الجمهورية الجزائرية الديمقراطيـة الشعبيـة

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DE BATNA

Faculté des sciences de l'ingénieur

Département d'Electrotechnique

Mémoire de Magister

En Electrotechnique - Option : Electronique de Puissance

Présenté par :

FADLI OUAHIBA

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique - Université de Batna

THEME :

MODELISATION ET COMMANDE NON LINEAIRE DE L'ASSOCIATION : MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS – ONDULEUR DE TENSION A TROIS NIVEAUX

Mémoire soutenu, le 18 Juin 2006 , devant le jury composé de :

Dr Abdessemed Rachid	*Professeur*	*Univ- Batna*	*Président*
Dr Bendaas Med Lokmane	*Maître de conférences*	*Univ- Batna*	*Rapporteur*
Dr Kadjoudj Mohamed	*Maître de conférences*	*Univ- Batna*	*Co-Rapporteur*
Dr Golea Amar	*Maître de conférences*	*Univ- Biskra*	*Examinateur*
Dr Naceri Farid	*Maître de conférences*	*Univ- Batna*	*Examinateur*

Année 2006

DEDICACES

DEDICACES

A ma tendre et douce mère, je dédie ce mémoire de magister; qui sans elle, je ne serais pas là, pour écrire ces quelques lignes a sa mémoire. Merci, maman pour toutes ces belles années, passées ensemble, pour ton amour, ta tendresse, ta gentillesse et ta patience. Que ton âme, trouve paix et salut auprès de Dieu, cléments et miséricordieux.

Je dédie aussi ce mémoire a mon très cher mari; je le remercie pour son aide et pour sa patience. On dit que les bons enseignants font les meilleurs élèves; que dire alors lorsqu'on a le meilleur professeur à la maison.

Je le dédie aussi à mon très cher père, à mes petits poussins Oussama, Besma, Dania, Amani et Mohamed El Amin.

Sans oublier ma très chère sœur, Wassila et mes neveux, Amir et Rania.

REMERCIMENTS

REMERCIMENTS

Ce travail a été réalisé au sein du Département d'Electrotechnique de l'Université de Batna.

J'adresse mes sincères remerciements à :

Monsieur ABDESSEMED Rachid, Professeur au Département d'Electrotechnique de l'Université de Batna et Directeur du LEB, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de soutenance du présent mémoire de magister. Qu'il trouve ici l'expression de ma reconnaissance ainsi que ma sincère gratitude.

Monsieur Golea Amar, Maître de Conférences au Département d'Electrotechnique de l'Université de Biskra, pour l'intérêt qu'il a porté à mes travaux en acceptant d'évaluer ce mémoire et d'être membre du jury. Qu'il trouve ici l'expression des mes sincères remerciements et de mon profond respect.

Monsieur NACERI Farid, Maître de Conférences au Département d'Electrotechnique de l'Université de Batna, pour l'intérêt qu'il a porté à mes travaux et sa patience pour évaluer ce mémoire et d'être membre du jury. Qu'il trouve ici l'expression des mes sincères remerciements.

Monsieur BENDAAS Mohamed Lokmane, Maître de Conférences au Département d'Electrotechnique de l'Université de Batna, qui a bien voulu proposer le thème du magister et qui a su diriger le présent travail de recherche avec clairvoyance, disponibilité et patience. Qu'il trouve ici l'expression de ma plus profonde reconnaissance.

Monsieur KADJOUDJ Mohamed, Maître de Conférences au Département d'Electrotechnique de l'Université de Batna, qui a bien voulu accepter de participer à l'encadrement du présent mémoire et qui m'a conseillé sans ménagement, pour contribuer à l'aboutissement et la réussite de ce travail . Qu'il trouve ici mes sincères remerciements.

Je tiens à remercier l'ensemble des Enseignants du Magister, pour leur clairvoyance, disponibilité et patience, tout le long de mes études de post graduation et spécialement le Docteur N.GOLEA qui a su, par son cours sur les techniques de commandes avancées, m'orienter vers la commande non linéaire.

Je tiens à remercier, particulièrement, Monsieur BOUAKAZ Ouahid, pour l'aide précieuse qu'il m'a apporter, pour accomplir le présent travail, par sa maîtrise du logiciel de simulation ainsi que sa profonde connaissance des onduleurs multi niveaux. Qu'il trouve ici mes sincères remerciements.

A tous ceux qui ont permet la réalisation de ce travail, j'exprime ici ma profonde reconnaissance et spécialement Monsieur FETHA Chérif, qui a met à ma disposition toute la logistique nécessaire.

LISTE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

NOTATIONS ET SYMBOLES

Modèle de la machine

MSAP	*: Machine synchrone à aimants permanents*
(d,q)	*: Indice du repère de Park lié au rotor*
R_s	*: Résistance statorique*
L_d	*: Inductance statorique directe*
L_q	*: Inductance statorique quadratique*
φ_f	*: Flux d'excitation des aimants permanents*
φ	*: Flux satatorique*
(φ_d,φ_q)	*: Composantes du flux statorique*
(i_d,i_q)	*: Composantes du courant statorique*
C_e	*: Couple électromagnétique*
C_r	*: Couple électromagnétique*
m	*: Nombre de phases de la machine*
p	*: Nombre de paire de pôles*
J	*: Moment d'inertie totale de la machine*
f	*: Coefficient de frottement visqueux*
ω	*: Pulsation électrique rotorique*
Ω	*: Vitesse de rotation mécanique du rotor*

Commande non linéaire

X	*: Vecteur d'état de dimension n*
U	*: Vecteur de commande physique (entrées) de dimension p*
f,g	*: Fonctions lisses non linéaires*
h	*: Sorties du système (variables à contrôler)*
y	*: Vecteur des sorties*
n	*: Ordre du système*
p	*: Ordre du vecteur de commande U*
G	*: Matrice (n x p)*

F	: Matrice (n x 1)
$\alpha(x)$	: Matrice de bouclage
$\beta(x)$	: Matrice de bouclage
v	: Vecteur de commande interne
$\overline{x}$	: Point d'équilibre
x_0	: Point initiale
V	: Voisinage d'un point
M	: Variété de dimension n
T	: Difféomorphisme (changement de coordonnées)
$L_f h(\ )$	: Opérateur de Lie
r	: Degré relatif d'une fonction de sortie
$y^{(r)}$	: Dérivée de Lie d'ordre r
y_{ref}	: Trajectoire de référence
e	: Erreur de suivie
Δ_c	: Distribution de commandabilité
O	: Espace d'observabilité
dO	: Codistribution d'observabilité
$D(x)$	: Matrice de découplage
$A(x)$	: Matrice de Bouclage
(K_P,K_I)	: Gains du régulateur (PI) de vitesse
α_{11}	: Coefficients du régulateur non linéaire du courant i_d
α_{21} et α_{22}	: Coefficients du régulateur non linéaire de la vitesse
β_{11}	: Coefficient du régulateur non linéaire du couple
β_{21}	: Coefficients du régulateur non linéaire du flux
$\rho(x)$	: Position du flux statorique

Onduleur de tension à trois niveaux

NPC	: Neutral point clamping (Point neutre des sources continues : M)
MLI	: Modulation de largeur d'impulsion
K	: Interrupteur bidirectionnel en courant

C_{ij} : Commande de l'interrupteur (j=1,4) du bras d'onduleur(i=1,3)

$U_{C1,\,2}$: Tensions aux bornes des condensateurs de l'étage continu.

E : Tension continue appliquée à l'onduleur

$I_{d1,0,2}$: Courants de l'étage continu

$V_{A,B,C}$: Tension simple de la machine

$I_{A,B,C}$: Courants de lignes de la machine

$V_{AM,BM,CM}$: Tensions polaires

Rmn : Réceptivité de transition entre la configuration (m) et (n)

F_{ij} : Fonction de connexion de l'interrupteur K_{ij}

F^{b}_{im} : Fonction de connexion du demi- bras i

[N(t)] : Matrice de conversion simple

[M(t)] : Matrice de conversion composée

$U_{p1,\,2}$: Porteuses unipolaires en dents de scie

U_{pm} : Décalage entre les deux porteuses

T_p : Période des porteuses

SOMMAIRE

SOMMAIRE

CHAPITRE III : COMMANDE NON LINEAIRE DE LA MSAP "CONTROLE DU COUPLE ET DU FLUX STATORIQUE"

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Bien que la plus ancienne des machines tournantes industrielle, la machine à courant continu reste très utilisée et particulièrement comme actionneur. Ceci tient au fait que son fonctionnement est d'une grande simplicité, de même que sa modélisation, mais surtout ses performances statiques et dynamiques sont exceptionnelles. En effet le couple est le produit vectoriel de deux grandeurs naturellement orthogonales (flux inducteurs et courant d'induit) quasiment indépendantes et indépendantes de la vitesse et de la position du rotor [3]. De plus, sa commande en couple, vitesse ou position à partir des tensions d'alimentation de l'induit ou de l'inducteur est des plus aisée et les convertisseurs statiques nécessaires, redresseurs ou hacheurs, sont également simples et facilement contrôlables. De toutes les associations : machine - Convertisseur- commande c'est l'ensemble le plus simple qui puisse exister avec les meilleurs performances. Ces associations, ne cèdent la place que lorsque les limites mécaniques, électriques ou thermiques de l'ensemble collecteur - ballais sont atteintes (milieu hostile, coût, vitesses élevées ou de grandes puissances), dans ces cas de figures le recours aux machines à courant alternatif est une solution intéressante.

Les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance d'une part, par le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robuste et rapides et d'autre part, l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion ainsi que, le très fort développement dans le domaine de la microinformatique, ont permet une large utilisation des entraînement à vitesse variables à courants alternatifs.

La machine synchrone à aimants permanents est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inerties ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotique, servomoteurs, entraînement à vitesse variable...etc.) [1], [3].Mais sa commande est plus complexe que celle d'une machine à courant continu ; car il est très difficile d'obtenir le découplage effectif des deux paramètres de commande qui sont le flux magnétique et le couple mécanique qu'il faux réguler indépendamment l'un de l'autre [1], [3], [12].

La modélisation des machines également un passage obligée, que ce soit en modèles continus avec fonctions de transfert ou équations d'état, avec recherche de réduction d'ordre pour la synthèse des régulateurs et des correcteurs ou la détermination des algorithmes de calcul en commande numérique. Selon l'application et les performances étudiées, on pourra adopter l'une ou l'autre des deux méthodes d'analyse à notre disposition : soit la méthode fréquentielle, soit la méthode temporelle, plus moderne et plus puissante mais plus complexe, des variables d'état [3].

Parmi les techniques de commande appliquées aux machines synchrones à aimants permanents, on cite : l'autopilotage, la commande scalaire, la commande vectorielle et la commande non linéaire dite : ***linéarisation entrée - sortie par retour d'état non linéaire*** *[11], [24], [25], pour tenter de retrouver les performances optimales des machines à courant continu*

[3].On cherche donc à obtenir une commande découplée pour réguler le flux dans la machine et le couple qu'elle développe indépendamment l'un de l'autre. Pour notre cas on opte pour la Commande non linéaire qui se présente comme une alternative à la commande vectorielle, qui pert de ces performances de découplage en régime transitoire [12].

Parmi les techniques de la commande non linéaire appliquées au domaine de la commande des machines électriques, la linéarisation entrée - sortie par retour d'état, basée sur la Géométrie Différentielle (dérivée de Lie) afin de l'appliquer sur la machine synchrone [5], [6], [7], [8], [9]. Le but de cette technique est de transformer le système multi entrées-sorties non linéaire en une chaîne de systèmes linéaires et découplés, en utilisant un retour d'état linéarisant avec découplage entrée-sortie. De là, on pourra appliquer la théorie des systèmes linéaires [12], [21], qui se résume en un placement de pôle pour assurer un suivi asymptotique des trajectoires de références et une étude de la dynamique des zéros.

Malgré leurs avantages, les onduleurs conventionnels (à deux niveaux) sont limités aux applications de faibles et de moyenne puissances seulement (1.4KV, 1MVA) [36] Dans les applications de fortes puissances (10MVA, 6KV) [52], la structure à trois niveaux est la plus adaptée, par rapport à la structure à deux niveaux, du fait que les tensions et les courants de sortie présentent un taux de distorsion harmoniques nettement inférieur et les tensions du mode homopolaire sont réduites [64]. La tension aux bornes de chaque interrupteur est divisée par deux et la fréquence de hachage est plus basse [40], [41], [45].

Puisque le choix de la meilleure topologie d'onduleurs multiniveaux et de la meilleure stratégie de commande, pour chaque application donnée, n'est pas souvent clair, ces derniers font sans cesse l'objet de nombreuses publications. Les différentes topologies de onduleurs multiniveaux, peuvent êtres classées comme suit [61], [64], [69] :

- *Onduleurs à diode de bouclage, de type NPC.*
- *Onduleurs à condensations flotteurs.*
- *Onduleurs en cascade.*

De même les différentes stratégies de commande de modulation peuvent êtres classées comme suit [64], [40], [36], [62], [54], [55], [40], [36].

- *Commande en pleine onde.*
- *Modulation de largeur d'impulsion (MLI) :*
    - *MLI sinusoïdale.*
    - *MLI Vectorielle.*

Les performances de la commande de la MSAP associée à un onduleur de tension trois niveaux sont meilleures que celles d'un onduleur classique, reste à bien choisir la stratégie de commande approprié et qui offre les meilleures performances spectrales des grandeurs de sortie de l'onduleur multiniveaux [38], [64], [69].

Structure du mémoire :

Le présent mémoire peut être structuré comme suit :

- *Dans le premier chapitre, on traite la modélisation de la machine synchrone avec des aimants permanents enterrés au rotor avec une saillance inversée, dans le référentiel de Park, lié au rotor. Puis on développe un modèle d'état non linéaire, en courant puis en flux, de la MSAP, qui s'adapte avec le formalisme de la commande non linéaire.*

- *Le deuxième chapitre commence par une illustration théorique de la commande non linéaire statique du type linéarisation entrée–sortie par retour d'état non linéaire, puis une application directe au contrôle du courant et de la vitesse de la MSAP. L'algorithme de contrôle ainsi élaboré concerne est basé sur un modèle à paramètres constants.*

- *Le troisième chapitre présente une application directe de la commande non linéaire, décrite auparavant, à la conduite de la machine synchrone à aimants permanents et spécialement le contrôle du couple et du flux statorique*

- *Le dernier chapitre présente les performances de la commande non linéaire de la MSAP, associée à un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC. On commence par la présentation de l'onduleur à trois niveaux, l'élaboration de son modèle de connaissance par réseau de Pétri, en mode commandable avec une commande complémentaire optimale. Puis on s'intéresse à sa commande par une MLI sinusoïdale à deux porteuses triangulaires unipolaires, afin de réduire le taux d'harmonique des tensions de sorties. Enfin une simulation de l'association MSAP-Onduleur est réalisée pour évaluer les performances de la conduite de la MSAP, d'une part, et les performances spectrales des tensions de sortie, d'autre part.*

CHAPITRE I

MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

I-1- INTRODUCTION

I-1-1- Problématique de la modélisation

La théorie unifiée des machines électriques classiques, dites encore théorie généralisée, est basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement appelés d, pour direct, et q, pour quadrature .Ces deux axes sont utilisés, par exemple dans la théorie de Blondel des machines synchrones et lié au rotor. L'axe d est l'axe polaire et l'axe q, l'axe interpolaire [3].

La modélisation des machines et des convertisseurs en régime dynamique est également un passage obligée, que ce soit en modèles continus avec fonctions de transfert ou équations d'état, avec recherche de réduction d'ordre pour la synthèse des régulateurs et des correcteurs ou la détermination des algorithmes de calcul en commande numérique.

Le modèle des machines à courant alternatif est beaucoup plus complexe que celui des machines à courant continu et leur commande se verra plus complexe, du fait que [1], [3] :

- *les grandeurs sont alternatives, à fréquence fixe ou variable*
- *le degré du système électromécanique est généralement plus élevé que celui des systèmes à base de machines à courant continu.*
- *le système est non linéaire à cœfficients variables et à entrées et sorties multiples.*

On peut citer quatre types de machine synchrone [3]:

- *Machine synchrone à rotor bobiné et entrefer lisse (L_d=L_q) ;*
- *Machine synchrone à rotor bobiné et pôles saillants (L_d>L_q) (effet de la saillance : augmentation du couple max) ;*
- *Machine synchrone à aimants permanents montés en surface du rotor sans pièces polaires (L_d=L_q) (grand entrefer) (on peut avoir un couple trapézoïdale) ;*
- *Machine synchrone à aimants permanents enterrés au rotor, (L_d<L_q) (possibilité de vitesse de rotation élevées).*

Pour notre cas on s'intéresse à l'étude, la modélisation et la commande de la dernière variante des machines synchrones citées ci déçus.

I-1-2- Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine synchrone à aimants permanents est subordonnée par les hypothèses simplificatrices suivantes, [2], [3], [4] :

- *l'entrefer est d'épaisseur uniforme ;*
- *l'effet d'encochage est négligeable ;*
- *l'induction dans l'entrefer est sinusoïdale ;*
- *distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer*
- *le circuit magnétique est supposé non saturer ;*
- *les harmoniques d'encoche et d'espaces ne sont pas prises en compte ;*
- *le circuit magnétique est supposé parfaitement feuilleté, ie : les courants de Foucault sont négligeables ;*
- *l'hystérésis, l'effet de peau ainsi que l'effet de la température sont négligeables.*

I-1-3- Caractéristiques de la MSAP

- *machine synchrone à aimants permanents en terre rare, ce qui engendre un flux d'excitation constant au rotor (φ_f);*
- *la machine n'est pas dotée d'amortisseurs ;*
- *les aimants sont enterrés au rotor avec une saillance inversée par conséquent les inductances propres du stator selon les axes d et q sont différents ($L_q > L_d$) [3].*

I - 2 - MODELISATION DE PARK DE LA MSAP

I - 2 - 1 – Choix du Référentiel

On choisi le référentiel de Park (d,q) lié au rotor [1], [2].

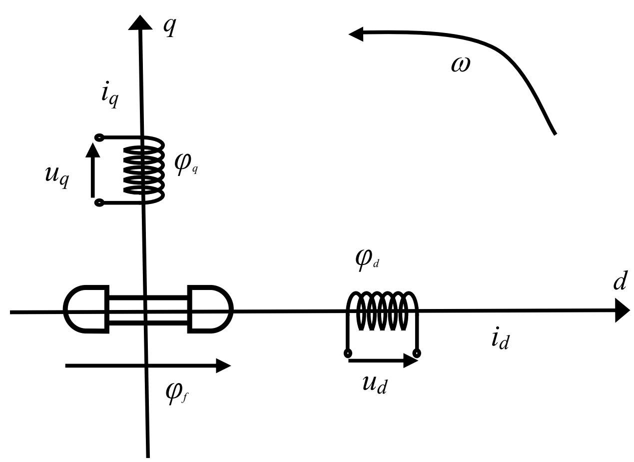


Figure (I.1) : *Modèle biphasé de la MSAP*

Où **ω** *est la pulsation des grandeurs statoriques dans le système (d,q).*

I - 2- 2- Equations de la MASP

I - 2 - 2 - 1- Equations des tensions

Les composantes de la tension statorique sont données par :

$$u_d = R_S\, i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega\varphi_q \qquad (I.1)$$

$$u_q = R_S\, i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega\varphi_d \qquad (I.2)$$

I - 2 - 2- 2- Equations des flux

Les composantes du flux statorique sont données par :

$$\varphi_d = L_d\, i_d + \varphi_f \tag{I.3}$$
$$\varphi_q = L_q\, i_q \tag{I.4}$$

Où φ_f est le flux d'excitation constant des aimants permanents.

I - 2- 2- 3- Couple électromagnétique

Le couple electromagnetique est donnée par l'expression [1], [3] :

$$C_e = (m/2)p\left[\left(L_d - L_q\right)i_d i_q + \varphi_f i_q\right] \tag{I.5}$$

Où :
p : nombre de paire de pôle.
m : nombre de phase de la machine.

I - 2 - 2 - 4- Equation mécanique

Si on néglige le frottement sec, on obtient l'équation dynamique suivante :

$$J\frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \tag{I.6}$$

Où : $\omega = p\Omega$ *(I.7)*

Avec :

- Ω *: Vitesse de rotation mécanique de la MSAP*
- *J : moment d'inertie totale de la machine*
- *f : coefficient de frottement visqueux*
- C_r *: couple résistant appliqué sur l'arbre de la machine*

I -3- MODELE EN COURANT DE LA MSAP, COMMANDEE EN TENSION

D'après les équations précédentes et prenons comme variables d'état les composantes du courant statorique (i_d,i_q) et la vitesse de rotation (Ω), on abouti au système non linéaire et fortement couplé au niveau flux et couple électromagnétique suivant [1], [3] :

$$\frac{di_d}{dt} = \left(-R_S / L_d\right)i_d + \left(pL_q / L_d\right)i_q\Omega + \left(1/L_d\right)u_d \tag{I.8}$$
$$\frac{di_q}{dt} = \left(-R_s / L_q\right)i_q + \left(-pL_d / L_q\right)i_d\Omega + \left(-p\varphi_f / L_q\right)\Omega + \left(1/L_q\right)u_q \tag{I.9}$$
$$\frac{d\Omega}{dt} = \left(-f/J\right)\Omega + \left[(m/2)p(L_d - L_q)/J\right]i_d\, i_q + \left[(m/2)p\varphi_f / J\right]i_q + \left(-1/J\right)C_r \tag{I.10}$$

Avec : $C_e = k_1\, i_d\, i_q + k_2\, i_q$ *(I.11)*

$k_1 = (m/2)p(L_d - L_q)$

$k_2 = (m/2)p\varphi_f$

I – 4 - MODELE EN FLUX DE LA MSAP, COMMANDEE EN TENSION

D'après les équations (I.1,2,3,4,5,6) et prenons comme variables d'état les composantes du flux statorique (φ_d,φ_q) et la vitesse de rotation (Ω), on abouti au modèle non linéaire couplé suivant [1], [2] :

$$\frac{d\varphi_d}{dt} = \left(-R_S / L_d\right)\varphi_d + \left(p\right)\varphi_q\Omega + \left(R_s\varphi_f / L_d\right) + u_d \tag{I.12}$$

$$\frac{d\varphi_q}{dt} = \left(-R_s / L_q\right)\varphi_q + \left(-p\right)\varphi_d\Omega + u_q \tag{I.13}$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \left(-f/J\right)\Omega + \left[(m/2)p(L_d - L_q)/\left(L_dL_qJ\right)\right]\varphi_d\,\varphi_q + \left[(m/2)p\varphi_f/\left(L_dJ\right)\right]\varphi_q + \left(-1/J\right)C_r \tag{I.14}$$

Avec : $C_e = K_1\,\varphi_d\,\varphi_q + K_2\,\varphi_q$ (I.15)

$K_1 = (m/2)p(L_d - L_q)/(L_dL_q)$

$K_2 = (m/2)p\varphi_f / L_d$

I - 5 - REPRESENTATION D'ETAT NON LINEAIRE DE LA MSAP

Dans le but d'élaborer une commande non linéaire du type linéarisation entrée-sortie par bouclage non linéaire, objectif du deuxième chapitre, nous avons juger utile de déterminer un modèle d'état non linéaire de la MSAP en courant puis en flux, qui s'adapte avec le formalisme de l'approche non linéaire adoptée [5], [7], [9] et [11].

I - 5 - 1- Modèle non linéaire en courant de la MSAP, commandée en tension

I - 5 - 1 - 1 - Elaboration du modèle

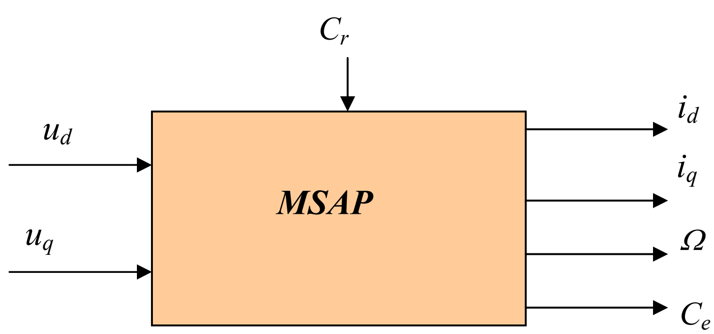


Figure (I.2) : *Schéma synoptique de la MASP*

La MSAP est un système couplé non linéaire qu'on peut modéliser par une représentation d'état non linéaire suivante, [5], [7], [9] et [11] :

$$\dot{x} = F(x) + GU \tag{I.16}$$

$$y = H(x) \tag{I.17}$$

Avec :

- *F(x) est un champ de vecteur d'ordre (n=3) et G est une matrice [3,2]*
- *f,g et h sont des fonctions lisses non linéaires.*

- le vecteur d'état ;

$$x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ \Omega \end{pmatrix} \quad (I.18)$$

$n = 3$: ordre du système

- le vecteur de commande ;

$$U = \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} \quad (I.19)$$

- Et le vecteur de sortie ;

$$y = H(x) = \begin{pmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{pmatrix} \quad (I.20)$$

- $h_1(x)$ et $h_2(x)$ sont les variables à contrôler.
- C_r : le couple résistant est une perturbation externe pour le système

D'après le système d'équation (I.8,9,10), on abouti à la nouvelle forme du modèle non linéaire en courant suivant :

$$\frac{di_d}{dt} = \dot{x}_1 = f_1(x) + g_1 u_d \quad (I.21)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \dot{x}_2 = f_2(x) + g_2 u_q \quad (I.22)$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \dot{x}_3 = f_3(x) \quad (I.23)$$

On forme ainsi les fonctions non linéaires du modèle, F(x) et G ;

$$F(x) = \begin{pmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 x_1 + a_2 x_2 x_3 \\ b_1 x_2 + b_2 x_1 x_3 + b_3 x_3 \\ c_1 x_3 + c_2 x_1 x_2 + c_3 x_2 + c_4 C_r \end{pmatrix} \quad (I.24)$$

$$G = \begin{pmatrix} g_1 & 0 \\ 0 & g_2 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (I.25)$$

Les coefficients du modèle ainsi élaboré sont :

$$a_1 = -R_s/L_d \quad ; \quad a_2 = pL_q / L_d \tag{I.26}$$

$$b_1 = -R_s / L_q \quad ; \quad b_2 = -pL_d / L_q \quad ; \quad b3 = -p\varphi_f / L_q \tag{I.27}$$

$$c_1 = -f / J \quad ; \quad c_2 = k_1 / J \quad ; \ c_3 = k_2 / J \quad ; \quad c_4 = -1/J \tag{I.28}$$

$$g_1 = 1/L_d \quad ; \quad g_2 = 1/L_q \tag{I.29}$$

I- 5 - 1 - 2- Schema bloc de la MSAP

A partir du modèle non linéaire de la MSAP (I.16), on construit le schéma bloc ci-dessous.

