\ z \\ \cdot \\ z^{n-1} \\ z^n \end{bmatrix} = \tag{3.8}$$

$$= [\delta_0 \ \delta_1 \ \dots \ \delta_{r-1} \ 1] \begin{bmatrix} 1 \\ z \\ \cdot \\ z^{r-1} \\ z^r \end{bmatrix} [\beta_0 \ \beta_1 \ \dots \ \beta_{n-r-1} \ 1] \begin{bmatrix} 1 \\ z \\ \cdot \\ z^{n-r-1} \\ z^{n-r} \end{bmatrix}$$

Le développement aboutit à la relation suivante, valable pour n'importe quelle valeur de z [34]:

$$[a_0 \ a_1 \ \dots \ a_{n-1} \ 1] = \tag{3.9}$$

$$= [\delta_0 \ \delta_1 \ \dots \ \delta_{r-1} \ 1] \begin{bmatrix} \beta_0 & \beta_1 & \dots & \beta_{n-r-1} & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \beta_0 & \dots & \beta_{n-r-2} & \beta_{n-r-1} & 1 & \dots & 0 \\ \cdot & \cdot & & & & & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & & & & & \cdot \\ 0 & 0 & \dots & \beta_0 & \dots & \beta_{n-r-2} & \beta_{n-r-1} & 1 \end{bmatrix}$$

Cette relation peut être mise sous la forme compacte suivante [34]:

$$[a^T \quad 1] = [d^T \quad 1] \begin{bmatrix} S \\ T^T \end{bmatrix} \quad (3.10a)$$

où

$$d^T = [\delta_0 \quad \delta_1 \quad \dots \quad \delta_{r-1}] \quad (3.10b)$$

et

$$T^T = [0 \dots \beta_0 \quad \beta_1 \dots \beta_{n-r-1} \quad 1] \quad (3.10c)$$

$$S = \begin{bmatrix} \beta_0 & \beta_1 & \dots & \beta_{n-r-1} & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \beta_0 & \dots & \beta_{n-r-2} & \beta_{n-r-1} & 1 & \dots & 0 \\ \cdot & \cdot & & & & & & \\ \cdot & \cdot & & & & & & \\ \cdot & \cdot & & & & & & \\ \cdot & \cdot & & & & & & \\ 0 & 0 & \dots & \beta_0 \dots \beta_{n-r-2} & \beta_{n-r-1} & & & 1 \end{bmatrix} \quad (3.10d)$$

L'introduction de (3.10a) dans (3.1) et (3.4) et la décomposition des résultats en deux relations donnent:

$$K_a^T = d^T S E_a + T^T E_a \quad (3.11)$$

$$K_b^T = d^T S E_b + T^T E_b \quad (3.12)$$

De la deuxième relation on peut déterminer le vecteur ligne d^T tel que:

$$d^T = (K_b^T - T^T E_b) (S E_b)^{-1} \quad (3.13)$$

où $S E_p$, de dimension $r \times r$, doit être régulière.

Comme le vecteur ligne d^T , contient les coefficients du polynôme correspondant aux pôles non imposés, il est facile de calculer ces pôles connaissant ce vecteur et vérifier, ainsi, la stabilité du système en boucle fermée. Enfin, les coefficients de la contre-réaction partielle sont donnés par :

$$K_a^T = (d^T S + T^T) E_a \quad (3.14)$$

3.2 Structure du réglage d'état partiel du courant

L'application du réglage d'état partiel à la boucle interne du courant conduit à la structure de réglage suivante (Fig.3.1).

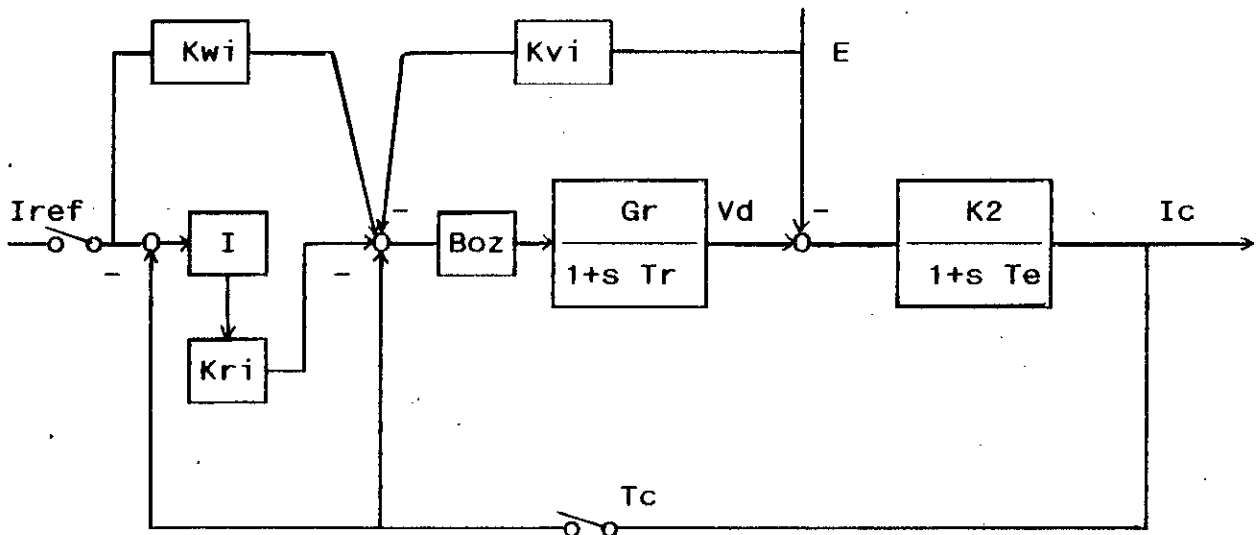


Fig 3.1 Structure du réglage d'état partiel du courant

Cette structure présente une similitude avec celle du réglage d'état de la vitesse notamment, en ce qui concerne l'intervention de la consigne de courant et de la perturbation. La contre-réaction d'état partiel ne considère que le retour du courant. Le régulateur intégrateur permet, comme dans le cas du réglage de la vitesse, de supprimer tout écart de réglage en régime établi, même en présence de certaines erreurs de modélisation du système.

3.2.1 Equations d'état échantillonnées

Le modèle d'état continu du système à régler est donné par :

$$\dot{X} = A X + B V_a + B_v E \quad (3.15)$$

où

$$A = \begin{bmatrix} -1/T_r & 0 \\ 1/(R_a T_e) & -1/T_e \end{bmatrix} ; B = \begin{bmatrix} G_r/T_r \\ 0 \end{bmatrix} ; B_v = \begin{bmatrix} 0 \\ -1/(R_a T_e) \end{bmatrix}$$

et

$$X^T = [V_d \quad I_d]$$

La discrétisation du modèle donne:

$$X[k+1] = F_s X[k] + H_s V_a + H_{sv} E \quad (3.16)$$

Avec

$$F_s = \begin{bmatrix} f_{11} & 0 \\ f_{21} & f_{22} \end{bmatrix} ; H_s = \begin{bmatrix} h_{v1} \\ h_{v2} \end{bmatrix} ; H_{sv} = \begin{bmatrix} h_{sv1} \\ h_{sv2} \end{bmatrix}$$

où

$$f_{11} = e^{-Tc/Tr} ; f_{21} = \frac{T_r}{R_a (T_e - T_r)} (e^{-Tc/Te} - e^{-Tc/Tr})$$

$$f_{22} = e^{-T_c/T_e} \quad ; \quad f_{21} = 0$$

$$h_{v1} = G_r (1 - e^{-T_c/T_r})$$

$$h_{v2} = \frac{G_r}{R_a (T_e - T_r)} [T_e (1 - e^{-T_c/T_e}) - T_r (1 - e^{-T_c/T_r})]$$

$$h_{sv1} = 0 \quad ; \quad h_{sv2} = -\frac{1}{R_a} (1 - e^{-T_c/T_e})$$

3.2.2 Equations d'état en tenant compte du régulateur intégrateur

En tenant compte de l'équation du régulateur intégrateur, la représentation d'état échantillonnée du système avec régulateur intégrateur est:

$$\begin{aligned}
 X[k+1] \begin{bmatrix} X[k+1] \\ X_R[k+1] \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} [F_s] & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} X[k] + \begin{bmatrix} H_s \\ 0 \end{bmatrix} V_c + \\
 &+ \begin{bmatrix} [0] \\ 1 \end{bmatrix} I_{ref} + \begin{bmatrix} [H_{sv}] \\ 0 \end{bmatrix} E \quad (3.17)
 \end{aligned}$$

3.3 Dimensionnement du réglage d'état partiel

3.3.1 Détermination du vecteur de contre-réaction partielle

Dans le cas d'un redresseur à thyristors en pont de Graëtz on peut adopter la dynamique de vitesse suivante [26]:

$$Z_{1,2} = 0.36 \pm j 0.315 \quad (3.18)$$

La détermination du vecteur gain de contre-réaction partielle est tributaire de la localisation du pôle réel non imposé. En effet pour certaines dynamiques la recherche de ce dernier, peut donner lieu à un pôle instable ou à la limite de la stabilité.

Pour la dynamique de courant retenue, le troisième pôle réel obtenu est un pôle non dominant:

$$z_3 = 0.7 \quad (3.19)$$

Le vecteur gain de contre-réaction partielle est par conséquent:

$$K^I = [0 \quad 35.1 \quad -2.265] \quad (3.20)$$

3.3.2 Détermination des coefficients K_v et K_p

Le coefficient d'intervention directe de la consigne et celui de l'intervention directe de la perturbation sont:

$$K_v = 15.1 \quad K_p = -1.1 \quad (3.21)$$

A partir des résultats de la synthèse des réglages d'état et d'état partiel, nous présentons les réponses indicielles du courant, ainsi que le comportement de la grandeur de commande dans les mêmes conditions que précédemment.

Nous remarquons que la dynamique de poursuite reste sensiblement la même, tandis que la dynamique de régulation est caractérisée par un rejet plus rapide de la perturbation.

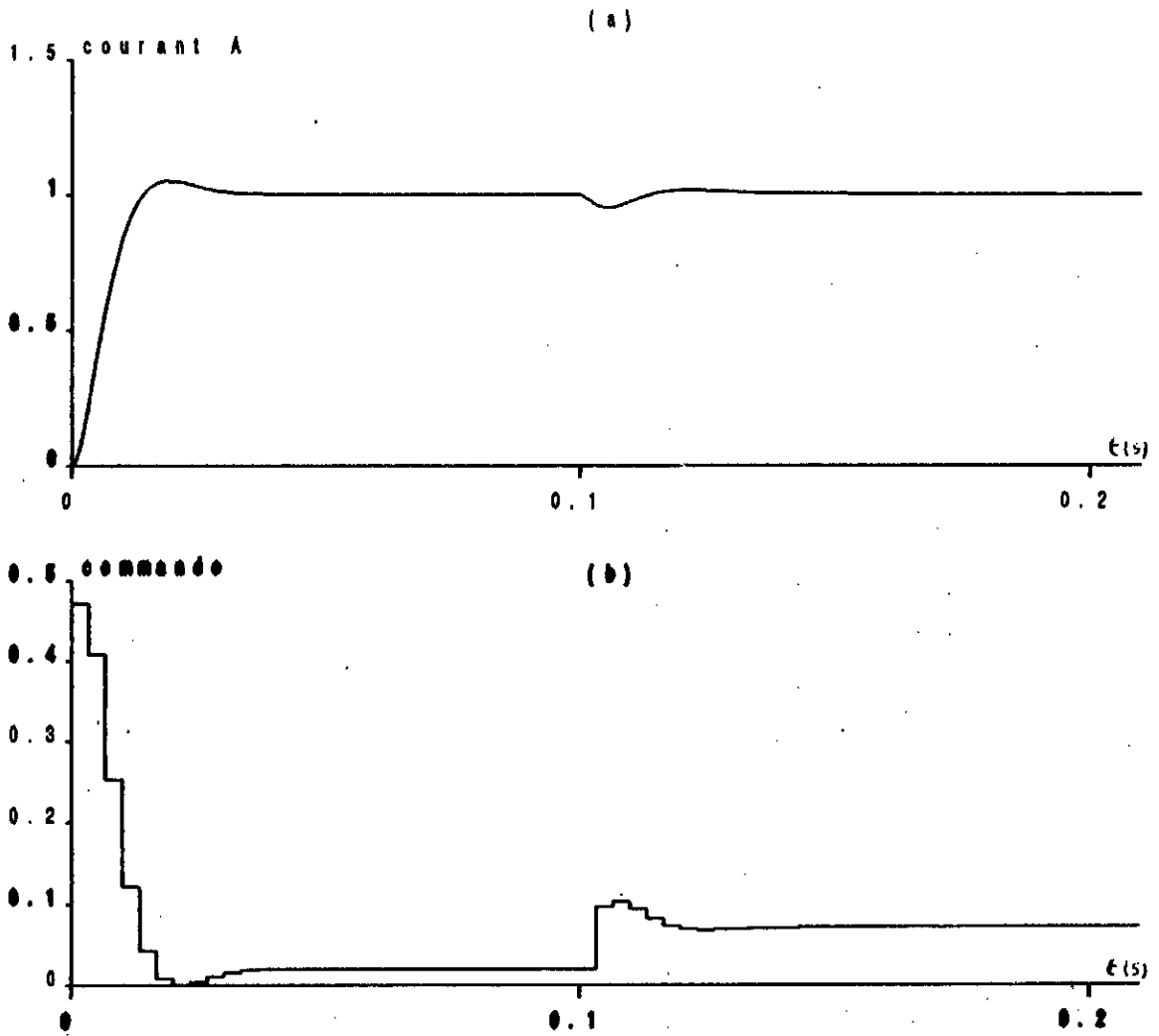


Fig 3.2 Evolution du courant et de la commande lors d'un saut de la consigne du courant et de la f.c.é.m

3.4 Evaluation des performances du réglage d'état en cascade

3.4.1 Structure globale du réglage

Après avoir déterminé le réglage d'état partiel de la boucle interne de courant, nous complétons la structure de réglage d'état de la vitesse (figure 2.2), par l'introduction du réglage d'état partiel dans la boucle intermédiaire (figure 3.3).

