

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF DE M'SILA
FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

THEME

***COMMANDE NON-LINEAIRE D'UNE MACHINE
SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS***

Proposé et dirigé par:

M^r. CHOUCOU A/MADJID

Présenté par :

CHEMMOURI BOUDJEMAA

GAFER BOUBEKEUR

Année Universitaire: 2005/ 2006

REMERCIEMENTS

Nous tenons à remercier tout d'abord ﷻ, seigneur de l'univers, qui a permis que ce travail voit la lumière. A lui toute louange.

La présentation de ce modeste travail nous offre l'opportunité d'exprimer notre gratitude et reconnaissance à notre encadreur Mr ABD ELMADJID. CHOUCOU pour son suivi et ses judicieux conseils qui nous ont permis de mener à bien notre mémoire.

Nous tenons à remercier également :

Tous les enseignants qui ont participé à notre formation, plus particulièrement monsieur S.Barkati pour ses conseils qui sont été très bénéfiques.

Mr Bendjaima.B, chef de département

Monsieur les membre de jury de la qualité de leurs conseils et de l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant à la participation au jury de ce travail.

Nous exprimant notre sympathie et nous vifs remerciements à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de cet ouvrage, qu'ils soient tous assurés de notre profonde reconnaissance et trouvent dans ces mots l'expression de nos sincères remerciements.

SOMMAIRE

Notation

Introduction générale	1
------------------------------------	---

Chapitre 01

Etude et modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

I.1 Introduction.....	3
I.2 Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents.....	4
I. 2.1 Aimants permanents	4
I.2.1.a Définition.....	4
I.2.1.b Caractéristiques générales des aimants permanents	4
I.2.1.c Different types d'aimants permanents.....	6
I.2.2 Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP).....	9
I.2.2.1 Principales structures de la MSAP.....	9
I.2.2.1.a Structures sans pièces polaires « Pôles lisses »	10
I.2.2.1.b Structures avec pièces polaires« Pôles saillants ».....	11
I.2.2.1.c Structure à aimants insérés dans l'armature rotorique.....	13
I.2.2.1.d Structure à aimants internes.....	13
I.2.2.2 Principe de fonctionnement de la MSAP.....	14
I.2.2.3 Les avantages et les inconvénients de la MSAP	14
I.2.2.4 Autopilotage de la MSAP.....	14
I.3 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.....	15
I.3.1 Structure générale de la MSAP.....	15
I.3.2 Hypothèses simplificatrices.....	16
I.3.3 Mise en équations de la machine	16
I.3.3.1 Equations électriques.....	16
I.3.3.2 Equation mécanique.....	18
I.3.4 Modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park.....	18
I.3.4.1 Equations des tensions.....	19
I.3.4.2 Equation des flux.....	20
I.3.4.3 Expression du couple électromagnétique	20
I.3.5 Simulation du modèle de la MSAP	22
I.3.6 Modélisation du convertisseur.....	25
I.3.6.1 Modélisation du redresseur.....	25
I.3.6.2 Modélisation du filter.....	27
I.3.6.3 Modélisation de l'onduleur.....	28

I.3.6.4 Modélisation du modulateur M.L.I.....	30
I.3.6.5 Simulation de l'association convertisseur-MSAP.....	31
I.4 CONCLUSION	33

Chapitre 02

Commande linéaire par retour d'état

II.1 Introduction.....	34
II.2 Généralité sur les système non-linéaire	34
II.2.1 Représentation d'un système automatique.....	34
II.2.2 Les systèmes linéaires.....	35
II.2.3 Nature des signaux d'entrée et de sortie.....	35
II.2.4 Structure de commande.....	35
II.2.4.1 Commande en boucle ouverte (BO).....	35
II.2.4.2 Commande en boucle fermée (B.F).....	36
II.2.5 Eléments fondamentaux des systèmes asservis.....	36
II.3 Représentation d'état des systèmes dynamiques	36
II.4 performances d'un système asservi.....	37
II.5 Système non linéaires	37
II.5.1 Classification de la non linéarité	38
II.6 Linéarisation du système autour d'un point d'opération.....	38
II.6.1 Modèle graphique.....	38
II.6.2 Modèle analytique	40
II.6.3 Stabilité d'un point d'équilibre.....	40
II.7 Principe de la méthode par retour d'état.....	41
II.7.1 Détermination de la matrice de gain.....	42
II.7.1.1 Forme canonique	42
II.7.1.2 Décomposition en sous système.....	43
II.8 Application au moteur.....	48
II.9 Simulation et interprétation.....	51
II.10 simulation de l'association onduleur MSAP	54
II.10.1 Résultat de simulation.....	54
II.11 CONCLUSION.....	57

Chapitre 03

Commande non-linéaire par linéarisation au sens des entrées sorties

III.1 Introduction.....	58
III.2 Historique de la commande.....	59
III.3 Avantage de la théorie entrée-sortie.....	59
III.4 Outils mathématiques.....	59
III.4.1 Gradient	60
III.4.2 Dérivée de Lie	60
III.4.3 Crochets de Lie	60
III.4.4 Difféomorphisme.....	61
III.5 Principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties.....	61
III.5.1 Système à une entrée et une sortie.....	62
III.5.2 Système à plusieurs entrées et plusieurs sorties.....	64
III.5.2.1 Mise sous forme canonique	67
III.5.2.2 Conception du nouveau vecteur de commande v	69
III.6 Application au moteur.....	70
III.7 Simulation et interprétation.....	75
III.8 Simulation de l'association.....	78
III.9 Comparaison des performances des deux contrôleurs.....	81
III.10 Sensibilité du contrôleur non-linéaire aux variations paramétriques.....	81
III.11 Conclusion.....	85
Conclusion generale	86
Bibliographie	
Annexes	

Notation

MSAP	: Machine (moteur) synchrone à aimants permanents.
d-q	: Axes longitudinal et transversal (transformation de Park).
B_r	: Induction rémanente.
H_{cb}	: Champ coercitif de l'induction.
H_{cj}	: Champ coercitif qui annule l'aimantation intrinsèque du matériau.
w_r	: Vitesse mécanique du rotor.
ω_s	: Pulsation des tensions statoriques.
ω	: Vitesse électrique.
θ	: L'angle électrique.
Fmm	: Force magnétomotrice
V_a, V_b, V_c	: Tensions de phases statoriques.
i_a, i_b, i_c	: Courants de phases statoriques.
$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$: Les flux produits par les phases statorique respectivement a, b, c.
R	: Résistance d'une phase statorique.
L_s	: Inductance propre d'une phase statorique.
M_s	: Mutuelle inductance entre phase du stator.
L_{sc}	: Inductance cyclique d'un enroulement statorique.
f_c	: Coefficient de frottement.
C_{em}	: Couple électromagnétique.
C_r	: Couple résistant.
C_F	: Couple de frottement.
P	: Nombre de paires de pôles.
J	: Moment d'inertie.
$[T_\theta]$: Matrice de transformation de Park.
u_d, u_q	: Tension statoriques d'axe direct et en quadrature.
i_d, i_q	: Courants statoriques d'axe direct et en quadrature.
φ_f	: Flux crée par les aimants au rotor.
L_d	: Inductance dans l'axe Longitudinal.
L_q	: Inductance dans l'axe transversal.
ML1	: Modulation de largeur d'impulsion.

C_f	: Capacité de filtrage.
L_f	: Inductance de filtrage.
S	: L'opération de Laplace.
U_f	: Tension continue à l'entrée de l'onduleur.
x^0, u^0	: Point d'opération.
$f(x, u)$: Série de Taylor.
∇	: Le gradient
$L_f h$: La dérivée de Lie
$[f, g](x)$: Crochet de Lie.
ϕ	: Difféomorphisme.
K	: Matrice de gaine.
i_{dref}	: Référence de la composante longitudinale des courants statoriques.
w_{ref}	: Référence de vitesse.
u	: Vecteur des commandes.
(x)	: Fonction de linéarisation.
$D(x)$: Matrice de découplage du système.
v	: Vecteur des nouvelles commandes.
y	: Vecteur de sortie.
$g(x)$: Vecteur de commande du système non-linéaire.
y	: Vecteur de sortie.
v	: Vecteur des nouvelles commandes.
u	: Vecteur des commandes.
r	: Degré relatif total.

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Actuellement, il est possible de concevoir des actionneurs électriques de hautes performances grâce à l'évolution rapide de l'électronique de puissance, de la micro informatique, de la théorie de commande et la disponibilité de matériaux magnétique. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu dépassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques [Cra 02]. En effet, les composants de l'électronique de puissance sont conçus pour une fréquence de commutation de plus en plus élevée. Ceci est en conjugaison avec la disponibilité des microprocesseurs de plus en plus performants ont ouvert la voie vers l'exploration et la conception de nouvelle structure de convertisseur jusqu'alors difficile à réaliser.

La machine à courant continu à excitation séparée constituait jusqu'à ces dernières années, la solution la plus répondeur pour les entraînements à vitesse et à position variables nécessitant des performances statique et dynamiques élevées. Mais elle offre comme principale avantage d'être facilement commandée. En effet, le flux et le couple sont découplés et commandable indépendamment. Grâce à cette propriété, de hautes performances dynamiques peuvent être atteintes. Le flux étant maintenu en performance à sa valeur nominale, tandis que le couple est maximale à toute instant. Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien. Ces contraintes ont dirigé les études vers les entraînements équipés de machines à courant alternatif.

Cependant, le transfère de l'expérience obtenu dans la commande de la machine à courant continu vers les machines à courant alternatif s'est heurté à de nombreuses difficultés. En effet, dans les machines à courants alternatif, le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus.

La machine à courant alternatif se présente alors comme un système multivariable, non linéaire fortement couplé, ce qui rend le contrôle très complexe. Les états non mesurables et les paramètres qui peuvent varier durant le fonctionnement ont limité les performances. Cependant, l'évolution rapide des processeurs numériques a permis d'implanter des techniques de commandes sophistiquées pour ainsi atteindre des performances élevées sur le plan de rapidité et de précision.

L'apparition sur le marché des aimants permanents plus performant a entraîné un intérêt grandissant pour les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP). Il offre par rapport aux autres types des machines électriques (machine à courant continu, machine à courant alternatif) beaucoup d'avantages notamment une puissance massique élevée, une faible inertie et un rendement élevé. Ce type de machine est limité en puissance, ne supportant ni des températures élevées de fonctionnement, ni des surcharges importantes.