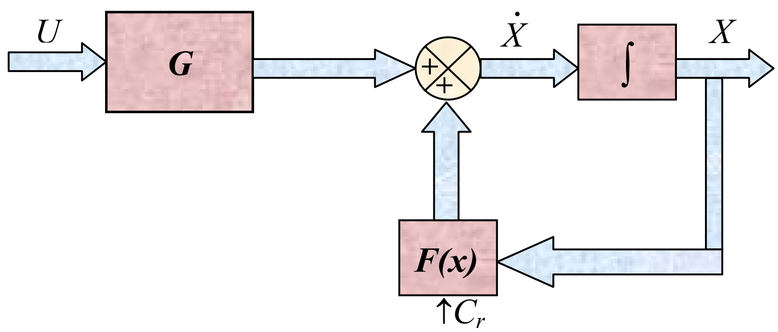


Figure (I.3) : *Schéma bloc de la MSAP*

$$Avec : \ x = \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ \Omega \end{pmatrix} \quad et \quad U = \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix}$$

I- 5 - 1 – 3- Bloc de simulation de la MSAP

A partir des équations (I.21, 22, 23), on construit le bloc de simulation de la machine.

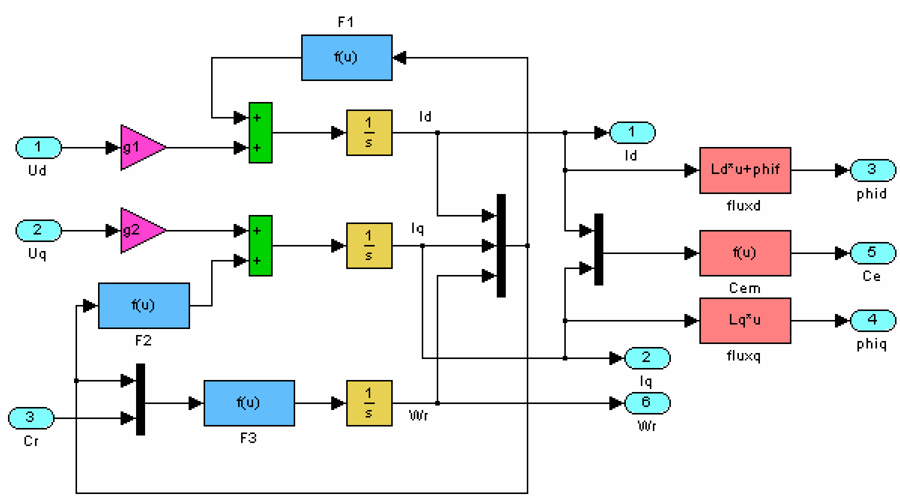


Figure (I.4) : *Bloc de simulation de la MSAP*

I - 5 - 2 - Modèle non linéaire en flux de la MSAP, commandée en tension

I - 5 - 2 – 1- Elaboration du modèle

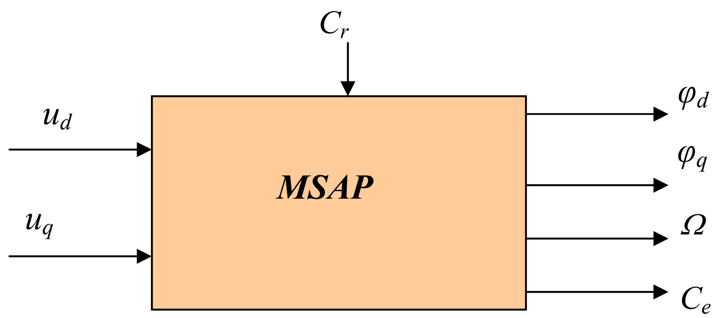


Figure (I.5) : *Schéma synoptique de la MSAP*

La MSAP est un système couplé non linéaire qu'on peut modéliser par une représentation d'état non linéaire suivante [5], [7], [9] et [11] :

$$\dot{x} = F(x) + GU \tag{I.30}$$
$$y = H(x) \tag{I.31}$$

Avec :

- *F(x) est un champ de vecteur d'ordre (n=3) et G est une matrice [3,2] ;*
- *F, G et h sont des fonctions lisses non linéaires.*

- le vecteur d'état ;

$$x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \Omega \end{pmatrix} \tag{I.32}$$

n = 3 : ordre du système

- le vecteur de commande ;

$$U = \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} \tag{I.33}$$

- Et le vecteur de sortie ;

$$y = H(x) = \begin{pmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{pmatrix} \tag{I.34}$$

- $h_1(x)$ et $h_2(x)$ sont les variables à contrôler.
- C_r : le couple résistant est une perturbation externe pour le système

D'après le système d'équation (I.12,13,14), on abouti à la nouvelle forme du modèle non linéaire en flux suivant :

$$\frac{d\varphi_d}{dt} = \dot{x}_1 = F_1(x) + G_1 u_d \tag{I.35}$$

$$\frac{d\varphi_q}{dt} = \dot{x}_2 = F_2(x) + G_2 u_q \tag{I.36}$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \dot{x}_3 = F_3(x) \tag{I.37}$$

On forme ainsi les fonctions non linéaires du modèle, F(x) et G ;

$$F(x) = \begin{pmatrix} F_1(x) \\ F_2(x) \\ F_3(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_1 x_1 + A_2\, x_2\, x_3 + A_3 \\ B_1 x_2 + B_2\, x_1\, x_3 \\ C_1 x_3 + C_2\, x_1\, x_2 + c_3\, x_2 + C_4 C_r \end{pmatrix} \tag{I.38}$$

$$G = \begin{pmatrix} G_1 & 0 \\ 0 & G_2 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \tag{I.39}$$

Les coefficients du modèle ainsi élaboré sont :

$$a_1 = -R_s/L_d \quad ; \quad A_2 = p \quad ; \quad A_3 = R_s\varphi_f / L_d \tag{I.40}$$

$$b_1 = -R_s/L_q \quad ; \quad B_2 = -p \tag{I.41}$$

$$C_1 = -f/J \quad ; C_2 = K_1/J \quad ; C_3 = K_2/J \quad ; \quad C_4 = -1/J \tag{I.42}$$

$$G_1 = 1 \quad ; \quad G_2 = 1 \tag{I.43}$$

I- 5- 2- 2- Schéma bloc de la MSAP

A partir du modèle non linéaire de la MSAP (I.30), on construit le schéma bloc de la MSAP.

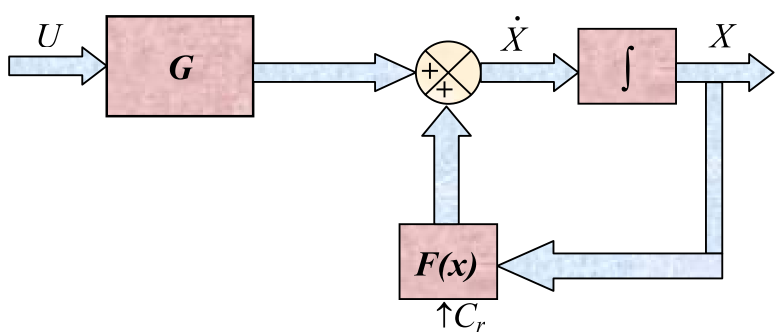


Figure (I.6) : *Schéma bloc de la MSAP*

Avec : $x = \begin{pmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \Omega \end{pmatrix}$ *et* $U = \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix}$

I- 5-2- 3- Bloc de simulation de la MSAP

A partir des équations (I.35,36,37), on construit le bloc de simulation de la machine.

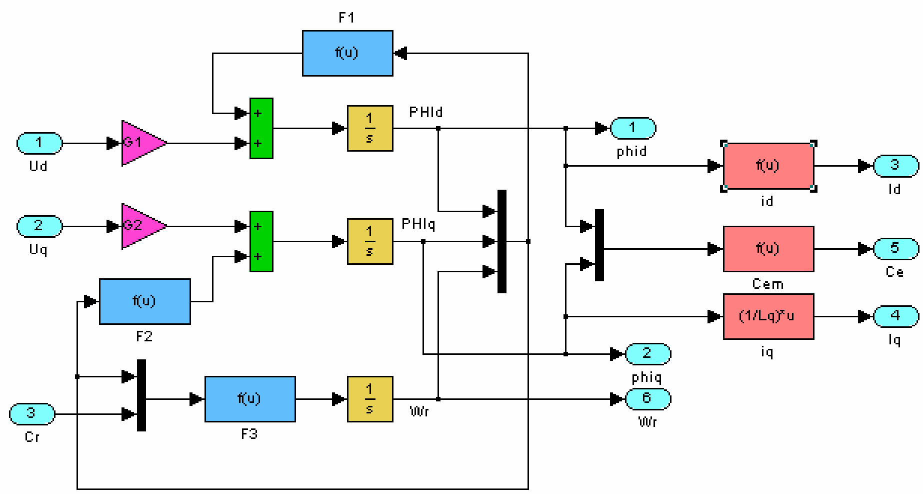


Figure (I.7) : *Bloc de simulation de la MSAP*

I - 6 - CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons abordé la problématique de la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents en se basant sur les équations électriques et mécaniques qui régissent le comportement dynamique de la machine.On a pu ainsi élaboré un modèle d'état non linéaire en courant puis en flux de la MSAP, commandée en tension, dans le repère de Park lié au rotor. Sachant que le démarrage direct de la MSAP par un réseau industriel fixe est une opération impossible, la simulation relative à cette manœuvre n'est pas réalisée. En pratique, on procède à un démarrage sous tension réduite et progressive tout en respectant une loi de commande scalaire du type V/f = Constante ou un autopilotage de la machine [3]. Pour notre cas, une étude ultérieure de la machine pilotée par un onduleur de tension à trois niveaux est prévue. Le modèle de la machine ainsi conçu est utilisé pour l'élaboration d'une commande non linéaire du type linéarisation entrée-sortie par retour d'état non linéaire, objet du chapitre suivant.

CHAPITRE II

COMMANDE NON LINEAIRE DE LA MSAP "CONTROLE DU COURANT ET DE LA VITESSE "

II - 1 - INTRODUCTION

La machine synchrone à aimants permanents est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inerties ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotique, servomoteurs, entraînement à vitesse variable...etc.) [1], [3].

Mais sa commande est plus complexe que celle d'une machine à courant continu ; car il est très difficile d'obtenir le découplage effectif des deux paramètres de commande qui sont le flux magnétique et le couple mécanique qu'il faux réguler indépendamment l'un de l'autre [1], [3], [12].

Parmi les techniques de commande appliquées aux machines synchrones à aimants permanents, on cite : l'autopilotage, la commande scalaire, la commande vectorielle et la commande non linéaire dite : ***linéarisation entrée - sortie par retour d'état non linéaire*** *[11], [24], [25].*

La première partie du présent chapitre, présente brièvement les concepts de la théorie de la commande non linéaire en se basant sur la notion de la ***Géométrie Différentielle (dérivée de Lie)*** *[5], [7], [8], [9], [10].*

La seconde partie est une application directe de la commande non linéaire pour le contrôle du courant et de la vitesse de la MSAP [6], [13], [14], [15]. Une simulation sous l'environnement SIMULINK/MATLAB permet de mettre en évidence les performances de la stratégie de commande adoptée. Le contrôle du couple et du flux sera abordé dans le troisième chapitre.

II-2- PRINCIPES DE LA COMMANDE NON LINEAIRE

II -2-1 - Principe de la linéarisation entrée – sortie

Dans les deux dernières décennies, la théorie de la commande par retour d'état non linéaire a connu des développements significatifs. Cette méthode est basée sur la théorie de la géométrie différentielle pour la commande des systèmes non linéaires. En particulier, la méthode de linéarisation par retour d'état avec découplage entrée-sortie a donné lieu à des résultats satisfaisants dans différentes applications. Le but de cette technique est de transformer le système multi entrées non linéaire en une chaîne de systèmes linéaires en utilisant un retour d'état linéarisant avec découplage entrée-sortie. De là, on pourra appliquer la théorie des systèmes linéaires [12], [21]. Donc nous cherchons un bouclage statique de la forme: $u=\alpha (x)+\beta (x)v$ tel que le comportement entrée - sortie du système après bouclage soit linéaire et découplé en utilisant les propriété de la géométrie différentielle [5], [7], [8], [9], [10],[11].

L'approche de la géométrie différentielle appliquée à la commande non linéaire constitue un outil d'étude moderne. L'espace d'état n'est plus un espace Euclidien mais plutôt un espace courbe (espace topologique) "variété", localement Euclidien pour lequel le modèle non linéaire est valable localement pour un choix de carte de coordonnées locales donné. Un champs de vecteur est une application qui fait correspondre à tout point d'une variété un élément de l'espace tangent en ce point. Une distribution est une application qui *fait correspondre à tout point d'une variété un sous espace vectoriel de l'espace tangent en ce point [12], [21], [8], [9], [10].*

L'involutivité des distributions régulières joue alors un rôle important dans la résolution des systèmes d'équations aux dérivées partielles. Les distributions invariantes sous une dynamique donnée constituent un outil fondamental d'analyse de la structure des systèmes non linéaires [12], [21].

Cette technique consiste à transformer un système (S) à p entrées et p sorties non linéaires d'ordre n appartenant à la classe des systèmes définis par :

$$S = \begin{cases} \dot{x} = F(x) + G(x)u \\ F(x) = [f_1(x), \ldots f_n(x)]^T \text{ : champdevec teurd' ordre}[n] \\ G \text{ : matrice}[n,p] = \begin{bmatrix} g_{11} & \cdots & g_{1p} \\ \vdots & & \\ g_{n1} & \cdots & g_{np} \end{bmatrix} \\ y = H(x) \\ H(x) = [h_1(x), \ldots h_p(x)]^T \end{cases} \quad (I1.1)$$

Avec :

$$\begin{cases} x : l'\text{ état} \in \Re^n \text{ ; (n : c' est l' ordre du système)} \\ u : \text{commande} = (u_1, u_2, \ldots u_p)^T \in \Re^m \\ y : \text{sortie} \in \Re^p \text{, les sorties que nous souhaitons découplées} \\ f, g, h : \text{des fonctions lisses non lineaires.} \end{cases}$$

En un système linéaire et contrôlable :

$$\dot{z} = Az + Bv \quad (I1.2)$$

Avec :

$z \in \Re^n$, $v \in \Re^m$

- *Par l'intermédiaire, d'un retour d'état non linéaire de la forme :*
  $u = \alpha(x) + \beta(x)\, v$ *(I1.3)*
  Avec (α,β) *de classe* C^∞, $\alpha(0) = 0$ *et* $\beta(x)$ *une matrice non singulière* $\forall x \in V(\bar{x})$
- *Et un changement de coordonnées* $z = T(x)$ *dans un voisinage de* $\bar{x}$ *dans* $M : V(\bar{x}) \rightarrow M$ *vérifiant* $T(0) = \bar{z} = 0$.

<u>Donc à retenir :</u>

Dans le but de mettre le modèle régit par le système d'équation (I1-1) sous une forme normalisée (linéarisé par bouclage et difféomorphisme au voisinage d'un point d'équilibre $\bar{x}$ s'il existe) deux étapes sont nécessaires :

- ***Un changement de variables (difféomorphisme).***
- ***Un retour d'état non linéaire.***

II -2-2 - Difféomorphisme

Un difféomorphisme généralise la notion de changement de coordonnées au cadre non linéaire. Une fonction $T: \Re^n \to \Re^n$, définie dans la variété M, est nommée un difféomorphisme si elle est lisse (de classe C^∞) et si sa fonction inverse T^{-1} existe est aussi lisse [5], [7], [8], [9], [10], [11],[12], [21].

II - 2-3 - Degré relatif

Le degré relatif (r) d'une sortie y est le nombre de fois qu'il faut dériver pour faire apparaître l'entrée u [13], [14], [15].

La première dérivée de y peut être représentée à l'aide de la dérivée directionnelle de Lie de la fonction scalaire $h(x) : \Re^n \to \Re$ le long d'un champ de vecteurs, $f(x)=[f_1(x) \dots f_n(x)]^T : \Re^n \to \Re$ donnée par:

$$\dot{y} = \frac{dh}{dt} = \frac{dh}{dx}\left[f(x) + g(x)u\right] = L_f h(x) + L_g h(x)u \qquad (I1.4)$$

Avec, l'opérateur de Lie:

$$L_f h(x) = \sum_{i=1}^{n} \frac{\partial h}{\partial x_i} f_i(x) \qquad (I1.5)$$

Si $L_g h(\bar{x}) \neq 0$, y est de degré relatif égal à 1 à $\bar{x}$ (puisque la fonction est lisse, $\frac{\partial h(\bar{x})}{\partial x} g(\bar{x}) \neq 0$, implique qu'il existe un voisinage V de $\bar{x}$ tel que $\frac{\partial h(x)}{\partial x} g(x) \neq 0$), et la commande est donnée par :

$$u = \frac{1}{L_g h(x)}\left[-L_f h(x) + v\right] \qquad (I1.6)$$

Cette expression de u permet d'obtenir un système linéaire où la sortie est séparée de l'entrée par un simple intégrateur. Pour cela, il suffit de substituer (I1.4) dans (I1.6).

Nous obtenons :

$$\dot{y} = v \qquad (I1.7)$$

Par contre si $L_g h(\bar{x}) = 0$, la commande n'apparaît pas. Deux cas se présente :

- *S'il existe un point arbitraire x proche de* $\bar{x}$ *tel que :* $\frac{\partial h(x)}{\partial x} g(x) = 0$ *, on ne peut pas définir un degré relatif à* $\bar{x}$.
- *S'il existe un voisinage V de* $\bar{x}$ *tel que* $\frac{\partial h(x)}{\partial x} g(x) \neq 0$, *pour tout* $x \in V$, *alors le degré relatif de y à* $\bar{x}$ *peut être défini et on continu la dérivation de y jusqu'à obtenir :*

$$y^{(i)} = L_f^i \, h(x) + L_g L_f^{i-1} \, h(x) \, u \qquad (I1.8)$$

Tel que :

$$L_g L_f^{i-1} \, h(x) \neq 0 \quad \text{et} \quad L_f^i \, h(x) = L_f \left[L_f^{i-1} h(x) \right] \qquad (I1.9)$$

Si cette condition est vérifiée pour tout $x \in \Re^n$, *ce degré relatif est défini globalement. Ainsi, l'idée est de trouver le degré de dérivation r (degré relatif de h(x) qui est le nombre de fois qu'il faut dériver* y *tel que u apparaisse [5], [7], [8], [11],[12],[21].*

$$y^{(r)} = L_f^r h(x) + L_g \, L_f^{r-1} h(x) u \qquad (I1.10)$$

La commande est ainsi donnée par :

$$u = \alpha(x) + \beta(x) v = \frac{1}{Lg \, L_f^{r-1} h(x)} \left[- L_f^r h(x) + v \right] \qquad (I1.11)$$

Cette expression conduit à un système linéaire équivalent à une chaîne de (r) intégrateurs comme le montre la figure I1.1.

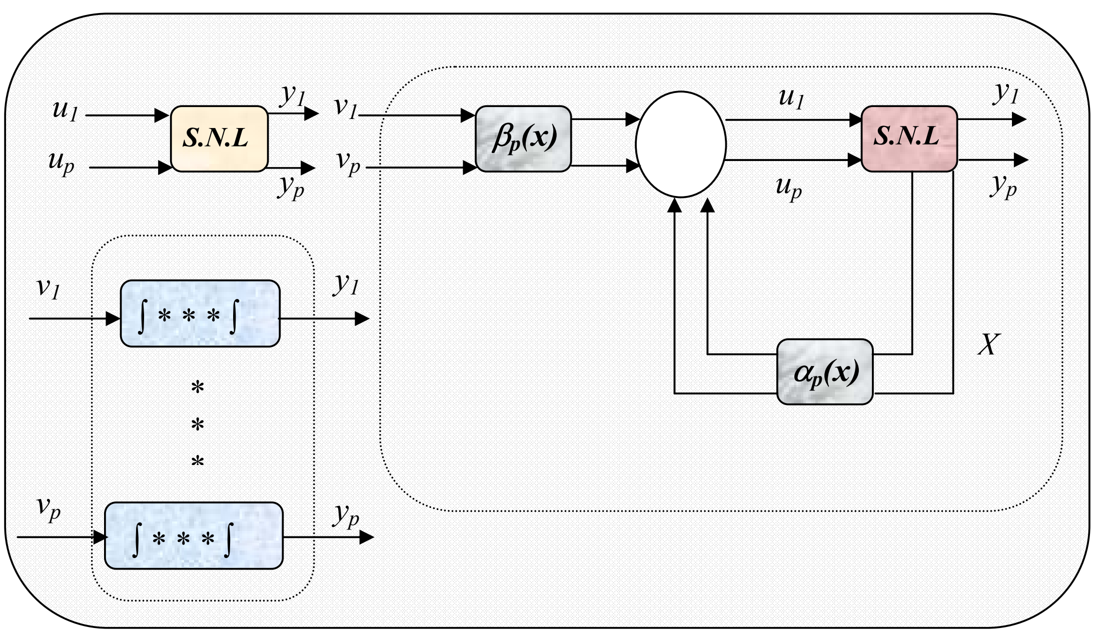


Figure (II.1) : *Principe de la linéarisation entrée-sortie (cas multi variables)*

Le choix suivant de v (une variable qui représente une consigne externe) :

$$v(t) = y_{ref}^{(r)}(t) + \sum_{i=1}^{r} c_i \left(y_{ref}^{(r-i)} - y^{(r-i)}(t) \right) \qquad (II.12)$$

Conduit à la dynamique suivante :

$$e^{(r)}(t) + \sum_{i=1}^{r} c_i e^{(r-i)}(t) = 0 \qquad (II.13)$$

Où $e = y_{ref} - y$: erreur de poursuite; si c_i sont les coefficients d'un polynôme de Hurwitz, la convergence à 0 de l'erreur de poursuite est garantie [11].

Remarques :

- *Le cas multi variable n'est qu'une extension du cas mono variable.*
- *Si on dérive n fois et la commande n'apparaisse pas alors le système n'est pas linéarisable par retour d'état [9].*
- *Si le degré relatif (r) de h(x) est strictement inférieur au degré du système n, alors le retour linéarisant rend certaines dynamiques non observables et de ce fait apparaît ce qu'on appel la dynamique des zéros (qui joue un rôle comparable à celui des zéros dans le cas linéaire). Si cette dynamique est asymptotiquement stable. La commande linéarisante assurera la stabilité interne du système en boucle fermée [9].*

II -2-4 - Dynamiques des Zéros

La dynamique des zéros c'est la dynamique interne (inobservable) du système lorsque la sortie du système non linéaire tend vers zéro à travers une entrée nulle [9].

II -2-5 - Commandabilité

Dans les systèmes non linéaires la notion de Commandabilité est une notion forte, et on se contente souvent d'une atteignabilité locale autour d'un point initial [12], [21].

Théorème 1

> *Le système (I.8,9,10) est localement atteignable autour de x_0 si et seulement si la distribution de commandabilité Δ_c construite par (II.1) est de dimension n $\forall x \in V(x_0)$.*

Dans [5], on trouve une méthode pratique pour obtenir Δ_c définie comme la plus petite distribution involutive contenant span $\{g_1, \ldots, g_m\}$ et invariante sous les champs de vecteurs $f, g_1, \ldots, g_m$:

$$\Delta_c = \langle f, g_1, \ldots, g_m / \text{span}\{g_1, \ldots, g_m\} \rangle \qquad (II.14)$$

Elle est construite à partir de la suite croissante des distributions :

$$\Delta_0 = span\ \{f, g_1, ...g_m\} \tag{I1.15}$$

$$\Delta_k = \Delta_{k-1} + \sum_{x_i \in \{f, g_1, ..., g_m\}} [x_i, \Delta_{k-1}] \tag{II.16}$$

Si les distributions Δ_k sont régulières en x_0 (état initial), la suite s'arrête après n pas au plus ($\dim\Delta_k \leq n$). Comme il a été montré dans [5] la distribution trouvée est alors involutive [21].

II-2-6- Observabilité

<u>Théorème 2</u>

> *Soit le système (II.1) avec dim M = n. Pour que le système soit localement observable autour de x_0, il faut et il suffit que : rang $(dO(x_0)) = n$*
>
> *Si cette condition est vérifiée pour tout $x \in M$ alors le système est localement observable.*

L'espace d'observation O du système (II-1) est l'espace linéaire sur $\Re$ des fonctions sur M contenant $h_1, \ldots h_p$ et leurs dérivées de Lie.

Dans [5], la codistribution d'observabilité définie comme la plus petite codistribution involutive, contenant span$\{dh_1\ \ dh_2, \ldots dh_p\}$ et invariante sous les champs de vecteurs $f, g_1, \ldots g_m$ notée :

$$dO = \langle f, g_1, \ldots g_m \ /span\{dh_1\ \ dh_2, \ldots dh_p\}\rangle \tag{II.17}$$

Elle est construite par l'algorithme dual de celui des distributions de la commandabilité :

$$\begin{aligned} \Omega_0 &= span\ \{dh_1, dh_2, \ldots dh_p\} \\ \Omega_k &= \Omega_{k-1} + \sum_{x_i \in \{f, g_1, \ldots g_m\}} (Lx_i, \Omega_{k-1}) \end{aligned} \tag{II.18}$$

<u>En conclusion :</u>

Cette stratégie de commande se ramène à la linéarisation du système en chaînes d'intégrateurs découplés, suivie d'un placement de pôles, c'est à dire une poursuite asymptotique de trajectoires avec convergence exponentielle des erreurs vers 0.

II-2-7- Découplage et linéarisation

On se basant sur la dérivée de Lie d'ordre (r) décrite par l'équation (II.10), on peut déduire, pour le cas muti entrées/sorties la relation suivante :

$$y^{(r)}(x) = A(x) + D(x)u \tag{I1.19}$$

Où D(x) est dite matrice de découplage.