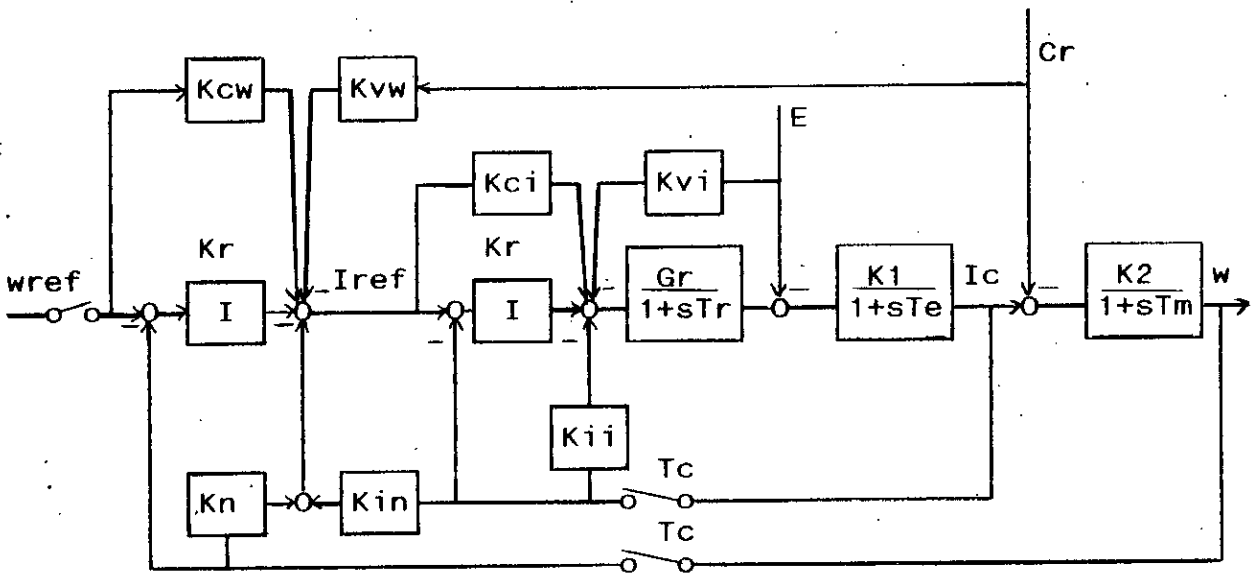


Fig 3.3 Structure globale du réglage d'état de la vitesse

3.4.2 Résultats de simulation

Une fois les coefficients de réglage déterminés, nous simulons le comportement de la MSA en présence des deux boucles de réglage d'état en cascade.

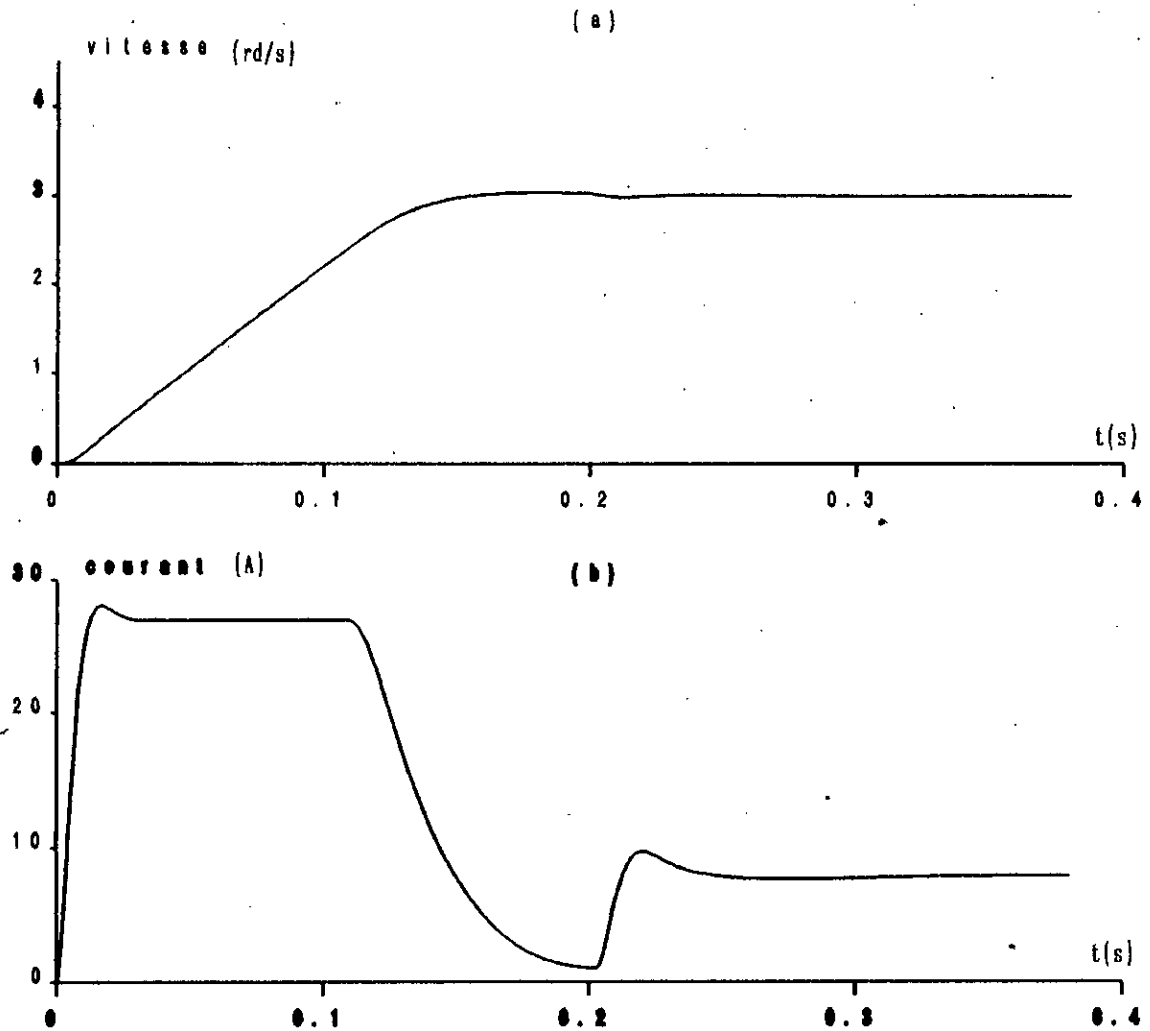


Fig 3.4 Réponse indicielle du réglage d'état en cascade de la vitesse

Nous remarquons que lors du démarrage, la limitation du courant impose la dynamique de poursuite (figure 3.4), qui reste très voisine de celle des réglages précédents (figure 1.15 et 2.5). Nous remarquons aussi, que l'influence de l'échelon de perturbation est moins importante que dans le cas des réglages précédents.

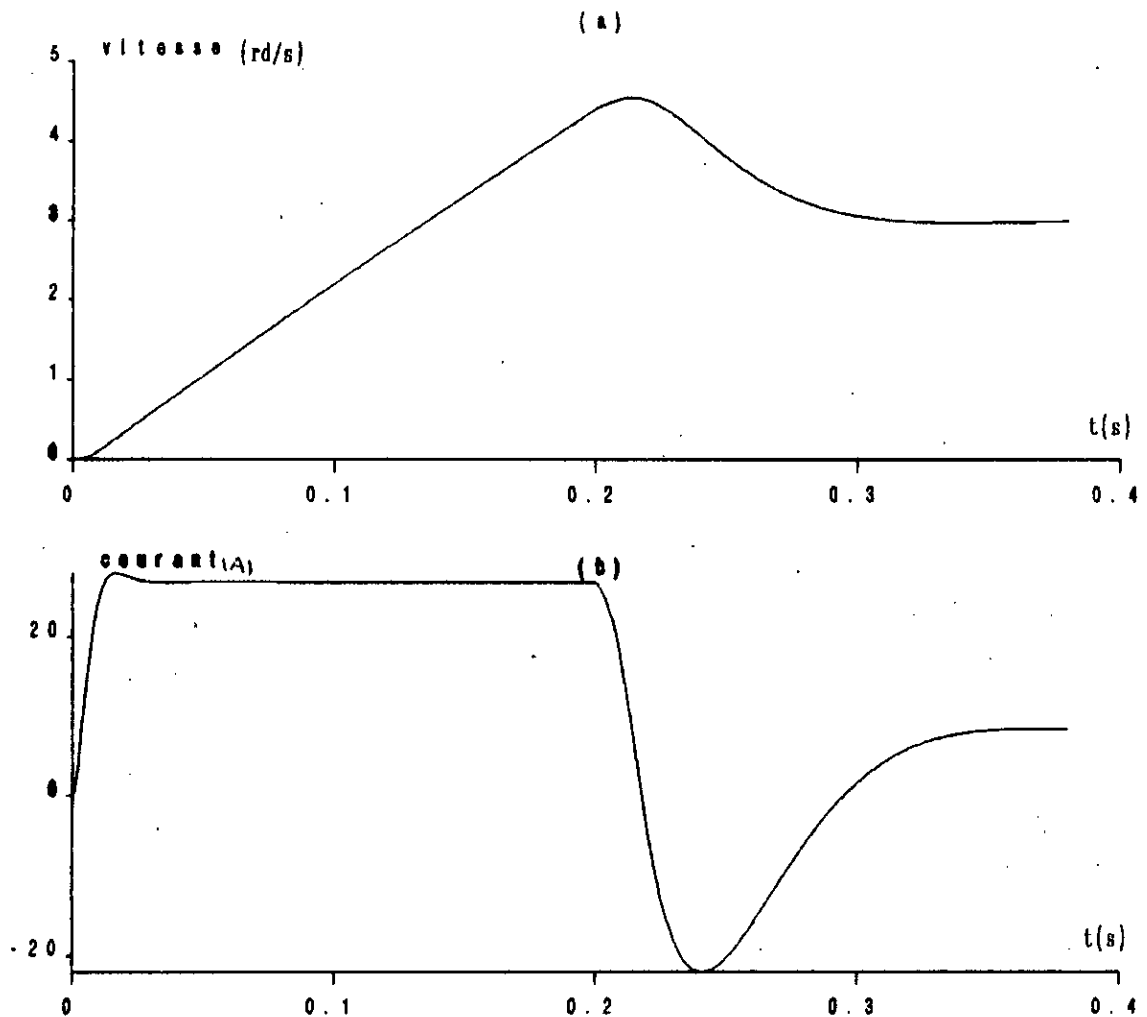


Fig 3.5 Effet windup

Pour ce qui est de l'emballement de l'action intégrale, lorsque la limitation du courant est sans anti-windup, nous remarquons, dans ce cas, la nécessité du dispositif de correction (figure 3.5). Toujours dans le souci d'étudier les performances du réglage d'état en cascade lors de l'annulation du coefficient d'intervention directe de la consigne k_w et du coefficient d'intervention directe de la perturbation K_v , nous présentons les réponses indicielles relatives à ces deux cas (figure 3.6 et figure 3.7).

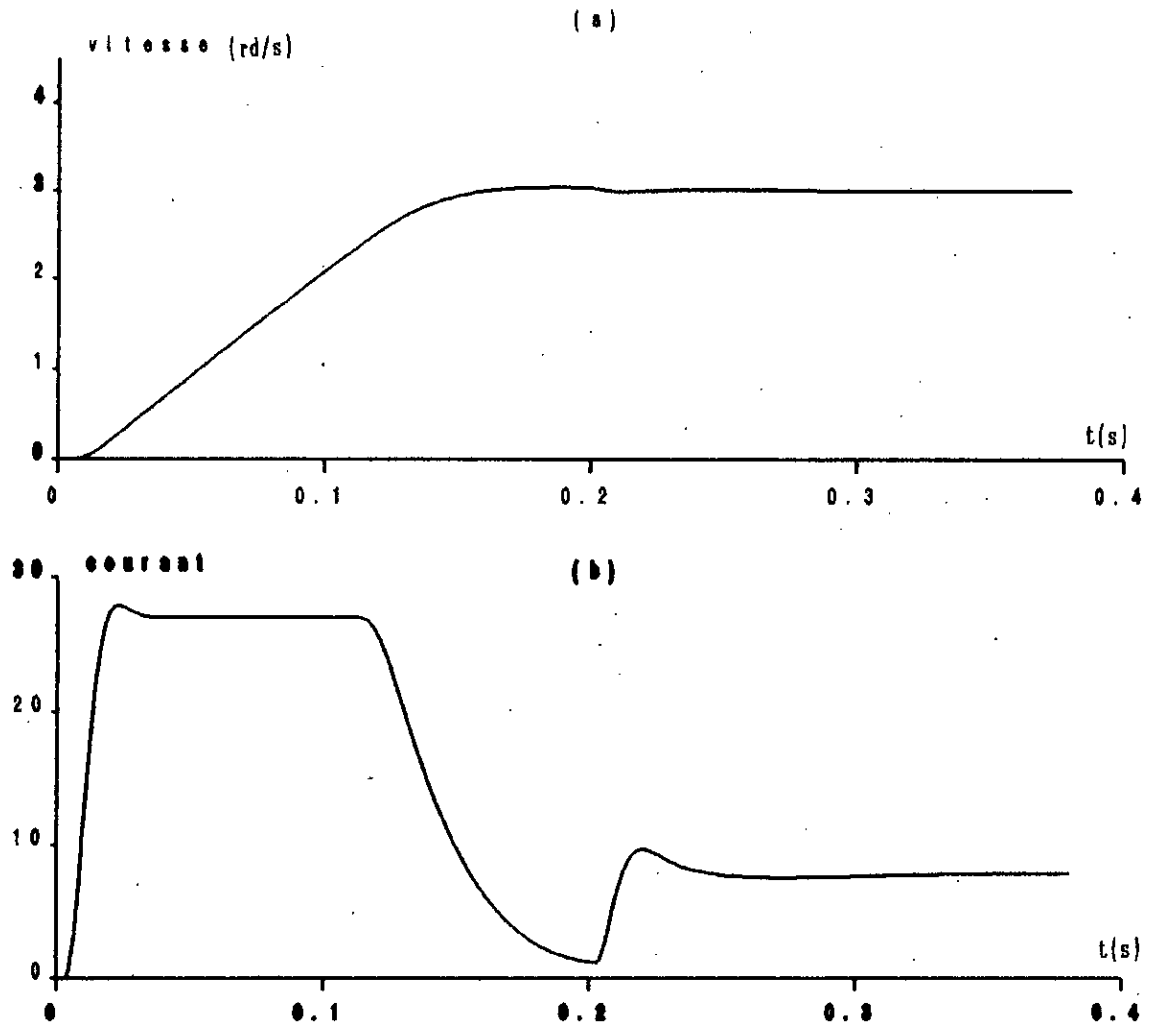


Fig 3.6 Effet de l'annulation de K_v

Les résultats obtenus montrent que pour éviter la dégradation des performances du réglage d'état, de la vitesse de la MSA, il est nécessaire d'avoir accès à la valeur du couple.