Les modèles des moteurs à courant alternatif n'étant pas linéaires, les techniques de linéarisation de premier ordre sont utilisées pour linéariser les équations du modèle autour d'un point d'opération. Cette solution reste, cependant, valable uniquement autour de ce point d'opération car il est difficile de prédire l'effet des non linéarités si on s'éloigne de ce point. Maîtriser l'effet des non-linéarités d'un modèle sans avoir besoin de le linéariser autour d'un point d'opération était donc un défi de taille pour les chercheurs [Kad 00]. Sur le plan théorique, ce problème a été résolu par le développement de techniques de commande non-linéaire basées sur la théorie de la géométrie différentielle. Parmi ces techniques, la technique de linéarisation au sens des entrées-états et la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties sont les plus importantes [Kad 00].

Bien que la technique de linéarisation au sens des entrées sorties (qui nous intéresse) a été développée vers la fin des années 70s par Hirschom, elle n'a été appliquée aux moteurs électriques que vers la fin des années 80s. Les premiers essais sur les moteurs synchrones à aimants permanents, ont été réalisés par Bodson et Chiason en 1989 et Zribi et Chiason, où ils ont réalisé une commande de position d'un moteur pas à pas [Kad 00].

L'objectif de ce présent travail est d'étudier par simulation numérique le comportement dynamique de la MSAP et sa réponse pour une commande linéaire par retour d'état puis par la commande non linéaire pour un réglage de vitesse.

Ce travail est présenté de la manière suivante :

Le premier chapitre contient deux parties :

Dans la première partie, nous présenterons les différents types d'aimants permanents, et la grande variété des structures des machines à aimants permanents, et à leur principe de fonctionnement.

Dans la deuxième partie, nous présenterons le modèle mathématique du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) permettant l'étude de son comportement dynamique. Le modèle adopté est basé sur la transformation de Park. Nous présentons ensuite la modélisation des différentes parties du convertisseur statique. La MSAP est alimentée par une source de tension parfaite, puis par un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Dans le deuxième chapitre, nous allons étudier la commande linéaire par retour d'état, conçu à l'aide des techniques de commande linéaires utilisant la linéarisation de premier ordre, qui restent valables seulement autour d'un point d'opération.

Dans le dernier chapitre, nous allons étudier la commande non-linéaire basé sur la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties afin de réguler la vitesse du MSAP et comparer ses performances à celles de la commande linéaire par retour d'état. Nous allons montrer le non robustesse de la commande non-linéaire et sa faiblesse lors des variations paramétriques du modèle du moteur.

CHAPITRE I

ETUDE ET MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

I.INTRODUCTION :

L'emploi fréquent depuis plusieurs décennies, des dispositifs à aimants permanents n'ont cessé de faire l'objet d'une constante évolution. Dans le domaine de la conversion électromécanique d'énergie, les aimants permanents ont depuis longtemps le mérite de constituer une source d'excitation appropriée notamment pour les actionneurs de la robotique et les machines de faible puissance. Aussi, l'apparition des aimants permanents grâce aux avantages qu'elles offrent par rapport aux autres types de machines électrique à savoir :

- Une source d'excitation indépendante intégrée dans la machine.
- Un procédé de refroidissement généralement moins complexe et moins onéreux qui ne concerne que le stator.
- Une faible inertie.
- Une fiabilité accrue dû à l'absence de contact glissant.
- Des pertes rotoriques faibles.

La modélisation de ces machines présente un intérêt primordial aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. La représentation de processus par les modèles mathématiques constitue une étape très importante dans l'asservissement des systèmes.

Afin d'élaborer une structure de commande, il est important de disposer d'un modèle mathématique représentant fidèlement les caractéristiques du processus. Ce modèle ne doit pas être trop simple pour ne pas s'éloigner de la réalité physique, et ne doit pas être trop complexe pour simplifier l'analyse de la synthèse des structures de commande [Stu 00].

Dans ce chapitre, on commence d'abord par un rappel théorique sur les éléments essentiels des matériaux magnétiques utilisés dans l'excitation de certaines structures de machines synchrones. La deuxième partie de ce chapitre donne de manière très explicite le modèle mathématique (équations électriques et mécaniques) de la MSAP, dans son référentiel triphasé, puis nous réduirons l'ordre du système par une transformation dite de Park, cette transformation modélise la MSAP dans un nouveau référentiel biphasé.

L'ensemble étudié dans ce chapitre est constitué d'une MSAP à rotor lisse, alimentée par une source de tension triphasée, ensuite par un convertisseur statique constitué d'un redresseur, un filtre et un onduleur de tension.

Nous présentons la modélisation individuelle de chaque bloc constituant le convertisseur statique, ainsi que leurs mises sous forme d'équations d'état en vue de la simulation de tout l'ensemble. Nous terminerons par la simulation du système fonctionnant à vide et en charge alimenté par une source triphasée puis par le convertisseur statique.

Nous avons mise au point par simulation numérique en utilisant une programmation MATLAB et à laide du logiciel MATLAB-SIMULINK.

I.2 Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents

I.2.1 Aimants permanents

a. Définition

La définition de l'aimant permanent peut se formuler de la manière suivante :
«Un aimant permanent est un matériau ferromagnétique qui possède une aimantation rigide susceptible de créer un champ magnétique extérieur et de maintenir en permanence une force magnétique» [Bem 02].

b. Caractéristiques générales des aimants permanents

Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent avec importance dans le couple massique de la machine synchrone à aimants permanents.

Les matériaux utilisés pour leurs propriétés magnétiques se classent en deux grandes familles en fonction de la largeur de leurs cycles d'hystérésis (figure I-1) à savoir : les matériaux magnétiques durs (figure I-1.a) qu'on appelle aussi aimants permanents et les matériaux magnétiques doux (figure I-1.b) qui ne manifestent de propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation extérieure.

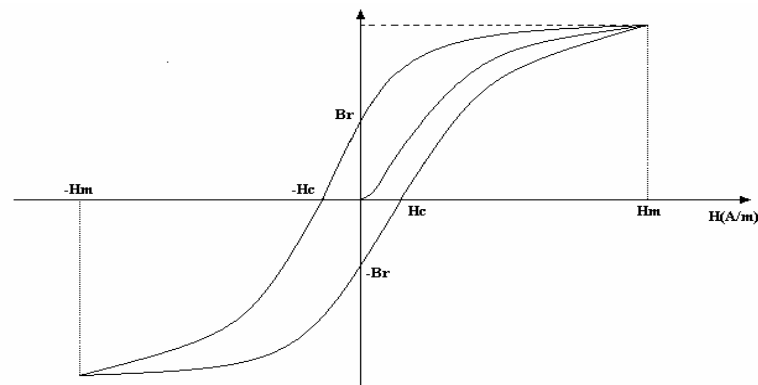


Figure (I-1) Cycle d'hystérésis

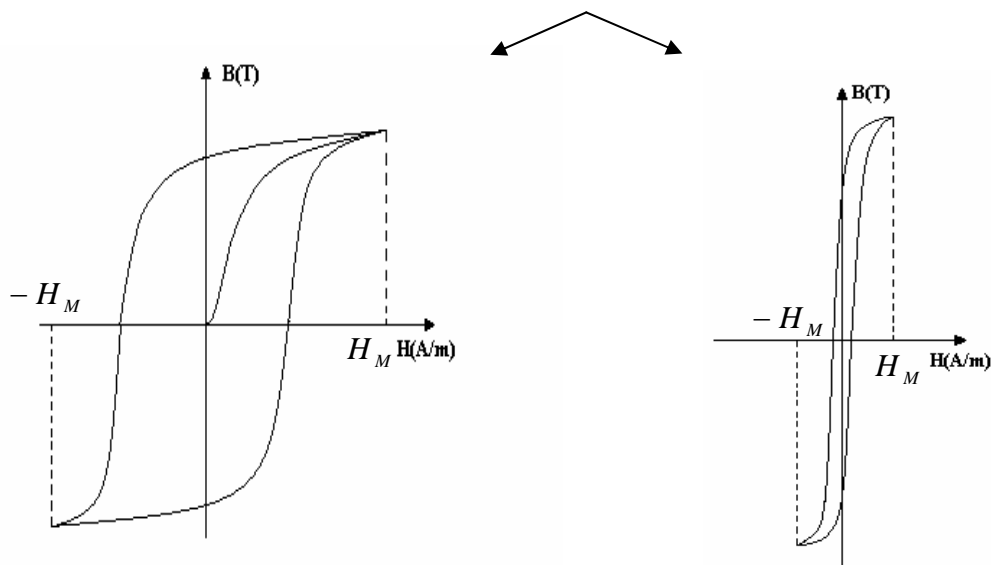


Figure (I-1.a) Matériaux magnétiques durs

Figure (I-1.b) Matériaux magnétiques doux

Les matériaux durs se caractérisent par un cycle d'hystérésis relativement large et sont capables de conserver une aimantation résiduelle même lorsqu'ils sont plongés dans des milieux hostiles. C'est pourquoi on les appelle aimants permanents.

L'état de fonctionnement d'un aimant se situe par la courbe de désaimantation dans le deuxième quadrant du plan B-H de son cycle d'hystérésis [Ave 05] (figure I-2). Cette courbe est caractérisée par :

- L'induction rémanente B_r , c'est-à-dire l'induction résiduelle en circuit fermé, C'est une indication de la puissance potentielle de l'aimant.
- Le champ coercitif de l'induction H_{cb} qui est le champ démagnétisant annulant l'induction résiduelle, plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable.
- Le produit d'énergie volumique $(BH)_{\max}$; (figure I-3.a) et (figure I-3.b) [Cav 01].
- Les valeurs H_m et B_m du point de fonctionnement optimal M correspondant à $(BH)_{\max}$.

On peut classer les différents types d'aimants en fonction de ces paramètres.

En plus de ces propriétés magnétiques, il est indispensable de connaître le point de curie qui représente la température au delà de laquelle l'aimant perd ces propriétés magnétiques. Il est indispensable de connaître aussi les propriétés mécaniques et physico-chimiques, le prix, la perméabilité réversible, ainsi que la caractéristique magnétique.