Et, Si on utilise la commande par retour d'état non linéaire , décrite par la relation (II.11) avec une consigne externe (v) définit par l'équation (II.7), on peut concevoir une commande physique de la forme :

$$u = D^{-1}(x)\left[-A(x) + v\right] \tag{I1.20}$$

En considérant la relation (II.20), nous obtenons la linéarisation entrée-sortie du système (I1.1) par l'application du théorème suivant [11] :

<u>Théorème 3</u>

> *Soit le système (II.1) ayant un vecteur degré relatif $(r_1,\dots r_p)^T$, alors le retour d'état de la forme $u = \alpha(x)+\beta(x)v$, défini par (II.11) découple et linéarise le système (II.1) dans le voisinage de $\overline{x}$ si et seulement si la matrice D(x) n'est pas singulière en $V(\overline{x})$ (rang (x) = p, $\forall x \in V(\overline{x})$).*

II-3-CONTROLE NON LINEAIRE DU COURANT ET DE LA VITESSE DE LA MSAP

La seconde partie du présent chapitre illustre avec détails une application directe de la commande non linéaire, décrite auparavant, à la conduite de la machine synchrone à aimants permanents et spécialement le contrôle du courant et de la vitesse [13], [15]. On commence par la détermination du degré relatif de chaque sortie à contrôle pour établir la matrice de découplage puis l'élaboration de la consigne externe qui découple les deux sorties, en tenant compte de la dynamique des erreurs de poursuite des trajectoires de références, et enfin la conception de la commande physique du système découplé et linearisé. Une simulation est prévu pour valider l'intérêt de l'approche [23], [24], [25], [29], [30], [31].

II-3-1- Les variables à contrôler

Le modèle d'état non linéaire en courant de la MSAP, décrit par les équations (I.21,22, 23,24,25) du chapitre I, peut être présenté par le système suivant :

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dfrac{di_d}{dt} \\ \dfrac{di_q}{dt} \\ \dfrac{d\Omega}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} g_1 & 0 \\ 0 & g_2 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} \tag{II.21}$$

Avec :

- *F(x) est un champ de vecteur d'ordre (n=3) et G est une matrice [3,2]*
- *f, g et h sont des fonctions lisses non linéaires.*

Les variables à contrôler sont :

- *la composante (i_d) du courant statorique*
- *et, la vitesse de la rotation mécanique (Ω)*

$$y = \begin{pmatrix} y_1(x) \\ y_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d \\ \Omega \end{pmatrix} \tag{II.22}$$

II-3-2 - Commande linérisante de la MSAP

II- 3- 2-1 - La condition de linéarisation

La condition de linéarisation permettant de vérifier si un système non linéaire admet une linéarisation entrée-sortie est l'ordre du degré relatif du système (r) [15],[29],[30].

II - 3 - 2 -2- Le degré relatif (r)

Le degré relatif d'une sortie est le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître l'entrée : $u = \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix}$.

II- 3-2- 2-a - Degré relatif du courant i_d

Pour la sortie : $h_1 = i_d$

- pour : $r_1 = 1$

$$\dot{h}_1 = \dot{x}_1 = f_1(x) + g_1 u_d \tag{II.23}$$

On obtient :

$$\dot{h}_1 = L_f h_1(x) + \begin{bmatrix} L_g h_1(x) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \tag{II.24}$$

Avec :

$$L_f h_1(x) = f_1(x) \tag{II.25}$$

$$L_g h_1(x) = g_1 \tag{II.26}$$

- *Conclusion : le degré relatif du courant i_d est $r_1 = 1$*

II-3-2-2-b - Degré relatif de la vitesse mécanique (Ω)

Pour la sortie : $h_2 = \Omega$

- pour : $r_2=1$

$$\dot{h}_2 = \dot{x}_3 = f_3(x) \tag{II.27}$$

On obtient :

$$L_f h_2(x) = f_3(x) \tag{II.28}$$

- *pour : $r_2 = 2$*

$$\ddot{h}_2 = \ddot{x}_3 = L_f^2 h_2(x) + \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f h_2(x) & L_{g_2} L_f h_2(x) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \tag{II.29}$$

Avec :

$$L_f^2 h_2(x) = c_2 x_2 \ f_1(x) + (c_3 + c_2 x_1) f_2(x) + c_1 f_3(x) \tag{II.30}$$

$$L_{g_1} L_f h_2(x) = c_2 \ x_2 g_1 \tag{II.31}$$

$$L_{g_2} \ L_f \ h_2(x) = g_2(c_2 \ x_1 + c_3) \tag{II.32}$$

- *Conclusion : le degré relatif de la vitesse Ω est $r_2 = 2$*

- ***<u>Conclusion :</u>***

Le degré relatif de la sortie vitesse est ($r_2 = 2$), le degré global (ou vectoriel) est ($r = r_1 + r_2 = 3$) et l'ordre du système étant ($n = r = 3$) ; par conséquent le système est exactement linéarisable par :

- *Diffeomorphisme ;*
- *Et retour d'état non linéaire.*

II - 3 - 3 - La matrice de découplage : D(x)

D'après les dérivées de Lie précédentes on obtient l'équation suivante :

$$y^{(r)}(x) = A(x) + D(x)U \tag{II.33}$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} \dot{h}_1(x) \\ \ddot{h}_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_g h_1(x) & 0 \\ L_{g1} L_f h_2(x) & L_{g_2} L_f h_2(x) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \tag{II.34}$$

Tel que :

$$D(x) = \begin{bmatrix} g_1 & 0 \\ c_2 x_2 g_1 & g_2(c_2 x_1 + c_3) \end{bmatrix} \tag{II.35}$$

Et,

$$A(x) = \begin{pmatrix} f_1(x) \\ c_2 x_2 f_1(x) + (c_3 + c_2 x_1) f_2(x) + c_1 f_3(x) \end{pmatrix} \tag{II.36}$$

Pour que le retour d'état puisse exister, il faut que la matrice D(x) soit non singulière (inversible) [11].

$\det(D(x)) = g_1 \, g_2 \, (c_1 x_1 + c_3)$ *(II.37)*

$g_1 \neq 0$; $g2 \neq 0$;

$c_3 = (m/2)p(\varphi_f / J)$ *: Constante non nulle, car machine à aimants permanents.*

Par conséquent : det(D(x)) $\neq 0$ et D(x) est inversible.

- Conclusion : La non singularité de la matrice de découplage et le degré vectoriel du système nous permet de réaliser une linéarisation entrée-sortie par retour d'état non linéaire.

II - 3 - 4 - Linéarisation entrée - sortie par bouclage non linéaire

Pour linéariser le système, on applique le retour d'état non linéaire suivant [5],[7],[8], [11],[12],[21]:

$$U = D^{-1}(x)\left[-A(x)+v\right] \tag{II.38}$$

Où : $v = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$ *est une consigne externe ce qui aboutit à deux sous-systèmes mono variable, découplés et linéaires.*

$$\begin{bmatrix} \dot{h}_1(x) \\ \ddot{h}_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \ddot{\Omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \tag{II.39}$$

Le système (II.39) est résolu par une chaîne d'intégrateurs :

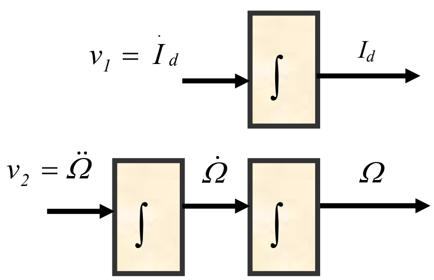


Figure (II.2): *Sous systèmes découplés et linearisés*

II-3-5- Elaboration de la consigne externe

II-3-5-1- Dynamique de l'erreur de suivie des trajectoires de références

Soit la trajectoire de référence :

$$y_{ref} = \begin{bmatrix} I_{d\,ref} \\ \Omega_{ref} \end{bmatrix} \tag{II.40}$$

Soient les erreurs de suivie des trajectoires de référence :

$$e_1 = I_{dref} - i_d \qquad (II.41)$$
$$e_2 = \Omega_{ref} - \Omega$$

On choisi la consigne externe (v) de façon à satisfaire les critères suivants :

- *En régime statique :* $i_d = I_{dref}$ *et* $\Omega = \Omega_{ref}$ *(II.42)*
- *En régime dynamique :*
    - *Assurer un comportement, convenable, du premier ordre pour l'erreur :* e_1
    - *Assurer un comportement, convenable, du deuxième ordre pour l'erreur :* e_2

Ce qui permet d'écrire :

$$\dot{e}_1 + \alpha_{11} e_1 = 0 \qquad (II.43)$$
$$\ddot{e}_2 + \alpha_{21}\dot{e}_2 + \alpha_{22} = 0$$

Où α_{11}, α_{21} *et* α_{22} *sont les coefficients du contrôleur non linéaire.*

II-3-5-2- Expressions des consignes externes

A partir de la dynamique des erreurs de suivie de la trajectoire de référence, définis par le système d'équation (II.43) et en tenant compte de l'équation de découplage (II.39), on peut définir les composantes de la consigne externe [23], [25], [29] :

$$v_1 = \dot{I}_{d\,ref} + \alpha_{11}(I_{dref} - i_d) \qquad (II.44)$$
$$v_2 = \ddot{\Omega}_{ref} + \alpha_{21}(\dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega}) + \alpha_{22}(\Omega_{ref} - \Omega)$$

II-3-5-3- Calcul des coefficients du contrôleur non linéaire

Si on passe dans le plan de Laplace, le système (II-43) devient :

$$\left| \begin{array}{l} s + \alpha_{11} = 0 \\ s^2 + \alpha_{21} s + \alpha_{22} = 0 \end{array} \right. \qquad (II.45)$$

Si (α_{11}, α_{21} *et* α_{22} *) sont les coefficients d'un polynôme de Hurwitz, la convergence à zéro de l'erreur de poursuite est garantie [29], [31].*

En pratique, on fait recours à un placement de pôles, décrits comme ci-dessous.

- *pour assurer une dynamique convenable de l'erreur de poursuite du courant, décrite par un système du premier ordre, on choisi un pôle à partie réelle négative, de façon à obtenir un temps de réponse minimal tout en maintenant le système stable ;* $\alpha_{11} = 5000$.

- *pour assurer une dynamique convenable de l'erreur de poursuite de la vitesse, décrite par un système du deuxième ordre ; pour un amortissement optimal* de 0,7, *on obtient :* $\alpha_{21} = 600$ *et* $\alpha_{22} = 80000$.

II-3-6- Elaboration de la loi de commande physique

Le vecteur de commande physique est donné par l'équation (II.38) :

$$U = D^{-1}(x)\left[-A(x)+V\right]$$

La consigne externe est définie par l'équation (II-44), si on utilise des références constantes : I_{dref} *=Constante,* Ω_{ref} *= Constante, on obtient :* $\dot{I}_{dref} = \dot{\Omega}_{ref} = \ddot{\Omega}_{ref} = 0$

D'ou l'expression du contrôleur non linéaire :

$$\begin{aligned} v_1 &= \alpha_{11}(I_{dref} - i_d) \\ v_2 &= -\alpha_{21}\dot{\Omega} + \alpha_{22}(\Omega_{ref} - \Omega) \end{aligned} \qquad (II.46)$$

Alors, la loi de commande physique est donnée par l'expression :

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = D^{-1}(x)\left[-A(x) + \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix}\right] \qquad (II.47)$$

Cette loi peut être schématisé par le bloc ci-dessous.

II-3-7- Schéma bloc du système linearisé

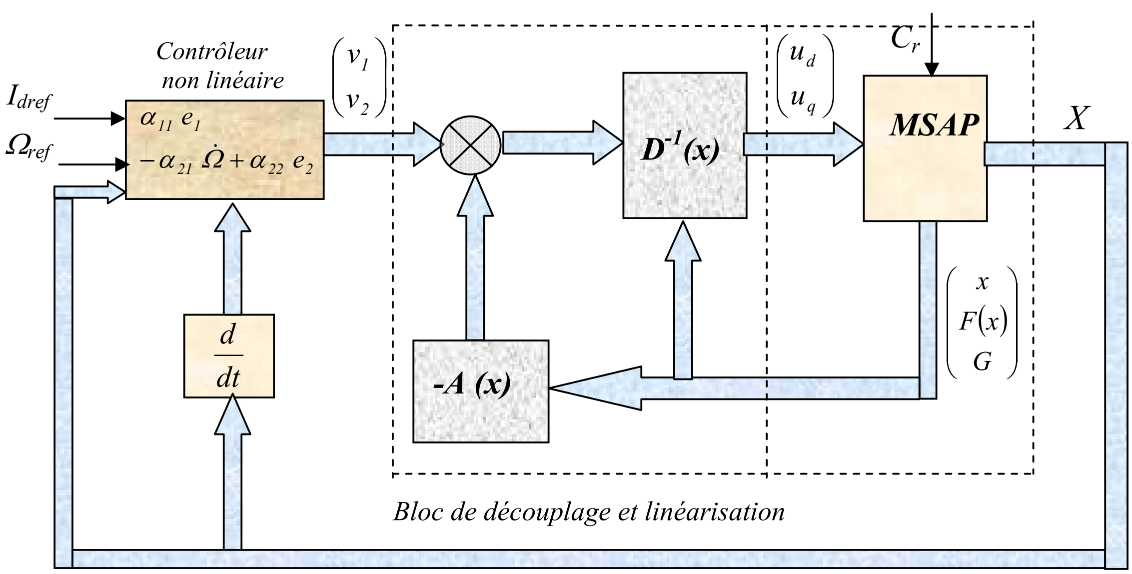


Figure (II.3) : *Structure d'une commande non linéaire de la MSAP*

II-4- SIMULATION DE LA COMMANDE NON LINEAIRE DE LA MSAP

II-4-1- Bloc de simulation

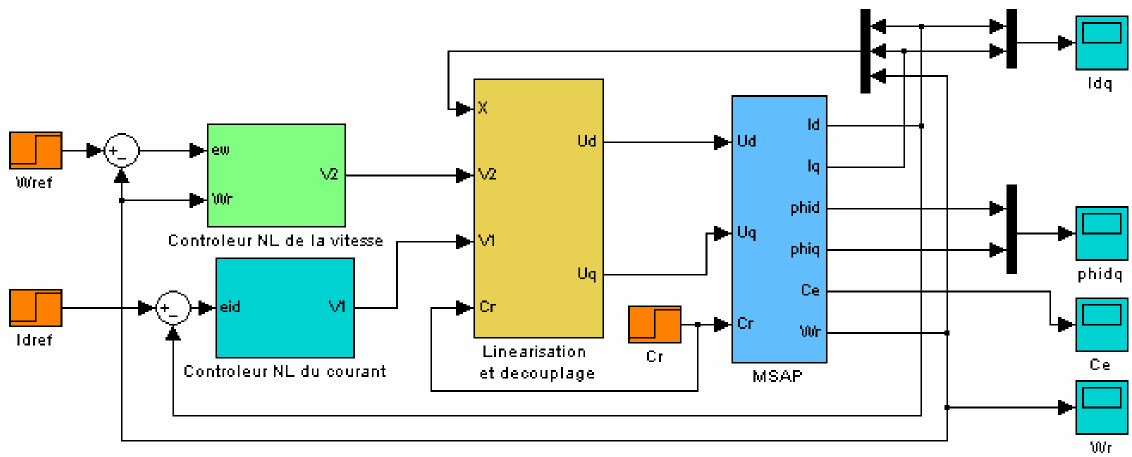


Figure (II.4) : *Bloc de simulation de CNL de la MSAP*
Contrôle du courant et de la vitesse

II-4-2- Résultats de la simulation

Les résultats de simulation de la conduite de la MSAP par la commande non linéaire du type linéarisation entrée-sortie par retour d'état non linéaire sont illustrés par les figures ci-dessous.

La figure (II.5) montre un démarrage à vide de la machine avec un pic notable du couple électromagnétique (18 N.m) puis une application d'un couple de charge de 1.5N.m à 0.2 seconde plus tard. La commande répond à l'échelon de charge avec une dynamique du couple presque instantanée, avec un très faible dépassement et sans oscillations.

La figure (II.6) illustre bien la réponse en vitesse de la MSAP à vide, semblable à celle d'un système du premier ordre sans dépassement, avec un temps de reponse de l'ordre de 0.03 secondes. On constate encore le rejet de la perturbation (couple de charge) appliquée 0.2 seconde plus tard et le suivi parfait de la référence de vitesse (100 rd/s). Ce qui confirme le bon choix des coefficients de réglage du contrôleur non linéaire de vitesse.

La figure (II.9) présente le courant statorique absorbé par la machine, qui manifeste une oscillation notable au démarrage de la machine, pour se stabiliser autour de zéro, lors de la marche à vide. Une fois chargée, la machine absorbe un courant quasi-sinusoïdale de fréquence industrielle de 50Hz et de valeur efficace relative au couple de charge. La figure (II.10) permet de visualiser la tension statorique relative au point de fonctionnement de la machine.

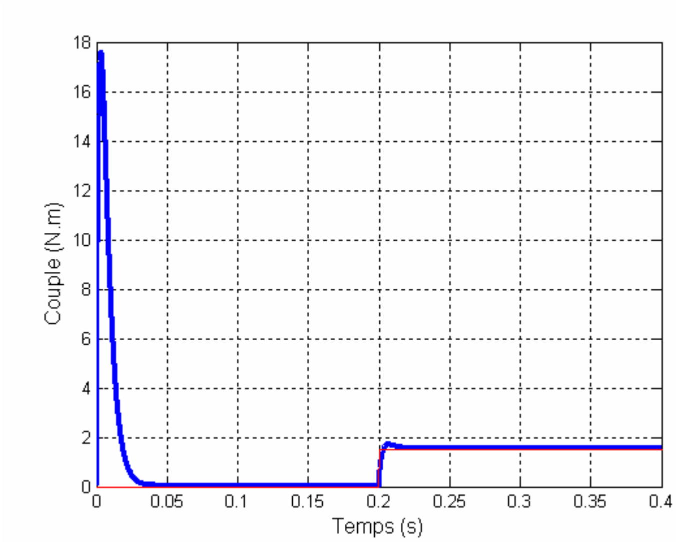


Figure (II.5): *Couple électromagnétique*
- C_r = 1.5 N.m après 0.2s.

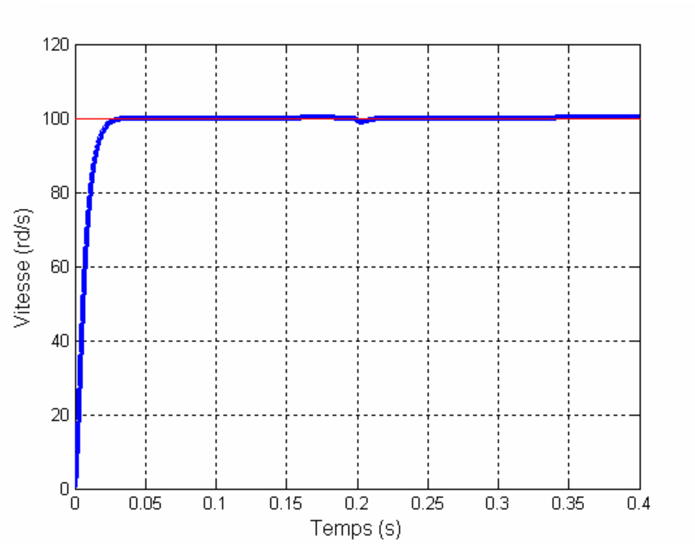


Figure (II.6): Vitesse de rotation

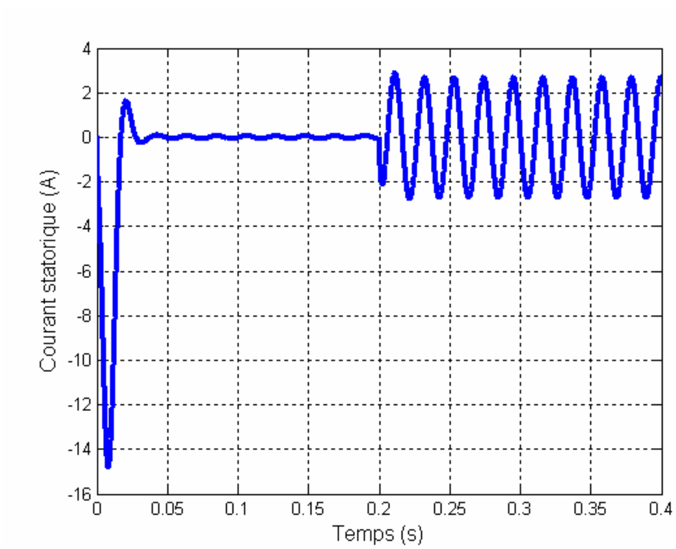


Figure (II.9)*: Courant statorique*
-Démarrage à vide et charge à 0.2s.

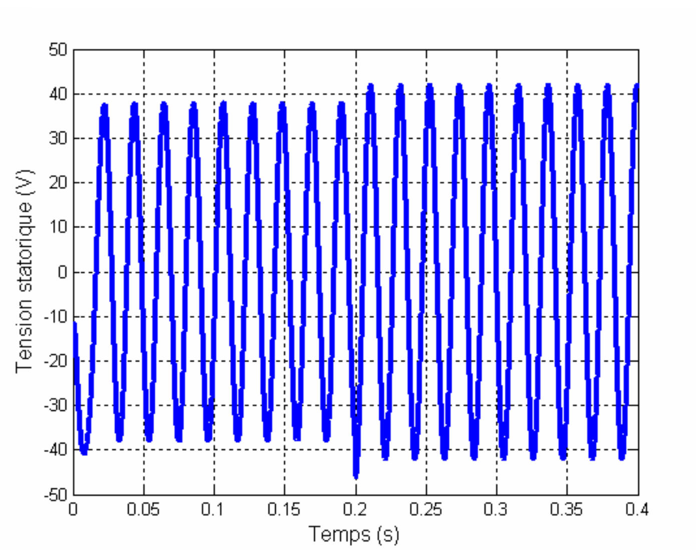


Figure (II.10) *: Tension statorique*

La figure (II.7) permet de voir les composantes du courant statorique dans le repère de Park, on constate un très bon découplage entre ces deux courants (i_d ,i_q) :

- *A vide, la composante i_d est maintenue à zéro par le contrôleur non linéaire du courant; la composante i_q présente un pic très important au démarrage (38A) puis s'annule rapidement (pas de couple de charge).*
- *En charge, la composante i_d est toujours maintenue à zéro par le contrôleur non linéaire du courant, ce qui confirme le bon choix du cœfficient de réglage du régulateur de courant, par contre, la composante i_q présente la même dynamique que celle du couple électromagnétique pour répondre au couple de charge.*

Par conséquent, la commande non linéaire adoptée, permet de réguler d'une façon indépendantes les deux grandeurs naturelles : le flux électromagnétique et le couple développé par la machine; (i_d=0 et $\varphi_d = \varphi_f$=constant).

La figure (II.8) est une image de la figure (II.7) qui traduit fidèlement <u>le très bon découplage entre les deux composantes du flux statorique (φ_d ,φ_q)</u> :

- *A vide, la composante ($\varphi_d = \varphi_f$ = constant), car le courant i_d est maintenue à zéro par le contrôleur non linéaire ; la composante φ_q est une image du courant i_q.*
- *En charge, la composante (φ_d=φ_f=constant), car le courant i_d est toujours maintenue à zéro par le contrôleur non linéaire, ce qui confirme le bon choix du coefficient de réglage du régulateur de courant, par contre, la composante φ_q présente la même dynamique que celle du courant i_q pour répondre au couple de charge.*

Par conséquent, les résultats de la simulation confirment le très bon découplage entre le couple et le flux statorique.

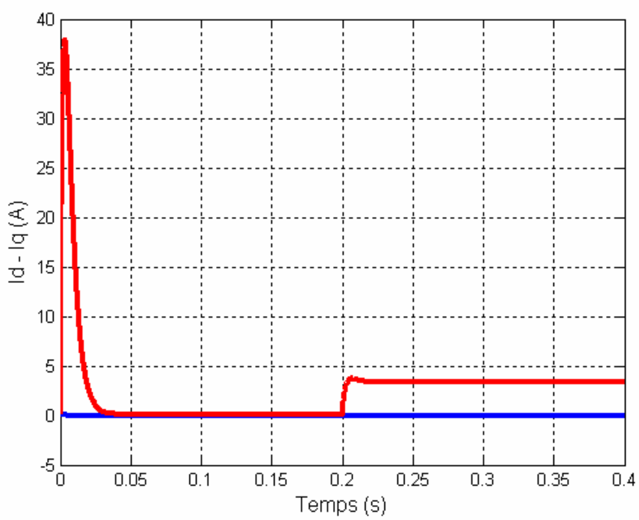


***Figure (II.7)**: Composantes du courant statorique - Découplage*

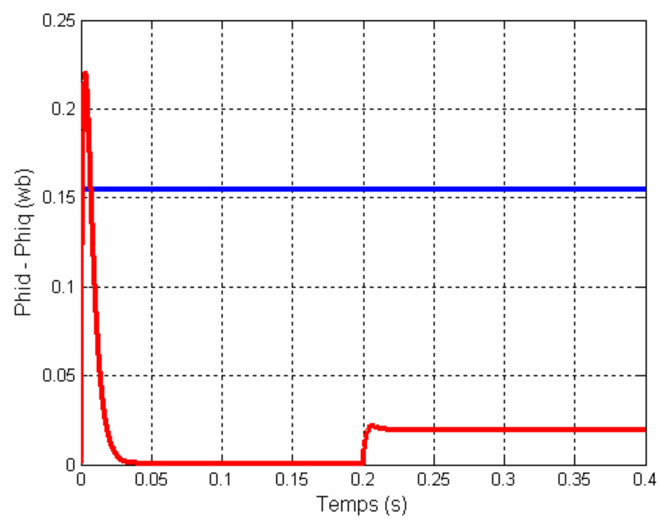


***Figure (II.8)**: Composantes du flux statorique – Découplage*

II-5- CONCLUSION

La commande non linéaire du type linéarisation entrée-sortie par retour d'état non linéaire est une application de la géométrie différentielle qui se base sur les dérivées de Lie de la sortie à contrôler jusqu'à l'apparition de la commande (u), puis un choix adéquat de la commande par retour d'état annule la non linéarité et permet un très bon suivi des trajectoires de références. Alors le système non linéaire, couplé, se décompose en plusieurs sous systèmes linéaires et découplés monovariable.Chaque sous système représente une boucle indépendante de régulation d'une variable donnée, suivi d'un placement de pôles judicieux et une étude de la stabilité de la dynamique interne dite dynamique des zéros permet d'obtenir des résultats très *satisfaisants et de très bonnes performances dynamiques [5], [6], [7], [8], [9], [10], [11], [12], [21].*

Par contre, la commande non linéaire adoptée est dite statique parce qu'elle repose sur un modèle à paramètres constants , ce qui n'est pas le cas en réalité, les dérives paramétriques et les perturbation du couple de charge affectent d'une façon notable les performances dynamiques et même statiques de la commande. Pour rendre cette commande plus robuste on fait appel à une commande adaptative qui rend la commande non linéaire dynamique [12], [13],[14],[18],[20],[21],[26],[28].