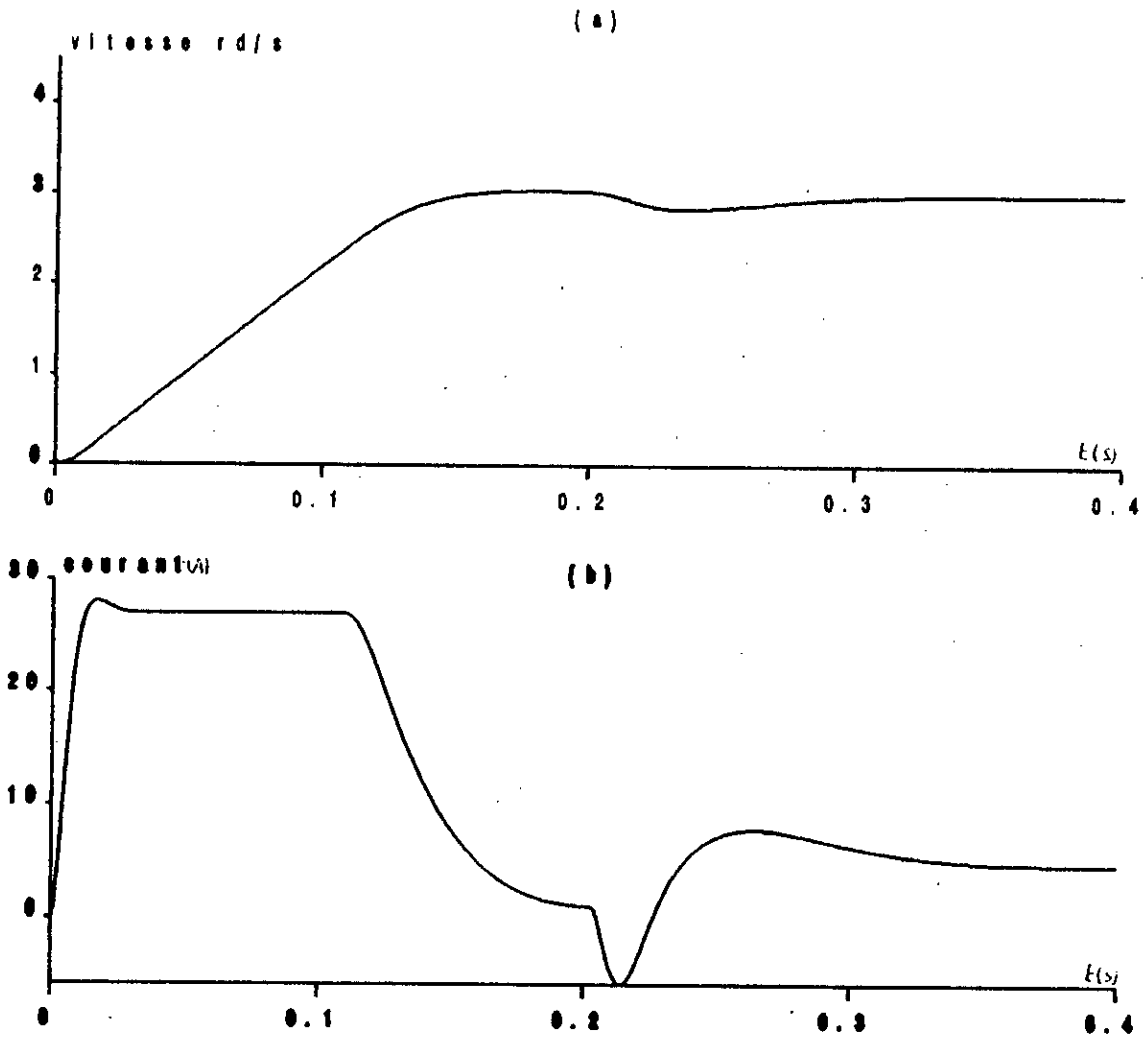


Fig 3.7 Effet de l'annulation du coefficient K_v

Ainsi, nous introduirons, dans le chapitre qui suit, le réglage d'état avec observation des grandeurs d'état et de perturbation (couple de charge).

CHAPITRE 4

REGLAGES D'ETAT ECHANTILLONNES EN CASCADE AVEC OBSERVATEUR DU COUPLE RESISTANT

Les réglages d'état synthétisés précédemment nécessitent des grandeurs d'état ainsi que des grandeurs de perturbation mesurables. Dans le cas des entraînements à vitesse variable, on utilise généralement des capteurs de courant et de vitesse. Ces derniers correspondent aux grandeurs d'état adoptées pour le réglage. En ce qui concerne les grandeurs de perturbations, si la f.c.e.m peut être exprimée en fonction de la vitesse [8],[18],[22],[27], mais le couple résistant, qui est inaccessible doit être estimé à l'aide d'un observateur discret [20],[34].

Dans ce chapitre, nous traitons la synthèse de l'observateur d'état et de perturbation [20]. Cet observateur permet également d'estimer les grandeurs d'états: la vitesse et le courant. Ceci permet aussi de supprimer le dispositif de mesure du courant.

4.1 Structure de l'observateur d'état et de perturbation

La structure du système à régler muni de l'observateur d'état et de perturbation ainsi que celle du système à régler est représenté à la figure 4.1,[20],[34]. L'observateur est composé de:

- L'observateur des grandeurs d'état du système à régler (1),
- L'intégrateur discret (2) qui permet l'observation de la perturbation. Cet intégrateur est influencé, au travers du coefficient l_b , par l'écart d'observation $e_b[k]$ qui doit s'annuler en régime permanent.

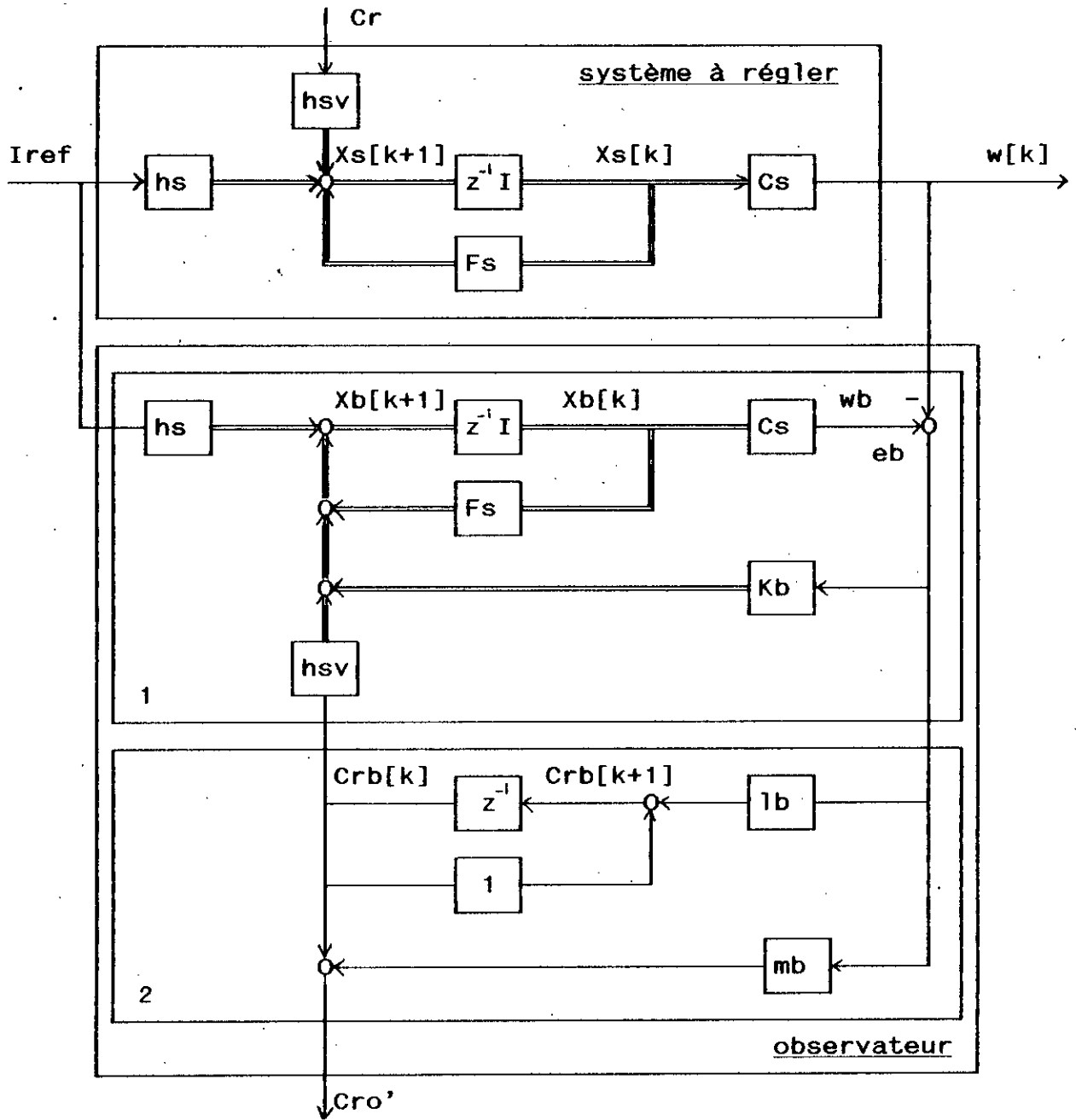


Fig 4.1 Structure de l'observateur d'état et de perturbation

Le vecteur de contre-réaction, K_b , et les coefficients l_b et m_b doivent être déterminés par les performances dynamiques que l'on souhaite imposer à l'observateur.

4.2 Algorithme d'observation

Le vecteur d'état $X_b[k]$ qui observe le vecteur du système à régler est donné par l'équation aux différences [20],[34]:

$$X_b[k+1] = F_s X_b[k] + H_s U[k] + K_b e_b[k] + H_{sv} V_b[k] \quad (4.1)$$

Pour le vecteur de perturbation, $V_b[k]$, l'équation aux différences s'écrit:

$$V_b[k+1] = V_b[k] + l_b e_b[k] \quad (4.2)$$

où l'écart d'observation est donné par:

$$e_b[k] = Y_s[k] - Y_b[k] = Y_s[k] - C_s^T X_b[k] \quad (4.3)$$

L'introduction de la relation (4.3) dans (4.1) et (4.2) nous donne l'algorithme d'observation des grandeurs d'état et de perturbation [20],[34]:

$$\begin{aligned} X_b[k+1] &= F_b X_b[k] + H_s U[k] + H_{sv} V_b[k] + K_b Y_s[k] \\ V_b[k+1] &= -l_b C_s^T X_b[k] + V_b[k] + l_b Y_s[k] \end{aligned} \quad (4.4)$$

Avec:

$$F_b = F_s - K_b C_s^T$$

L'observateur ainsi défini, possède un comportement dynamique assez mauvais à cause du retard introduit par l'intégrateur discret.

On peut parer à cet inconvénient en ajoutant une branche, avec un coefficient m_b (Fig 4.1) qui permet l'observation de la grandeur de perturbation dès la première période d'échantillonnage.

La perturbation observée est alors donnée par:

$$V'_b[k] = V_b[k] + m_b e_b[k] \quad (4.5)$$

4.3 Synthèse de l'observateur

4.3.1 Détermination du vecteur de contre-réaction K_b^T

On rappelle les équations d'état échantillonnées du système à régler, données dans le chapitre 2:

$$X_s[k+1] = F_s X_s[k] + H_s U_k[k] + H_{sv} V[k] \quad (4.6)$$

$$Y_s[k] = C_s^T X_s[k]$$

Soit l'erreur d'observation définie par:

$$X_b[k] = X_s[k] - X_b[k] \quad (4.7)$$

En combinant les équations (4.1), (4.2) et (4.7) on tire:

$$X_b[k+1] = (F_s - K_b C_s^T) X_b[k] - H_{sv} V_b[k] + H_{sv} V[k] \quad (4.8)$$

et

$$V_b[k+1] = 1_b C_s^T X_b[k] + V_b[k] \quad (4.9)$$

L'introduction du vecteur d'état augmenté suivant:

$$x_{bG} [k] = \begin{bmatrix} x_b[k] \\ v_b[k] \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

conduit à une seule équation aux différences définie par:

$$x_{bG} [k+1] = F_{bG} x_{bG} [k] + H_{bG} v[k] \quad (4.11)$$

Avec:

$$F_{bG} = \begin{bmatrix} F_s - K_b C_s^T & -H_{sv} \\ I_b C_s & 1 \end{bmatrix} ; \quad H_{bG} = \begin{bmatrix} H_{sv} \\ 0 \end{bmatrix}$$

La matrice F_{bG} représente le comportement dynamique de l'observateur d'état et de perturbation. Elle peut être décomposée de la manière suivante:

$$F_{bG} = F_{bo} - K_{bo} C_{bo} \quad (4.12)$$

avec

$$F_{bo} = \begin{bmatrix} F_s & -H_{sv} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} ; \quad K_{bo} = \begin{bmatrix} K_b \\ -I_b \end{bmatrix} ; \quad C_{bo} = [C_s \quad 0]$$

Pour la détermination des coefficients de contre-réaction K_b et l_b , les relations décrites au chapitre 2 restent valables. Pour ce qui est du choix des pôles de l'observateur, on les place à l'origine afin de garantir un temps d'établissement fini et l'annulation rapide de l'erreur d'observation [34].

4.3.2 Détermination du coefficient de correction m_b

Le coefficient de correction m_b est donné par [20],[34]:

$$m_b = \frac{1}{[Y[1] - Y_b[1]]} \quad (4.13)$$

4.4 Structure de réglage d'état avec observateur

La structure générale du réglage d'état avec observateur d'état et de perturbation est représentée schématiquement par la figure 4.2.

Le vecteur de commande $u[k]$ et le vecteur de sortie $y[k]$ interviennent sur l'observateur qui fournit le vecteur d'état et le vecteur de perturbation.

- Le vecteur d'état $x_b[k]$ est alors utilisé par le réglage d'état.
- Le vecteur de perturbation observé intervient à travers K_v sur le vecteur de commande $U[k]$.
- L'action anticipatrice et l'intégrateur agissent comme dans le cas de réglage sans observateur.