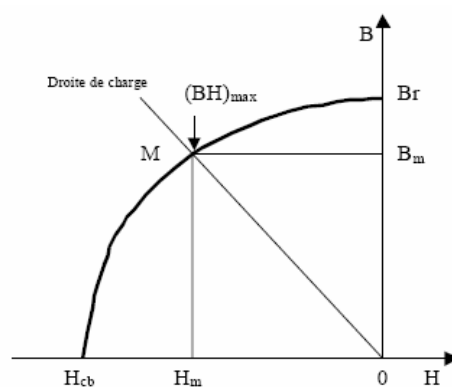


Figure (I-2) Courbe de désaimantation

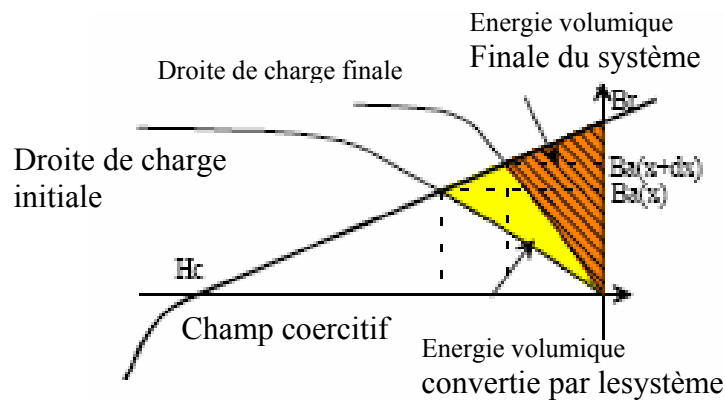


Figure (I-3.b) Energie convertie dans un système à aimants [Cav 01]

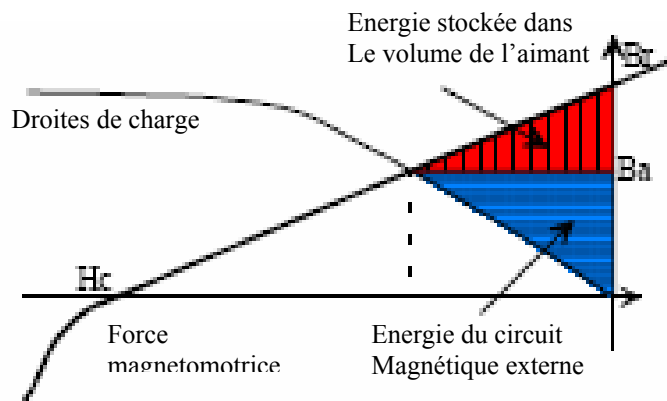


Figure (I-3.a) Energie magnétique volumique fournie par les aimants permanents dans l'espace [Cav 01]

c. Différents types d'aimants permanents

Il existe actuellement une grande variété de matériaux pour aimants permanents dont les propriétés et les applications sont diverses [Are 05]. Le choix est effectué en fonction des caractéristiques recherchées et du prix de l'aimant qui est très variable.

On définit également l'aimantation H_{cj} , champ coercitif qui annule l'aimantation Intrinsèque du matériau et elle est représentative de la rigidité magnétique (figure I-4) [Gas 04].

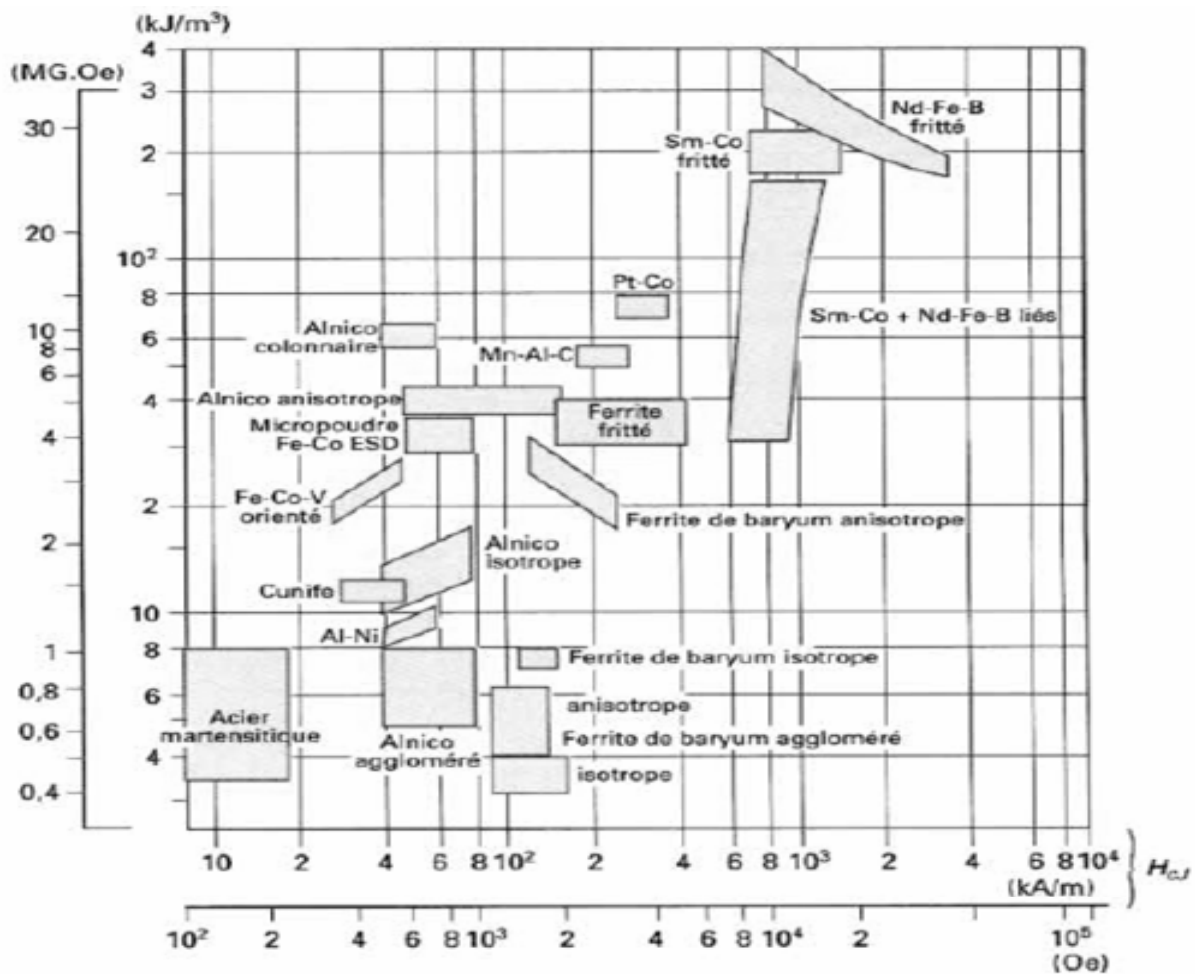


Figure (I-4) Choix des aimants en fonction de leurs propriétés [Gas 04]

• Les ALNICO

Les ALNICO sont des alliages à base de Fer, d'Aluminium et de Nickel, avec des additions de Cobalt, Cuivre ou de titane. Ils peuvent être isotropes si aucun des axes du monocristal n'est favorisé pendant la formation de ces particules et anisotrope dans le cas contraire [Gon 01].

Ils sont caractérisés par une induction rémanente élevée et un champ coercitif faible.

Pour les isotropes $B_r \approx 0.7$ T, H_{cj} de l'ordre de 50 à 80 A/m et $(BH)_{\max}$ de 12 à 18 kJ/m³. Le titane augmente la trempabilité, le niobium et la coercivité [Gas 04].

Par conséquent, ses caractéristiques énergétiques sont médiocres. De part sa composition métallique, il est le siège de pertes fer. Le procédé de fabrication induit une direction privilégiée de l'aimantation, qui est celle de la plus grande longueur. L'ALNICO est un aimant de faible qualité, et surtout il est intéressant pour son prix.

- **Les ferrites**

Les ferrites sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes. Suivant la composition et le mode de fabrication, on obtient les propriétés suivantes : B_r de 0.2 à 0.4 T, H_{cj} de 140 à 300 A/m et $(BH)_{\max}$ de 10 à 40 kJ/m³ [Gas 04]. Ces aimants possèdent des performances modestes mais se sont imposés dans de très nombreuses applications en raison de leurs faible prix de revient et d'une rigidité magnétique élevée permettant de les utiliser dans les machines. En raison de la faible valeur d'aimantation rémanente, il faut cependant recourir à des structures complexes de machines, à concentration de flux, pour atteindre des couples massiques et volumiques élevés [Gas 04].

- **Les alliages Métaux – Terres rares**

Ils sont à l'heure actuelle les aimants permanents les plus performants qui entrent dans la composition des machines synchrones. La version la plus courante est l'alliage Samarium-Cobalt Sm2-Co17, qui est quasiment amagnétique et qui est caractérisé par une induction rémanente et un champ coercitif élevés ($B_r=1.25T$, $H_{cb}=1000kA/m$). La densité d'énergie emmagasinée dans l'aimant est, à taille égale, trois fois plus importante que les ALNICO, et six fois plus importante que pour les ferrites [Are 05]. On peut ainsi réduire considérablement le volume du rotor, donc augmenter le couple massique de la machine et réduire son inertie, ils autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 300°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leurs compositions. De plus, le cobalt est interdit dans le domaine automobile pour des raisons de normes environnementales.

- **Les Néodyme-Fer-Bore**

Les Néodyme-Fer-Bore (Nd-Fe-B) ont des performances supérieures aux Samarium Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue à la température est moins bonne (jusqu'à 160°C).

Les propriétés magnétiques de la machine synchrone à aimants permanents dépendent directement de la qualité de l'aimant utilisé (alnico, terre-rare, ferrite, ...). Ce dernier, est caractérisé par sa courbe de désaimantation qui correspond à son domaine de fonctionnement. Cette courbe obtenue suite au phénomène d'hystérésis, est caractérisée par les points d'intersection avec l'axe des ordonnées et l'axe des abscisses qui définissent respectivement l'induction rémanente B_r (T) et le champ coercitif H_{cb} de l'aimant (figure I-5).