Pour notre cas, le modèle est à paramètres constants et l'état de la machine est supposé entièrement mesurable, par conséquent la commande permet de réaliser des boucles de régulations indépendantes pour le courant et la vitesse de rotation, ce qui ce traduit par un très bon découplage entre le couple et le flux statorique. ($i_d=0$ et $\varphi_d = \varphi_f$=constant). La commande non linéaire est directement affecté par le couple de charge ce qui nécessite l'élaboration d'un estimateur pour évaluer les perturbations dues au couple résistant et rendre la commande plus robuste [15],[24],[29].

En générale, ***on constate un dépassement important du courant i_q*** *lors du démarrage de la machine, qui peut dépasser les contraintes physiques imposées par le constructeur, surtout lorsque la puissance mise en jeu devient importante, ce qui présente l'inconvénient majeur de l'algorithme de commande proposé. Pour y remédier,* ***la limitation du courant i_q par saturation ou mieux encore par imposition d'une trajectoire de la vitesse de rotation a été proposée comme solution par : [15],[23], [24],[27],[29],[30].***

CHAPITRE III

COMMANDE NON LINEAIRE DE LA MSAP

"CONTROLE DU COUPLE ET DU FLUX STATORIQUE

III-1- INTRODUCTION

Partant du fait que la commande d'une machine synchrone est plus complexe que celle d'une machine à courant continu ; car il est très difficile d'obtenir le découplage effectif des deux paramètres de commande qui sont le flux magnétique et le couple mécanique qu'il faux réguler indépendamment l'un de l'autre [1], [3], [12]. Le présent chapitre présente une application directe de la commande non linéaire, décrite auparavant, à la conduite de la machine synchrone à aimants permanents et spécialement le contrôle du couple et du flux statorique [11], [13], [15].

On commence par la détermination du degré relatif de chaque sortie à contrôler pour établir la matrice de découplage puis l'élaboration de la consigne externe qui découple les deux sorties, en tenant compte de la dynamique des erreurs de poursuite des trajectoires de références, et enfin la conception de la commande physique du système découplé et linearisé. Une simulation est prévu pour mettre en évidence les performances de la stratégie de commande adoptée et valider l'intérêt de l'approche [23], [24], [25], [29], [30], [31].

III-2 - VARIABLES A CONTROLER

Le modèle non linéaire en flux de la MSAP est décrit par les équations (I.35, 36,37, 38,39) du chapitre I, peut être présenté par le système suivant :

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dfrac{d\varphi_d}{dt} \\ \dfrac{d\varphi_q}{dt} \\ \dfrac{d\Omega}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_1(x) \\ F_2(x) \\ F_3(x) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} G_1 & 0 \\ 0 & G_2 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} \qquad (III.1)$$

Avec :

- *F(x) est un champ de vecteur d'ordre (n=3) et G est une matrice [3,2]*
- *F,G et h sont des fonctions lisses non linéaires.*

Les variables à contrôler sont :

- *Le couple électromagnétique* (C_e)
- *et, la norme du flux statorique* (φ^2)

$$y = \begin{pmatrix} y_1(x) \\ y_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_e \\ \varphi^2 \end{pmatrix} \qquad (III.2)$$

Avec :

$$h_1(x) = K_1 x_1 x_2 + K_2 x_2 \tag{III.3}$$

$$h_2(x) = x_1^2 + x_2^2 \tag{III.4}$$

Les coefficients K_1 et K_2 sont données par la relation (I.14) du chapitre I.

III-3 - COMMANDE LINEARISANTE DE LA MSAP

III - 3 - 1 - La condition de linéarisation

La condition de linéarisation permettant de vérifier si un système non linéaire admet une linéarisation entrée-sortie est l'ordre du degré relatif du système (r) [15],[29],[30].

III- 3 - 2 - Degré relatif

Le degré relatif d'une sortie est le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître l'entrée : $u = \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix}$.

III-3-2- 1 - Degré relatif du couple électromagnétique

Pour la sortie : $h_1 = C_e$

- *pour :* $r_1 = 1$

$$\dot{h}_1(x) = K_1(\dot{x}_1 x_2 + \dot{x}_2 x_1) + K_2 \dot{x}_2 \tag{III.5}$$

Avec :

$$\dot{x}_1 = F_1(x) + G_1 u_d \tag{III.6}$$

$$\dot{x}_2 = F_2(x) + G_1 u_q \tag{III.7}$$

On obtient :

$$\dot{h}_1(x) = L_f\, h_1(x) + \begin{bmatrix} L_{g1}\, h_1(x) & L_{g2}\, h_1(x) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \tag{III.8}$$

Par identification, on trouve :

$$L_f\, h_1(x) = K_1\, x_2\, F_1(x) + (K_1\, x_1 + K_2) F_2(x) \tag{III.9}$$

$$L_{g1}\, h_1(x) = K_1\, x_2\, G_1 \tag{III.10}$$

$$L_{g2}\, h_2(x) = G_2\, (K_1\, x_1 + K_2\,) \tag{III.11}$$

- *Conclusion : le degré relatif du couple (Ce) est $r_1 = 1$.*

III-3 - 2 - 2 - Degré relatif du flux statorique

Pour la sortie : $h_1 = \varphi^2$

- *pour : $r_2 = 1$*

$$\dot{h}_2(x) = 2x_1\,\dot{x}_1 + 2x_2\,\dot{x}_2 \tag{III.12}$$

On obtient :

$$\dot{h}_2(\,x\,) = L_f\, h_2(\,x\,) + \begin{bmatrix} L_{g1}\, h\,(x) & L_{g2}\, h_2(x) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \tag{III.13}$$

Par identification, on trouve :

$$L_f\, h_2(x) = 2x_1 F_1(x) + 2x_2 F_2(x) \tag{III.14}$$

$$L_{g1}\, h_2(x) = 2\, x_1\, G_1 \tag{III.15}$$

$$L_{g2}\, h_2(x) = 2x_2 G_2 \tag{III.16}$$

- *Conclusion : le degré relatif du flux statorique (φ^2) est $r_2 = 1$.*

III - 3 - 2 - 3 - Degré vectoriel

La sortie h_1 (Ce) est de degré $r_1 = 1$; la sortie h_2 (φ^2) est de degré $r_2 = 1$; ce qui donne un degré globale (ou vectoriel) du système : $r = r_1 + r_2 = 2$

L'ordre du système étant ($n = 3$) ; ce qui laisse inobservable une variété de dimension ($n - r = 1$) et par conséquent il existe une dynamique interne non observable d'ordre un. Une étude ultérieure de la dynamique des zéros est nécessaire.

Par conséquent le système est linéarisable par :

- ***Diffeomorphisme ;***
- ***Et retour d'état non linéaire.***

III-3-3- La matrice de découplage : D(x)

D'après les dérivées de Lie précédentes on obtient l'équation suivante :

$$y^{(r)}(x) = A(x) + D(x)U \tag{III.17}$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} \dot{h}_1(x) \\ \dot{h}_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f\, h_1(x) \\ L_f\, h_2(x) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{g1}\, h_1(x) & L_{g2}\, h_1(x) \\ L_{g1}\, h_2(x) & L_{g2}\, h_2(x) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \tag{III.18}$$

Tel que :

$$D(x) = \begin{bmatrix} K_1\, G_1\, x_2 & G_2(K_1 x_1 + K_2) \\ 2G_1\, x_1 & 2G_2\, x_2 \end{bmatrix} \tag{III.19}$$

Et,

$$A(x) = \begin{bmatrix} K_1\, x_2\, F_1(x) + (K_1\, x_1 + K_2) F_2(x) \\ 2x_1\, F_1(x) + 2x_2\, F_2(x) \end{bmatrix} \tag{III.20}$$

Pour que le retour d'état puisse exister, il faut que la matrice D(x) soit non singulière (inversible).

$$det(D(x)) = 2K_1\, G_1 G_2\, (x_2^2 - x_1^2) - 2K_2\, G_1 G_2\, x_1 \tag{III.21}$$

Or,
$G_1 \neq 0$, $G2 \neq 0$
$x_1 = \varphi_d = L_d\, i_d + \varphi_f \neq 0$, *car machine à aimants permanents.*

Par conséquent : detD(x) ≠ 0 et D(x) est inversible.

- Conclusion : La non singularité de la matrice de découplage et le degré vectoriel du système nous permet de réaliser une linéarisation entrée-sortie par retour d'état non linéaire.

III-3-4 - Linéarisation Entrée - Sortie de la MSAP par bouclage non linéaire

Pour linéariser le système, on applique le retour d'état non linéaire suivant [5],[7],[8], [11],[12],[21]:

$$U = D^{-1}(x)\left[-A(x)+V\right] \tag{III.22}$$

Où : $v = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$ *est une consigne externe ce qui aboutit à deux sous-systèmes mono variable, découplés et linéaires.*

$$\begin{bmatrix} \dot{h}_1(x) \\ \dot{h}_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{C}_e \\ \dot{\varphi}^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \tag{III.23}$$

Le système (III.23) est résolu par une chaîne d'intégrateurs :

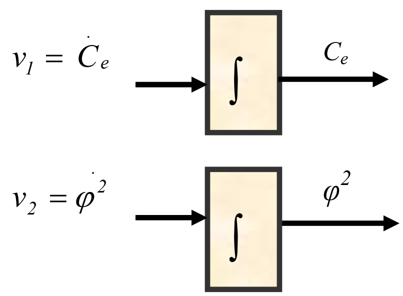


***Figure (III.1)**: Sous systèmes découplés et linearisés*

III-4-CONTROLE N-L DU COUPLE ET DU FLUX DE LA MSAP

III-4-1- Elaboration de la consigne externe

III-4-1-1- Dynamique de l'erreur de suivie des trajectoires de références

Soit la trajectoire de référence :

$$y_{ref} = \begin{bmatrix} C_{eref} \\ \varphi^2{}_{ref} \end{bmatrix} \tag{III.24}$$

Soient les erreurs de suivie des trajectoires de référence :

$$\begin{aligned} e_1 &= C_{eref} - C_e \\ e_2 &= \varphi^2{}_{ref} - \varphi^2 \end{aligned} \tag{III.25}$$

On choisi la consigne externe (v) *de façon à satisfaire les critères suivants :*

- *En régime statique :* $C_e = C_{e\,ref}$ *et* $\varphi^2 = \varphi^2{}_{ref}$ *(III.26)*
- *En régime dynamique :*
    - *Assurer un comportement, convenable, du premier ordre pour l'erreur :* e_1
    - *Assurer un comportement, convenable, du premier ordre pour l'erreur :* e_2

Ce qui permet d'écrire :

$$\begin{aligned}\dot{e}_1 + \beta_{11} e_1 = 0 \\ \dot{e}_2 + \beta_{21} e_2 = 0\end{aligned} \qquad (III.27)$$

Où β_{11} *et* β_{21} *sont les coefficients du contrôleur non linéaire.*

III-4-1-2- Expressions des consignes externes

A partir de la dynamique des erreurs de suivie de la trajectoire de référence, définis par le système d'équation (III.27) et en tenant compte de l'équation de découplage (III.23), on peut définir les composantes de la consigne externe [23], [25], [29] :

$$\begin{aligned}v_1 &= \dot{C}_{e\,ref} + \beta_{11}(C_{e\,ref} - C_e) \\ v_2 &= \dot{\varphi}^2{}_{ref} + \beta_{21}(\varphi^2{}_{ref} - \varphi^2)\end{aligned} \qquad (III.28)$$

III-4-1-3- Calcul des coefficients du contrôleur non linéaire

Si on passe dans le plan de Laplace, l'équation (III-27) devient :

$$\left|\begin{aligned}s + \beta_{11} = 0 \\ s + \beta_{21} = 0\end{aligned}\right. \qquad (III.29)$$

Si (β_{11} *et* β_{21}*) sont les coefficients d'un polynôme de Hurwitz, la convergence à zéro de l'erreur de poursuite est garantie [29], [31].*

En pratique, on fait recours à un placement de pôles, décrits comme ci-dessous.

- *pour assurer une dynamique convenable de l'erreur de poursuite du couple électromagnétique , décrite par un système du premier ordre, On choisi un pôle à partie réelle négative, de façon à obtenir un temps de réponse minimal tout en maintenant le système stable ;* $\boldsymbol{\beta_{11} = 0.6}$.

- *pour assurer une dynamique convenable de l'erreur de poursuite de la norme du flux statorique, décrite par un système du premier ordre, On choisi un pôle à partie réelle* *négative, de façon à obtenir un temps de réponse minimal tout en maintenant le système stable* ; $\boldsymbol{\beta_{21} = 10000}$.

III-4-2- Elaboration de la loi de commande physique

Le vecteur de commande physique est donné par l'équation (III.22) :

$$U = D^{-1}(x)\left[-A(x)+V\right]$$

La consigne externe est définie par l'équation (III.28) :

$$v_1 = \dot{C}_{e\,ref} + \beta_{11}(C_{e\,ref} - C_e)$$

$$v_2 = \dot{\varphi}^2{}_{ref} + \beta_{21}(\varphi^2{}_{ref} - \varphi^2)$$

Les *références du couple et du flux électromagnétique n'étant pas constantes*, alors *la loi de commande physique est donnée par l'expression :*

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = D^{-1}(x)\left[-A(x)+\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix}\right] \qquad (III.30)$$

Cette loi peut être schématisé par le bloc ci-dessous.

III-4-3- Schéma bloc du système linéarisé

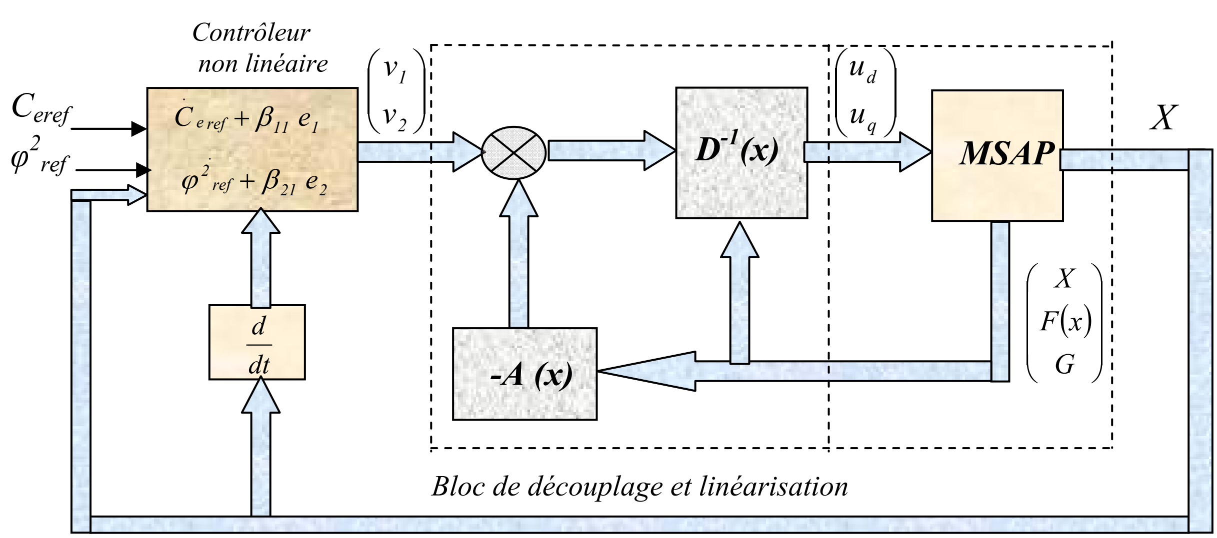


Figure (III.2) : *Structure d'une commande non linéaire de la MSAP*

III-4-4- Calcul des références du flux et du couple

III-4-4-1- Calcul de la référence du flux statorique

Pour ce faire, on utilise un bloc de défluxage, qui module d'une façon non linéaire le flux statorique de la machine en fonction de la vitesse de rotation.

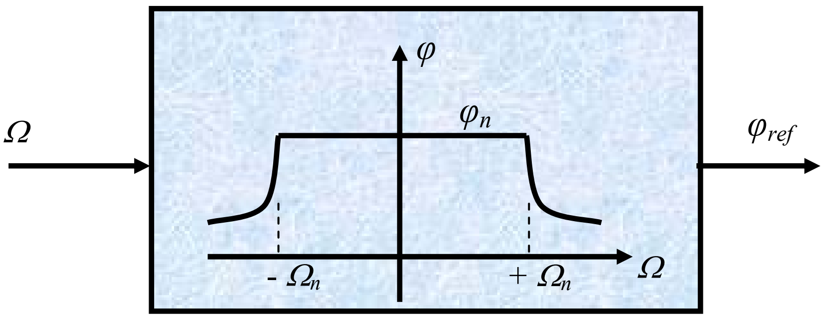


Figure (III .4) : Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage peut être modélisé par l'algorithme suivant :

$$\varphi_{ref} = \begin{bmatrix} \varphi_n & pour\ |\Omega| \leq \Omega_n \\ \dfrac{\varphi_n . \Omega_n}{|\Omega|} & pour\ |\Omega| \succ \Omega_n \end{bmatrix} \qquad (III.31)$$

III-4-4-2- Calcul de la référence du couple électromagnétique

Le contrôle de la boucle externe de vitesse par un régulateur de type (PI), permet d'obtenir le couple de référence. Souvent, on fait appel à une limitation de la référence pour respecter les caractéristiques physiques de la machine [11].

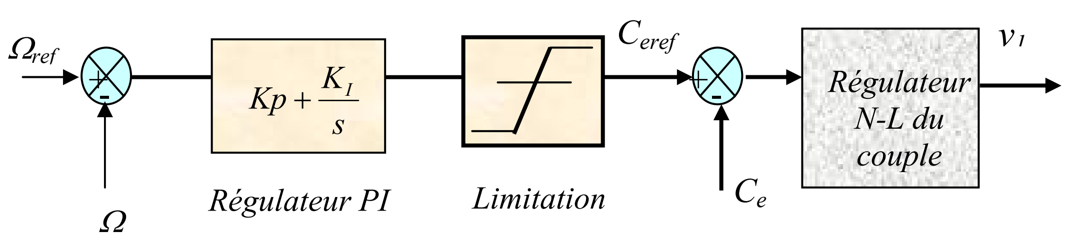


Figure (III.5) : *Régulateur de vitesse (PI) et couple de référence*

III-4-5- Dimensionnement du régulateur (PI)

Pour dimensionner le régulateur de vitesse, on se pose dans le cas d'un découplage parfait des flux ($i_d = 0$ et $\varphi_d = \varphi_f$) et en considérant uniquement la partie mécanique de la machine, représentée par un système du premier ordre, ayant comme entrée : le couple électromagnétique et comme sortie : la vitesse de rotation [6],[11],[12],[13],[14],[16].

En insérant un régulateur (PI) dans la chaîne directe, on obtient un système du second ordre en boucle fermée. Si on néglige le coefficient de frottement, on obtient la fonction de transfert en boucle fermée suivante :

$$F(s) = \frac{\left(1 + \frac{K_p}{K_I}\, s\right)}{1 + \frac{K_P}{K_I} s + \frac{J}{K_I} s^2} \tag{III.32}$$

Cette fonction de transfert peut se mettre sous la forme standard suivante :

$$F(s) = \frac{(1 + \tau\, s)}{1 + \frac{2\xi}{\omega_0} s + \frac{s^2}{\omega_0^2}} \tag{III.33}$$

Par identification on a :

$$\frac{K_p}{K_I} = \tau \tag{III.34}$$

$$\frac{K_P}{K_I} = \frac{2\,\xi}{\omega_0} \qquad et \qquad \frac{J}{K_I} = \frac{1}{\omega_0^2} \tag{III.35}$$

On obtient :

$$K_I = \frac{4\,\xi^2\, J}{\tau^2} \tag{III.36}$$

$$K_P = \frac{4\,\xi^2\, J}{\tau} \tag{III.37}$$

Les coefficients du régulateur (PI) sont choisis par un placement de pôles afin d'obtenir un comportement convenable d'un système du second ordre en boucle fermée avec :

- *Un amortissement optimal :* $\xi = 0{,}7$
- *Un temps de réponse en boucle fermée de l'ordre de :* $\boldsymbol{t_r = 3.\tau = 0.03s}$
- *Et, une stabilité garantie pour le système.*

Ce qui conduit au choix suivant : $K_P = 0.345$ *et* $K_I = 34.5$

III-4-6- Etude de la dynamique des zéros

D'après [5],[10] une stabilité locale autour d'un point d'équilibre (x_0) *peut être obtenue après linéarisation par bouclage et difféomorphisme , si la dynamique des zéros correspondant aux sorties choisies (dans notre cas : Couple, flux) est asymptotiquement stable.*

Sachant que les sorties : $h_1 = Ce$*, de degré* $r_1 = 1$*,* $h_2 = \varphi^2$ *de degré* $r_2 = 1$ *et le système est d'ordre* $n = 3$*, ce qui laissent inobservable une variété de dimension :* $(n - r_1 - r_2 = 1)$*. Et par conséquent l'existence d'une dynamique interne d'ordre un non observable, il est nécessaire de vérifier la bornitude de l'évolution interne correspondante à la trajectoire de référence fixée [5]. Il s'agit d'un problème difficile pour lequel il n'existe pas de solution générale, l'étude devant être faite au cas par cas [9].*

Afin de compléter le diffeomorphisme, on introduit une troisième variable $\rho(x)$ *avec :*

$$\rho(x) = arctg\left(\varphi_d \big/ \varphi_q\right) = arctg\left(x_1 \big/ x_2\right) \tag{III.38}$$

Où : $\rho(x)$ *représente la position du flux statorique.*

Après bouclage, le système devient dans les nouvelles coordonnées [12],[13],[26] :

$$\dot{h}_1 = v_1 = \dot{C}_e \tag{III.39}$$

$$\dot{h}_2 = v_2 = \dot{\varphi}^2 \tag{III.40}$$

$$\dot{h}_3 = \dot{\rho}(x) = L_f\ \rho(x) = f(h,\rho) \tag{III.41}$$

$$Lg_1\ \rho(x) \equiv 0 \quad et \quad Lg_2\ \rho(x) \equiv 0 \tag{III.42}$$

- <u>Conclusion</u> :

- *D'après les équations (III.39,40) on constate que la dynamique du couple est découplée par rapport à la dynamique du flux électromagnétique.*
- *Par contre la dynamique de la position du flux* $\rho(x)$ *est non linéaire et non observable, d'après l'équation (III.41), dont on doit vérifier la stabilité.*
- *D'après l'équation (III.42), la dynamique inobservable est indépendante de la commande.*
- $\dot{\rho} = f(0,\rho)$ *: représente la dynamique des zéros qui doit être stable en* $\rho=0$
- *Cependant la bornitude de* ρ *n'est pas un problème puisque c'est un angle.*
- *Par conséquent la dynamique des zéros est asymptotiquement stable*
- *Une confirmation par simulation est prévue.*

III-5 - SIMULATION DE LA COMMANDE NON LINEAIRE DE LA MSAP

III-5-1- Bloc de simulation

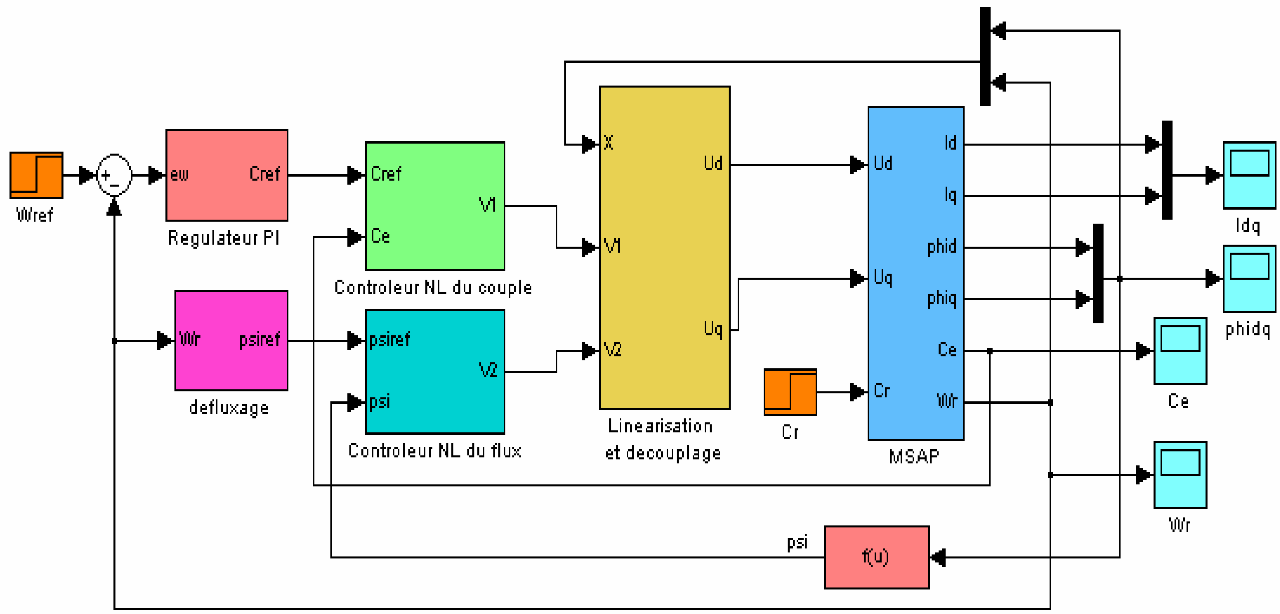


__Figure (III.6) :__ Bloc de simulation de la CNL de la MSAP
Contrôle du couple et du flux

III-5-2- Résultats de simulations

Les résultats de simulation de la conduite de la MSAP par la commande non linéaire du type linéarisation entrée-sortie par retour d'état non linéaire sont illustrés par les figures ci-dessous.