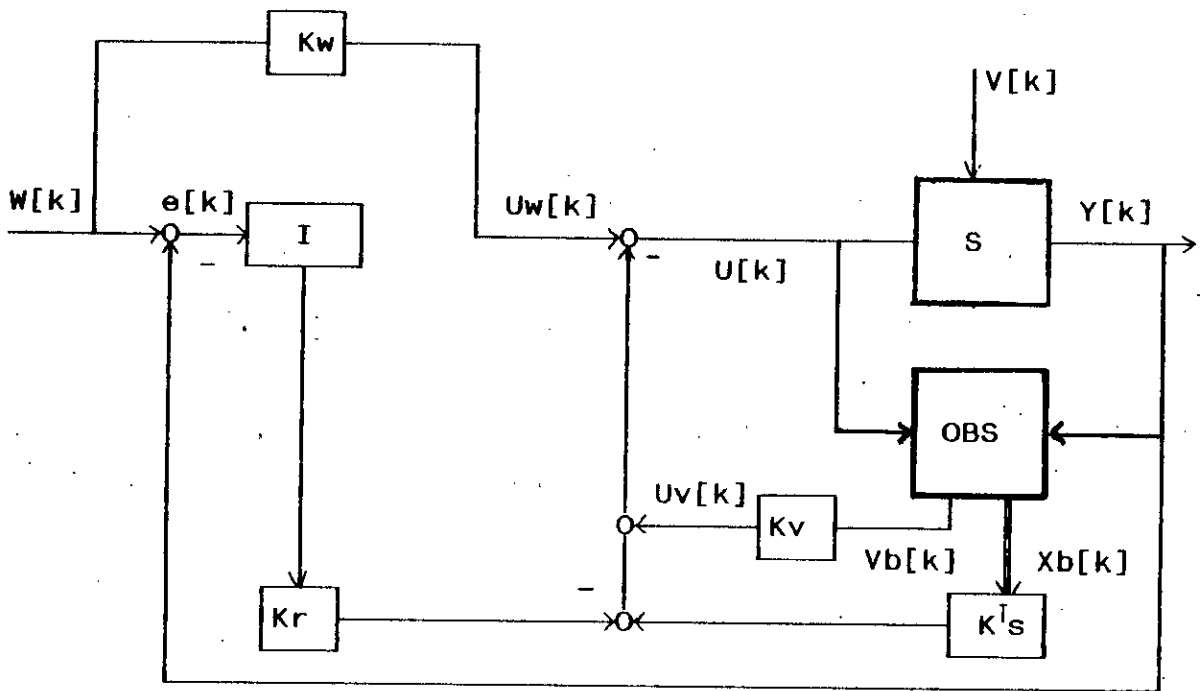


Fig 4.2. Structure générale du réglage d'état avec observateur d'état et de perturbation

4.5. Synthèse de l'observateur de la vitesse, du courant et du couple résistant de la MSA.

Pour la synthèse de notre observateur nous avons choisi trois pôles à l'origine qui correspondent aux trois grandeurs à observer.

Compte tenu des relations (4.12) et (4.13), nous obtenons les coefficients suivants pour notre observateur:

$$K_{b1} = 1.26 \quad , \quad K_{b2} = .26 \quad \text{et} \quad 1_b = - 12.6$$

pour le terme de correction on a trouvé $m_b = -126$.

Nous avons simulé le comportement de notre observateur hors ligne pour vérifier son aptitude à observer la vitesse, le courant et le couple résistant lors du réglage d'état en cascade (figure 4.3).

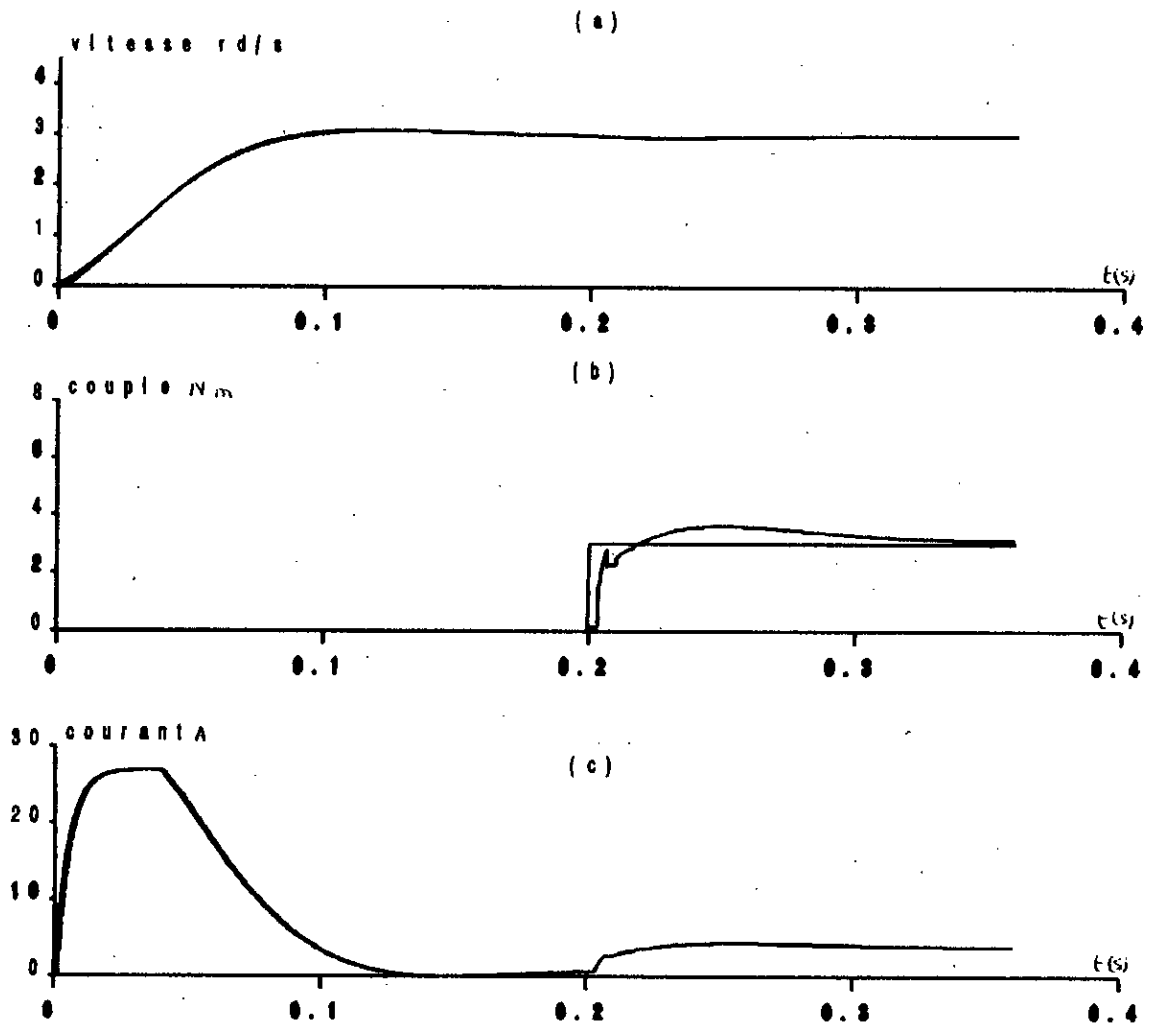


Fig 4.3 Performances de l'observateur Hors-ligne

Sur la figure 4.3a nous avons représenté la réponse de la vitesse observée qui se confond avec la vitesse calculée.

Sur la figure 4.3b nous notons l'évolution du couple observé lorsque le couple imposé varie en échelon. Après un régime transitoire, le couple observé rejoint l'échelon du couple appliqué après l'annulation de l'erreur d'observation.

Sur la figure 4.3c nous avons représenté la réponse du courant observé qui se rapproche de la réponse du courant calculé. Les deux courbes se confondent en régime établi après l'annulation de l'erreur d'observation.

Dans le paragraphe qui suit nous étudierons l'influence du transitoire du couple observé ainsi que de la dynamique de l'observateur sur la dynamique de réglage.

4.6 Etude des performances du réglage d'état avec observateur

Nous avons vu que le couple résistant présente un transitoire lors de l'observation. Nous simulons donc le comportement de la vitesse et du courant lorsque l'observateur est en ligne.

La figure 4.4 représente le comportement de la MSA en présence de l'observateur d'état et du couple résistant. Nous constatons que la dynamique de régulation se trouve légèrement affectée mais reste nettement meilleure que dans le cas où le couple résistant n'est pas observé ($K_v=0$). Toutefois dans les deux cas, le rejet de la perturbation de charge est plus performant que dans le cas d'un réglage par régulateurs PI.

La dynamique de poursuite n'est pas affectée par celle de l'observateur du couple résistant.

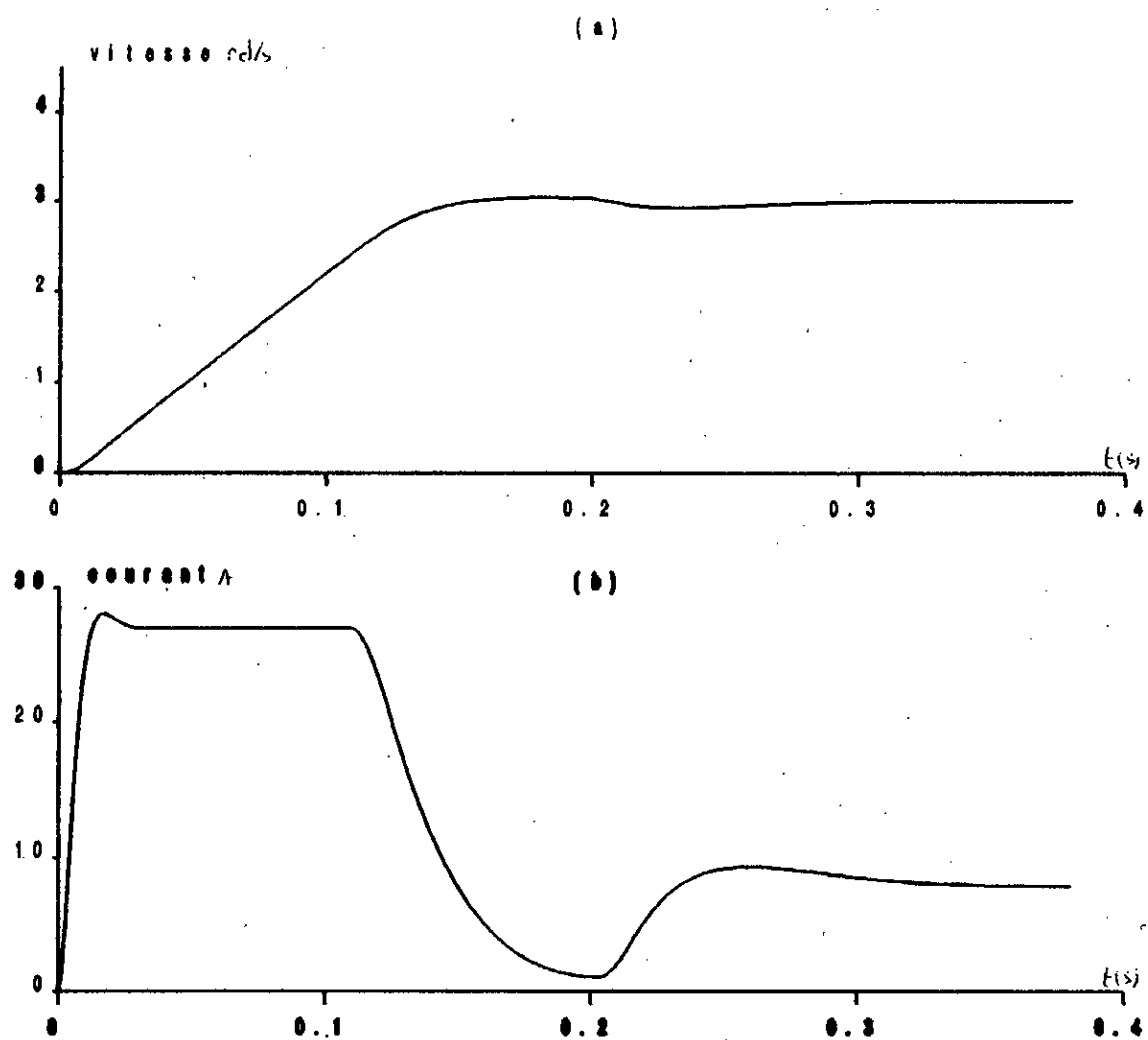


Fig 4.4 Réponse du MSA au réglage d'état avec observateur du couple résistant

CHAPITRE 5

SIMULATION

Nous avons consacré les chapitres précédents à la synthèse des différents algorithmes de réglages numériques, classiques et dans l'espace d'état, de la vitesse et du courant de la MSA. Ces travaux sont basés sur un modèle linéaire réduit de la MSA [8],[10],[13],[22],[27].

Pour appliquer nos techniques de commande, dans des conditions proches de la pratique, nous consacrons ce dernier chapitre, à la simulation du fonctionnement de la MSA, munie des différents réglages. Cette simulation tient compte du modèle non-linéaire biphasé de la machine synchrone [23],[25],[40].

Pour ce qui est de l'association onduleur-machine synchrone, nous développons deux modèles:

- Le premier modèle, tient compte de l'expression des courants de phases par séries de Fourier [9],[37], et nous permet l'étude de l'interaction dynamique des différentes grandeurs électriques avec nos circuits de réglages,

- Le deuxième modèle, tient compte du fonctionnement séquentiel du commutateur de courant et nous délivre des courants triphasés rectangulaires. Il nous permet donc, de juger la robustesse de nos réglages vis à vis des variations qui affectent la structure de l'association onduleur-machine synchrone pendant le démarrage et le passage du régime de la commutation forcée au régime de la commutation naturelle [14],[15],[39].

Nous présentons, enfin, les résultats de simulation pour les différents régimes de fonctionnement de la MSA.

5.1 Modèle électrique de la machine synchrone dans le référentiel lié au rotor.

La machine synchrone qui a servi à notre étude est à pôles saillants. Le modèle électrique correspondant est illustré par la figure 5.1.

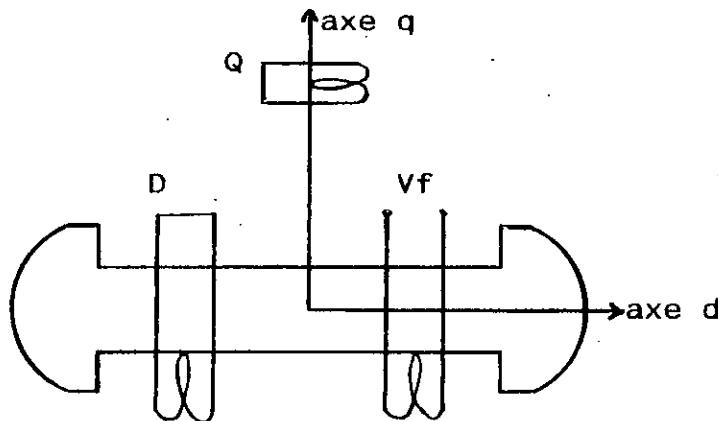


FIG.5.1. Représentation schématique d'une MSA

Le stator comporte un enroulement triphasé.

Le rotor comprend:

- Un enroulement d'excitation alimenté par une source de tension constante, et
- deux enroulements amortisseurs en court-circuit sur eux-même dont l'un dirigé selon l'axe direct (d) et l'autre dirigé selon l'axe en quadrature (q).

Les équations de base qui décrivent le comportement électrodynamique de la machine synchrone sont donnés par [11] :

$$v = [R] i + p \psi \quad (5.1)$$

$$\psi = [L] i \quad (5.2)$$

$$C_n = (1/2) P i^T [G] i \quad (5.3)$$

$$[G] = d[L]/d\theta \quad (5.4)$$

$$C_n = J dw/dt + f w + C_r \quad (5.5)$$

$$w = d\theta/dt \quad (5.6)$$

$$\theta_s = P \theta_r \quad (5.7)$$

où

v vecteur des tensions $[v_a \ v_b \ v_c \ v_f \ v_D \ v_Q]^T$
 i vecteur des courants $[i_a \ i_b \ i_c \ i_f \ i_D \ i_Q]^T$

Ces équations décrivent complètement les régimes permanent et dynamique de la machine synchrone pour n'importe quelle forme des courants et des tensions.