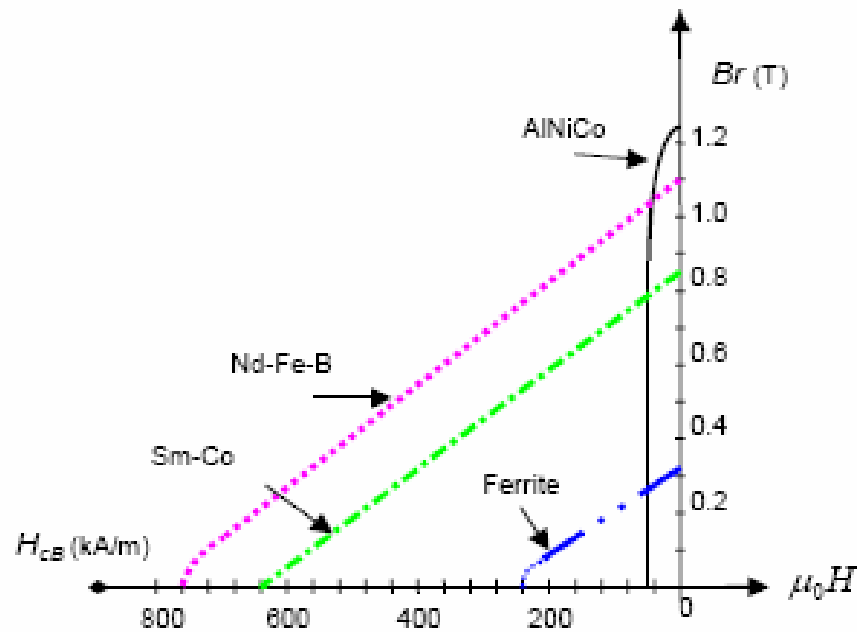


Figure (I-5) : Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants [Gas 04]

Il faut souligner que les aimants permanents utilisés dans les machines électriques présentent une très grande rigidité magnétique (associée à une perméabilité magnétique dynamique proche de la perméabilité de l'air : μ_0) qui garantit une grande résistance à la désaimantation nécessaire pour les fonctionnements démagnétisant au niveau des machines électriques.

I.2.2 Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP)

La machine synchrone à aimants permanents se compose d'un stator triphasé et un rotor monté avec des aimants permanents qui fournissent le flux de champ. Cette machine n'a pas besoin d'un approvisionnement extérieur pour exciter le rotor. L'absence du bobinage d'excitation réduit le coût et élimine les pertes de puissance liées à cette enroulement. Le moteur synchrone à aimant permanent réduit l'espace occupé que dans le cas d'un bobinage d'excitation pour une taille donnée [Zfi 98].

Il est aussi caractérisé par un faible moment d'inertie, une puissance massive élevée et un fonctionnement souple en vitesse variable et une commande simplifiée.

Il est préférable pour certaines hautes performances applications comme dans les machines-outils et l'espace.

I.2.2.1 Principales structures de la MSAP

Le rotor d'un moteur synchrone à aimant permanent a une conception spéciale pour donner les caractéristiques exigées. Il existe deux structures de la MSAP selon la disposition des aimants avec les matériaux magnétiques : l'une avec pièce polaires et l'autre sans pièces polaires.

Parmi ces deux catégories, un grand nombre de configurations sont envisageables. Ces différentes possibilités dépendent de la nuance, du sens de l'aimantation, des formes géométriques des aimants et de leur disposition au niveau du rotor [Are 05].

La différence entre les deux structures citées précédemment réside dans le fait que les inductances synchrones ont des valeurs sensiblement moins élevées et les ondulations du couple sont moins importantes pour des machines sans pièces polaires que celle avec pièces polaires.

a- Structures sans pièces polaires « Pôles lisses »

Les aimants, en forme de tuile ou en barreaux élémentaires juxtaposés, sont directement fixés sur la surface du rotor grâce à des frettes (fig I-6). Le sens d'aimantation peut être radial (figure I-6.a), tangentiel (figure I-6.b) ou mixte (figure I-6.c), les structures à pôles lisses sont caractérisées par un entrefer magnétique assez large accentué par l'épaisseur des aimants et par celle de la frette de maintien. De ce fait, l'inductance statorique est plus faible que celle d'une machine classique à rotor bobiné à pôles lisses. Il est alors difficile d'obtenir un couple massique important.

Ainsi, la réaction d'induit est plus réduite, ce qui favorise une commande plus simple. De plus, pour une amélioration des performances des machines à aimants, l'utilisation des terres rares est plus recommandée pour cette structure.

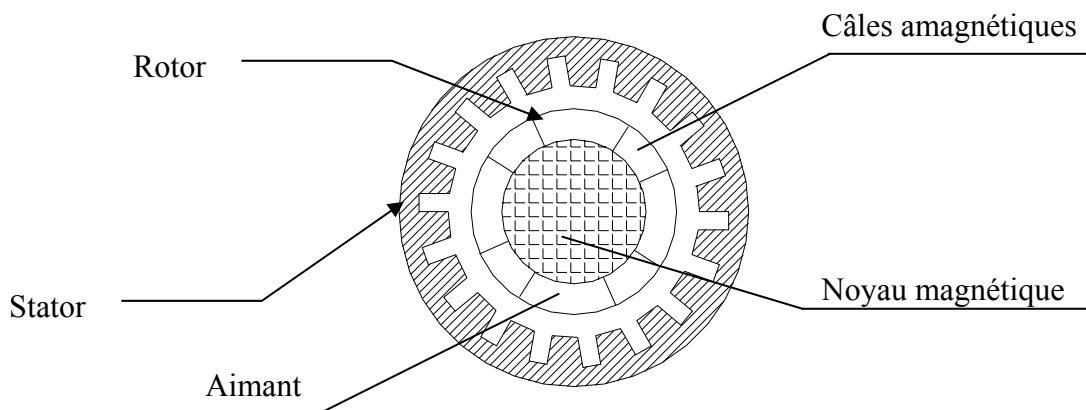


Figure : (I-6) Structures d'une machine à aimants permanents sans pièces polaires

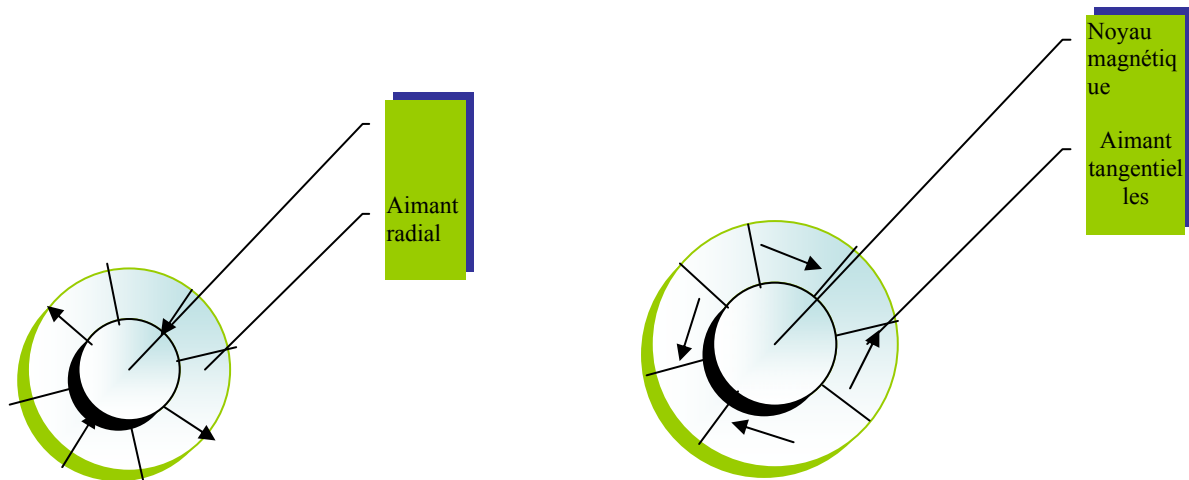


Figure : (I-6.a) Aimantation radiale

Figure : (I-6.b) Aimantation tangentielle

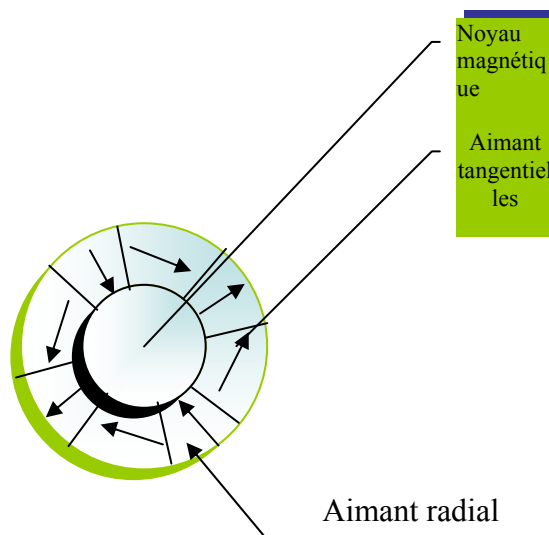


Figure (I-6.c) Aimantation mixte

b- Structures avec pièces polaires « Pôles saillants »

Comme dans les machines synchrones classiques à pôles saillants, la saillance a pour effet de produire une anisotropie au niveau du rotor dont la conséquence est de produire un couple réactif qui vient s'ajouter au couple d'interaction. A ce principal rôle que doivent assurer les pôles saillants dans les machines à aimants, un autre rôle peut leur être confié, c'est celui de la concentration de flux [Are 05].

Les pièces polaires permettant également de fixer les aimants sans avoir à utiliser des frettes et de réduire de façon significative l'épaisseur équivalente de l'entrefer ainsi que le

volume des aimants par rapport aux structures sans pièces polaires. Les aimants ferrites et à terres rares peuvent être utilisés [Stu 00].

Cependant, dans ce type d'inducteurs, la réaction d'induit est relativement plus importante.

- **Structure avec pièces polaires sans concentration de flux**

Généralement les aimants sont à aimantation radiale et placés sous des pièces polaires (figure I-7), afin de diminuer l'entrefer magnétique dans le but d'améliorer les performances de la machine.

Par contre la réaction d'induit sera plus importante, et il faut en tenir compte lors du choix du type d'alimentation [Cra 02].

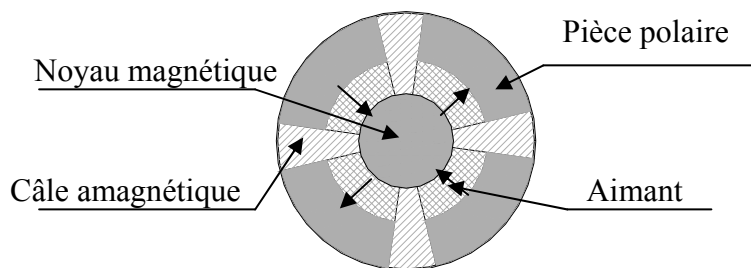


Figure : (I-7) Structure de rotor avec pièces polaires sans concentration de flux

- **Structure avec pièces polaires et concentration de flux**

Elles permettent d'améliorer le niveau de l'induction dans l'entrefer, donc le flux à vide et par conséquent le couple, grâce aux pièces polaires surtout pour les moteurs constitués d'aimants présentant une faible induction rémanente "ferrite" [Are 05].

Il existe plusieurs catégories que l'on peut distinguer par l'existence des pièces polaires et la disposition des aimants à l'intérieur du rotor (figure (I-8.a), figure (I-8.b)).