La figure (III.7) illustre bien la réponse en vitesse de la MSAP à vide, semblable à celle d'un système du premier ordre sans dépassement, caractérisé par une dynamique très rapide et stable, avec un temps de réponse très court, de l'ordre de 0.03 secondes. On constate encore le rejet de la perturbation (couple de charge) appliqué, 0.2 seconde, plus tard et le suivi parfait de la référence de vitesse (100 rd/s). Ce qui confirme le bon choix des paramètres du régulateur PI de la boucle externe, vitesse de rotation.

La figure (III.8) montre un démarrage à vide, avec une bonne limitation par saturation, du couple de référence, pour se stabiliser très rapidement et sans oscillations autour de zéro. Après une application d'un couple de charge de 1.5 N.m , 0.2 seconde plus tard, la commande répond à l'échelon de charge avec une dynamique du couple presque instantanée, sans dépassement et sans oscillations. Ce qui confirme le bon choix du cœfficient de réglage du Contrôleur de couple adopté.

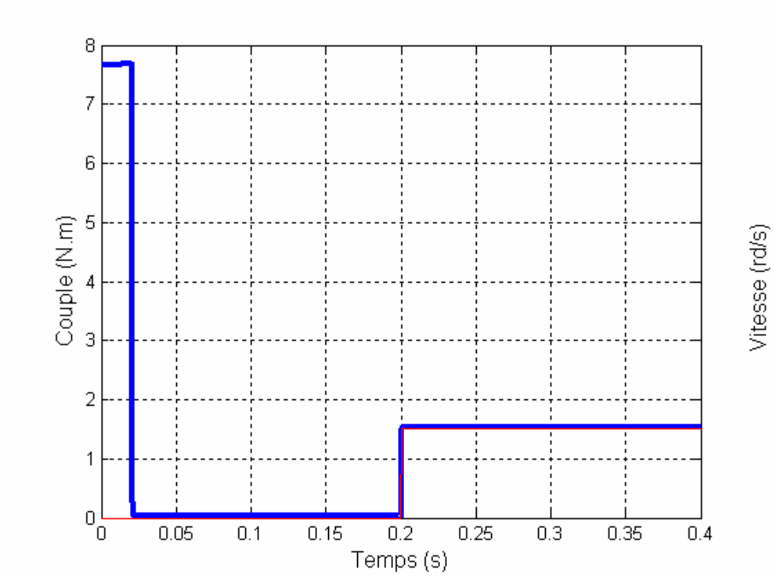


Figure (III.8): *Couple électromagnétique - C_r = 1.5 N.m après 0.2s.*

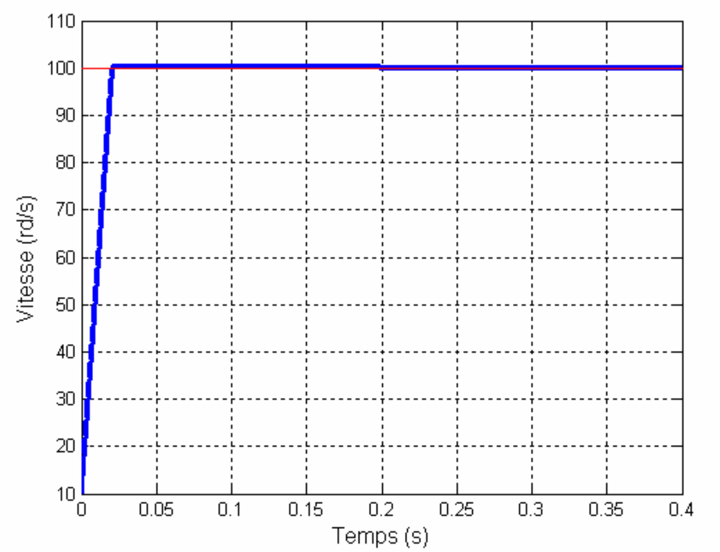


Figure (III.7): Vitesse de rotation

La figure (III.9) permet de voir les composantes du flux statorique dans le repère de Park, on constate un très bon découplage entre ces deux composantes (φ_d ,φ_q) :

- *A vide, après un très bref régime transitoire la composante φ_d suit parfaitement le flux référence dictée par le bloc de défluxage, et la composante du flux φ_q est nulle (pas de couple de charge).*

- *En charge, le contrôleur non linéaire assure un bon découplage entre les deux composantes du flux, ce qui confirme le bon choix du cœfficient de réglage du Contrôleur du flux statorique, la composante φ_q présente la même dynamique que celle du couple électromagnétique pour répondre au couple de charge.*

Par conséquent, la commande non linéaire adoptée, permet de réguler d'une façon indépendantes les deux grandeurs naturelles : le flux électromagnétique et le couple développé par la machine.

La figure (III.10) permet de voir les composantes du courant statorique dans le repère de Park, on constate un très bon découplage entre ces deux courants (i_d ,i_q) : C'est une image de la dynamique des composantes du flux statorique. La limitation du couple de référence, impose une modération pour le courant i_q au démarrage de la machine (17 A au lieu de 37 A).

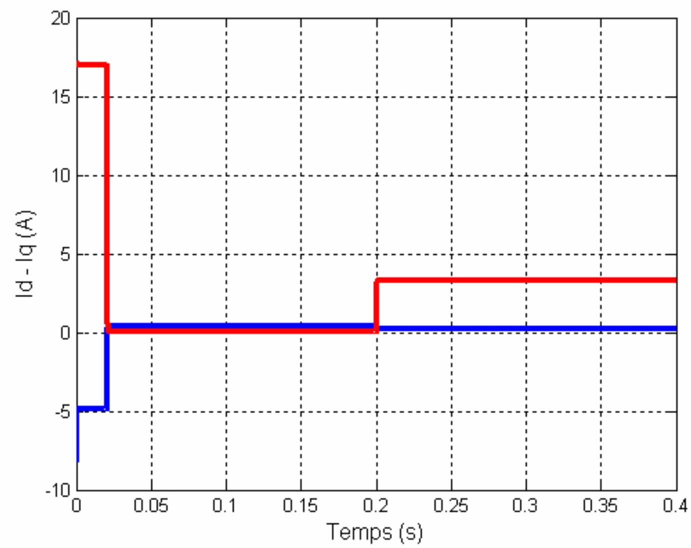


Figure (III.10): *Composantes du courant statorique - Découplage*

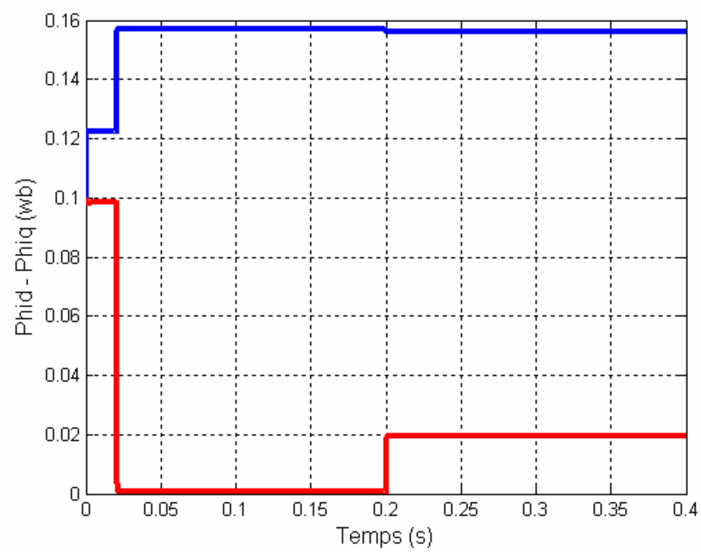


Figure (III.9): *Composantes du flux statorique – Découplage*

La figure (III.11) présente le courant statorique absorbé par la machine, qui manifeste une oscillation notable au démarrage de la machine, pour s'affaiblir autour de zéro, lors de la marche à vide. Une fois chargée, la machine absorbe un courant quasi-sinusoïdale de fréquence industrielle de 50Hz et de valeur efficace relative au couple de charge. La figure (II.10) permet de visualiser la tension statorique relative au point de fonctionnement de la machine.

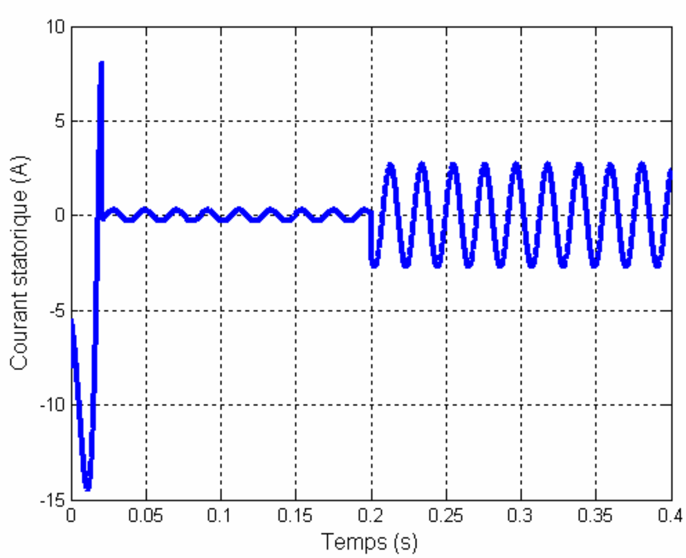


Figure (III.11): *Courant statorique -Démarrage à vide et charge à 0.2s.*

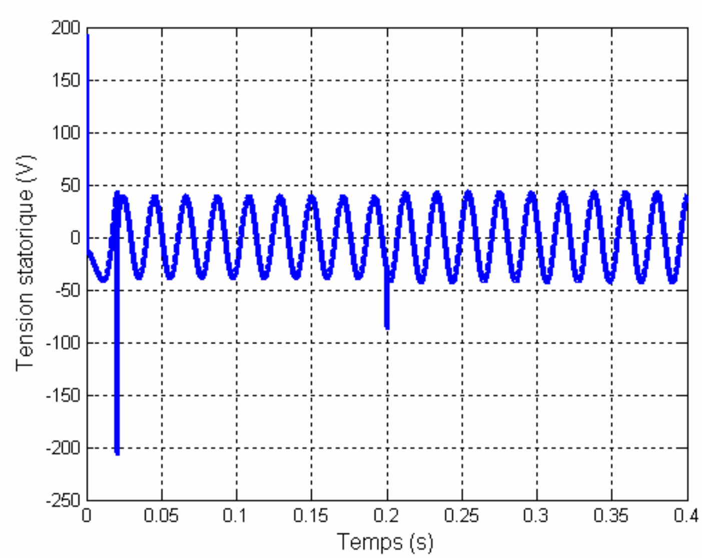


Figure (III.12) : *Tension statorique*

III-6 - CONCLUSION

La simulation de la commande non linéaire statique montre un très bon découplage entre les composantes du flux statorique ce qui se traduit par une commande découplée du flux statorique et du couple électromagnétique. Ce qui permet l'approche des performances de la machine à courant continu [3].

Pour notre cas, le modèle est à paramètres constants et l'état de la machine est supposé entièrement mesurable, par conséquent la commande permet de réaliser des boucles de régulations indépendantes pour le couple et le flux statorique. La commande non linéaire est directement affecté par le couple de charge et les variations paramétriques ce qui nécessite l'élaboration d'une commande non lineaire adaptative, dite dynamique, avec une estimation du couple de charge et ainsi rendre la commande plus robuste [15], [24], [29].

On constate, que la limitation par saturation, du couple de référence, conduit à une limitation notable du courant i_q, lors du démarrage de la machine. Ce qui présente un avantage pour l'algorithme de commande adopté.

CHAPITRE IV

PERFORMANCES DE LA COMMANDE NON LINEAIRE DE LA MSAP ASSOCIEE A UN ONDULEUR DE TENSION A TROIS NIVEAUX DE TYPE NPC

IV-1-INTRODUCTION

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans les domaines d'application les plus variés, dont le plus connu sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatif [36], [39], [42]. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part sur le développement des composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robuste et rapides et d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion [42],[44], ainsi que le progrès réalisé dans le domaine de la micro-informatique. Malgré leurs avantages, les onduleurs conventionnels sont limités aux applications de faibles et de moyenne puissances seulement. Dans les applications de fortes puissances (10MVA, 6KV) [52], la structure à trois niveaux est la plus adaptée, par rapport à la structure à deux niveaux, du fait que les tensions et les courants de sortie présentent un taux de distorsion harmoniques nettement inférieur et les tensions du mode homopolaire sont réduites [64]. La tension aux bornes de chaque interrupteur est divisée par deux et la fréquence de hachage est plus basse [40], [41], [45].

En général, les onduleurs de tension multiniveaux peuvent êtres vu comme des synthétiseurs de tension, dans lesquels la tension de sortie est synthétisée de plusieurs niveaux de tension discrets. Les avantages ce cette nouvelle génération d'onduleurs sont [61], [64], [69] :

- *La tension des dispositifs existants peut être augmenter plusieurs fois sans complications au niveau des tensions statiques et dynamique (les interrupteurs sont connectés en série)*
- *Les performances spectrales des formes d'ondes des grandeurs de sortie d'un onduleur multiniveaux sont supérieures à celles d'un onduleur à deux niveaux.*
- *Les formes d'onde des grandeurs de sorties d'un onduleur multiniveaux limitent naturellement les problèmes des surtensions.*

Les différentes topologies des onduleurs multiniveaux sont [61], [64], [69] :

- *Onduleurs à diode de bouclage (NPC)*
- *Onduleurs à condensateurs flotteurs*
- *Onduleurs en cascade*

De même les différentes stratégies de commande de modulation peuvent êtres classées comme suit [64], [40], [36], [62], [54], [55], [40], [36].

- *Commande en pleine onde.*
- *Modulation de largeur d'impulsion (MLI) :*
    - *MLI sinusoïdale.*
    - *MLI Vectorielle.*

Pour notre cas on s'intéresse à l'étude, la modélisation et la commande de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC (Neutral-Point-Clamped) dit à diode de bouclage, proposé pour la première fois en 1981, par N. Akira & al [38] **,** *caractérisé par [64], [69]* **:**

- *Avantages :*

  - *Les composants de puissance à semi-conducteur bloquent une tension inverse égale seulement à la moitié de la tension de la source continue*
  - *Cette topologie peut être généralisée et les principes employés dans la topologie d'onduleur à trois niveaux peuvent êtres étendus pour l'utilisation de niveaux plus élevés.*
  - *L'onduleur à trois niveaux fonctionne avec un facteur de puissance élevée.*

- *Limites :*

  - *Pour plus de trois niveaux, les diodes de bouclage (clamping diodes) sont soumises à des tensions directes élevées, donc, une mise en série des diodes est nécessaire ; ce qui complique la conception et pose des problèmes de fiabilité et de coût du montage.*
  - *Cette topologie exige des diodes de bouclage à vitesse de commutation élevée qui doivent être capable de supporter le courant en pleine charge.*
  - *Le maintient de l'équilibre de la charge des condensateurs pose un sérieux problème pour la topologie NPC avec plus de trois niveaux.*
  - *L'onduleur NPC multiniveaux est employé surtout dans les circuit de compensation cela est du au problème d'équilibrage des capacités.*

La première partie de ce chapitre est consacré à la modélisation du fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux .Cette présente étude fixe deux objectifs [52] :

- *Etude du fonctionnement de l'onduleur et l'élaboration de son modèle de connaissance en utilisant la le réseaux de pétri.*
- *Définition d'une commande complémentaire optimale de cet onduleur et le développement de son modèle de commande.*
- *Application d'une commande à MLI sinusoïdale à deux porteuses unipolaires [52], [53], [55].*

La seconde partie traite les performances de la commande non linéaire de la MSAP associé à un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC , contrôlé par une MLI sinusoïdale à deux porteuses triangulaires unipolaires [65],[66], [67] [68], [30].

IV-2- MODELISATION ET COMMANDE D'UN ONDULEUR A TROIS NIVEAUX "STRUCTURE NPC"

IV- 2 -1 - Structure topologique de l'onduleur

La figure (IV.1) présente une structure classique d'une conversion indirecte alternative - alternative composée d'un pont redresseur triphasé à diode, d'un filtre de tension, composé d'une self et de deux condensateurs à point milieu commun, pour former les deux sources continues nécessaires au bon fonctionnement de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux, qui alimente à son tour une charge triphasée équilibrée à caractère inductif, couplée en étoile avec un neutre isolé.

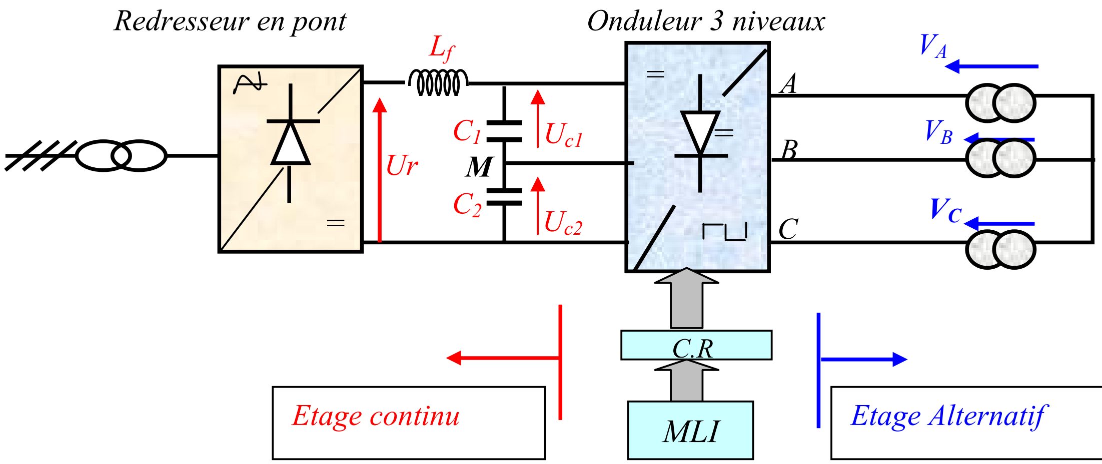


Figure (IV.1): *Structure d'une conversion indirecte AC/AC*

La figure (VI.2) représente la structure topologique d'un onduleur triphasé à trois niveaux. Elle est composée de trois bras monophasés. A partir de la source principale de tension continu, et à l'aide d'un diviseur de tension capacitif formé par les condensateurs de filtrage C_1 et C_2 de même capacité, on obtient deux sources secondaires de tension continue délivrant chacune une demi tension (E/2). Cette structure crée alors un point neutre (M) entre les deux condensateurs. Les condensateurs sont identiques de manières à éviter le déséquilibre de charge (C_1=C_2 & U_{C1}=U_{C2}) [32], [33], [38], [39], [42],[44],[45].

Chaque demi-bras de l'onduleur se compose de deux interrupteurs (T) en série avec leur point commun relié par une diode de bouclage au point neutre des sources (M).Une diode en anti-parallèle est montée sur chaque interrupteur pour assurer la réversibilité des courants dans la charge.

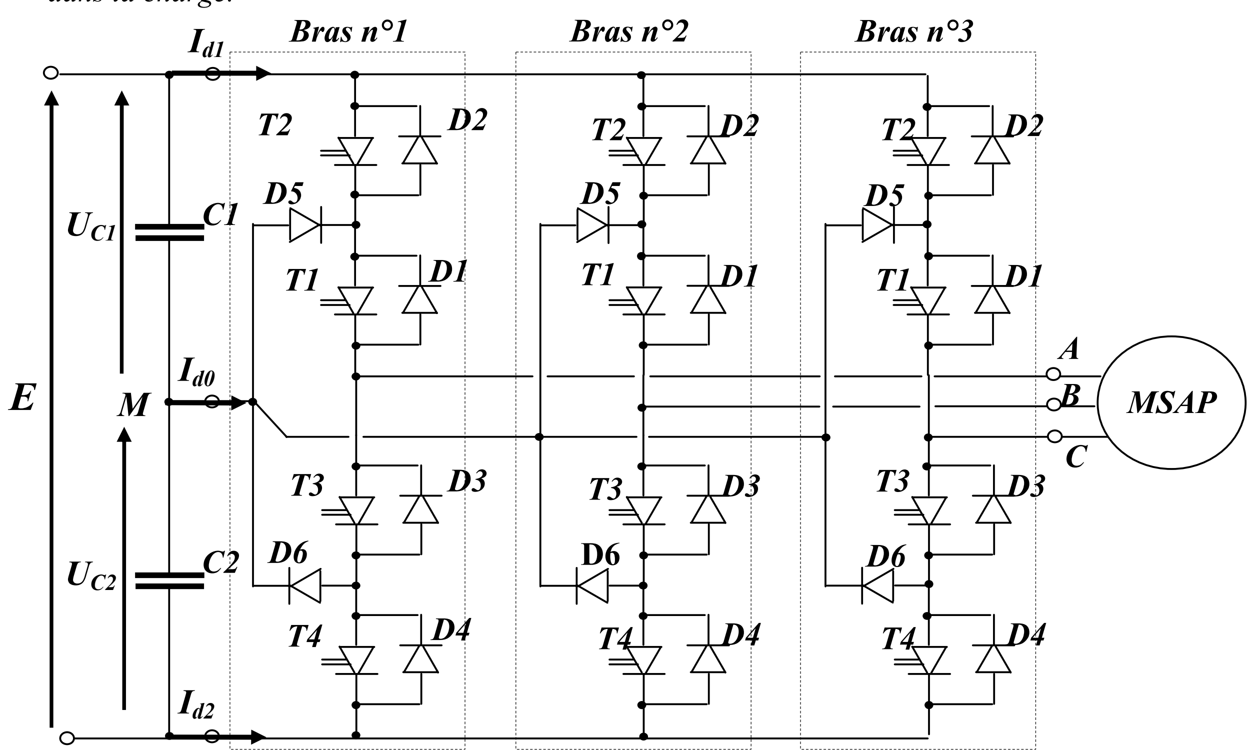


Figure (IV.2): *Structure de puissance de l'onduleur à trois niveaux de type NPC*

IV- 2 -2 - Modélisation de l'onduleur à trois niveaux

Pour ce faire, on va étudier le modèle d'un seul bras de l'onduleur, puis on va généraliser l'approche [35], [37], [52].

IV- 2- 2 -1- Modèle de l'interrupteur bidirectionnel en courant

L'ensemble interrupteur (T) et la diode (D) peut être remplacer par un interrupteur bidirectionnel en courant :

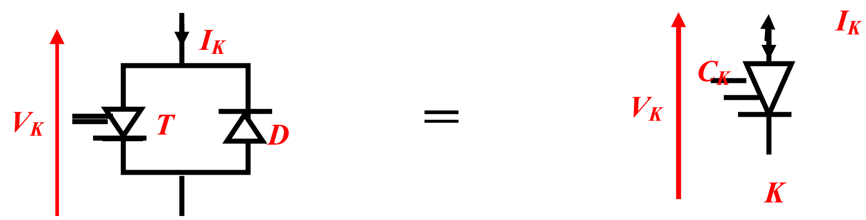


Figure (IV.3): *Interrupteur bidirectionnel en courant*

Avec : C_K *la commande de l'interrupteur* (K)

La synthèse de l'interrupteur bidirectionnel en courant est illustrée par les caractéristiques statiques ci-dessous [33], [34], [35], [37] :

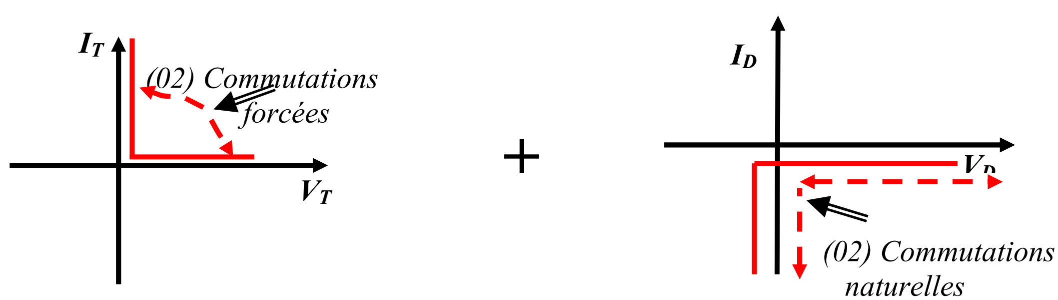


Figure (IV.4): *Caractéristique statique de l'interrupteur (T)*

Figure (IV.5): *Caractéristique statique de la diode (D)*

La combinaisons des deux caractéristiques statiques conduit à:

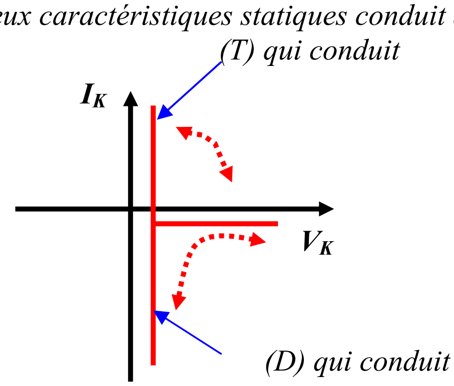


Figure (IV.6): *Caractéristique statique de l'interrupteur bidirectionnel en courant*

On définit deux états stables pour l'interrupteur (K) :

- *(1) : pour l'état fermé de l'interrupteur (K).*
- *(0) : pour l'état ouvert de l'interrupteur (K).*

Le passage entre les deux états stables est subordonnée par des conditions de transitions, ce qui aboutit au model suivant :

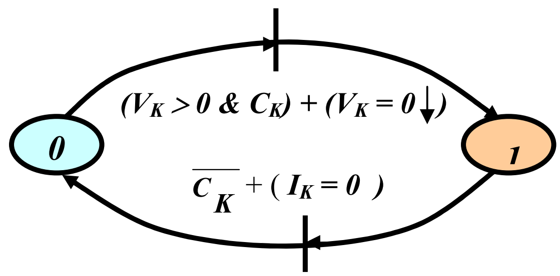


Figure (IV.7) : *Modèle de Pétri de l'interrupteur bidirectionnel en courant*

IV- 2- 2- 2- Modèle de fonctionnement d'un bras de l'onduleur

Pour décrire le fonctionnement de l'onduleur du type NPC, on étudie le comportement d'un seul bras. [32], [33], [34], [35], [37], [52].

La tension polaire V_{AM} entre la borne A da la charge et le point neutre M est entièrement définit par l'état des quatre interrupteurs bidirectionnels en courant (K) du bras d'onduleur ; cette tension doit prendre les trois potentiels ($-U_C$,0,$+U_C$) d'où l'appellation onduleur triphasé à trois niveaux.