Après transformation de Park, les équations de la machine synchrone exprimées dans le référentiel d-q, sont données par:

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ 0 \\ 0 \\ v_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w L_{qs} & R_s + pL_{qs} & pM_{qQ} & w M_{dD} & w M_{df} \\ R_s + pL_{ds} & w L_{qs} & -w M_{qQ} & pM_{dD} & pM_{df} \\ 0 & pM_{qQ} & pL_Q & 0 & 0 \\ pM_{dD} & 0 & 0 & R_D + pL_D & pM_{fD} \\ pM_{df} & 0 & 0 & M_{fD} & R_f + pL_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_Q \\ i_D \\ i_f \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

Le couple électromagnétique est donné par:

$$C_e = (3/2)(P/2) (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \quad (5.9)$$

$$= C_r + (2/p) J dw/dt \quad (5.10)$$

Les tensions et courants, exprimés dans le référentiel d-q sont liés aux tensions et courants triphasés réellement appliqués à la machine par la transformation de Park suivante [9],[25]:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ 0 \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 120) & -\sin(\theta - 120) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 120) & -\sin(\theta + 120) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

X représente soit la tension, soit le courant, et la matrice P^{-1} permet le passage inverse.

5.2. Modèle électrique de l'association onduleur-machine synchrone

Dans le cas de la MSA alimentée en courant, le commutateur de courant aiguille le courant continu de l'étage intermédiaire séquentiellement en fonction de la position de la roue polaire. Par conséquent, l'allure des courants générés est rectangulaire. Pour la modélisation de l'onduleur nous adoptons deux modèles pour deux objectifs différents.

5.1.2.1 Modèle No 1

Ce modèle tient compte de la décomposition des courants de phase de la MSA en séries de Fourier telles que [37]:

$$i_a = I'_d (\cos(\omega t) - (1/5)\cos(5\omega t) + (1/7)\cos(7\omega t) - \dots) \quad (5.11)$$

$$i_b = I'_d (\cos(\omega t - 120) - (1/5)\cos(5\omega t - 120) + (1/7)\cos(7\omega t - 120) - \dots) \quad (5.12)$$

$$i_c = I'_d (\cos(\omega t + 120) - (1/5)\cos(5\omega t + 120) + (1/7)\cos(7\omega t + 120) - \dots) \quad (5.13)$$

avec

$$I'_d = (2 \sqrt{3} / \pi) I_d$$

L'expression des courants de phase dans le référentiel d-q donne:

$$i_{qs} = I'_d (1 - (2/35)\cos(6\omega t) - (2/143)\cos(12\omega t) - \dots) \quad (5.14)$$

$$i_{ds} = I'_d (-(12/35)\sin(\omega t) - (2/143)\sin(12\omega t) - \dots) \quad (5.15)$$

Si nous définissons les fonctions d'allumages suivantes pour l'onduleur,

$$G_d = (1 - (2/35) \cos(6\omega t) - (2/143) \cos(12\omega t) - \dots) \quad (5.16)$$

$$G_q = (-(12/35) \sin(\omega t) - (2/143) \sin(12\omega t) - \dots) \quad (5.17)$$

nous aboutissons aux relations suivantes [37]:

$$i_d = 2 \sqrt{3} / \pi \quad G_d \quad (5.18)$$

$$i_q = 2 \sqrt{3} / \pi \quad G_q \quad (5.19)$$

La relation entre la tension continue de l'onduleur et les tensions entre phases de la MSA est obtenue par l'égalité des puissances à l'entrée et à la sortie de ce dernier. Soit:

$$V_d I_d = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (5.20)$$

Cette relation donne, après transformation de Park :

$$V_d = 3 \sqrt{3} / \pi (v_d G_d + v_q G_q) \quad (5.21)$$

5.1.2.2 Modèle No 2

Ce modèle tient compte du fonctionnement séquentiel du commutateur de courant. Il suppose que les thyristors sont des interrupteurs idéaux [10],[27]. Il permet, en simulant l'aiguillage du courant en fonction de la position de la roue polaire, d'étudier l'influence de la variation de l'angle de commande du commutateur sur les circuits de réglage. Il permet en outre, de simuler la séquence de démarrage en régime de commutation forcée et le passage au régime de commutation naturelle.

5.3 Résolution numérique des équations de la MSA [11].

Dans une MSA alimentée en courant, les courants statoriques et les tensions rotoriques sont bien connus. Les grandeurs inconnues sont donc, les courants rotoriques et les tensions statoriques. En découplant les grandeurs statoriques et rotoriques dans (5.1) et (5.2) on obtient:

$$v_s = [R_s] i_s + p \psi_s \quad (5.22)$$

$$v_r = [R_r] i_r + p \psi_r \quad (5.23)$$

où

$$\begin{bmatrix} \psi_s \\ \psi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (5.24)$$

Les équations d'état à intégrer par l'algorithme de Runge-Kutta-Gill d'ordre 4 sont par conséquent:

$$p\psi_r = v_r - [R_r] i_r \quad (5.25)$$

$$p w = 1/J [C_n - C_r - f w] \quad (5.26)$$

$$p\theta_r = w \quad (5.27)$$

On obtient ainsi les flux rotoriques, d'où on tire les courants rotoriques, soit:

$$i_r = [L_r]^{-1} [\psi_r - [M_{rs}] i_s] \quad (5.28)$$

Enfin, les tensions statoriques sont alors exprimées par [11]:

$$v_s = [R_s] i_s + [pL_s] i_s + [pM_{sr}] i_r + [L_s] p i_s + [M_{sr}] [L_r]^{-1} [v_r - [R_r] i_r - [pM_{rs}] i_s - [M_{rs}] p i_s] \quad (5.29)$$

5.4 Résultats de simulations

5.4.1 Evaluation des performances des différents réglages en régime de démarrage

Nous présentons, dans cette partie, le comportement de la MSA lors du démarrage en charge ($C_r=0.53$ w), ainsi que le passage du régime de la commutation forcée au régime de la commutation naturelle (§ 1.1). Ce passage peut être effectué en adoptant plusieurs stratégies pour l'angle de commande de l'onduleur α .

Sur les figures 5.2, 5.3 et 5.4, nous présentons, pour un angle de commande de l'onduleur constant ($\alpha = 45^\circ$), le comportement de la machine lors de l'application d'un échelon de consigne de 250tr/mn. Pour différents réglages, la consigne de vitesse est atteinte sans dépassement et avec une erreur statique nulle. Toutefois la vitesse présente un retard puisque la machine ne démarre pas avec un couple moteur maximum. On peut palier à cet inconvénient en adoptant d'autres stratégies de démarrage (figures 5.5 et 5.6). Par ailleurs, nous remarquons une diminution du nombre d'extinction du courant dans l'étage intermédiaire durant le régime de commutation forcée dans le cas du réglage d'état en cascade. D'où, il s'en suit une augmentation du couple moteur.

En ce qui concerne le régime permanent, on note une diminution du taux d'ondulation du couple et du courant dans l'étage intermédiaire en passant du réglage classique au réglage d'état en cascade. Lors du régime transitoire du courant, nous observons l'effet de la limitation (en présence de l'anti-windup) qui disparaît dès que la vitesse est proche de la consigne. Au niveau des tensions de phase, courants de phase et des amortisseurs, nous constatons une augmentation de fréquence avec l'augmentation de la vitesse.

En régime établi, le courant dans les amortisseurs se présente avec un taux d'ondulation mais de valeur moyenne nulle. Ceci est dû aux phénomènes de commutation. L'effet d'ondulation du courant dans l'étage intermédiaire se retrouve dans les courants de phases.

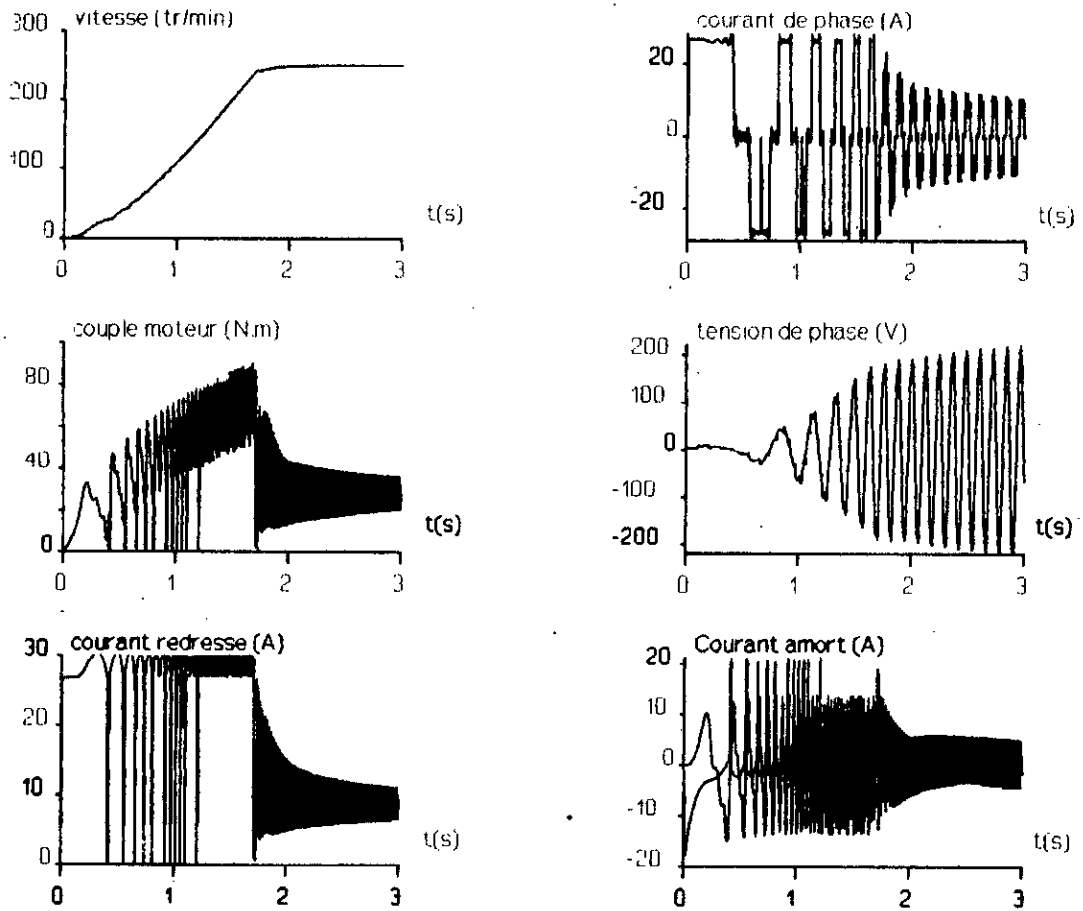


Fig 5.2 Réponse du réglage par régulateurs PI en cascade lors du démarrage en charge avec $\psi = 45^\circ$

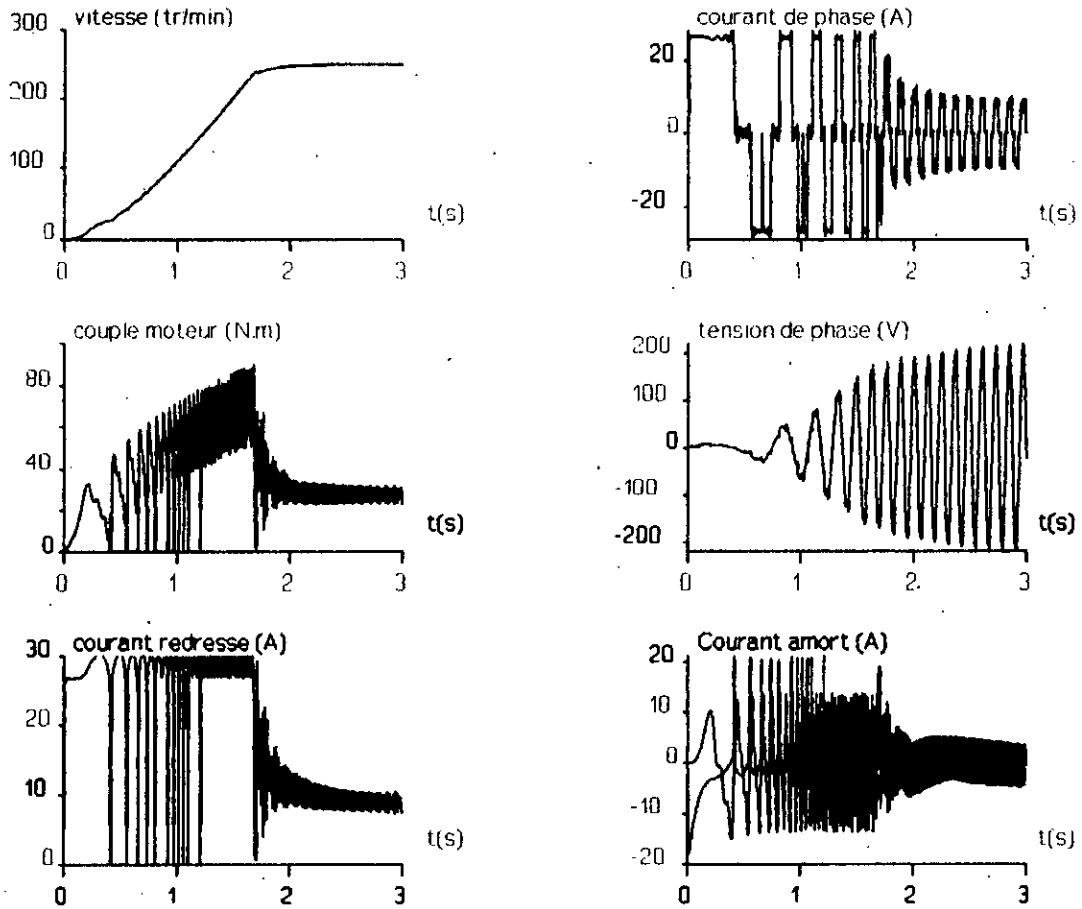


Fig 5.3 Réponse du réglage d'état de la vitesse lors du démarrage en charge avec $\psi = 45^\circ$