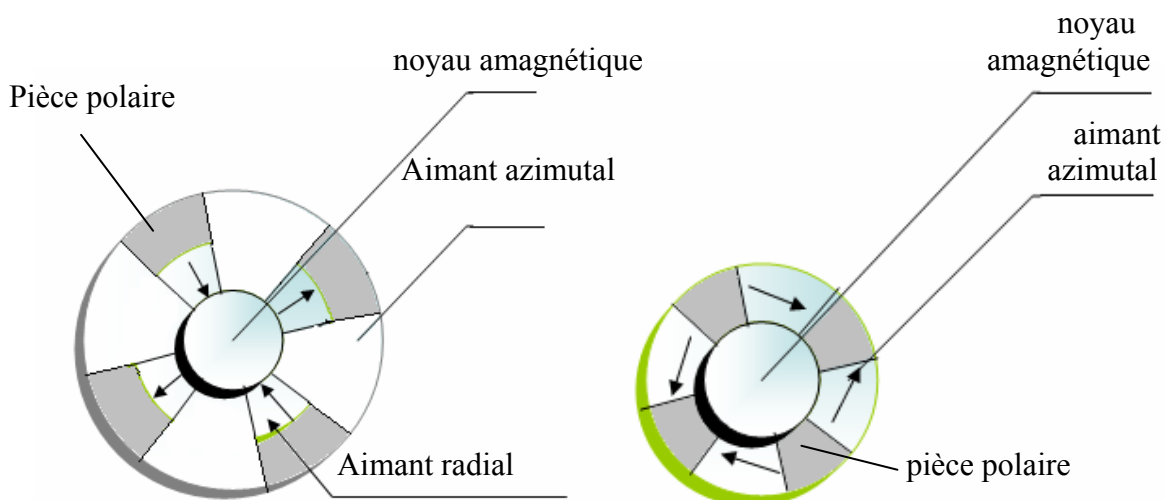


Figure (I-8.a) : Structure à aimantation mixte

Figure (I-8.b) : Structure à aimantation azimutale

c- Structure à aimants insérés dans l'armature rotorique

Les aimants à aimantation radiale sont insérés entre les dents rotoriques (figure I-9). En plus de la simplicité de leur réalisation, ce type de structure permet d'augmenter le couple tout en diminuant le volume d'aimants en acceptant toutefois un certain taux d'ondulation.

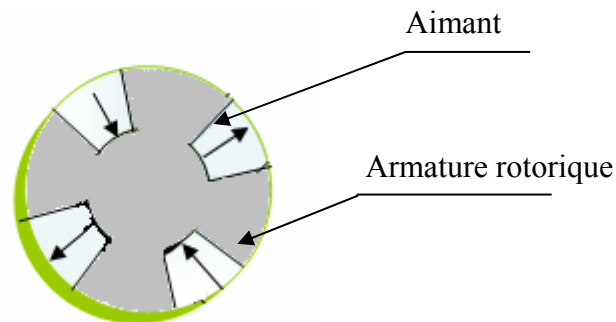


Figure (I-9) : Structure à aimants insérés dans l'armature rotorique

d- Structure à aimants internes

La structure des inducteurs de ce type de machines est à géométrie complexe. Les aimants sont inclus dans le rotor (figure I-10). La robustesse mécanique de ces rotors permet d'atteindre de grandes vitesses de rotation pour des puissances importantes. Toutefois, une saturation apparaît dans les régions où sont encastrés les aimants.



Figure (I-10) : Structure à aimants internes dans l'armature rotorique

I.2.2.2 Principe de fonctionnement de la MSAP

Le fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents est beaucoup plus simple que celui du moteur à courant continu : le stator muni d'un enroulement polyphasé, triphasé dans la plus part des cas, est alimenté par un système de tensions et courants créant dans l'entrefer un champ d'induction tournante B_{ri} .

Le champ d'induction B_{ri} a tendance à attirer le rotor, lequel est muni d'aimants permanents produisant le champ d'induction B_{ri} . De ce fait, les champs d'induction créés par le stator et le rotor ont tendance à s'aligner, raison pour laquelle un couple d'origine électromagnétique prend naissance [Are 05].

Comparativement à la machine à courant continu, on voit que c'est le rotor qui joue le rôle d'inducteur (excitation), l'induit étant alors au stator. Le rotor se met à tourner à une vitesse angulaire ω_r correspondant à la pulsation ω_s de l'alimentation triphasée, ce que justifie la désignation du moteur synchrone.

I.2.2.3 Les avantages et les inconvénients de la MSAP

Par rapport aux moteurs asynchrones, les machines à aimants présentent un facteur de puissance plus élevé.

La commande vectorielle du moteur asynchrone est sensiblement plus complexe que celle du moteur synchrone à aimants. En effet, dans le moteur à aimants, le flux rotorique est engendré par les aimants, alors que dans le cas du moteur asynchrone il doit être imposé à partir des grandeurs statorique.

Comparées aux machines synchrones classiques, c'est au niveau du volume de rotor que les machines à aimants sont privilégiées. En effet, elles sont capables d'apporter rusticité et compacité. De ce fait, les moteurs à aimants s'imposent dans des applications nécessitant des performances dynamiques élevées dans la gamme des faibles et de moyennes puissances. Le principal inconvénient de la machine à aimants est que son flux inducteur est difficile à régler de ce fait la commande du moteur est effectuée par action extérieure en particulier dans le cas d'inducteur à pôle saillants.

I.2.2.4 Autopilotage de la MSAP

L'autopilotage consiste à maintenir en régime établi, constant le déphasage entre les fondamentaux des caractéristiques d'alimentation et des forces électromotrices statoriques. Pour cela, il faut asservir la position de la Fmm statorique à celle de la Fmm rotorique. [Are05]. L'autopilotage de la machine synchrone à aimants permanents impose que la fréquence d'alimentation, délivrée par le convertisseur statique, soit rigoureusement liée à la vitesse de rotation (figure I-11). Dans ces conditions, les interrupteurs du convertisseur

statique doivent être commandés suivant une loi, en fonction de la position du rotor, de manière à imposer le courant ou la tension en amplitude et en phase afin d'assurer un contrôle rigoureux du couple. La machine élabore elle-même en tournant sa fréquence d'alimentation. Cette technique constitue l'autopilote, est une solution écarte tout risque de décrochage.

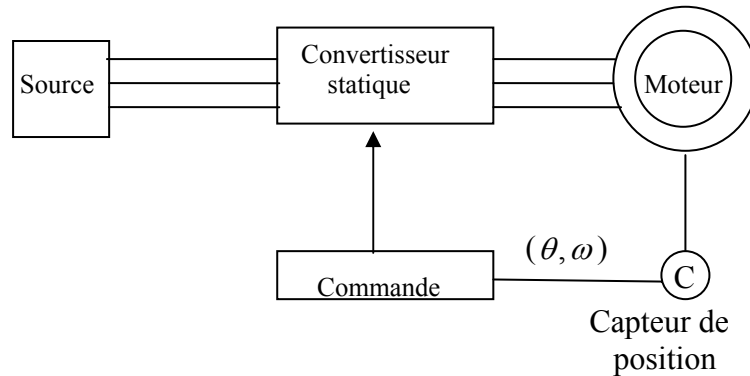


Figure (I-11) : Structure de la MSAP auto-pilotée

I.3 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

I.3.1 Structure générale de la MSAP

La machine que nous allons étudier par la mise en équations correspond à la structure représentée par la figure (I.12). C'est une machine synchrone triphasée, équilibrée dans le rotor est muni d'un système d'aimants permanents de type terre-rare (SmCo), assurant une répartition d'induction sinusoïdale dans l'entrefer. Ce rotor ne comporte ni amortisseurs, ni pièces polaires. L'absence de pièces polaires donne à la machine la structure d'une machine à pôles lisses. Le stator comporte trois axes a, b, c identiques et décalées entre elles d'un angle électrique de $2\pi/3$.

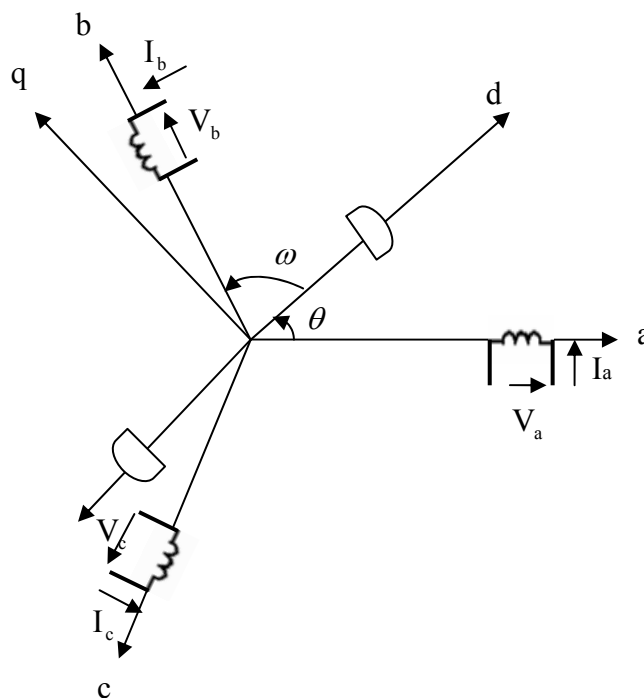


Figure (I-12) Représentation d'une machine synchrone bipolaire à aimants permanents

Par convention, il est lié au rotor deux axes caractéristiques :

- L'axe d'aimantation rotorique, noté (d), il est appelé axe direct ou encore longitudinal.
- L'axe interpolaire (q), appelé axe en quadrature ou transversal. Il est déphasé de $\pi/2$ en avant, par rapport à l'axe d.

La position de rotor est repérée par l'angle électrique que fait son axe (d) avec l'axe immobile de la phase (a) du stator [Bel 01].

I.3.2 Hypothèses simplificatrices

Afin de simplifier l'étude, la modélisation de la machine nécessite un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

- Le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'avoir des relations linéaires entre les flux et les courants.
- Nous négligeons l'hystérésis du circuit magnétique et les pertes par courants de Foucault.
- La variation des résistances en fonction de la température est négligeable.
- Nous admettons que les forces magnétomotrices sont à distribution spatiale sinusoïdale [Bel 01].

I.3.3 Mise en équations de la machine

Le modèle mathématique du MSAP est similaire à celui de la machine synchrone classique [Kad 00] en considérant les conditions simplificatrices citées précédemment.