IV-2-2-2- a- Les différentes configurations électriques du bras d'onduleur

Les configurations possibles d'un seul bras de 04 interrupteurs est de $2^4=16$ états que l'on peut représenter par un quadruplet de 0 et de1 suivant l'état des interrupteurs K1, K2, K3 et K4 [33], [35], [37], [52].

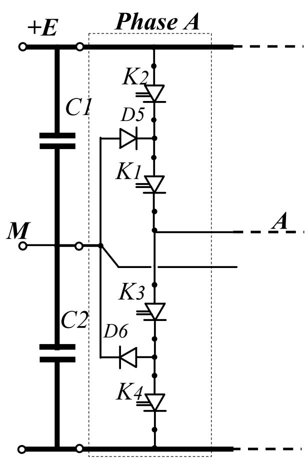
Une analyse topologique d'un bras d'onduleur montre cinq configurations électriques possibles :

- ***Configuration 0 :*** *$(C_{11}\ C_{12}\ C_{13}\ C_{14}) = (0\ 0\ 0\ 0)$*
  Les interrupteurs (K_1, K_2) et (K_3, K_4) sont bloqués et la tension de sortie V_{AM} est imposée par la charge ; cette configuration est indésirable pour la commande de l'onduleur.
- ***Configuration 1 :*** *$(C_{11}\ C_{12}\ C_{13}\ C_{14}) = (1\ 1\ 0\ 0)$*
  Les interrupteurs (K_1, K_2) sont passants et (K_3, K_4) sont bloqués et la tension de sortie : $V_{AM} = +U_C = +E/2$.

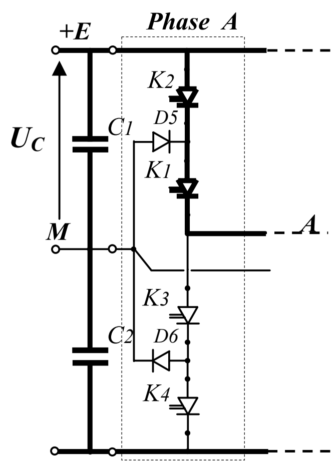
- ***Configuration 2 :*** *$(C_{11}\ C_{12}\ C_{13}\ C_{14}) = (1\ 0\ 0\ 0)$*
  L'interrupteurs K_1 est passant et $(K_2,\ K_3, K_4)$ sont bloqués et la tension de sortie : $V_{AM} = 0$.
- ***Configuration 3 :*** *$(C_{11}\ C_{12}\ C_{13}\ C_{14}) = (0\ 0\ 1\ 1)$*
  Les interrupteurs $(K_1,\ K_2)$ sont bloqués et (K_3, K_4) sont passants et la tension de sortie : $V_{AM} = -U_C = -E/2$.
- ***Configuration 4 :*** *$(C_{11}\ C_{12}\ C_{13}\ C_{14}) = (0\ 0\ 1\ 0)$*
  L'interrupteurs K_3 est passant et $(K_2,\ K_1, K_4)$ sont bloqués et la tension de sortie : $V_{AM} = 0$.

Les autres configurations sont à éviter, car [35], [36], [64]:

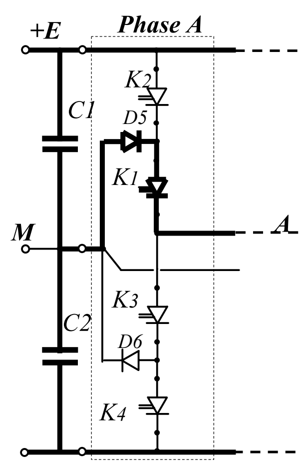
- *Soit, elles provoquent le court circuit des sources continues*
- *Soit, elles n'assurent pas la connexion de la charge au point neutre des sources continues.*



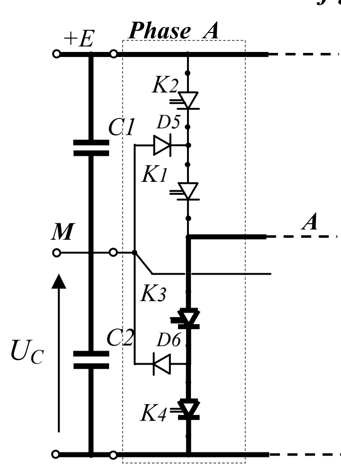
Configuration 0.



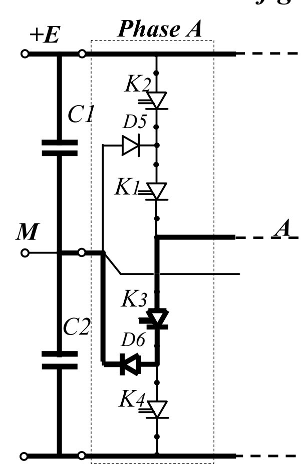
Configuration 1.



Configuration 2.



Configuration 3.



Configuration 4.

Figure (VI.8) : *Les différentes configurations électriques d'un bras de l'onduleur*

Le tableau ci-dessous récapitule les cinq configurations électriques possibles :

Configuration	*Commande*	*Tension V_{AM}*	*Courant continu*	*observation*
Conf 0	$Cij = 0$ $i = 1,3$ $j = 1,4$	*Imposée par la charge*	$I_{d0} = I_{d1} = I_{d2} = 0$ $I_A = 0$	*Configuration non désirable pour la commande*
Conf 1	$C_{11} = C_{12} = 1$ $C_{13} = C_{14} = 0$	$+ U_C$	$I_{d1} = I_A$ $I_{d0} = I_{d2} = 0$	*Niveau de tension* $(+U_C)$
Conf 2	$C_{11} = 1$ $C_{12}= C_{13} = C_{14}=0$	*O*	$I_{d1} = I_{d2} = 0$ $I_{d0} = I_A$	*Niveau de tension (O)*
Conf 3	$C_{11} = C_{12} = 0$ $C_{13} = C_{14} = 1$	$- U_C$	$I_{d1} = I_{d0} = 0$ $I_{d2} = I_A$	*Niveau de tension* $(-U_C)$
Conf 4	$C_{13} = 1$ $C_{11}= C_{12} = C_{14}=0$	*O*	$I_{d1} = I_{d2} = 0$ $I_{d0} = I_A$	*Niveau de tension (O)*

Tableau (IV-1) : *Tableau récapitulatif relatif au bras n° 1*
i=1,3 : numéro du bras
j=1,4 : numéro de l'interrupteur du bras i

IV-2-2-2-b- Conclusion

- *On doit éliminer la configuration 0, car elle déconnecte totalement la charge de la source continue.*
- *Garder les (4) configurations utiles qui vont permettre de générer les trois niveaux de tension ($-U_C$, O, $+ U_C$) relative à la tension du bras d'onduleur (V_{AM}).*
- *Pour avoir un mode commandable du bras d'onduleur, on doit chercher une commande complémentaire optimale.*

IV- 2- 3- Modélisation par réseau de Pétri de l'onduleur

Pour avoir un fonctionnement en mode commandable, on doit étudier la commande complémentaire optimale des interrupteurs du bras d'onduleur, puis déterminer les conditions de transitions entre les différentes configurations pour déterminer un modèle par réseau de Pétri du bras [33], [34], [35], [37], [52].

IV- 2- 3 - 1 - Commandabilité des convertisseurs statiques

Un convertisseur statique fonctionne en mode commandable.

1 – Les transitons entre des différentes configuration dépendent uniquement de la commande externe C_K
2 - Régime de conduction continue

Par la suite, on suppose que la deuxième condition est toujours vérifiée.

IV- 2- 3- 2 - Commande complémentaire des interrupteurs

Pour éviter la mise en conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un seul bras, qui provoque un court-circuit aux bornes des sources continue et par conséquent le risque de destruction des condensateurs et des composants semi-conducteurs par sur intensité et qui peut engendrer la destruction par surtension des interrupteurs lors de l'ouverture simultanée de ces derniers, on adopte la solution classique suivante [33], [34], [36], [52] :

On doit réaliser des commandes complémentaires des différents interrupteurs d'un même bras de l'onduleur. La commande complémentaire, en plus des deux conditions précédentes, assure un fonctionnement totalement commandable de l'onduleur.

Pour le bras d'onduleur i=1, trois commandes complémentaires sont possibles :

$$C_{11} = \overline{C_{12}} \ \& \ \ C_{13} = \overline{C_{14}} \tag{IV.1}$$

$$C_{11} = \overline{C_{13}} \ \& \ \ C_{12} = \overline{C_{14}} \tag{IV.2}$$

$$C_{11} = \overline{C_{14}} \ \& \ C_{12} = \overline{C_{13}} \tag{IV.3}$$

On établi le tableau d'excitation, relatif à cette commande complémentaire.

C_{11}	C_{12}	C_{13}	C_{14}	V_{AM}
O	O	1	1	$-U_C$
O	1	O	1	*Inconnue*
1	O	1	O	O
1	1	O	O	$+U_C$

Tableau (IV.2) : *Tableau des excitations relatif au bras n° 1*

En conclusion : La commande complémentaire (IV.3) s'est avérée celle qui donne les trois niveaux de tension ($-U_C$, O, $+U_C$) de façon optimale et Si on élimine le cas inconnu (0,1,0,1), on obtient un fonctionnement de l'onduleur en mode commandable [37], [52].

IV- 2- 3- 3 - Modèle d'un bras en mode commandable par réseau de Pétri

L'analyse fonctionnelle du bras par le formalisme de Pétri consiste à [33], [34], [37], [52] :

- *Déterminer les différentes configurations physiquement réalisables.*
- *Attribuer un modèle électrique équivalent pour chaque configuration.*
- *Définir les conditions de transition entre les différentes configurations.*

Ces conditions de transitions donnent les réceptivités du réseau de Pétri.

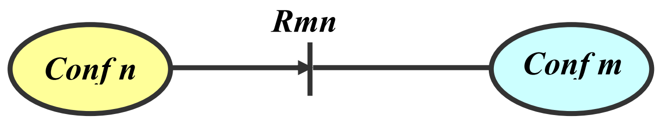


Figure (IV.9): *Transition entre deux configurations*

Avec : Rmn comme réceptivité de transition entre la configuration (m) et la configuration (n).

La réceptivité Rmn est une fonction logique entre :

- *Une commande externe (C_{ij}) des interrupteurs (K_{ij})*
- *Et, des paramètres électriques du bras, définis par :*
    - *Le signe du courant du bras : I_i (i = 1,2,3)*
    - *Et, le signe des tensions aux bornes des interrupteurs (V_{ij}), du bras i, avec (i = 1, 3) et (j = 1, 2, 3)*

Après définition des quatre configurations possibles du bras d'onduleur, analyse des conditions de transition entre ces dernières et avec la commande complémentaire, on a pu définir les réceptivités de transition du bras n°1, comme suit :

$$R12 = \left[C_{11} \,\&\, \overline{C_{12}}\right] \& \left[I_1 > 0\right] \quad (IV.4)$$

$$R21 = [C_{11} \,\&\, C_{12}] \quad (IV.5)$$

$$R23 = \left[\overline{C_{11}}\right] \quad (IV.6)$$

$$R32 = \left[C_{11} \,\&\, \overline{C_{12}}\right] \& \left[I_1 > 0\right] \quad (IV.7)$$

$$R13 = [\overline{C_{11}} \;\&\; \overline{C_{12}}] \quad (IV.8)$$

$$R31 = [C_{11} \,\&\, C_{12}] \quad (IV.9)$$

$$R34 = \left[C_{11} \,\&\, \overline{C_{12}}\right] \& \left[I_1 < 0\right] \quad (IV.10)$$

$$R43 = [\overline{C_{11}} \;\&\; \overline{C_{12}}] \quad (IV.11)$$

$$R14 = \left[C_{11} \,\&\, \overline{C_{12}}\right] \& \left[I_1 < 0\right] \quad (IV.12)$$

$$R41 = [C_{12}] \quad (IV.13)$$

Après définition des réceptivités, on adopte une modélisation, par réseau de Pétri série, du bras (n°1) de l'onduleur :

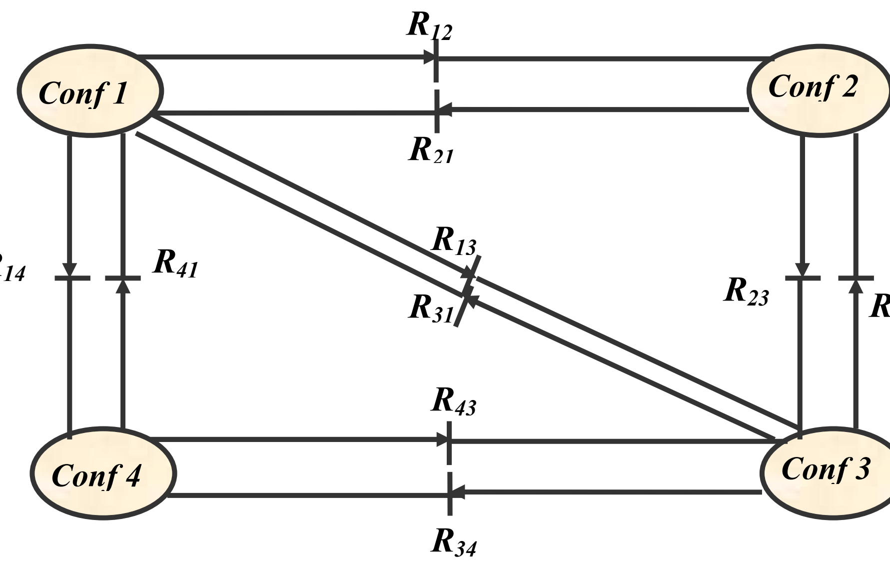


Figure (IV.10): *Réseau de Pétri série de fonctionnement d'un bras d'onduleur trois niveaux de type NPC, en mode commandable.*

IV-2- 5- Modèle de commande de l'onduleur

IV-2 - 4 - 1 - Fonction de connexion

A Chaque interrupteur (K_{ij}), on lui associe une fonction de connexion $F_{ij,}$ définit par [34], [37] :

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 si K_{ij} est fermé \\ 0 si K_{ij} est ouvert \end{cases} \qquad (IV.14)$$

Avec :

- *i=1,3 : numéro du bras*
- *j=1,4 : numéro de l'interrupteur du bras j*

IV-2 - 4 - 2 - Relation entre les fonctions de connexion

Si on utilise la commande complémentaire (IV-3), pour un bras (i) [34], [37] :

$$C_{i1} = \overline{C_{i4}} \ \& \ C_{i2} = \overline{C_{i3}} \qquad (IV.15)$$

Alors on peut en déduire les relations entre les fonctions de connexion des différents interrupteurs (K_{ij}) du bras (j) :

$$\begin{bmatrix} F_{i1} = 1 - F_{i4} \\ F_{i2} = 1 - F_{i3} \end{bmatrix} \tag{IV.16}$$

On se basant sur cette commande complémentaire, on peut remarquer que pour chaque bras d'onduleur (i), on peut définir deux cellules de commutation à deux interrupteurs chacune :

- *Cellule n°1 constituée par la paire d'interrupteurs : (K_{i1} & K_{i4})*
- *Cellule n°2 constituée par la paire d'interrupteurs : (K_{i2} & K_{i3})*

On peut définir des fonctions de commutation pour chaque cellule :

F_i^1 : *Fonction de commutation relative à la cellule n°1*

F_i^2 : *Fonction de commutation relative à la cellule n°2*

On peut exprimer les fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$F_{i1}(t) = \frac{1}{2}\left[1 + F_i^1(t)\right] \tag{IV.17}$$

$$F_{i2}(t) = \frac{1}{2}\left[1 + F_i^2(t)\right] \tag{IV.18}$$

$$F_{i4}(t) = \frac{1}{2}\left[1 + F_i^1\left(t - \frac{T}{2}\right)\right] \tag{IV.19}$$

$$F_{i3}(t) = \frac{1}{2}\left[1 + F_i^2\left(t - \frac{T}{2}\right)\right] \tag{IV.20}$$

IV-2 - 4 - 3 - Fonction de connexion des demi – bras

On définit la fonction de connexion du demi- bras par F_{im}^b*, tel que [34], [37] :*

- *Pour le demi - bras du haut, m=1 et* $F_{i1}^b = F_{i1}.F_{i2}$ *(IV.21)*
- *Pour le demi - bras du bas, m=0 et* $F_{i0}^b = F_{i3}.F_{i4}$ *(IV.22)*

$$\begin{bmatrix} F_{im}^b = 1 \\ \forall m = 0,1 \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} F_{i1} = F_{i2} = 1 \\ ou \\ F_{i3} = F_{i4} = 1 \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} K_{i1} \,\&\, K_{i2} \text{sontfermés} \\ ou \\ K_{i3} \,\&\, K_{i4} \text{sontfermés} \end{bmatrix} \tag{IV.23}$$

$$\begin{bmatrix} F_{im}^b = 0 \\ \forall m = 0,1 \end{bmatrix} \Rightarrow \left[\text{dans tous les autres cas}\right] \tag{IV.24}$$

IV-2 - 4 - 4 - Table d'excitation des interrupteurs

Si on considère la commande complémentaire optimale qui permet d'avoir les niveaux ($-U_C$, O, $+ U_C$) :

V_{iM}	F_{i1}	F_{i2}
$+U_C$	1	1
0	1	0
$-U_C$	0	0

Tableau (IV.3) : *Tableau des excitations relatif au bras (i)*

IV-2- 6 - Modèle de connaissance de l'onduleur

IV-2- 6 - 1 - Les fonctions de conversion

IV-2-6-1- a- Calcul des tensions polaires : V_{AM}, V_{BM}, V_{CM}

Calcul des tensions de sortie de l'onduleur triphasé par rapport au point milieu (M) de la source continue [34], [37]

$$V_{AM} = V_A - V_M = F_{11} . F_{12}. U_{c1} - F_{13}. F_{14}.U_{c2} \quad (IV.25)$$

$$V_{BM} = V_B - V_M = F_{21} . F_{22}. U_{c1} - F_{23}. F_{24}.U_{c2} \quad (IV.26)$$

$$V_{CM} = V_C - V_M = F_{31} . F_{32}. U_{c1} - F_{33}. F_{34}.U_{c2} \quad (IV.27)$$

En utilisant les fonctions de connexion des demi - bras (IV.21,22), on obtient:

$$V_{AM} = F_{11}^b U_{C1} - F_{10}^b .U_{C2} \quad (IV.28)$$

$$V_{BM} = F_{21}^b U_{C1} - F_{20}^b .U_{C2} \quad (IV.29)$$

$$V_{CM} = F_{31}^b U_{C1} - F_{30}^b .U_{C2} \quad (IV.30)$$

On obtient:

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C2} \quad (IV.31)$$

- *Conclusion: la forme matricielle obtenue révèle que l'onduleur à trois niveaux est équivalent à une mise en série de deux onduleurs à deux niveaux [34], [37].*

De plus si on suppose que: $U_{c1} = U_{c2} = U_c = E/2$ (E:tension continu délivrée par l'étage continu), on abouti à:

$$V_{AM} = \left(F_{11}^{b} - F_{10}^{b}\right).Uc \tag{IV.32}$$

$$V_{BM} = \left(F_{21}^{b} - F_{20}^{b}\right).Uc \tag{IV.33}$$

$$V_{CM} = \left(F_{31}^{b} - F_{30}^{b}\right).Uc \tag{IV.34}$$

Ou la forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^{b} - F_{10}^{b} \\ F_{21}^{b} - F_{20}^{b} \\ F_{31}^{b} - F_{30}^{b} \end{bmatrix}.Uc \tag{IV.35}$$

IV-2-6-1- b- Calcul des tensions composées de sorties de l'onduleur

$$V_{AB} = V_{AM} - V_{BM} = \left(F_{11}^{b} - F_{10}^{b}\right).U_C - \left(F_{21}^{b} - F_{20}^{b}\right).U_C \tag{IV.36}$$

$$V_{BC} = V_{BM} - V_{CM} = \left(F_{21}^{b} - F_{20}^{b}\right).U_C - \left(F_{31}^{b} - F_{30}^{b}\right).U_C \tag{IV.37}$$

$$V_{CA} = V_{CM} - V_{AM} = \left(F_{31}^{b} - F_{30}^{b}\right).U_C - \left(F_{11}^{b} - F_{10}^{b}\right).U_C \tag{IV.38}$$

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^{b} - F_{10}^{b} \\ F_{21}^{b} - F_{20}^{b} \\ F_{31}^{b} - F_{30}^{b} \end{bmatrix}.U_C \tag{IV.39}$$

IV-2-6-1- c- Calcul des tensions simples de sortie de l'onduleur

On suppose une charge équilibrée et couplée en étoile et soit (N) le neutre de la charge ; on obtient :

$$V_{AN} = V_A - V_N = V_A \tag{IV.40}$$

$$V_{BN} = V_B - V_N = V_B \tag{IV.41}$$

$$V_{CN} = V_C - V_N = V_C \tag{IV.42}$$

D'après le diagramme vectoriel des tensions (simples et composées), on obtient :

$$V_A = \frac{V_{AB} - V_{CA}}{3}$$
$$V_B = \frac{V_{BC} - V_{AB}}{3} \qquad (IV.43)$$
$$V_C = \frac{V_{CA} - V_{BC}}{3}$$

D'où les tensions simples :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} .U_C \qquad (IV.44)$$

IV-2-6-1- d- Calcul des courants sources

Le but est de trouver les expressions des courants sources continus (I_{d1} , I_{d2} et I_{d0}) en fonction des courants alternatifs de la charge (I_A , I_B, I_C) ,en utilisant les fonctions de connexions des interrupteurs (IV-14) [34], [37]:

$$I_{d1} = (F_{11} . F_{12}). I_A + (F_{21} . F_{22}). I_B + (F_{31} . F_{31}).I_C \qquad (IV.45)$$

$$I_{d2} = (F_{13} . F_{14}). I_A + (F_{23} . F_{24}). I_B + (F_{33} . F_{34}).I_C \qquad (IV.46)$$

$$I_{d0} = (F_{11} . F_{13}). I_A + (F_{21} . F_{23}). I_B + (F_{31} . F_{33}).I_C \qquad (IV.47)$$

En introduisant la notion de fonction de connexion des demis - bras (IV.21,22) :

$$I_{d1} = F_{11}^b .I_A + F_{21}^b.I_B + F_{31}^b.I_C \qquad (IV.48)$$

$$I_{d2} = F_{10}^b.I_A + F_{20}^b.I_B + F_{30}^b.I_C \qquad (IV.49)$$

L'équation au noeud, permet d'écrire:

$$I_{do} = I_A + I_B + I_C - I_{d1} - I_{d2} \qquad (IV.50)$$

Si on remplace les courants continus (I_{d1} et I_{d2}) par leurs expressions relatives, on obtient :

$$I_{do} = I_A + I_B + I_C - \left(F_{11}^b + F_{10}^b\right).I_A - \left(F_{21}^b + F_{20}^b\right).I_B - \left(F_{31}^b + F_{30}^b\right).I_C \qquad (IV.51)$$

On aboutit à la forme matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{d0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^{b} & F_{21}^{b} & F_{31}^{b} \\ F_{10}^{b} & F_{20}^{b} & F_{30}^{b} \\ 1 - F_{11}^{b} - F_{10}^{b} & 1 - F_{21}^{b} - F_{20}^{b} & 1 - F_{31}^{b} - F_{20}^{b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{A} \\ I_{B} \\ I_{C} \end{bmatrix} \qquad (IV.52)$$

IV-2- 6 - 2 - Matrice de conversion simple [N(t)]

Si on choisi comme variables d'états pour l'ensemble, sources de tension continues, onduleur de tension à trois niveaux et charge triphasée à caractère inductive, le vecteur d'état suivant [34], [37] :

$$X = \begin{bmatrix} U_{C1} & U_{C2} & I_{A} & I_{B} & I_{C} \end{bmatrix}^{T} \qquad (IV.53)$$

Et comme variables d'entrées internes, le vecteur suivant:

$$U_{SIM} = \begin{bmatrix} V_{A} & V_{B} & V_{C} & I_{d1} & I_{d2} & I_{d0} \end{bmatrix}^{T} \qquad (IV.54)$$

On obtient, la matrice de conversion simple [N(t)], définie par la relation :

$$\begin{bmatrix} V_{A} \\ V_{B} \\ V_{C} \\ I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{d0} \end{bmatrix} = \left[N(t)\right] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ I_{A} \\ I_{B} \\ I_{C} \end{bmatrix} \qquad (IV.55)$$

Avec l'introduction des expressions des tensions simples (IV-44), on définit la matrice de conversion simple :

$$\left[N(t)\right] = \begin{bmatrix} \frac{2F_{11}^{b} - F_{21}^{b} - F_{31}^{b}}{3} & \frac{-\left(2F_{10}^{b} - F_{20}^{b} - F_{30}^{b}\right)}{3} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{2F_{21}^{b} - F_{11}^{b} - F_{31}^{b}}{3} & \frac{-\left(2F_{20}^{b} - F_{10}^{b} - F_{30}^{b}\right)}{3} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{2F_{31}^{b} - F_{21}^{b} - F_{11}^{b}}{3} & \frac{-\left(2F_{30}^{b} - F_{20}^{b} - F_{10}^{b}\right)}{3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^{b} & F_{21}^{b} & F_{31}^{b} \\ 0 & 0 & F_{10}^{b} & F_{20}^{b} & F_{30}^{b} \\ 0 & 0 & \left(1 - F_{11}^{b} - F_{10}^{b}\right) & \left(1 - F_{21}^{b} - F_{20}^{b}\right) & \left(1 - F_{31}^{b} - F_{30}^{b}\right) \end{bmatrix} \qquad (IV.56)$$

IV-2- 6 - 3 - Matrice de conversion composée [M(t)]

Si on utilise les tensions composées, le vecteur des entrées devient :

$$U_{COM}=\left[U_{AB}\ \ U_{BC}\ \ U_{CA}\ \ I_{d1}\ \ I_{d2}\ \ I_{d0}\right]^T \qquad (IV.57)$$

On obtient, la matrice de conversion composée M(t), définie par la relation :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{d0} \end{bmatrix} = \left[M(t)\right] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \qquad (IV.58)$$