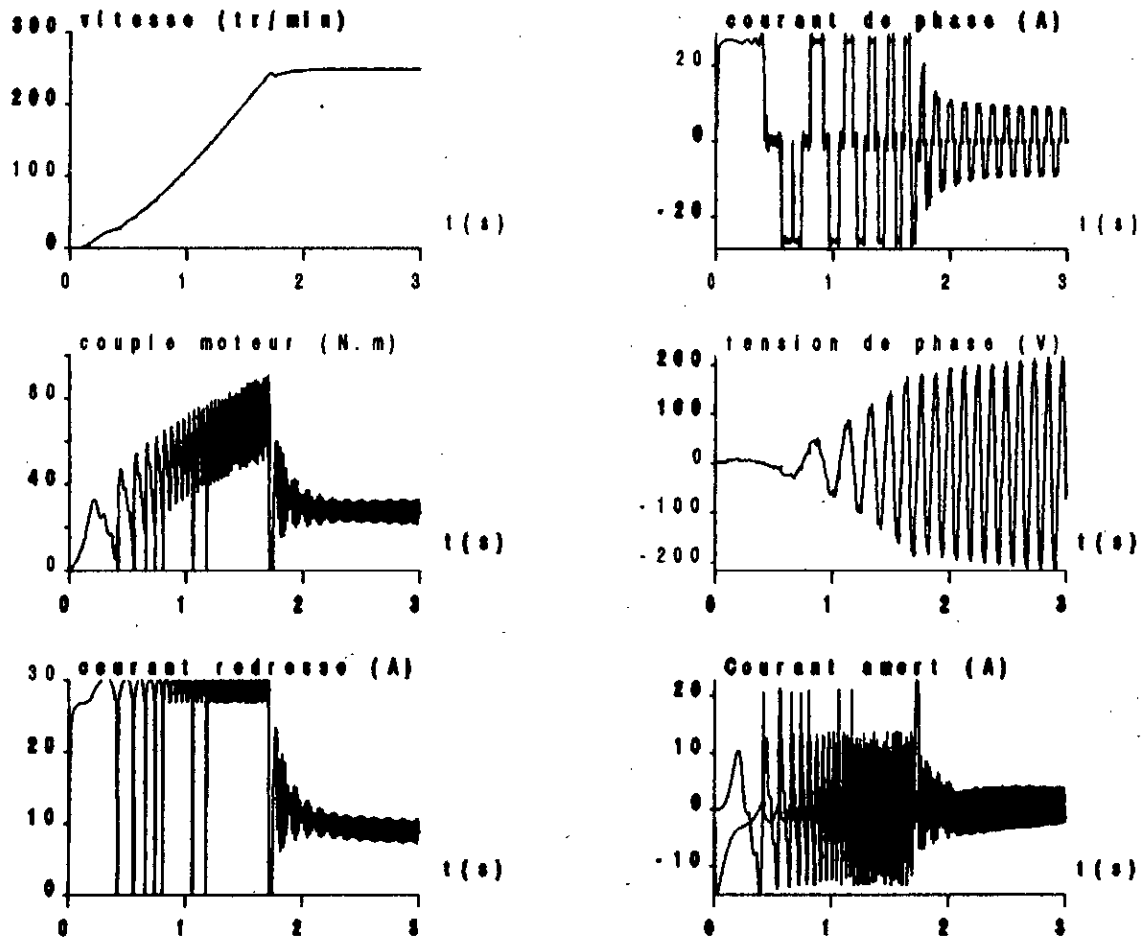


Fig 5.4 Réponse du réglage d'état en cascade lors du démarrage en charge avec $\psi=45^\circ$

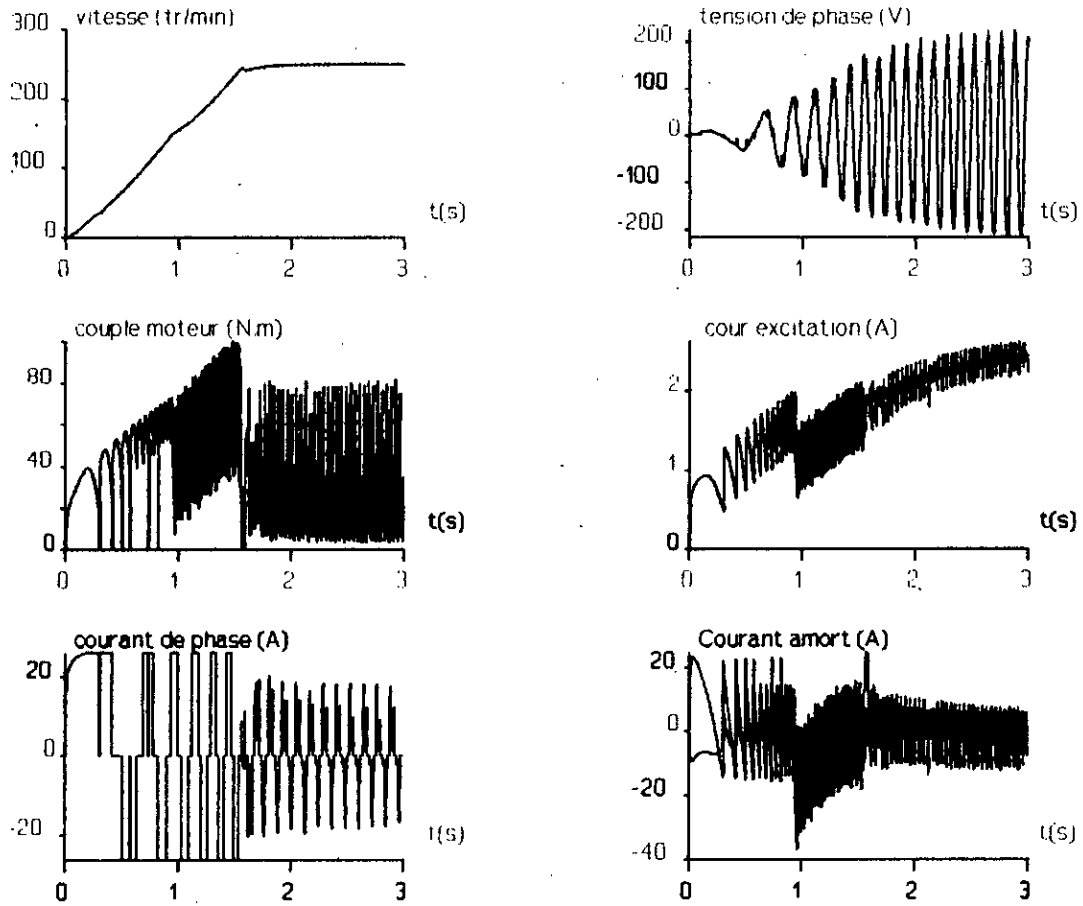


Fig 5.5 Réponse du réglage d'état en cascade lors du démarrage en charge avec d'une variation brusque de ψ

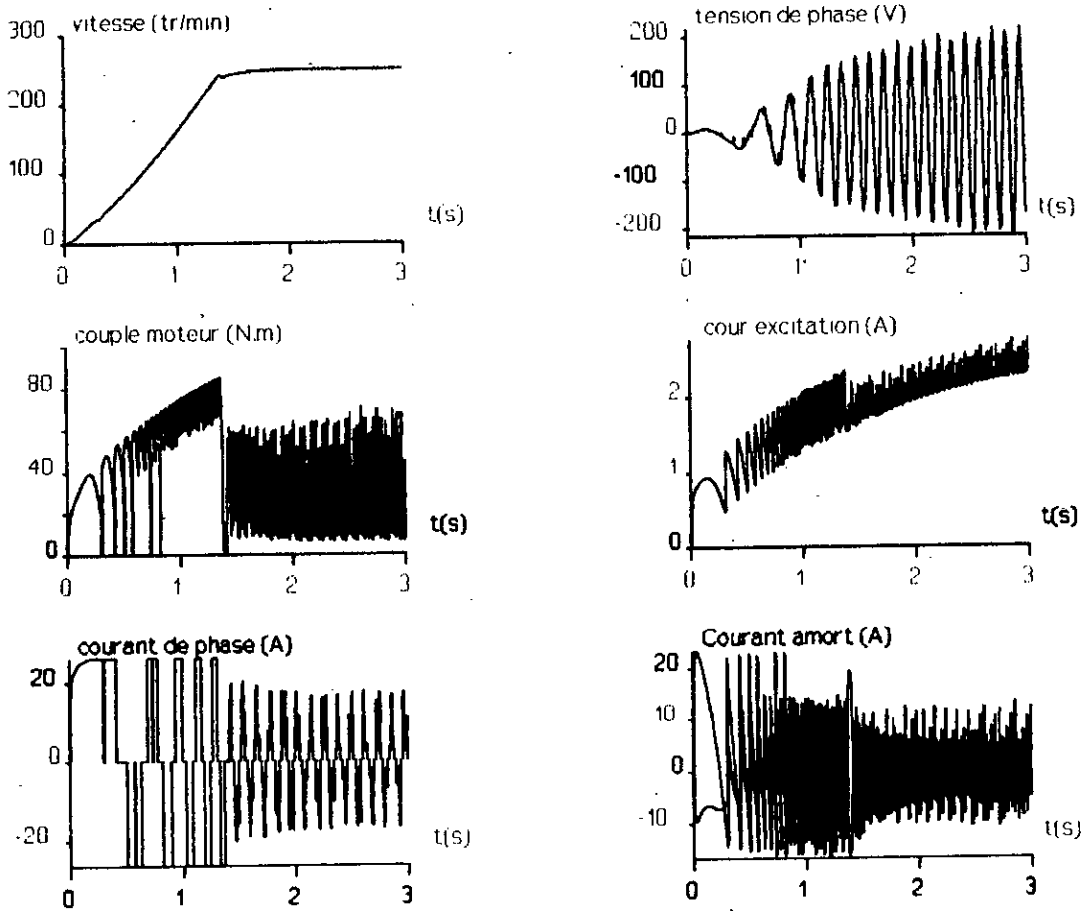


Fig 5.6 Réponse du réglage d'état en cascade lors du démarrage en charge avec variation linéaire de ψ

Sur la figure 5.5, nous simulons le comportement de la MSA, munie de réglages d'état en cascade, lors du démarrage avec un couple moteur maximum ($\psi=0$), suivi d'un changement brusque de l'angle de commande ($\psi=45^\circ$), lors du basculement du régime de commutation forcée à celui de commutation naturelle, en régime permanent. Ceci s'accompagne d'une diminution brusque du couple moteur qui se répercute sur la vitesse par un transitoire de ralentissement. Une amélioration de cette commande de l'angle de l'onduleur consiste à éviter le basculement brusque de ψ en le faisant varier linéairement jusqu'à la valeur $\psi=45^\circ$ (figure 5.6). Cette stratégie de commande assure la continuité du couple moteur et ne présente pas de ralentissement évident de la vitesse

5.4.2 Evaluation des performances de poursuite et de régulation

Pour comparer les performances des différents réglages, aussi bien lors de la poursuite que lors de la régulation, nous appliquons, la machine en marche, un échelon de consigne (250tr/mn- 400tr/mn), suivi d'un échelon de perturbation ($C_r=0.53w$) à $t=2s$ (figures 5.7 5.8 et 5.9). Les résultats obtenus montrent que:

- la dynamique de poursuite reste sensiblement la même, en passant d'un réglage par régulateurs PI à un réglage d'état en cascade. Toutefois, nous remarquons une diminution importante du taux d'ondulation du couple et du courant,

- La prise en compte du couple résistant est meilleure dans le cas du réglage d'état en cascade. Ceci se traduit par une diminution importante des ondulations du couple et du courant.

Sur les figures 5.10 et 5.11 nous montrons l'évolution de la machine lorsqu'on supprime respectivement les coefficients d'intervention directe de la consigne et de la perturbation. Dans le premier cas, les réponses du système présentent un retard non négligeable. Tandis que dans le deuxième cas, l'impact de la perturbation sur la vitesse est important.

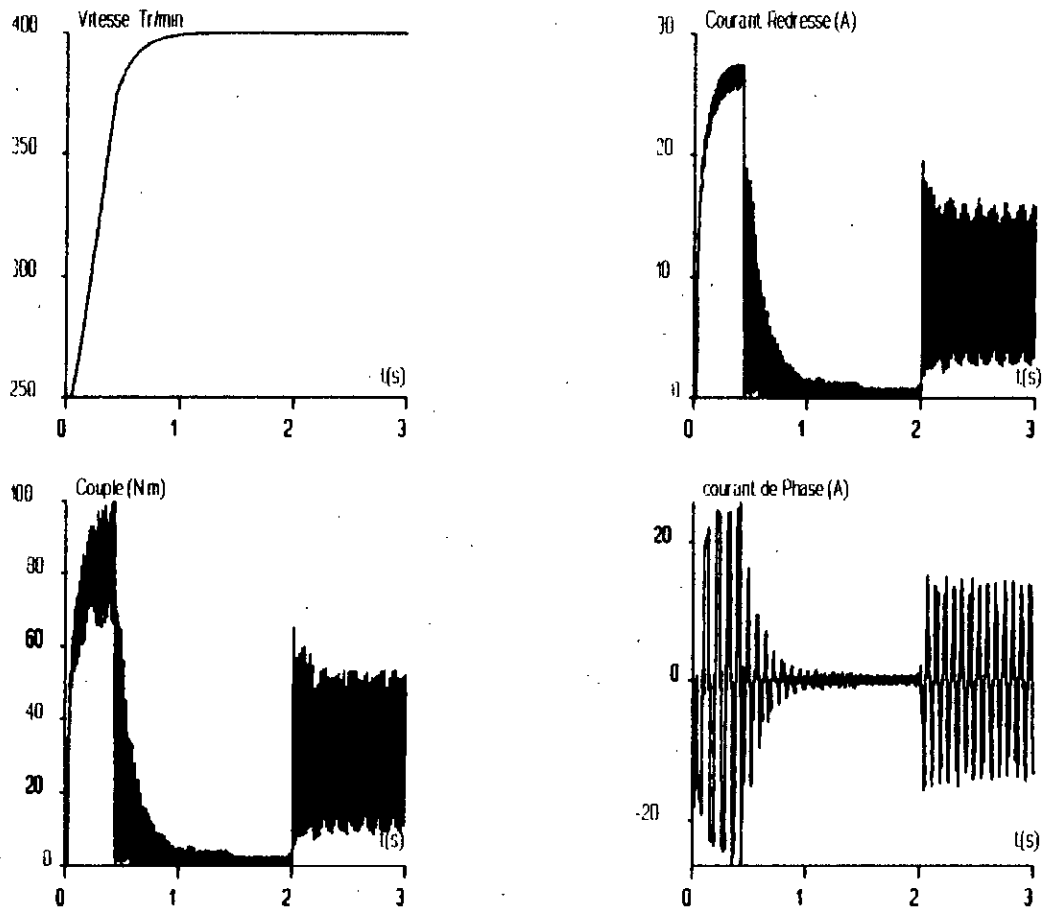


Fig 5.7 Réponse du réglage par régulateurs PI en cascade en régime de commutation naturelle