I.3.3.1 Équations électriques

Les équations électriques du stator d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents en convention récepteur et en absence d'enroulements amortisseurs s'écrivent :

$$\begin{cases} V_a = R i_a + \frac{d\varphi_a}{dt} \\ V_b = R i_b + \frac{d\varphi_b}{dt} \\ V_c = R i_c + \frac{d\varphi_c}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

avec :

R : Résistance d'un enroulement statorique.

i_{abc} : Les courants des phases statorique a, b, c.

φ_{abc} : Les flux produits par les phases statorique respectivement a, b, c.

V_{abc} : Les tentions des phases statoriques.

Sous forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.2})$$

En vertu de l'hypothèse d'une répartition spatiale sinusoïdale de l'induction, les flux induits par les aimants dans les trois phases statoriques `a, b, c` sont donnés par :

$$\begin{cases} \varphi_{fa} = \varphi_{\max} \cdot \cos(\theta) \\ \varphi_{fb} = \varphi_{\max} \cdot \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \varphi_{fc} = \varphi_{\max} \cdot \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

Le flux produit dans chaque enroulement statorique est la somme de quatre termes. Comme exemple, pour la phase `a`, le flux `φ_a` est la somme des termes :

$$\begin{aligned} \varphi_{aa} &= L_s \cdot i_a & : \text{Flux propre de la phase `a` sur `a`.} \\ \varphi_{ba} &= M_s \cdot i_b & : \text{Flux mutuel de la phase `b` sur `a`.} \\ \varphi_{ca} &= M_s \cdot i_c & : \text{Flux mutuel de la phase `c` sur `a`.} \\ \varphi_{fa} & & : \text{Flux mutuel de l'aimant sur la phase `a`.} \end{aligned}$$

L'expression du flux total dans la phase `a` est donnée par :

$$\varphi_a = \varphi_{aa} + \varphi_{ba} + \varphi_{ca} + \varphi_{fa} = L_s i_a + M_s (i_b + i_c) + \varphi_{fa}$$

Du fait que la machine est équilibrée a neutre isolé, on a $(i_a + i_b + i_c = 0)$, d'où l'expression du flux dans la phase `a` se réduit alors à :

$$\varphi_a = (L_s - M_s) i_a + \varphi_{fa} = L_{sc} i_a + \varphi_{fa} \quad (\text{I.4})$$

avec :

$$L_{sc} = (L_s - M_s) : \text{L'inductance cyclique d'un enroulement statorique.}$$

$$L_s : \text{L'inductance propre d'une phase statorique.}$$

$$M_s : \text{Mutuelle inductance entres phases du stator.}$$

Par conséquent, les expressions des flux dans les autres phases se déduisent par :

$$\begin{cases} \varphi_b = L_{sc} i_b + \varphi_{fb} \\ \varphi_c = L_{sc} i_c + \varphi_{fc} \end{cases} \quad (\text{I.5})$$

En remplaçant les expressions des flux dans le système des tensions. On obtient :

$$\begin{cases} V_a = R i_a + L_{sc} \cdot \frac{di_a}{dt} + \frac{d\varphi_{fa}}{dt} \\ V_b = R i_b + L_{sc} \cdot \frac{di_b}{dt} + \frac{d\varphi_{fb}}{dt} \\ V_c = R i_c + L_{sc} \cdot \frac{di_c}{dt} + \frac{d\varphi_{fc}}{dt} \end{cases} \quad (I.6)$$

I.3.3.2 Équation mécanique :

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = (C_{em} - C_r - C_F) \quad (I.7)$$

$$C_F = f_c \omega_r$$

avec :

$$\omega_r = \frac{\omega}{P} : \text{vitesse mécanique de rotation de la machine ;}$$

C_r : Couple résistant ;

C_{em} : Couple électromagnétique ;

C_F : Couple de frottement ;

J : moment d'inertie ;

P : nombre de paires de pôles ;

ω : Vitesse électrique du rotor ;

f_c : Coefficient de frottement.

On remarque que le système (I.6) engendre des équations fortement non-linéaires et couplées. Pour simplifier ce problème, on utilise la dite transformation de Park qui, par une transformation appliquée aux variables réelles (tensions, courants et flux), permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes d-q ou les équations de Park. Du point de vue physique, cette transformation est interprétée comme étant une substitution des enroulements immobiles (a, b, c) par des enroulements (d, q) tournant avec le rotor [Kad 00]. Cette transformation ne facilite pas seulement les solutions des équations mais ainsi facilite l'application et la mise en œuvre de la commande et la conception du contrôleur relatif [Zei98].

I.3.4 Modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park

Pour supprimer la non linéarité des équations du modèle précédentes, nous utilisons la transformation de Park qui consiste à remplacer les enroulements des phases (a, b, c) par deux enroulements (d, q) dont les axes magnétiques sont solidaires au rotor et tournant avec lui avec une vitesse ω , comme le représente la figure (I-12).

La transformation de Park est définie comme suit:

$$[X_{dq0}] = [T_\theta][X_{abc}] \quad (\text{I.8})$$

où X représente le valeur courant, tension ou flux et θ représente la position du rotor.

Les termes X_d , X_q représentent les composantes longitudinale et transversale des variables statoriques (tensions, courants, flux et inductances).

La matrice de transformation T_θ est donnée par:

$$T_\theta = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

(I.9)

dont la matrice inverse est la suivante:

$$T_\theta^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

Le moteur est supposé avec une connexion étoile qui forme un système équilibré $i_a + i_b + i_c = 0$. Ainsi, la composante homopolaire désignée par la troisième ligne de la matrice (I.8) est nulle [Kad 00].

I.3.4.1 Equations des tentions

En appliquant la transformation (I.8) au système (I.1), on aura:

$$[u_{dq}] = [T_\theta][u_{abc}] = [T_\theta][R][i_{abc}] + [T_\theta] \frac{d}{dt} [\varphi_{abc}] \quad (\text{I.11})$$

Ensuite, en se basant sur (I.10) et (I.6) on obtient :

$$[u_{dq}] = [T_\theta][R][T_\theta]^{-1}[i_{dq}] + [T_\theta][T_\theta]^{-1} \frac{d}{dt} [\varphi_{dq}] + [T_\theta] \left(\frac{d}{dt} [T_\theta]^{-1} \right) [\varphi_{dq}] \quad (\text{I.12})$$

Du moment que $[R]$ est diagonale, alors :

$$[T_\theta][R][T_\theta]^{-1} = [R]$$

En utilisant :

$$[T_\theta] \frac{d}{dt} [T_\theta]^{-1} = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

À l'aide de (I.12) on obtient les équations statoriques de la machine exprimées dans la référentiel de Park lié au rotor :

$$\begin{cases} u_d = R * i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \frac{d\theta}{dt} * \varphi_q \\ u_q = R * i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \frac{d\theta}{dt} * \varphi_d \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

I.3.4.2 Equations des flux

D'après les équations (I.3), (I.8), (I.10), nous avons :

$$[\varphi_{dq}] = [T_\theta][\varphi_{abc}] = [L][i_{abc}] + \varphi_f \quad (\text{I.14})$$

$$[\varphi_{dq}] = [T_\theta][L][T_\theta]^{-1}[i_{dq}] + \varphi_f \quad (\text{I.15})$$

D'où

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d * i_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q * i_q \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

L_d, L_q : Inductances d'axes directe et en quadrature. La machine étant supposée à pôles lisses, ce qui signifie que : $L_d = L_q$

En tenant compte des équations du flux, on peut écrire :

$$\begin{cases} u_d = R * i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - P\omega_r * L_q i_q \\ u_q = R * i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + P\omega_r (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

I.3.4.3 Expression du couple électromagnétique

La connaissance du couple électromagnétique de la machine C_{em} est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande.

La puissance électrique absorbée par la machine est exprimée par :

$$p_e = V_a * i_a + V_b * i_b + V_c * i_c \quad (\text{I.18})$$

Dans la référentiel de Park, cette puissance s'écrit :

$$p_e = \frac{3}{2} (u_d i_d + u_q i_q + 2u_0 i_0) \quad (\text{I.19})$$

Pour un système équilibré on a : $i_0 = 0; u_0 = 0$.

$$p_e = \frac{3}{2} (u_d i_d + u_q i_q).$$

En remplaçant les courants et les tensions dans cette expression par leurs similaires dans le système (d, q) , La puissance électrique absorbée par la machine dans le référentiel de Park devient :

$$p_e = \frac{3}{2} \left[P \omega_r ((L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q) + R(i_d^2 + i_q^2) + \left(i_d L_d \frac{di_d}{dt} + i_q L_q \frac{di_q}{dt} \right) \right]. \quad (I.20)$$

Cette puissance est composée de :

- Puissance perdue par effet joule : $P_j = R(i_d^2 + i_q^2)$
- Puissance électromagnétique : $P_{em} = \frac{3}{2} [P \omega_r ((L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q)]$
- La variation d'énergie magnétique emmagasinée : $P_v = \left(i_d L_d \frac{di_d}{dt} + i_q L_q \frac{di_q}{dt} \right)$

Le couple qu'est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les FMMs dans l'entrefer généré par les courants statoriques [Kad 00]. Il est exprimé par :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\omega} \quad (I.21)$$

$$\Rightarrow C_{em} = \frac{3P}{2} [(L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q]$$

En développant le système d'équations (I.17) on peut déduire la forme finale des équations du MSAP dans le référentiel d-q:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} P \omega_r i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} P \omega_r i_d - \frac{\varphi_f}{L_q} P \omega_r + \frac{1}{L_q} u_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3P}{2J} (\varphi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f_c}{J} \omega_r \end{cases} \quad (I.22)$$

Ce système d'équations est plus simple que celui donné en (I-1) sauf qu'il est toujours non- linéaire. À noter que si le moteur est à entrefer constant (sans pièces polaires $(L_d = L_q)$), le modèle sera encore plus simple comme l'indique le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_d + P \omega_r i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_q - P \omega_r i_d - \frac{\varphi_f}{L_q} P \omega_r + \frac{1}{L_q} u_q \end{cases} \quad (I.23)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3P}{2J} \varphi_f i_q - \frac{1}{J} C_r - \frac{f_c}{J} \omega_r$$

$$C_{em} = \frac{3P}{2} [\varphi_f i_q]$$

On pose : $K_m = \frac{3P}{2}$

Schéma bloc :

on peut représenter la MSAP par un bloc diagramme illustré par la figure (I-13).