Avec l'introduction des expressions des tensions composées (IV.39), on définit la matrice de conversion composée:

$$\left[M(t)\right]=\begin{bmatrix} \left(F^b_{11}-F^b_{21}\right) & -\left(F^b_{10}-F^b_{20}\right) & 0 & 0 & 0 \\ \left(F^b_{21}-F^b_{31}\right) & -\left(F^b_{20}-F^b_{30}\right) & 0 & 0 & 0 \\ \left(F^b_{31}-F^b_{11}\right) & -\left(F^b_{30}-F^b_{10}\right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F^b_{11} & F^b_{21} & F^b_{31} \\ 0 & 0 & F^b_{10} & F^b_{20} & F^b_{30} \\ 0 & 0 & \left(1-F^b_{11}-F^b_{10}\right) & \left(1-F^b_{21}-F^b_{20}\right) & \left(1-F^b_{31}-F^b_{30}\right) \end{bmatrix} \qquad (IV.59)$$

IV-3 – MODELE DE CONNAISSANCE GLOBAL DE L'ASSOCIATION

Le modèle de connaissance global de l'association comporte [34], [37] :

- *La partie commande représentée par le réseau de Pétri qui décrit le fonctionnement de l'onduleur en mode Commandable. Cette partie génère la matrice de conversion [N (t)].*
- *La partie puissance est constituée par :*
  - *Un bloc discontinu (convertisseur) qui délivre les entrées de la partie continue à partir des variables d'états et de la matrice de conversion simple [N(t].*
  - *Un bloc continu représenté par le modèle d'état de la charge et la source de tension continu.*

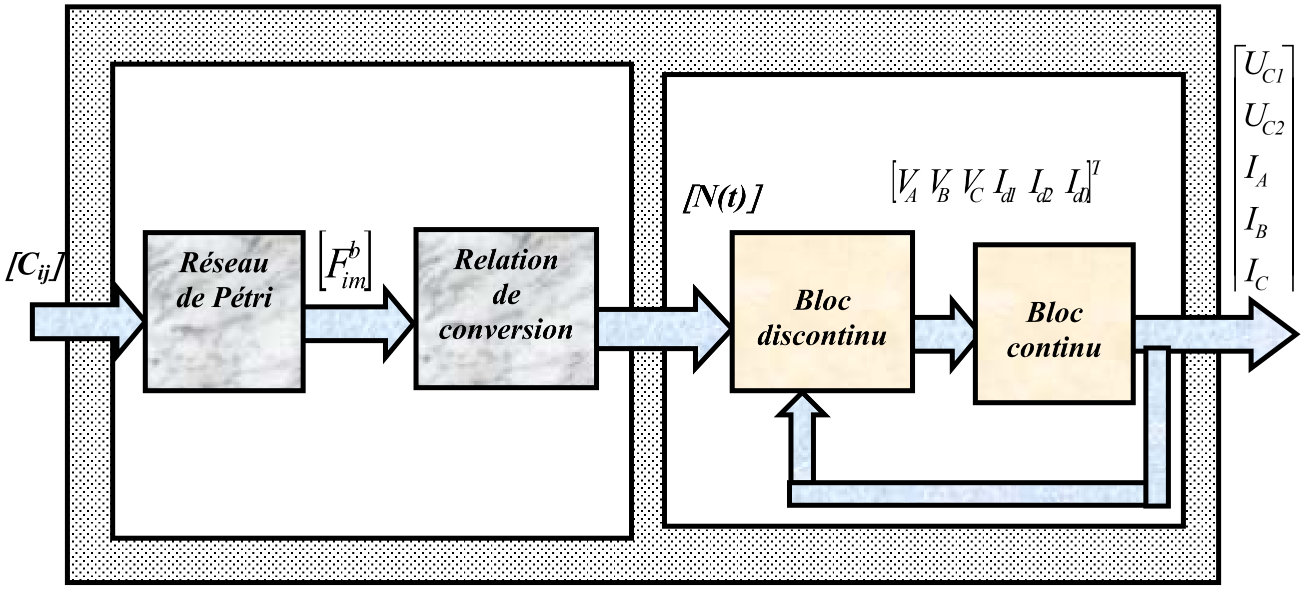


Figure (IV.11): *Modèle de connaissance globale de l'association : Onduleur – charge triphasée*

Remarque : *Les commandes* **[Cij]** *des interrupteurs sont générées par la stratégie de commande à MLI de l'onduleur.*

IV-4 – STRATEGIE DE COMMANDE DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX

IV-4-1- Les différentes stratégies de commande de l'onduleur

Les différentes stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux, peuvent êtres classées comme suit :

- Commande à pleine onde
- Commande à modulation de largeurs d'impulsions (MLI sinusoïdale)
- La modulation vectorielle

- *Commande classique à pleine onde : [36], [40], [44]*

La tension de sortie est formée de créneaux rectangulaire, riche en harmoniques. Le filtrage de cette tension rectangulaire, à la fréquence industrielle, est lourd, coûteux et les résultats médiocres. D'ou la nécessité de la modulation de largeur d'impulsion.

- *Commande à modulation de largeurs d'impulsions (MLI sinusoïdale): [36],[52],[53][54], [55],[62],[63]*

La MLI consiste alors à former chaque alternance de la tension de sortie d'une succession de créneaux de largeur convenable, en adoptant une fréquence de commutation supérieure à celle des grandeurs de sortie de l'onduleur, ainsi elle permet :

- *De repousser vers, des fréquences élevées, les harmoniques de la tension de sortie ; ce qui facilite le filtrage.*

- *De faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie*

Cependant, l'essor de la modulation MLI est lié aux progrès du développement des interrupteurs semi-conducteurs de puissance, la montée en fréquence de découpage limite la puissance transmise et augmentent les pertes par commutations.

Les caractéristiques de la modulation sinusoïdale sont [37], [44], [57]

- *L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence fp de la porteuse à la fréquence fr de la référence : m= fp/fr*

- *Le coefficient de réglage en tension r égale au rapport de l'amplitude Vm de la référence à tension crête Upm de la porteuse : r=Vm/Upm.*

- *Le facteur d'évaluation des performances de la MLI, le facteur de distorsion totale des harmoniques de la tenson de sortie THDv, définit par le rapport de la somme quadratique des harmoniques de tension à la valeur de la somme quadratique du fondamental et des harmoniques de la tension :*

- $$THDv=\frac{\left(\sum_{i=2}^{n} V_I^2\right)^{1/2}}{\left(\sum_{i=1}^{n} V_I^2\right)^{1/2}} \qquad (IV.60)$$

La Commande triangulo - sinusoïdale de base [44], [56], consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante, généralement sinusoïdale, avec une ou plusieures ondes de modulation ou porteuses, généralement triangulaire ou en dents de scie, unipolaires ou bipolaires. Cette technique exige une commande séparée pour chaque phase de l'onduleur. La détermination des instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs est réalisée en temps réel, par une électronique de commande analogique ou numérique ou parfois hybride. La figure ci-dessous illustre le principe de base de cette technique.

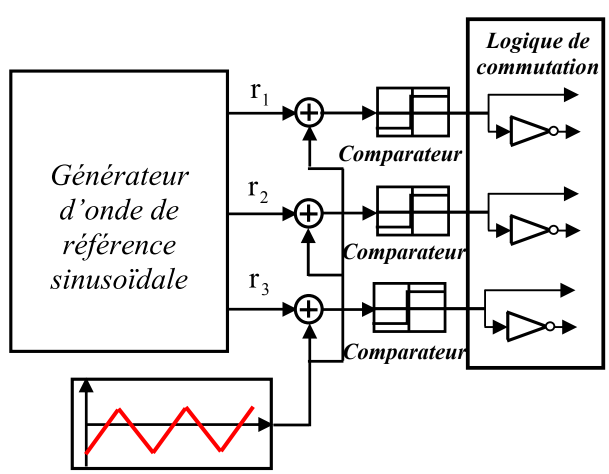


Figure (IV.12) : *Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale.*

- *La modulation vectorielle:* *[60], [61], [69], [52]*

La modulation vectorielle permet de suivre le vecteur tension de référence et non chaque tension de phase séparément d'où la dénomination « vectorielle » ; elle présente les tensions sinusoïdales de sortie que l'on désire par un seul vecteur. La transformation de Clark permet d'approcher au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation. La génération des signaux de commande des interrupteurs se fait de façon à suivre au mieux le vecteur défini par les composantes de Clark du système de tension de sortie de l'onduleur. La modulation vectorielle permet, d'une façon générale la commande globale des interrupteurs de l'onduleur.

Pour notre cas on s'intéresse à la commande par modulation de largeurs d'impulsions sinusoïdale avec deux porteuses triangulaires unipolaires [52], [36].

IV-4-1- Commande à MLI à deux porteuses en dent de scie unipolaires

IV-4-1-1-Definition des ondes porteuses

Cette stratégie exploite l'équivalence de l'onduleur à trois niveaux à deux onduleurs à deux niveaux. On utilise deux porteuses identiques, triangulaires unipolaires, déphasées, dans le temps, d'une demi période de hachage ($1/2f_p$) et décalées l'une par rapport à l'autre d'un niveau de tension $U_{pm,}$ afin de réduire le taux d'harmoniques des tensions de sorties. Les porteuses triangulaires offrent des tensions de sortie ayant une symétrie par rapport au quart et à la demi période [36], [37],[52],[54],[56] . Les deux ondes porteuses sont définies par les équations suivantes [36] :

$$U_{P1}(t)=\begin{cases} 2U_{pm}.\dfrac{t}{T_p}\ ;\ pour\ 0\le t\le \dfrac{T_p}{2} \\ 2U_{pm}.\left(1-\dfrac{t}{T_p}\right);\ pour\ \dfrac{T_p}{2}\le t\le T_p \end{cases} \qquad (IV.61)$$

ET

$$U_{p2}(t)=U_{p1}(t)-U_{pm}$$

IV-4-1-2-Algorithme de commande

Pour un bras (i), la stratégie de commande se résume en deux étapes : [35], [36], [37], [52] :

- ***Etape 1 :*** *détermination des signaux intermédiaires* V_{i1}, V_{i0}

$$\begin{cases}(V_{ref.i} \geq U_{p1}) \Rightarrow V_{i1} = +U_C \\ (V_{ref.i} < U_{p1}) \Rightarrow V_{i1} = 0\end{cases} \text{et} \begin{cases}(V_{ref.i} \geq U_{p2}) \Rightarrow V_{i0} = 0 \\ (V_{ref.i} < U_{p2}) \Rightarrow V_{i0} = -U_C\end{cases} \quad \text{(IV.62)}$$

- ***Etape 2 :*** *détermination du signal* V_{i2} *et des signaux de commande* C_{ij} *des interrupteurs :*

$$\begin{cases}V_{i2} = +U_C \Rightarrow C_{i1} = 1, C_{i2} = 1 \\ V_{i2} = -U_C \Rightarrow C_{i1} = 0, C_{i2} = 0 \\ V_{i2} = 0 \Rightarrow C_{i1} = 1, C_{i2} = 0\end{cases} \text{avec} \begin{cases}V_{i2} = V_{i0} + V_{i1} \\ C_{i3} = \bar{C}_{i2} \\ C_{i4} = \bar{C}_{i1}\end{cases} \quad \text{(IV.63)}$$

IV- 5 – CONTROLE DU COURANT ET DE LA VITESSE DE LA MSAP ASSOCIEE A UN ONDULEUR TROIS NIVEAUX DE TYPE NPC.

Cette partie du chapitre traite les performances de la commande non linéaire de la MSAP associé à un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC , contrôlé par une MLI sinusoïdale à deux porteuses triangulaires unipolaires [65],[66], [67] [68], [30].

IV-5-1- Bloc de simulation

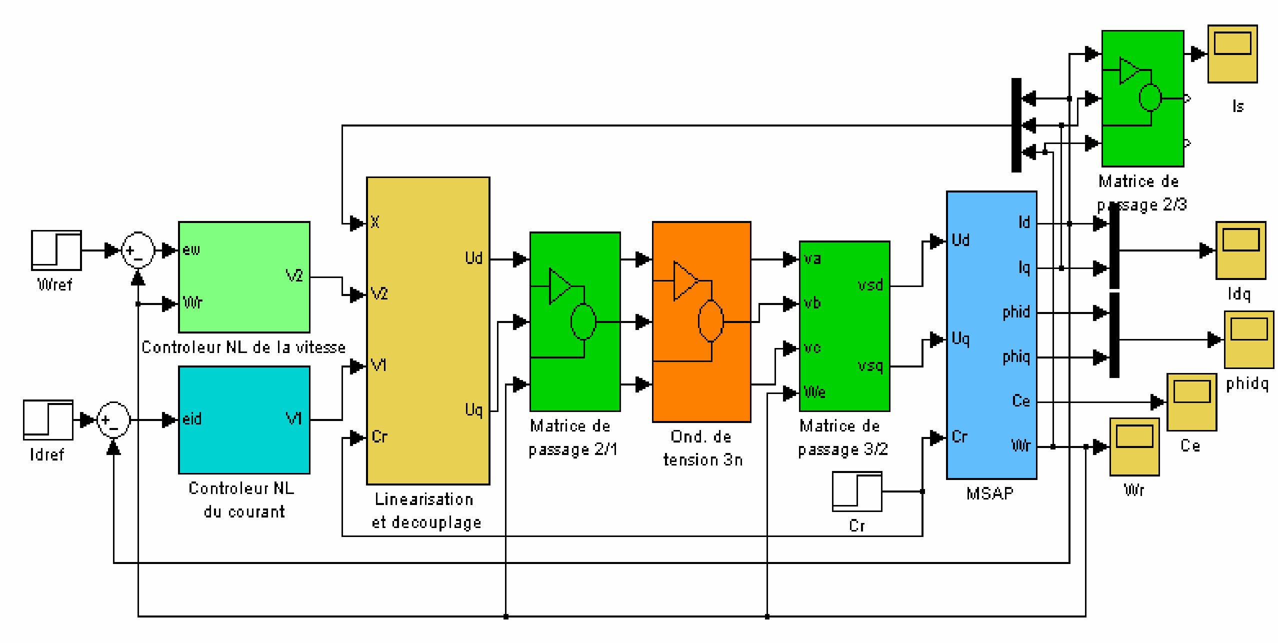


Figure (IV.13) : *Bloc de simulation de l'association MSAP- Onduleur à trois niveaux à deux porteuses « Contrôle du courant et de vitesse »*

IV-5-2- Résultats de la simulation

Les résultats de simulation de la conduite de la MSAP par la commande non linéaire du type linéarisation entrée-sortie par retour d'état non linéaire, associée à un onduleur de tension à trois niveaux de type NPC, sont illustrés par les figures ci-dessous.

La figure (IV.14) illustre bien la réponse en vitesse de la MSAP à vide, semblable à celle d'un système du premier ordre sans dépassement notable, caractérisée par une dynamique très rapide et stable, avec un temps de réponse très court, de l'ordre de 0.03 secondes. On constate encore le rejet de la perturbation (couple de charge) appliquée 200 ms plus tard et le bon suivi de la référence de vitesse (100 rd/s), avec une faible erreur statique, de l'ordre de 4%. Un réglage plus fin de la vitesse est nécessaire pour satisfaire le dilemme stabilité – précision.

La figure (IV.15) montre un démarrage à vide avec un pic très notable du couple électromagnétique (28N.m) (absence de limitation) mais facilement maîtrisable par le contrôleur non linéaire pour se stabiliser très rapidement (0.03s) autour de zéro, avec une ondulation très modérée et des oscillations dues à la MLI (6000Hz). Après une application d'un couple de charge de (1.5N.m), 0.2s plus tard, la commande répond à l'échelon de charge avec une dynamique du couple presque instantanée, sans dépassement notable, avec une ondulation acceptable de 1N.m. La forme du couple est affectée par la fréquence de la MLI. Par contre son enveloppe suit une dynamique très performante.

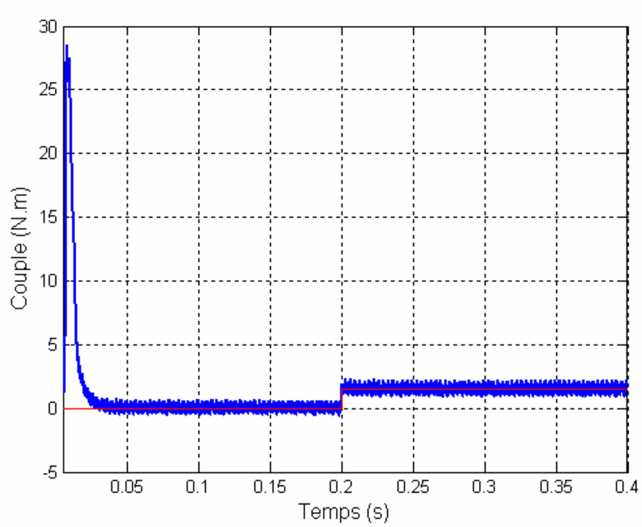


Figure (IV-15) : *Couple électromagnétique*

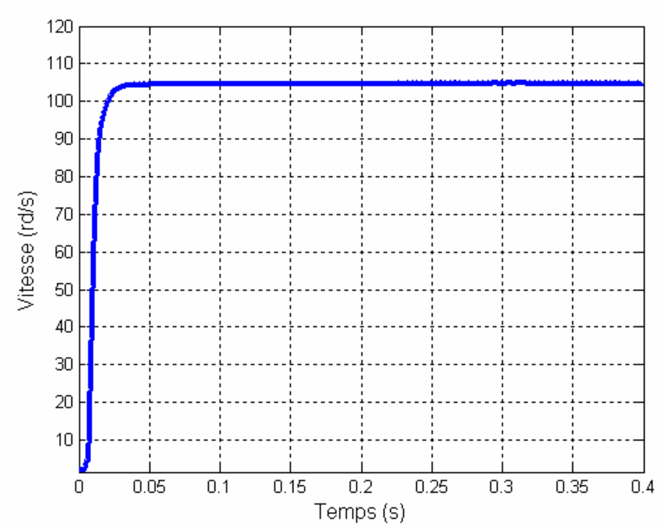


Figure (IV-14) : *Vitesse de rotation*

La figure (IV.16) présente la forme du courant statorique absorbé par la machine, à vide, qui manifeste un dépassement important au démarrage, dû principalement à sa composante i_q nécessaire au développement du couple électromagnétique de démarrage, la composante i_d est maintenue à zéro par le contrôleur non linéaire, pour s'affaiblir rapidement autour de zéro, les oscillations sont dues à la fréquence de la MLI. Une fois chargée, la machine absorbe un courant filtré par les enroulements statoriques, de fréquence industrielle de

50Hz et de valeur efficace relative au couple de charge. Cependant une faible distorsion due à l'onduleur à MLI subsiste toujours.

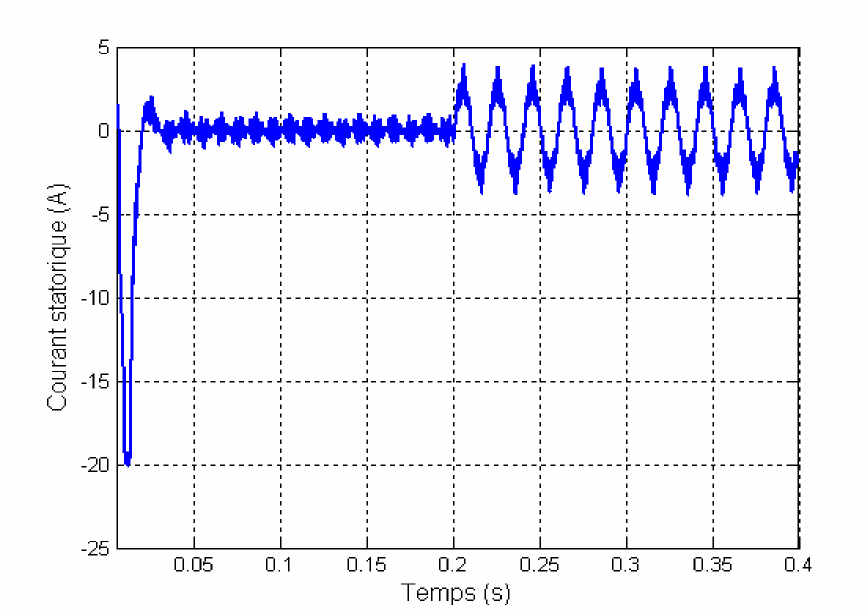


Figure (IV-16) : *Courant statorique*

La figure (VI.17) permet de voir les composantes du courant statorique dans le repère de Park, on constate un très bon découplage entre ces deux courants (i_d ,i_q), une fois dépassé la phase critique de démarrage, caractérisée par une perte du découplage :

- *A vide, la composante i_d est maintenue à zéro par le contrôleur non linéaire du courant; la composante i_q présente un dépassement très important au démarrage , pour s'affaiblir très rapidement , au bout de 30ms(pas de couple de charge).*
- *En charge, la composante i_d est toujours maintenue à zéro par le contrôleur non linéaire du courant, ce qui confirme le bon choix du coefficient de réglage du régulateur de courant, par contre, la composante i_q présente la même dynamique que celle du couple électromagnétique pour répondre au couple de charge, avec des oscillations, dues à la MLI .*

Par conséquent, la commande non linéaire adoptée, permet de réguler d'une façon indépendantes les deux grandeurs naturelles : le flux électromagnétique et le couple développé par la machine; (i_d=0 et $\varphi_d = \varphi_f$=constant).

La figure (IV.18) est une image de la figure (IV-17) qui traduit fidèlement le très bon découplage entre les deux composantes du flux statorique (φ_d ,φ_q) :

- *A vide, la composante ($\varphi_d = \varphi_f$ = constant), car le courant i_d est maintenue à zéro par le contrôleur non linéaire ; la composante φ_q est une image du courant i_q.*

- *En charge, la composante ($\varphi_d=\varphi_f$=constant), car le courant i_d est toujours maintenue à zéro par le contrôleur non linéaire, ce qui confirme le bon choix du coefficient de réglage du régulateur de courant, par contre, la composante φ_q*

présente la même dynamique que celle du courant i_q pour répondre au couple de charge.

Les résultats de la simulation confirment le très bon découplage entre les composantes du flux et par conséquent le découplage recherché, couple et flux statorique.

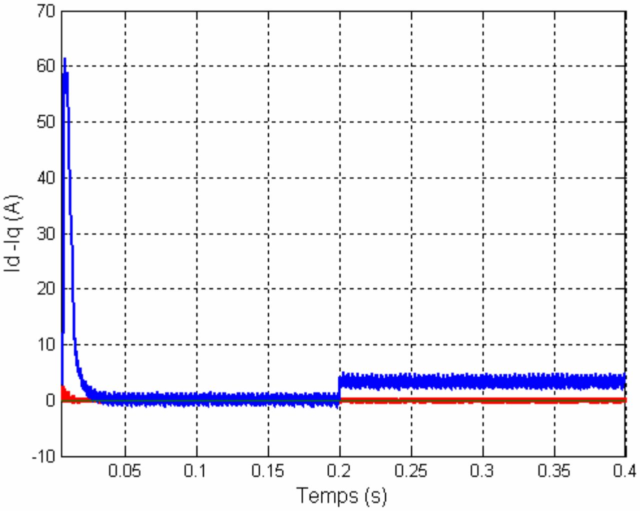


Figure (IV-17) : *Composantes du courant statorique - Découplage*

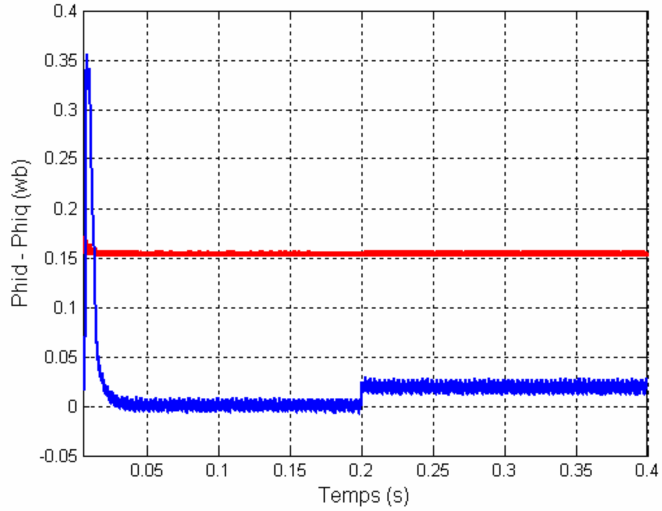


Figure (IV-18) : *Composantes du flux statorique - Découplage*

La figure (IV-19) illustre bien les deux porteuses, unipolaires en dents de scies, adoptées pour la MLI sinusoïdale. La figure (IV-20) montre les porteuses à la fréquence de la MLI (6000Hz) et les trois références sinusoïdales délivrées par la commande non linéaire, décalées de 120° et de fréquence fixe de 50Hz. A partir de ces tensions l'algorithme de commande permet de générer les signaux de commande des différents interrupteurs de l'onduleur de tension à trois niveaux.