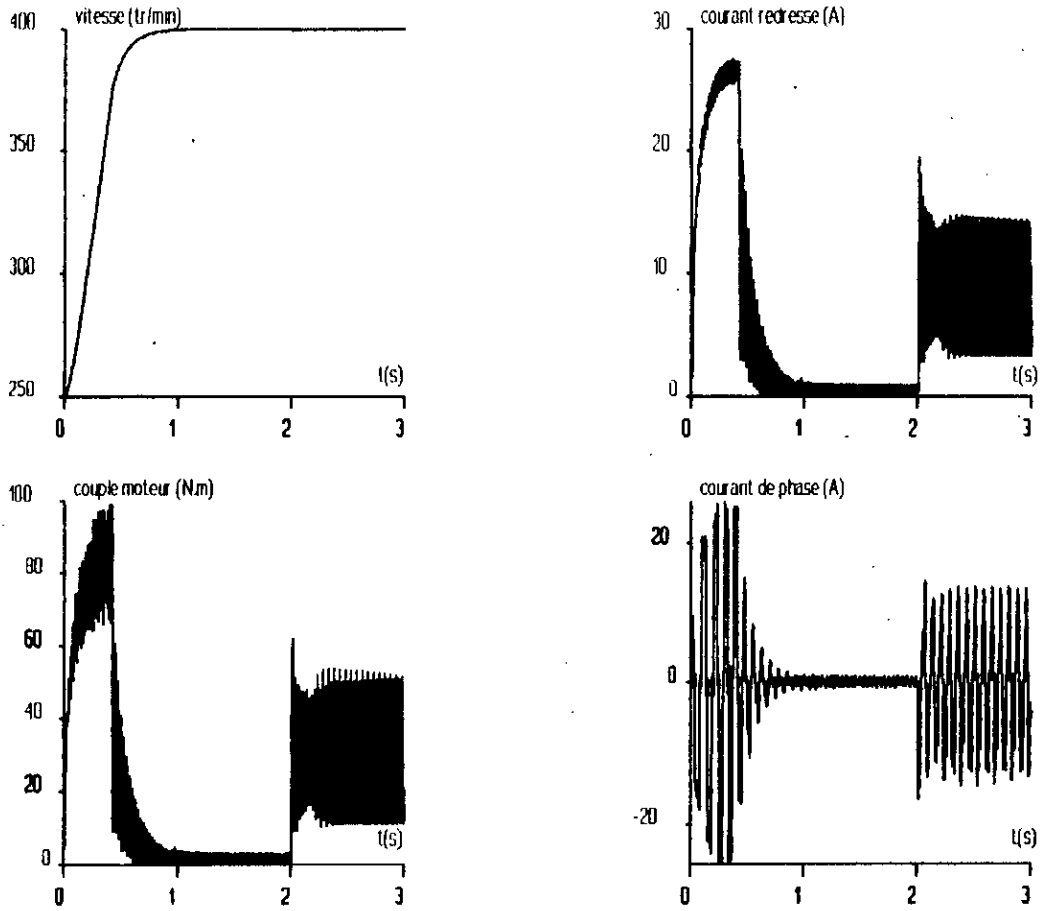


Fig 5.8 Réponse du réglage d'état de la vitesse en régime de commutation naturelle

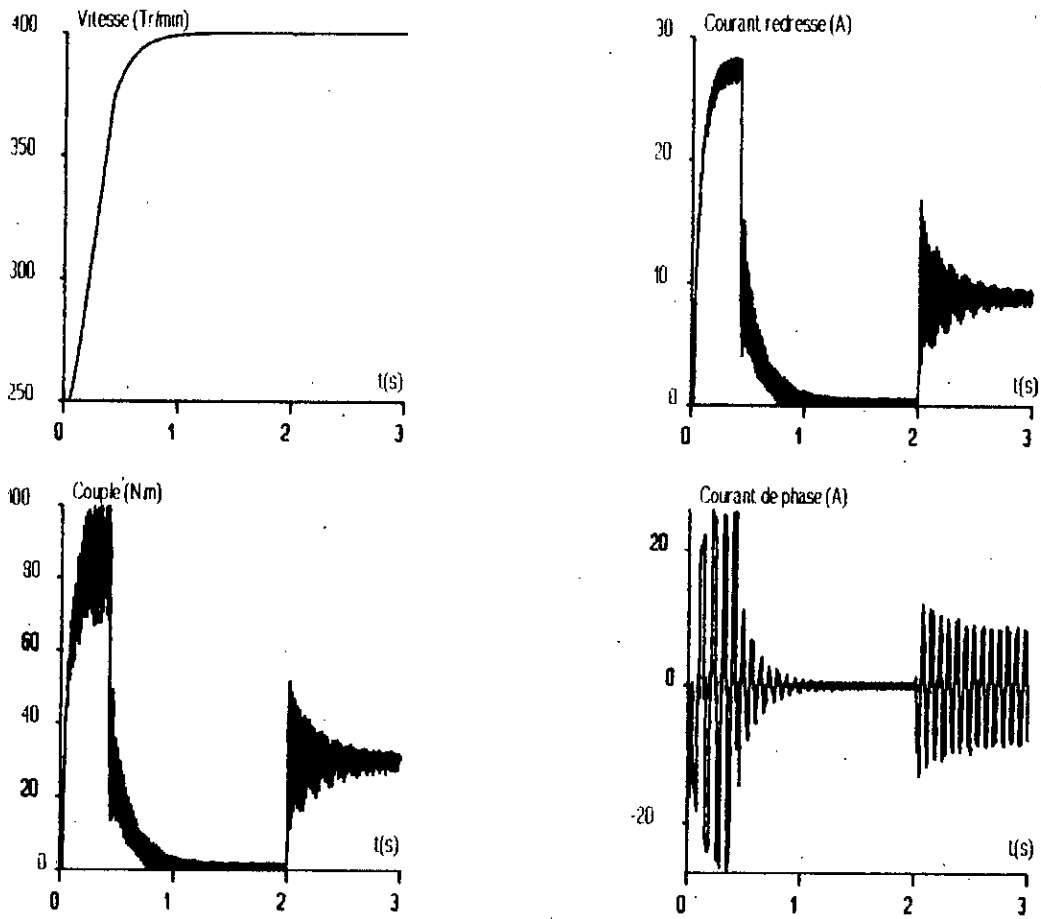


Fig 5.9 Réponse du réglage d'état en cascade en régime de commutation naturelle

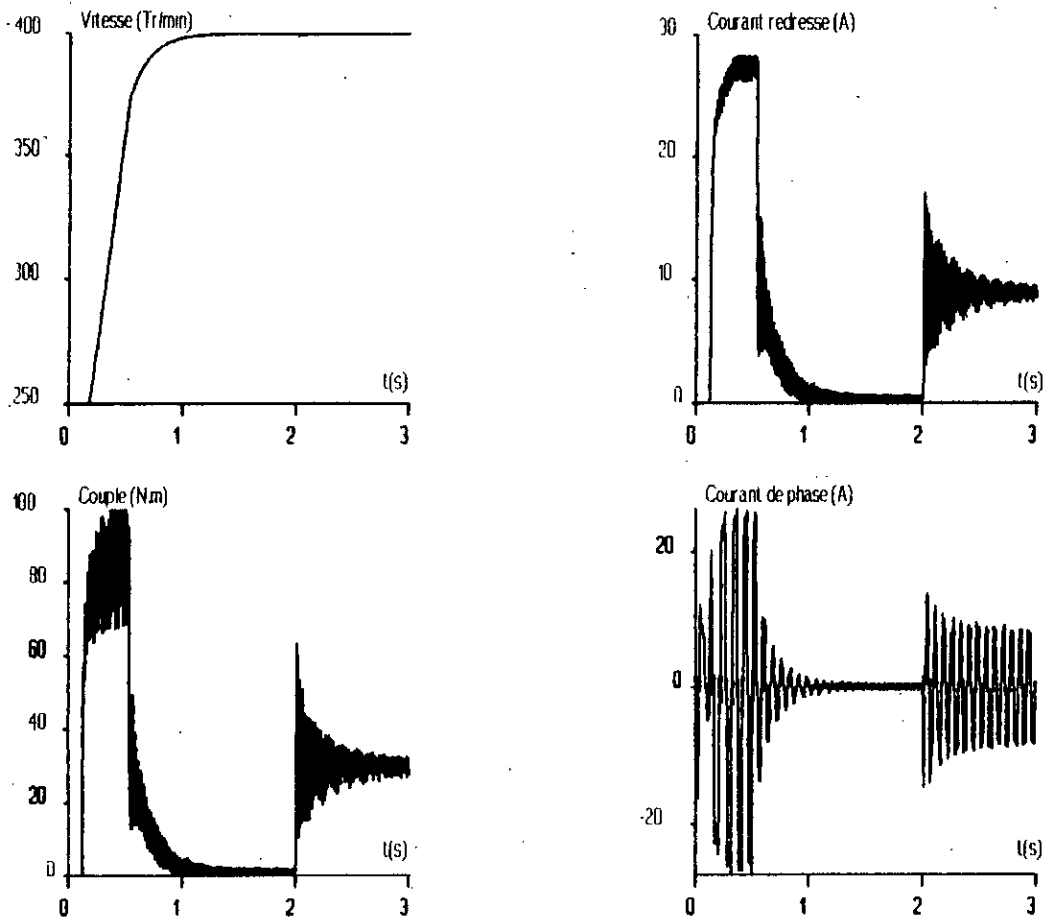


Fig 5.10 Effet de l'annulation du coefficient d'intervention directe de la consigne K_w

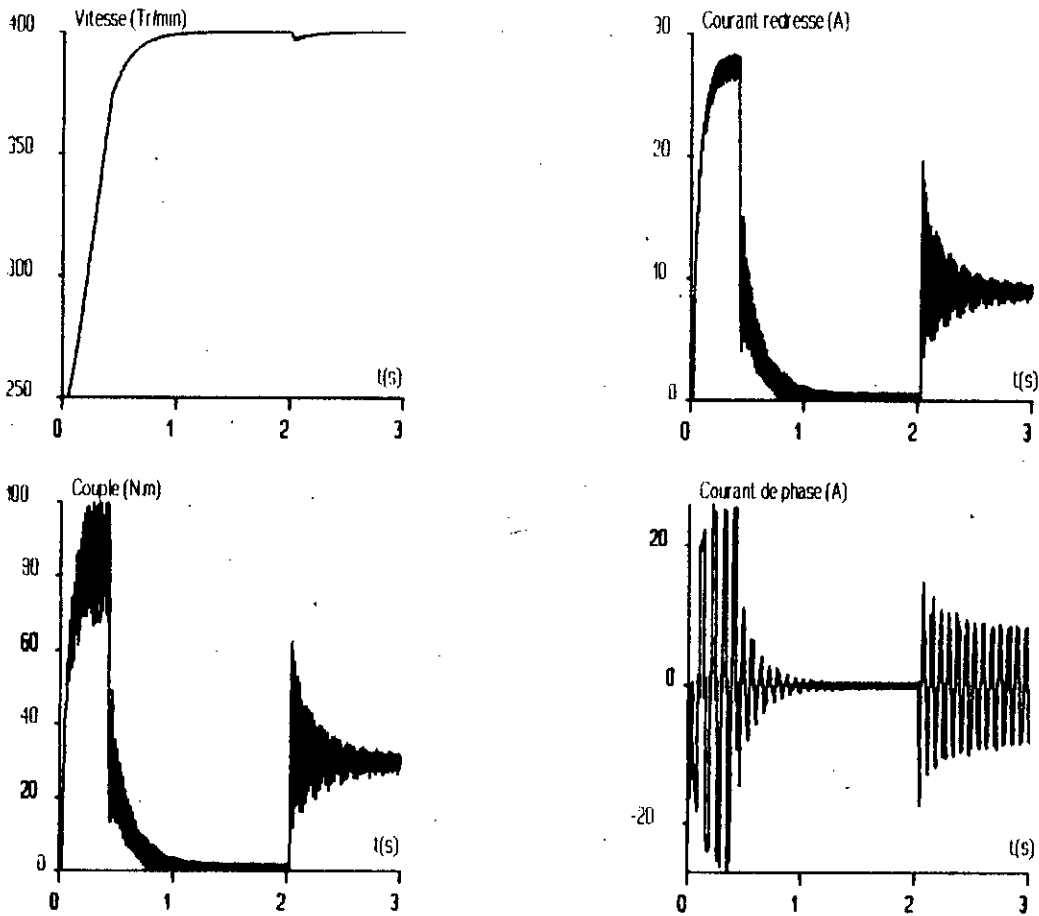


Fig 5.11 Effet de l'annulation du coefficient d'intervention directe de la perturbation K_v

CONCLUSION

Dans ces travaux, nous avons introduit des techniques modernes de réglage dans la commande numérique de la machine synchrone autopilotée alimentée en courant. Nous avons, dans un premier lieu, adopté un réglage par retour d'état échantillonné pour le réglage de vitesse de la machine. Ensuite nous avons introduit un retour d'état partiel échantillonné pour le réglage du courant. Les résultats obtenus montrent que les méthodes modernes de l'automatique sont bien adaptées à la commande de la machine synchrone autopilotée.

L'originalité de nos travaux apparaît dans les points suivants: L'application du réglage d'état échantillonné à la commande d'une MSA alimentée en courant, l'application du réglage d'état en cascade à cette même machine, L'introduction du réglage d'état en cascade avec observateur discret d'état et de perturbation, et enfin la simulation, dans des conditions proches de la pratique, de la MSA munie de réglages modernes.

Parallèlement nous avons appliqué les techniques de réglages numériques en cascade par régulateurs PI synthétisés par placement de pôles. Nous avons observé que:

-Les réglages par régulateurs PI numériques ont permis de contrôler de façon satisfaisante le régime de poursuite mais présentent des faiblesses pour la prise en compte des perturbations.

-Les réglages échantillonnés par contre-réaction d'état ont permis une amélioration des performances de poursuite et une prise en compte efficace des perturbations. Ces réglages, dont la structure découle d'une optimisation d'un critère de performance, conduisent à une pondération des grandeurs de commande qui se

traduit par une diminution des oscillations. Nous avons aussi montré la nécessité d'avoir recours à l'observation du couple résistant pour permettre au réglage d'état une prise en compte efficace et rapide des perturbations variables.

Il apparaît aussi de nos résultats que le réglage d'état présente une caractéristique importante qui est la robustesse des algorithmes de commande, non seulement vis à vis des variations de charge, mais aussi vis à vis des simplifications de modélisation. En effet, les résultats obtenus montrent le bon comportement du système lors du régime de commutation forcé ainsi que lors de la variation de l'angle de commande de l'onduleur. D'autre part, les résultats de simulations montrent que le modèle réduit de la MSA est valable. Ce modèle destiné à la synthèse des réglages, a conduit à des résultats satisfaisants, qui sont retrouvés lorsque le modèle non-linéaire est utilisé pour la simulation.

En outre, il est important de préciser que ces techniques modernes sont d'une implémentation pratique, sur microprocesseur, assez simple. Elles ont aussi l'avantage de demander un temps de calcul voisin de celui du réglage par régulateurs PI numérique, ce qui ne nécessite pas l'utilisation d'un matériel supplémentaire.