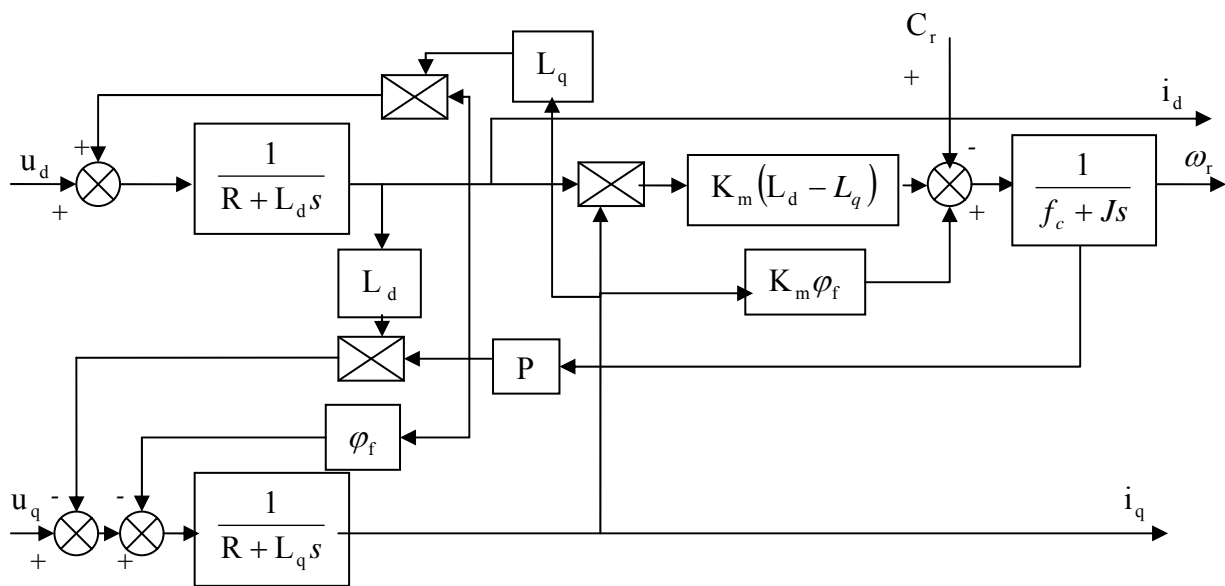


Figure (I-13) Schéma bloc du modèle de la MSAP dans le repère d, q

On remarque que le Schéma bloc est composé de plusieurs blocs non linéaires illustrant la relation qui existe entre les entrées (commandes), les états et les sorties. Les trois types de non-linéarités $\omega_r i_q$, $\omega_r i_d$ et $i_d i_q$, sont représentées par les trois blocs de multiplication. De plus, les dynamiques du système sont représentées par trois fonctions de transfert. Deux fonctions de transfert donnant la dynamique rapide (courants) et une fonction de transfert qui définit la dynamique lente (vitesse) [Han 83].

I.3.5 Simulation du modèle de la MSAP :

Les paramètres de la machine utilisés sont indiqués dans l'annexe.

Nous avons présenté sur les figures (I-14.a), (I-14.b) la vitesse ω (rad/s), le couple électromagnétique, la tension statorique V_a et le courant statorique de la phase (a) et ses deux

composantes d'axe directe i_d et en quadrature i_q , de la MSAP alimentée par une source de tension triphasée.

La figure (I-14.a) présente les résultats de la simulation de la MSAP pour un fonctionnement à vide.

Nous remarquons que la vitesse de rotation se stabilise à la valeur de (480) rad/sec au bout d'un temps de (2.2s) environ, qui est un temps de réponse assez élevé pour certaines applications (dynamique lente).

Le couple électromagnétique présente une allure identique à celle du courant d'axe 'q' du fait de la linéarité existante entre ces deux grandeurs. Sa valeur de crête est de (0.38N.m) et se stabilise à une valeur de (0.024 N.m), qui compense les pertes par frottement (couple à vide).

La machine fait appel à un fort courant de démarrage (environ 10A), puis s'atténue jusqu'à la valeur de (1A) au régime permanent.

La figure (I-14.b) montre l'évolution des grandeurs précédentes avec l'application d'un échelon du couple résistant ($C_r=0.05\text{N.m}$) à l'instant ($t =2.5\text{s}$), nous remarquons une diminution de la vitesse de rotation suivie d'une augmentation du couple électromagnétique à une valeur compensant la charge appliquée. Suivi d'un appel supplémentaire du courant illustré par une augmentation du courant i_a .

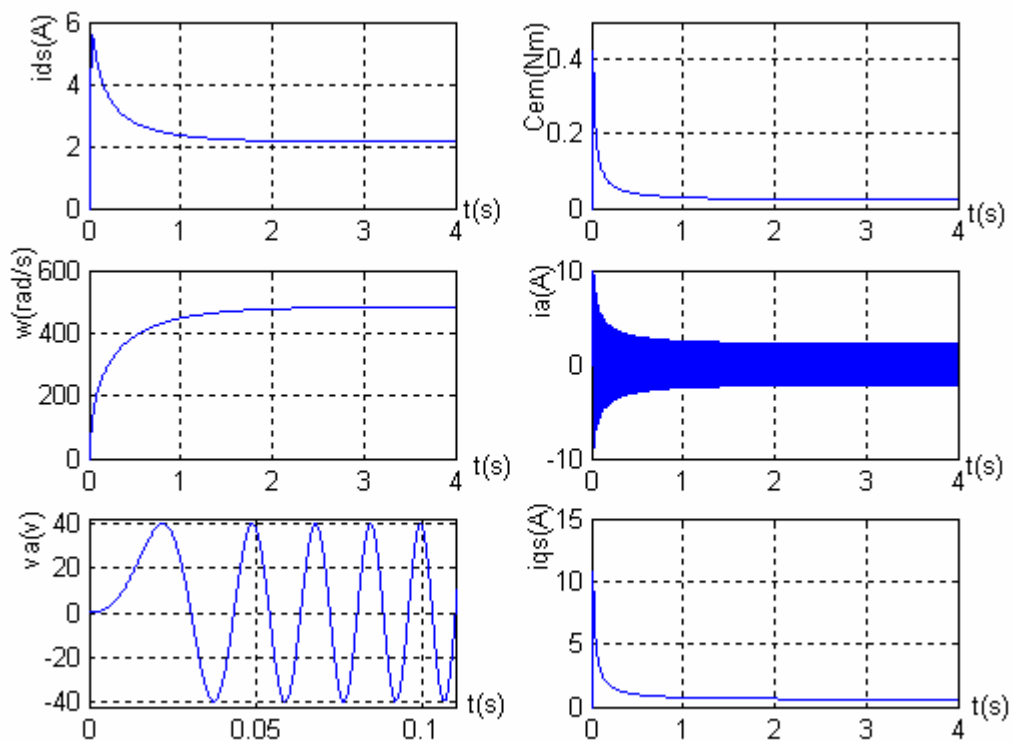


Figure (I-14.a) Caractéristiques dynamiques de la MSAP à vide

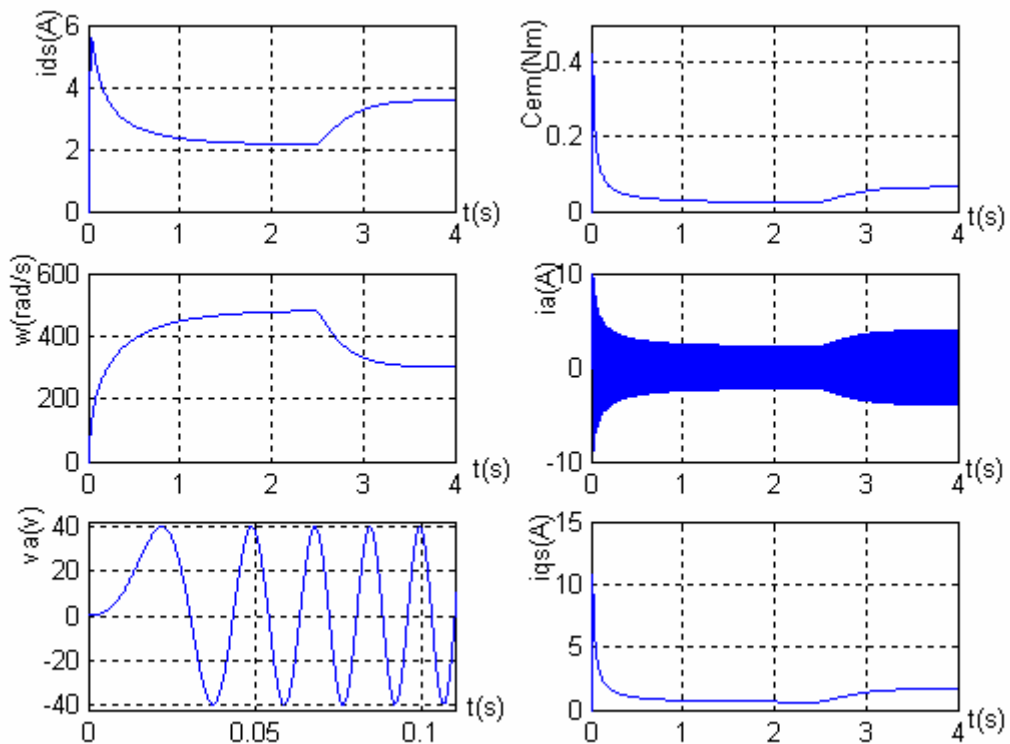


Figure (I-14.b) Caractéristiques dynamiques de la MSAP lors d'un démarrage à charge nulle, puis l'application d'un échelon de couple au régime permanent ($C_e=0.05 N.m$) à $t = 2.5 sec$.

I.3.6 Modélisation du convertisseur

Le convertisseur statique est utilisé généralement pour transformer l'alimentation à fréquence et amplitude fixes en une autre à fréquence et amplitude variables. Il se constitue de trois étages : un redresseur connecté au réseau, un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension, et un onduleur qui permet d'alimenter la machine par un système de tension alternatif à fréquence variable. Pour réduire l'effet des harmoniques, qui gênent le fonctionnement de la machine, l'onduleur est commandé par une des techniques de modulation de largeur d'impulsions (MLI). La structure générale de l'alimentation est donnée à la (figure (I.15)).