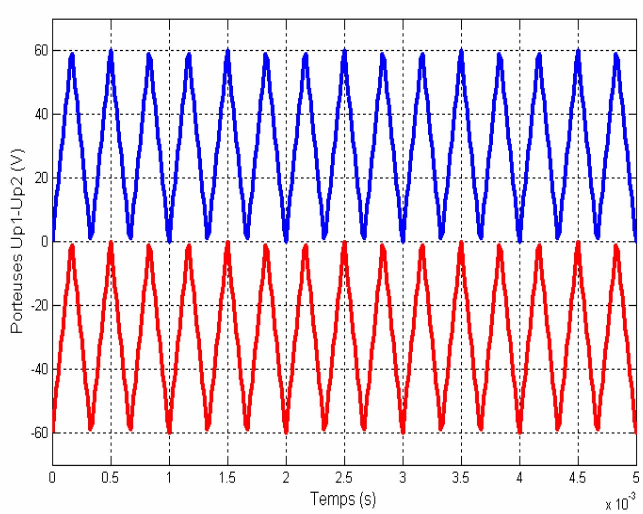


Figure (IV-19) : *Les deux porteuses de la MLI*

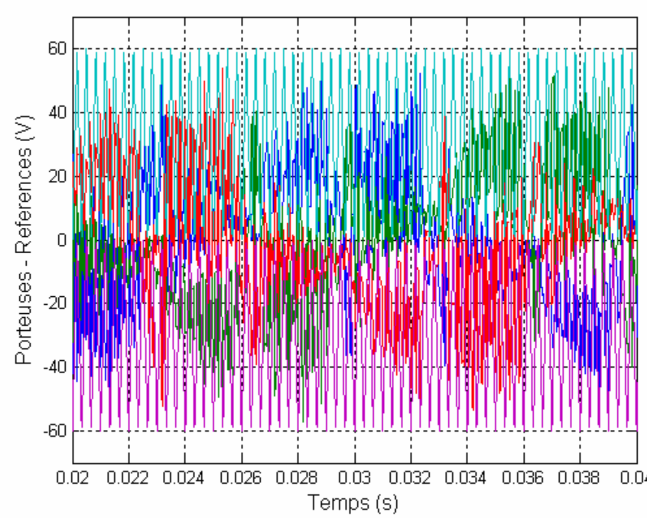


Figure (IV-20) : *(02) Porteuses et (03) Références*

La figure (IV-21) présente ***la tension polaire (V_{AM})*** *, entre la phase (A) de la machine et le point milieu (M) de la source continue. On constate bien les trois niveaux de tensions* ***(+Uc, 0, -Uc).*** *La figure (IV-22) présente la tension simple aux bornes de la machine* ***(V_{AN})*** *, avec neuf niveaux de tension et une fréquence de 50Hz.*

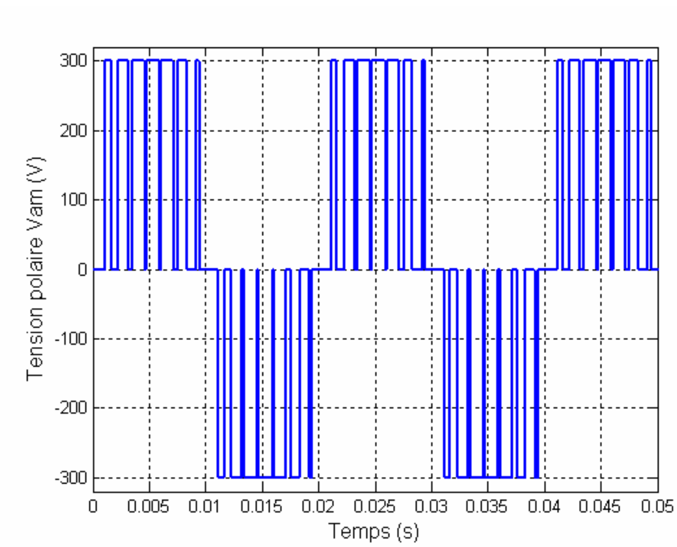


Figure (IV-21) : *Tension polaire (V_{AM})*

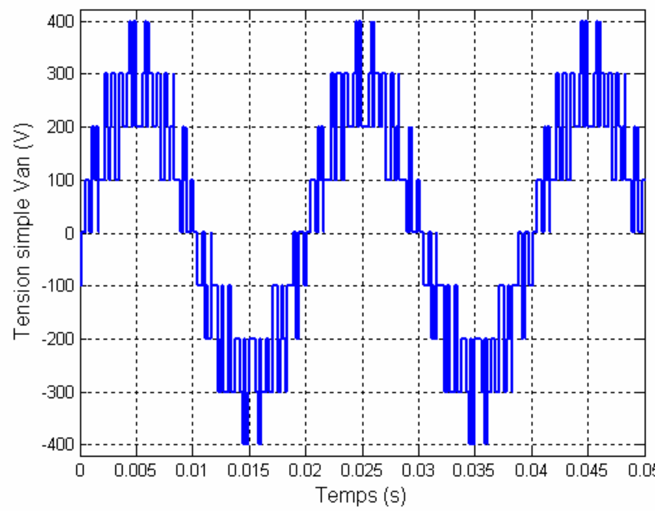


Figure (IV-22) : *Tension simple de sortie de l'onduleur (03) niveaux (V_{AN})*

IV- 7 – CONCLUSION

Dans ce dernier chapitre on a présenté la structure topologique d'un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC, dit à diode de bouclage, en passant en revue ses avantages par rapport à un onduleur classique à deux niveaux ainsi que ses limites. En définissant le modèle de l'interrupteur bidirectionnel en courant, on a pu définir les cinq configurations électriques possibles d'un bras d'onduleur, puis déterminer son modèle en mode commandable, en optant pour une commande complémentaire optimale des quatre interrupteurs, qui le constituent, on utilisant les réseaux de Pétri [36], [37], [52], [54], [56]. On a pu démontrer que l'onduleur à trois niveaux est équivalent à une mise en série de deux onduleurs à deux niveaux [34], [37].

Par la suite, on a présenté les différentes stratégies de modulation pour la commande de l'onduleur [36],[52],[53],[54], [55],[62],[63], puis on a opter pour une modulation sinusoïdale à deux porteuses triangulaires unipolaires , permettant, ainsi ,de réduire le taux d'harmoniques des tensions de sortie

En fin, on a présenté les performances de la commande non linéaire de la MSAP associé à un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC, [65],[66], [67] [68], [30].

La simulation de la commande non linéaire statique montre un très bon découplage entre les composantes du flux statorique ce qui se traduit par une commande découplée du flux *statorique et du couple électromagnétique. Ce qui permet l'approche des performances de la machine à courant continu [3].*

Ni au moins, le modèle est à paramètres constants et l'état de la machine est supposé entièrement mesurable, par conséquent la commande permet de réaliser des boucles de régulations indépendantes pour le courant et la vitesse de rotation, ce qui ce traduit par un très bon découplage entre le couple et le flux statorique, ($i_d=0$ *et* $\varphi_d = \varphi_f$*=constant). La commande non linéaire est directement affecté par le couple de charge ce qui nécessite l'élaboration d'un estimateur pour évaluer les perturbations dues au couple résistant et rendre la commande plus robuste [15], [24], [29].*

En générale, on constate un dépassement important du courant i_q *lors du démarrage de la machine, qui peut dépasser les contraintes physiques imposées par le constructeur, surtout lorsque la puissance mise en jeu devient importante, ce qui présente l'inconvénient majeur de l'algorithme de commande proposé. Pour y remédier, la limitation du courant* i_q *par saturation ou par imposition d'une trajectoire de la vitesse de rotation est proposée comme solution par : [15], [23], [24], [27], [29], [30].*

Une bonne analyse harmonique, des tensions de sortie de l'onduleur, est nécessaire pour optimiser la MLI.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire est une modeste contribution à l'étude des performances de la commande non linéaire, du type linéarisation entrée-sortie par retour d'état non linéaire statique, appliquée à la conduite de la machine synchrone à aimants permanents, associée à un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC.

Dans un premier temps, nous avons abordé la problématique de la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents en se basant sur les équations électriques et mécaniques qui régissent le comportement dynamique de la MSAP. On a pu ainsi élaboré un modèle d'état non linéaire en courant puis en flux de la MSAP, commandée en tension, dans le repère de Park lié au rotor, qui s'adapte avec le formalisme de la commande non linéaire.

Puis, nous avons présenter les concepts théoriques de base de la commande non linéaire du type linéarisation entrée–sortie par retour d'état non linéaire statique, cette technique est une application de la géométrie différentielle qui se base sur les dérivées de Lie de la sortie à contrôler jusqu'à l'apparition de la commande (u), puis un choix adéquat de cette commande par retour d'état annule la non linéarité et permet un suivi asymptotique des trajectoires de références. Alors le système non linéaire et couplé, multi entrée-sortie, se décompose en plusieurs sous systèmes linéaires et découplés mono variable. Chaque sous système représente une boucle indépendante de régulation d'une variable donnée, suivi d'un placement de pôles judicieux et une étude de la stabilité de la dynamique interne dite dynamique des zéros permet d'obtenir des résultats très satisfaisants et de très bons performances dynamiques [5], [6], [7], [8], [9], [10], [11], [12], [21]. Cette technique peut être présenté comme une alternative à la commande vectorielle, qui perd de ses performances de découplage, en régime transitoire.

Dans la troisième partie, nous avons exposé une application directe de la commande non linéaire à la conduite de la machine synchrone à aimants permanents, deux cas de figures ont été présentés :

- *Le contrôle du courant et de la vitesse*
- *Et, le contrôle du flux statorique et le couple electromagnetique, qu'il faux réguler indépendamment l'un de l'autre*

La simulation de la commande non linéaire statique montre un très bon découplage entre les composantes du flux statorique, ce qui se traduit par une commande découplée du flux statorique et du couple électromagnétique et un contrôle indépendants des deux axes de la machine. Ce qui permet l'approche des performances de la machine à courant continu [3].

Lors du contrôle du courant et de la vitesse, on constate un dépassement important du courant i_q (ou du couple) lors du démarrage de la machine, qui peut dépasser les contraintes physiques imposées par le constructeur, surtout lorsque la puissance mise en jeu devient importante, ce qui présente l'inconvénient majeur de l'algorithme de commande proposé. Pour y remédier, la limitation du courant i_q par saturation ou par imposition d'une trajectoire de la vitesse de rotation est proposée comme solution [15], [23], [24], [27], [29], [30].

Cependant, le contrôle du flux et du couple, résout ce problème, par une simple limitation du couple de référence.

Par contre, la commande non linéaire adoptée est dite statique parce qu'elle repose sur un modèle à paramètres constants avec des états entièrement mesurables, ce qui n'est pas le cas en réalité, les dérives paramétriques et les perturbations du couple de charge affectent d'une façon notable les performances dynamiques et même statiques de la commande. Dans le souci de rendre la commande plus robuste, l'élaboration d'un estimateur pour évaluer les perturbations dues au couple résistant et [15], [24], [29] et parfois même une commande adaptative qui rend la commande non linéaire dynamique sont nécessaires [12], [13], [14], [18], [20], [21], [26], [28].

La quatrième partie, nous a permet de mettre en évidence, l'apport d'un onduleur à trois niveau dans la conduite de la MSAP. On a commencé par présenter la structure topologique d'un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC, dit à diode de bouclage, en passant en revue ses avantages par rapport à un onduleur classique à deux niveaux ainsi que ses limites (problème de déséquilibre de charge des condensateurs). En définissant le modèle de l'interrupteur bidirectionnel en courant, on a pu déterminer son modèle en mode commandable, en optant pour une commande complémentaire optimale des interrupteurs, qui le constituent, on utilisant les réseaux de Pétri [36], [37], [52], [54], [56]. Par la suite on a présenter les différentes stratégies de modulation pour la commande de l'onduleur [36],[52],[53],[54], [55],[62],[63], puis on a opter pour une modulation sinusoïdale à deux porteuses triangulaires unipolaires , permettant, ainsi ,de réduire le taux d'harmoniques des tensions de sortie.

En fin, on a présenté les performances de la commande non linéaire de la MSAP associé à un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC, [65], [66], [67] [68], [30].La simulation a montré un très bon découplage entre les composantes du flux statorique, ce qui se traduit par une commande découplée du flux statorique et du couple électromagnétique et un contrôle indépendants des deux axes de la machine. Cependant on constate des oscillations de fréquence élevées au niveau du couple avec une ondulation qui reste modéré, expliquée par la MLI utilisée (6000Hz). Ni au moins les performances spectrales des tensions de sorties sont meilleures, comparées à celles d'un onduleur à deux niveaux, ce qui s'explique par l'augmentation du nombre de niveaux ainsi que la stratégie de commande adoptée.

Suite, aux travaux réalisés, on peut proposer quelques perspectives, qui peuvent améliorer les performances des associations : MSAP- Onduleurs multi niveaux :

- *Adopter une commande non linéaire dynamique, qui tient compte des dérives paramétriques, pour rendre la commande plus robuste.*
- *Estimer le couple de charge, afin que l'algorithme de contrôle rejette bien cette perturbation.*
- *Faire une étude plus approfondie de la dynamique des zéros.*
- *Faire l'analyse de l'impact des coefficients de réglage sur la robustesse de la commande.*
- *Optimiser la MLI adoptée, par une fine analyse spectrale des tensions de sortie de l'onduleur*

- *Utiliser des onduleurs de tension, d'ordre plus élevé (cinq ou sept niveaux), pour améliorer les performances spectrales des grandeurs de sortie ainsi que celles de la conduite de la MSAP.*
- *Introduire la MLI vectorielle, ou même précalculée, comme stratégies de commande de l'onduleur multiniveaux.*
- *Faire une étude approfondie, sur le problème du décalage du potentiel du point milieu des sources continues, en proposant d'autres structures à performances égales ou une méthode de compensation du décalage de ce potentiel.*

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

REFERENCES BIBLIOGRAFIQUES

[1] **M.Kadjoudj**, *"Contribution à La Commande d'une MSAP", Thèse De Doctorat D'état, Université De Batna, 2003.*

[2] **R.Abdessemed, M.Kadjoudj,** *"Modélisation des Machines Electriques", Presses de l'Université de Batna 1997.*

[3] **G.Grellet, G.Clerc**, *"Actionneurs Electriques, Principes, Modèles, Commande ", Collection Electrotechnique, Edition Eyrolles, 1997.*

[4] **F. Barrêt,** *"Régime Transitoire des Machines Tournantes Electriques", Collection des Etudes de Recherches, Edition Eyrolles, Paris 1982.*

[5] **A.Isidori**, *"Non Linear Control Systems: an Introduction", Ed. Springer - Verlag, 2nd edition, 1989.*

[6] **A.De Luca, G.Ulivi**, *"The Design of Linearizing Outputs for Induction motors", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol.43, No.3, March 1998.*

[7] **D.G.Taylor**, *"Non Linear Control of Electric Machine: an Overview", Springer - Verlag, December 1994.*

[8] **M.Bodson, J.Chaisson**, *"Differential Geometric Methods for Control of Electric Motors", Int.Jo.Robust Nonlinear Control, Vol. 8, 1998, 923-954.*

[9] **J.J.Slotine, W.Li**, *"Applied Nonlinear Control", Prentice Hall, 1991.*

[10] **M.Bodson, J.Chaisson**, *"Differential Geometric Methods for Control of Electric Motors", Int.Jo.Robust Nonlinear Control, Vol. 8, 1998, 923-954.*

[11] **Carlos Canudas de Wit**, *"Commande des Moteurs Asynchrones, Modélisation, Contrôle Vectoriel et DTC"Edition Hermès, Paris, Vol.1, 2000.*

[12] **A.Chibani**, *"Commande Non Linéaire et Adaptative de la Machine Asynchrone", Mémoire de Magister, Batna, 2005.*

[13] **T.Von Raumer, J.M.Dion, L.Dugart and J.L.Thomas,** *"Applied Nonlinear Control of an Induction Motor Using Digital Processing", IEEE Transactions on Control, Systems Technology, Vol. 2, No.4, December 1994.*

[14] **R.Marino, S.Peresada and P.Valigi**, *"Adaptive Input-Output Linearizing Control of Induction Motors", IEEE Transactions on Control, Vol.38, No.4, February 1993.*

[15] **B.Belabbes, A.Meroufel, M.K.Fellah and A.Benaissa**, *"Commande par Retour d'Etat Non Linéaire d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents avec Limitation du Courant par Imposition d'une Trajectoire", 3eme Séminaire National en Génie Electrique, 29-31, Octobre,2001.*

[16] **J.Chaisson**, *"A New Approach to Dynamic Feedback Linearization Control of an*

Induction Motor", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol.43, No.3, March 1998.

[17] ***J.Chaisson***, *"A New Approach to Dynamic Feedback Linearization Control of an Induction Motor", Proceeding of the 34th Conference on Decision & Control, New Orieans, L.A, December, 1995.*

[18] ***J.Chaisson***, *"Dynamic Feedback Linearization Control of an Induction Motor", Nonlinear Control Systems, Italy, 1989.*

[19] ***A.De Luca, G,Ulivi***, *"The Design of Linearizing Inputs-Outputs for Induction Motor", Nonlinear Control Systems, Italy, 1989.*

[20] ***A.De Luca, G,Ulivi***, *"Design of an Exact Nonlinear controller for Induction Motor", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol.34, No.12, December1989.*

[21] ***A.Benyahia***, *"Commande Non Linéaire et Prédictive, Application à la Machine Asynchrone", Mémoire de Magister, Batna, 2001.*

[22] ***N.Golea***, *"Notes de Cours - Commande non linéaire", Magister, Batna, 2002.*

[23] ***B.Le Piouflei***, *"Comparison of Speed Nonlinear Control Strategies for Servomotor", Electric Machines and Power Systems, 1993, pp. 151-169.*

[24] ***B.Le Piouflei***, ***G.Georgiou, I.P.Louis,*** *"Application des Commande NL pour la Régulation en Vitesse ou en Position de la Machine Synchrone Autopilotée", Revue de physique Appliquée, 1990, pp.517-527.*

[25] ***F.Bouchafaa, A.Rekkab, R.Ibtouene,*** *"Les Performances d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents", Proceedings CMSES'97, Saida, 13-14, Mai 1997.*

[26] ***Thomas Von Raumer,*** *"Commande Adaptative NL de la MAS", Thèse de Doctorat de l'INPG, Grenoble, France, 1994.*

[27] ***M.Nibouche***, ***F.Boudjema, M.S.Boucherit,*** *"Commande Linearisante d'un MAS avec Poursuite d'une Trajectoire", Proceedings CEA'94, Alger, 29-30, Nov, 1994.*

[28] ***E.Hemici***, ***M.O.Mahmodi, et D.Lalili,*** *"Commande Non Linéaire avec Adaptation de la Constante de Temps Rotorique de la MAS Alimenté en Courant", Proceedings CISSA'99, Blida,pp.534-538.*

[29] ***A.Meroufel, B.Belabbes, M.K.Fellah and A.Benaissa***, *"Commande Linearisante d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents avec Limitation du Courant par Poursuite d'une Trajectoire de Vitesse à Accélération Constante".*

[30] ***E.M.Berkouk, K.Boualeml, G.Mauesse***, *"Commande de Vitesse d'une MSAP de Forte Puissance Alimentée par un Onduleur Multiniveaux", ICEL'98, 5-7,Octobre98,UST ORAN , pp.142-148*

[31] ***Y.Fu and Al,*** *"Digital Control of PM Synchronous Actuator Drive System with a good Power Factor", IMACS'91, World Congress, Dublin, July 1991.*

[32] ***H.Buhler***, *"Convertisseurs Statiques", Presses Polytechniques Et Universitaires Romandes, Lausanne 1991.*

[33] ***J.P.Caron, J.P.Hautier***, *"Convertisseurs Statiques - Méthodologie Causale de Modélisation et de Commande", Editions Technip, Paris 1999.*

[34] ***J.P.Hautier, G.Manesse***, *"Utilisation des Réseaux de Pétri pour l'Analyse des Systèmes Electrotechniques", Technique de l'Ingénieur, Traité Génie Electrique, Paris 1992.*

[35] ***M.Gaad***, *"Modélisation et Réalisation d'un Onduleur Triphasé à Trois Niveaux à Structure NPC. Application à la Conduite de la Machine Asynchrone", Mémoire De Magister, EMP 2000.*

[36] ***O.Bouakaz***, *"Contribution à l'Analyse des Onduleurs Multiniveaux, Fonctionnement Symétrique et Asymétrique", Mémoire de Magister, Université de Batna, 2005.*

[37] ***E.M.Berkouk***, *"Contribution à la Conduite des Machines Asynchrones Monophasée et Triphasées Alimentées par des Convertisseurs Directs et Indirects, Application aux Gradateurs et aux Onduleurs Multiniveaux ", Thèse de Doctorat, CNAM. Paris, 1995.*

[38] ***N.Akira, T.Isao, A.Hirofumi***, *"A New Neutral – Point -Clamped PWM Inverter", IEEE Tran.On Ind.Appl. Vol.IA-17, No.5, Sep/Oct 1981.pp.518-523.*

[39] ***Andrzej.M Trzynadlowski***, *"Introduction to Modern Power Electronics", A Wiley-Interscience Publication W John & Sons, Inc USA.*

[40] ***M.Le Bitoux***, *"Fonctionnement d'un Onduleur de Tension à Trois Niveaux en Pleine Onde Pour Moteur Asynchrone", Collection Interne de l'EDF 1994.*

[41] ***S. Bernet***, *"Recent Developments Of High Power Converters For Industry And Traction Applications", IEEE Trans, Power Electronics, November 2000.*

[42] ***B. K. Bose***, *"Power Electronics and AC Drives", Edition Practice Hall, 1986.*

[43] ***H.Buhler***, *"Réglage de Systèmes d'électronique de Puissance", Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne 1997.*

[44] ***F.Labrique, G.Séguier, R.Bausière***, *"Les Convertisseurs de L'électronique de Puissance, La Conversion Continu Alternatif ", Tec Doc Paris 1995.*

[45] ***A. Ashfaq,*** *"Power Electronics for Technology", Printice – Hall .Inc U.S.A 1999.*

[46] ***S.Abdeddaim***, *"Etude et Simulation d'un Convertisseur Multiniveaux DC/AC Destiné au Pompage Photovoltaïque", Mémoire De Magister, Université Mohamed Khider, Biskra, 2002.*

[47] ***X.Yuan, I.Barbi***, *"Fundamentals of a New Diode Clamping Multilevel Inverter", IEEE Trans, On Power Electronics, July 2000.*

[48] ***G.Beinhold, R.Jakob, M.Nahrstaed***, *"A New Range of Medium Voltage Multilevel Inverter Drives With Floating Capacitor Technology", In Conf Rec EPE, Graz,* *Austria, 2001.*

[49] ***S.Boulkhrachef**, " Analyse et Commande d'un Onduleur à Cinq Niveaux à Structure NPC. Application à La Machine Asynchrone Commandée par la Logique Floue", Thèse De Magister, ENP 2001.*

[50] ***E.M.Berkouk, S.Arezki**, "Modélisation et Commande d'une MASDA Alimentée Par deux Onduleurs Cinq Niveaux à Structure NPC", Conférence National Sur Le Génie Electrique, Tiaret 2004.*

[51] ***H.P.Krug, T.Kume, M.Swami**, "Neutral Point Clamped Three Level General Purpose Inverter, Features, Benefits and Applications", IEEE Aachen, Germany 2004.*

[52] ***K.Ghedamsi**, " Etude et Réalisation de Différentes Stratégies MLI de Commande de l'Onduleur triphasé à Trois Niveaux", Mémoire De Magister, EMP ,2002.*

[53] ***K.Ghedamsi, E.M.Berkouk, K.Aliouane**,"Etude Comparative entre la Stratégie Triangulo - Sinusoïdale et la Stratégie de Modulation Vectorielle Associée à la Triangulo - sinusoïdale de Commande d'un Onduleur Triphasé à Trois Niveaux", SGE 2001 , EMP, Alger.*

[54] ***K.Ghedamsi, E.M.Berkouk, K.Aliouane**,"Contribution à la Réalisation de la Stratégie MLI Triangulo - Sinusoïdale à deux Porteuses de l'onduleur à Trois Niveaux", SNGE 2001 , Biskra.*

[55] ***Y.Ben Ramdhaneu and Al,** "Elaboration and Comparison of Different Methods for Neutral Point Voltage Control of NPC Inverter", IEEE Conference, Stockholm, June 1995.*

[56] ***Allag Abdelkrim**, "Etude des Techniques Optimal à MLI pour Onduleur de Tension Alimentant un Moteur Asynchrone", Mémoire De Magister, Biskra.*

[57] ***D.G.Holmes, T.A.Lipo**, "Pulse Width Modulation for Power Converters", IEEE Press Wiley-interscience, 2003.*

[58] ***Y.Hokim, M.Ehsan**, "An Algebric Algorithm for Microcomputer-Based Direct and Invers Pulse width Modulation", IEEE Trans. On Ind. App, N° 04, July/August 1986.*

[59] ***Yo.Han Lee, Bum.Seok Suh and Dong.Seok Hyun**, "A Novel PWM Scheme for a Three-Level Voltage Source Inverter with GTO Thyristors System", IEEE Trans. On Industry Applications, March/April. 1996.*

[60] ***N.Schibli, A.Schaller, A.Rufer**, "Online Vector Modulation and Control for Three Phases Multilevel Converter", NORPIE'98, Nordic Workshop On Power Electronics, Helsinki, Finland.*

[61] ***N.Celanovic, D.Boroyevich**, "A Fast Space Vector Modulation Algorithm for Multilevel Three Phase Converters", IEEE Tans On Ind. App, Vol 37, March/April 2001.*

[62] ***T.Abdelkrim**, "Etude et Implémentation de Différents Algorithmes Numériques de Modulation de Largeur d'Impulsions d'un Onduleur Triphasé à Trois Niveaux",*

Mémoire De Magister, EMP 2004.

[63] ***B.P.McGrath, D.G.Holmes****, "Multicarrier PWM Strategies for Multilevel Inverters", IEEE Trans. On Ind. Electronics, Vol 49 N° 04, August 2002.*

[64] ***Y.Khadidja****, "Réduction des Effets de la Tension Homopolaire dans les Associations Onduleurs Multiniveaux- moteurs à Induction", Mémoire De Magister, Batna 2005.*

[65] ***F.Bouchafaa, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit****, "Etude des Performances de la Cascade d'un Redresseur à deux Niveaux - Onduleur Multiniveaux à Structure NPC Commandée par la Stratégie Triangulo - sinusoïdale à Huit Porteuses Bipolaires. Application à la MSAP Commandée en Vitesse", CEE02 10-11 Décembre, Batna 2002.*

[66] ***A.Talha, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit, G.Manesse****, "Stratégies Triangulo - sinusoïdale à Six Porteuses Bipolaires pour l'Onduleur à Sept Niveaux à Structure NPC. Application à la MSAP Commandée en Vitesse", Proceeding EEEC'2000 Conférence National 06-08 Novembre, Laghouat 2000.*

[67] ***F.Bouchafaa, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit****, "Stratégies PWM à Huit Porteuses Bipolaires pour l'Onduleur à Neuf Niveaux NPC. Application à la Conduite d'une MSAP", ICEEE04 24-26 Avril, Laghouat 2004.*

[68] ***A.Talha, E.M.Berkouk, G.Manesse****, "Algebric PWM Strategies of Seven Levels NPC Voltages Source Inverters .Application to the Speed Control of the PMSM", EM'99, Greece 1999.*

[69] ***N.Celanovic,*** *"Space Vector Modulation and Control of Multilevel Converters", PhD Thesis, Virginia Polytechnic Institute, 2000.*

ANNEXE

PARAMETRES DE LA MACHINE

Symboles	***Description***	***Valeurs***	***Unités***
R_S	*Résistance statorique*	*1 .4*	Ω
L_d	*Inductance directe*	*0.0066*	*H*
L_q	*Inductance quadratique*	*0.0058*	*H*
φ_f	*Flux d'excitation des aimants permanents*	*0.1546*	*Wb*
J	*Moment d'inertie totale du moteur*	*0.00176*	$KG\ .M^2$
f	*Coefficient de frottement visqueux*	*0.00038818*	*N.m/Rd/s*
P	*Nombre de paires de pôles*	*3*	_