Il reste néanmoins, de nombreuses directions dans lesquelles cette étude peut être développée, pour améliorer encore les performances et les facilités d'utilisation. Il serait extrêmement intéressant de continuer cette étude par :

- L'application pratique des techniques de commande sur une MSA alimentée en courant,

- L'extension du réglage d'état monovariable au réglage d'état multivariable, et au réglage d'état robuste,

- l'étude de l'aspect électrotechnique (comportement des grandeurs électriques) en changeant les éléments caractéristiques du système.

Annexe

Paramètres électriques de la machine synchrone

Les principales caractéristiques de la machine sont:

3 phases	2 paires de pôles	
$f_n = 50 \text{ Hz}$	$U_n = 220 \text{ V}$	$S_n = 10 \text{ KVA}$
$i_f = 2.7 \text{ A}$	$I_n = 26.3 \text{ A}$	$C_r = 0.53 \text{ w}$

Les paramètres de la machine sont:

$X_d = 5.4 \ \Omega$	$X_q = 3.5 \ \Omega$	
$X'_d = 1.0 \ \Omega$		
$X''_d = 0.74 \ \Omega$	$X''_q = 0.96 \ \Omega$	
$R_s = 0.4 \ \Omega$	$R_f = 41 \ \Omega$	$R_d = 0.13 \ \Omega$
$L_f = 49 \text{ H}$	$L_d = 0.045 \text{ H}$	$M_{df} = 0.83 \text{ H}$
$J = 1.14 \text{ Nm s}^2 / \text{rd}$	$f = 0.614 \text{ Nm/rd/s}$	

Les constantes de temps de la machine sont:

$T_e = 0.19 \text{ s}$	$T_m = 1.65 \text{ s}$	
$T'_{d0} = 1.2 \text{ s}$	$T''_{d0} = 16 \text{ ms}$	$T''_{q0} = 96 \text{ ms}$
$T_{kdo} = 0.22 \text{ s}$	$T_{kq0} = 9.4 \text{ ms}$	

Les autres coefficients de la machine peuvent être déduits des relations suivantes:

$L_q/R_q = 96 \text{ ms}$	$L_D/R_D = 0.22 \text{ s}$
$M^2_{qQ}/L_Q = 8.1 \text{ mH}$	$M^2_{dD}/L_D = 17 \text{ mH}$
$M_{dD} M_{fD} / L_D = 795 \text{ mH}$	

LISTE DES PRINCIPAUX SYMBOLES

- a^T : Vecteur ligne contenant les coefficients de l'équation caractéristique du système réglé
- C_m, C_r : Couple moteur, couple résistant
- $d(q)$: Axe direct (en quadrature)
- e^T : Vecteur ligne auxiliaire
- E : Force contre électromotrice
- F : Matrice d'état du système échantillonné
- f : Coefficient de frottement
- h_u : Vecteur d'entrée du système échantillonné
- h_w, h_v : Vecteur d'entrée de la grandeur de consigne et de la grandeur de perturbation
- i_a, i_b, i_c : Courants instantanés des phases de la machine
- i_f : Courant d'excitation
- i_D, i_Q : Courants d'amortisseurs d'axe direct et en quadrature
- i_{ds}, i_{qs} : Courants instantanés des phases de la machine exprimés dans le référentiel lié au rotor
- I_d : Courant redressé
- J : Moment d'inertie des parties tournantes
- K : Matrice de contre-réaction du vecteur d'état du système

- K_{ri} : Coefficient de la contre-réaction d'état du régulateur intégrateur
- K_w, K_v : Coefficients d'intervention directe de la grandeur de consigne et de perturbation
- L_a, L_b, L_c : Inductances propres de phase de l'induit
- L_f : Inductance propre de l'inducteur
- L_D, L_Q : Inductances propres des amortisseurs
- L_{ds}, L_{qs} : Inductances propres de phase exprimées dans le référentiel lié au rotor
- M_{df}, M_{dD}, M_{dQ} : Inductances mutuelles entre induit-inducteur et induit amortisseurs
- M_{qD}, M_{qQ} : Inductances mutuelles entre induit ramené au rotor et inducteur
- M_{fD} : Inductance mutuelle entre inducteur et amortisseur direct
- P : Nombre de paires de pôles
- R_a : Résistance d'induit
- R_f : Résistance d'inducteur
- R_d : Résistance de la self de lissage de l'étage intermédiaire
- s : Opérateur de Laplace
- T_e : Constante de temps électrique
- T_m : Constante de temps mécanique
- T_c : Période d'échantillonnage

- T'_{do} : Constante de temps de l'inducteur, induit ouvert sans amortisseurs
 T''_{do} : Constante de temps d'amortisseur direct, induit ouvert
 T_{kdo} : Constante de temps des amortisseurs, induit et inducteur ouverts
 T_{kdo} : Constante de temps des amortisseurs, induit et inducteur en court-circuit
 T''_{qo} : Constante de temps d'amortisseur en quadrature, induit ouvert
 $V_a \quad V_b \quad V_c$: Tensions instantanées de phases de la machine
 V_f : Tension d'excitation
 V_d : Tension redressée aux bornes du redresseur
 V_m : Tension aux bornes du commutateur de courant
 X_d : Réactance synchrone d'axe longitudinal
 X_q : Réactance synchrone d'axe transversal
 X'_d : Réactance transitoire d'axe direct
 X''_d : Réactance subtransitoire d'axe direct
 X''_q : Réactance subtransitoire d'axe transverse
 α : Angle de commande du redresseur
 θ : Position angulaire électrique.
 ω_s : Vitesse angulaire électrique
 ω^r : Vitesse angulaire de rotation du rotor

BIBLIOGRAPHIE

- [1] P.C.Sen , Thyristor DC Drives.
Wiley-Interscience Publication 1981.
- [2] R.Chauprade, Procédé Moderne d'Entraînements à Vitesse Variable Par Moteurs Electriques Autopilotes de Grande Puissance. RGE Tome 87 No 10 Oct 1978.
- [3] P.C.Sen , Electric Motor Drives And Control- Past, Present, and Future. IEEE Trans Vol IE-37 No6 Dec 1990.
- [4] R.Chauprade, Commande Electronique des Machines Electriques à Vitesse Variable. Techniques de l'Ingénieur D5400 ,1976.
- [5] T.H.Barton , Variable Frequency Speed AC Drives. Electric Machines and Power Systems, No12 1987.
- [6] J.C.Bendien & J.Geuenich, On the Behaviour of a Current Fed Synchronous Machine Without DC Link Inductance. IEEE Trans Vol PE-5 No2 Avr 1990.
- [7] S.Yamamura , AC Motor for High Performance Applications. Marcel Dekker Inc, N.Y 1986
- [8] A.Jakubowicz, M.Nougaret & R.Perret, Simplified Model and Closed-Loop Control of a Commutatorless DC Motor. IEEE Trans IA-16 Mar/Avr 1980.
- [9] B.K.Bose, Power Electronics and AC drives. Prentice.Hall 1986.

- [10] D.W.Novotny & T.L.King, Equivalent Circuit Representation of Current Inverter Driven Synchronous Machines. IEEE Trans Vol PAS-100 No6 June 1981.
- [11] P.C.Sen & C.Namuduri, Digital Simulation of an Inverter-Fed Self Controlled Synchronous Motor. IEEE Trans Vol IE-34 No 2 May 1987.
- [12] F.Harashima, H.Naitoh & T.Haneyoshi, Dynamic Performance of Self-Controlled Synchronous Motors Fed by Current-Source Inverters. IEEE Trans Vol IA-15 Jan/Feb 1979.
- [13] S.Y.Hui & H.R.Bolton , Microcomputer Controlled Synchronous Motor Drives. Electric Machines and power systems, No12 1987.
- [14] D.Brown & P.D.Evans , Simulation of Low Voltage Brushless DC Motor Drives. 3rd International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives. No291, IEE London UK July 1988.
- [15] D.Brown & P.D.Evans , Simulation of Brushless DC Drives. IEE Proceedings Vol 137 Pt B No5 Sep 1990.
- [16] K.J Aström & B.Wittenmark , Computer-controlled systems. Prentice-Hall International Editions. 1990
- [17] T.H.Liu, C.M.Young & C.H.Liu, Microprocessor-Based Controlled Design and Simulation for a Permanent Magnet Synchronous Motor Drive. IEE Trans Vol IE-35 No 4 Nov 1988.
- [18] A.M.Sahref, H.G.Hamed & D.Luke, Microcomputer Based efficient autosynchronous motor drives.Electric Machines and Power Systems, No12 1988.
- [19] W.Leonhard , Control of Electrical Drives. Springer Verlag 1990.
- [20] J.P.Reido , Réglages d'Etat Digitaux Appliqués à la Machine Synchrone. Thèse doct ès Sciences EPFLausanne 1985.

- [21] H.Bühler, Impact of Modern Automatic Control Theory on Electrical Drives. 10 th IFAC World Congress On Automatic Control, Preprints, Vol 3, Munich, 1987.
- [22] C.chen , The mathematical model and computer simulation of an LCI drive.Electric Machines and Power Systems, No13 1987.
- [23] P.C.Krause, Analysis of Electric Machinery. Mc Graw-Hill International Editions 1987.
- [24] D.P.Sengupta & J.W. Lynn, Electrical Machine Dynamics. MacMillan Press Ltd 1980.
- [25] L.Nezli , Etude en Simulation d'une Machine Synchrone Autopilotée. Thèse Magister ENP-Alger 1985.
- [26] J.P.Louis , B.Multon & M.Lavabre, Commande des MCC à Vitesses Variables. Techniques de l'Ingénieur D 3610 Génie-Electrique 1989.
- [27] H.Le-Huy, R.Perret & D.Roye, Commande Numérique d'une Machine Synchrone Autopilotée par Microprocesseur. RGE Tome 1 No 82 Jan 1982.
- [28] A.Abdel-Razek, J.P.Pierrat, M.Poloujadoff, A Wiart, Fréquence Limite de Fonctionnement en commutation Naturelle d'un MSA. RGE Tome 88 No 9, Sep 1979
- [29] H.Le-Huy, Etude de la Commande Numérique par Microprocesseur d'une Machine Synchrone Autopilotée. Thèse Doct-Ing INPGrenoble 1980.
- [30] H.Bühler, Electronique de Commande et de Réglage. Presses Polytechnique Rommandes 1985.
- [31] M.S.Boucherit , Simulation des Commandes Numériques Optimales d'une Association Hacheur-MCC. Thèse de Magister ENP-Alger 1988.

- [32] H.Bühler, Réglages Echantillonnés : Traitement par la TZ. Presses Polytechnique Rommandes 1987.
- [33] R. Isermann , Digital control Systems. Springer Verlag Berlin,1985.
- [34] H.Bühler, Réglages Echantillonnés : Traitement dans l'Espace d'Etat. Presses Polytechnique Rommandes 1987.
- [35] A.Kazadaghli ,F.Piriou & A.Razek , Modélisation Numérique des Entraînements Autopilotes à Vitesse Elevée Variable. RGE Tome 4 No 84 Avr 1984.
- [36] G.Aytanasiu, G.Daniel Andreçscu, State Variable Analysis of Transient Performances of Self-controlled Synchronous Motors.International Conference on Electrical Machines ICEM86 , Proc Part 3 Munchen,1986.
- [37] P.C.Krause & T.Lipo, Analysis and Simplified Representation of Rectifier-Inverter Reluctance-Synchronous Motor Drives. IEEE Trans PAS-88 No6 1969.
- [38] L.Mazenc & C.Trannoy, Quelques Aspects de l'Etude du remplacement du collecteur par un commutateur statique. RGE Tome 81 ,1972.
- [39] R.Klein, L'Association Onduleurs-Machines Synchrones. RGE Tome 85 no 1 Jan 1976.
- [40] J.Chatelain, Machines Electriques. Tome 2. Dunod Paris 1983.
- [41] P.Pillay & R.Krishnan, Modeling of Permanent Magnet Motor Drives. IEE Trans IE-35 No 4 Nov 1988.
- [42] B.K.Bose & P.M.Szczesny, A Microcomputer-Based Control and Simulation of an Advanced IPM Synchronous Machine Drive System for Electric Vehicle Propulsion.IEEE Trans Vol IE-35 Nov 1988.

- [43] J.Rosa, Utilization and Rating of Machine Commutated Inverter-Synchronous Motor Drives. IEEE Trans Vol IA-15 Mar/Avr 1979.
- [44] B.Robyns, Commande numérique des Moteurs Synchrones et Asynchrones. Séminaire sur les Entraînements Electriques à Vitesse Variable, Rabat Maroc ,21.24 Avr 1992.
- [45] F.Harashima, K.Iwamoto & H.Naitoh , Stability Analysis of Constant Margin-Angle Controlled Commutatorless Motor. IEEE Trans vol IA-19 No5 Sep/Oct 1983.
- [46] Y.He & Y.wang, The State-Space Analysis of Excitation Regulation of SCSM with Constant Margin-Angle Control. IEEE Vol PE-5 No3 July 1990.
- [47] J.Davoine, R.Perret & H.Le-Huy , Operation of a Self-Controlled Synchronous Machine without Position Sensor. IEEE Trans Vol-19 No2 Mar/Avr 1983.
- [48] P.pillay , R.Krishnan , Control Characteristics and Speed Controller Design of a High Performance Permanent Magnet Synchronous Motor Drive. IEEE Trans Vol-PE-5 Apr 1990.
- [49] G.R.Slemon & A.V.Gumaste , Steady-State Analysis of a Permanent Magnet Synchronous Motor Drive with Current Source Inverter. IEEE Trans Vol IA-19 No2 Mar/Apr 1983.
- [50] L.H.Walker, A High-Performance Controlled-Current Inverter Drive. IEEE Trans Vol IA-16 NO 2 March/Avr 1980.

Publications

- [1] M.F.Khène , M.S.Boucherit & L.Nezli , Etude Comparative de Commande Numérique d'un MSA: Réglage par Placement de Pôles et Réglages d'Etat. Conférence sur les Signaux ,Systèmes & l'Automatique SSA'92 Blida-Algérie Dec 1992 .

- [2] M.F.Khène , M.S.Boucherit & L.Nezli , Réglages par Retour d'Etat en Cascade d'un MSA. Journées Tunisiennes sur l'Electrotechnique et l'Automatique JTEA '93.Tunis-Tunisie Fev 1993.
- [3] M.F.Khène , M.S.Boucherit & L.Nezli , Simulation Study of a cascade state-feedback Control of a CSI_SCSM. IMACS TC1'93 Montréal-Canada, July 1993.
- [4] M.F.Khène , M.S.Boucherit & L.Nezli, Simulation Study of a speed state-feedback Control of a CSI_SCSM. Middle East Power Conference MEPCON-94. Giza-Egypt, Jan 1994.
- [5] M.F.Khène , M.S.Boucherit & L.Nezli, Réglages d'état échantillonnés d'une MSA alimentée en courant avec observateur du couple résistant. 2nd International Meeting on Components & Electronic System IMECS2. Sidi-Bel-Abbès-Algérie, Nov 1993.