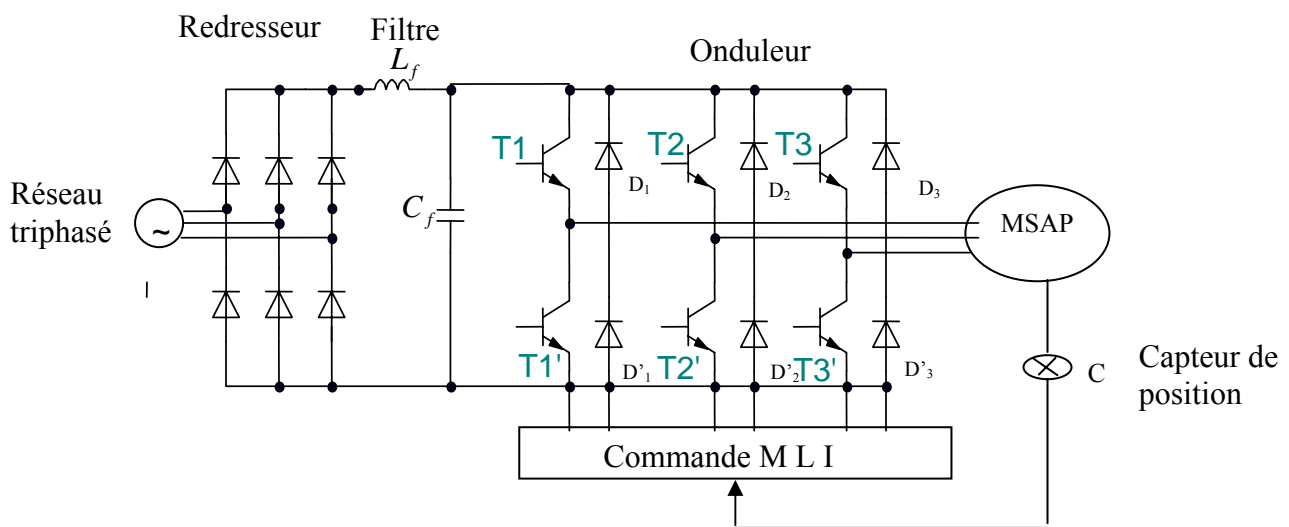


Figure (I-15) : Structure générale de l'alimentation de La MSAP par un onduleur de tension

I.3.6.1 Modélisation du redresseur

Le redresseur est un pont de Graetz à diodes (Figure I.2.5)

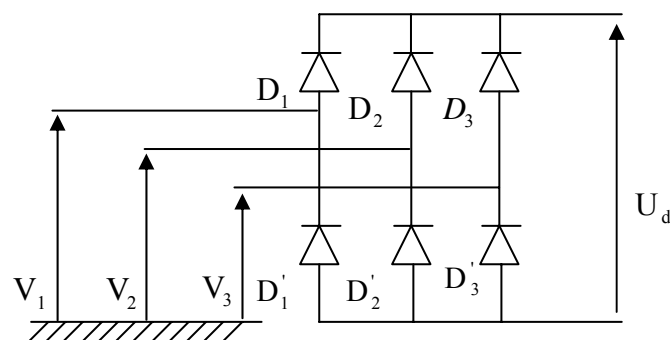


Figure (I-16) : Schéma du Redresseur à diodes

La séquence de conduction des diodes :

$$D_i \text{ Conduit si } V_i = \max(V_j); \quad j=1, 2, 3; \quad i=1, 2, 3$$

$$D'_i \text{ Conduit si } V_i = \min(V_j); \quad j=1, 2, 3; \quad i=1, 2, 3$$

A chaque bras du pont à diodes est associée une fonction logique de connexion G_i et G'_i , ($i=1, 2, 3$).

Ces fonctions sont définies comme suit :

$$G_i \begin{cases} 1 & \text{si } D_i \text{ conduit } (i=1, 2, 3). \\ 0 & \text{si } D'_i \text{ conduit } (i=1, 2, 3). \end{cases} \quad (\text{I.24})$$

$$G'_i \begin{cases} 1 & \text{si } D'_i \text{ conduit } (i=1, 2, 3). \\ 0 & \text{si } D_i \text{ conduit } (i=1, 2, 3). \end{cases} \quad (\text{I.25})$$

Le redresseur est alimenté par la tension :

$$V_j = V_m \sin(\theta - 2(j-1)\frac{\pi}{3}) \quad \text{avec : } j=1, 2, 3 \quad (\text{I.26})$$

Pendant chaque séquence de conduction, la tension U_d à la sortie de redresseur est :

$$U_d = \max(V_j) - \min(V_j); \quad j=1, 2, 3. \quad (\text{I.27})$$

La simulation du redresseur donne les résultats représentés dans la figure (I-17)

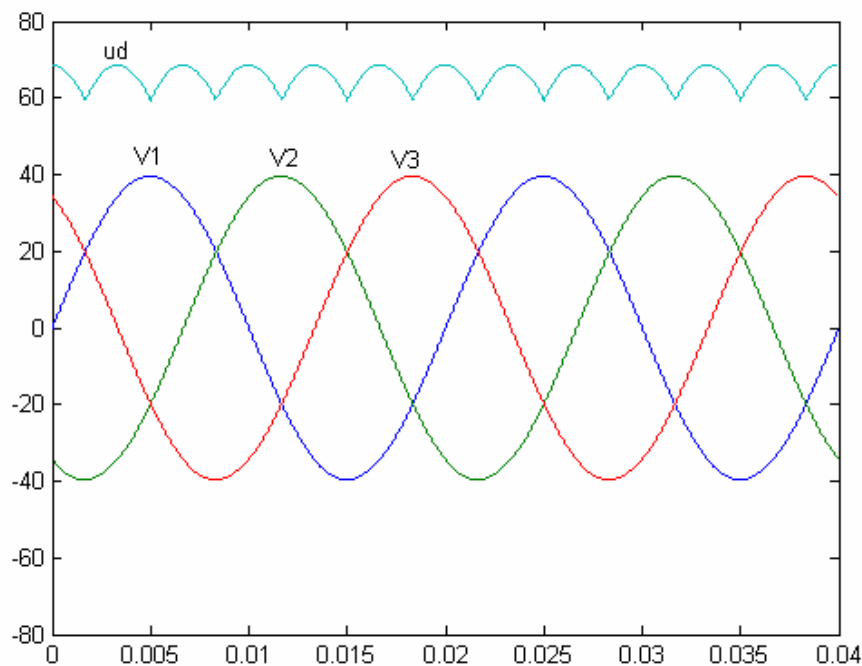


Figure (I-17) : Forme de la Tension d'alimentation et de la tension redressée U_d .

La tension redressée U_d est formée de six sommets de sinusoïde par période.

I.3.6.2 Modélisation du filtre

Pour diminuer les ondulations à la sortie du redresseur nous insérons à l'entrée de l'onduleur un filtre $L_f C_f$, celui-ci est schématisé par la figure (I-18).

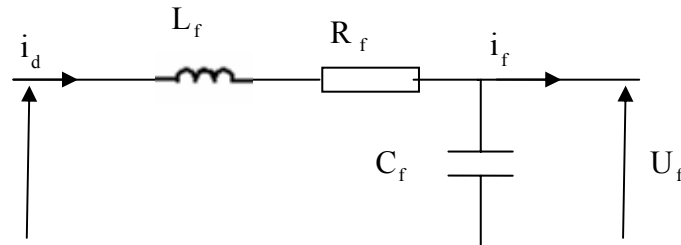


Figure (I-18) Schéma de filtre LC

Le rôle essentiel de ce filtre peut être résumé dans les points suivants :

- Il assure la fourniture du courant sous basse impédance et transitoirement le stockage des impulsions renvoyées par l'onduleur et empêche qu'ils ne soient injectés vers le réseau d'alimentation.
- Il évite les fluctuations importantes de la tension continue d'alimentation délivrée par le redresseur (filtrage des harmoniques de la tension redressée) ou du débit instantané variable de l'onduleur.
- Il limite la vitesse de croissance des courants de court-circuit. En freinant, grâce à l'inductance l'apport d'énergie extérieur en cas de «rate» de commutation de l'onduleur.

Les grandeurs qui interviennent pour fixer le dimensionnement du filtre sont :

- la tension U_f d'alimentation de l'onduleur.
- La composante continue du courant exigé i_f .
- L'ondulation maximale de ce courant est celle tolérée sur la tension U_f dans les plus mauvaises conditions.

Le condensateur de capacité C_f avec l'inductance L_f constituent un filtre passe-bas.

- La capacité C_f (mF) permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension U sensiblement constante, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge.

- L'inductance L_f (mH) permet de rendre sensiblement constant le courant I_d , car le courant absorbé par l'onduleur est fortement ondulé.

Les équations du filtre sont :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_d}{dt} = U_d - U_f - R_f i_d \\ \frac{dU_f}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_d - i_f) \end{cases} \quad (I.28)$$

• Calcul des paramètres

En combinant les deux équations précédentes, nous obtenons la fonction de transfert $F(S)$ du filtre :

$$F(S) = \frac{U_f}{U_d} = \frac{1}{L_f C_f S^2 + R_f C_f S + 1} \quad (I.29)$$

La pulsation de coupure correspondante est :

$$\omega_r = \sqrt{\frac{2}{L_f C_f} - \frac{R_f^2}{L_f^2}}$$

Le choix de paramètre du filtre L_f et C_f assure la relation :

$$L_f \cdot C_f \cdot \omega_0^2 > 1, \quad \text{avec : } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_f}}$$

I.3.6.3 Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif, celui-ci est schématisé dans la figure (I-19)

Il est composé de six transistors ($T_1, T_2, T_3, T'_1, T'_2, T'_3$) shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération qui permettent de renvoyer le courant négatif vers le condensateur de filtrage mis à l'entrée de l'onduleur [Bel 01].

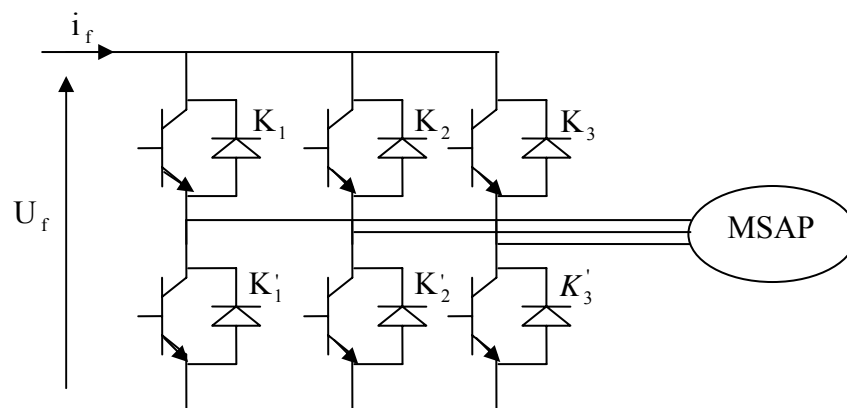


Figure (I-19) Schéma de principe de l'onduleur de tension

Afin de simplifier l'étude, nous associons à chaque bras de l'onduleur une fonction logique de connexion F_j ($j = 1, 2, 3$).

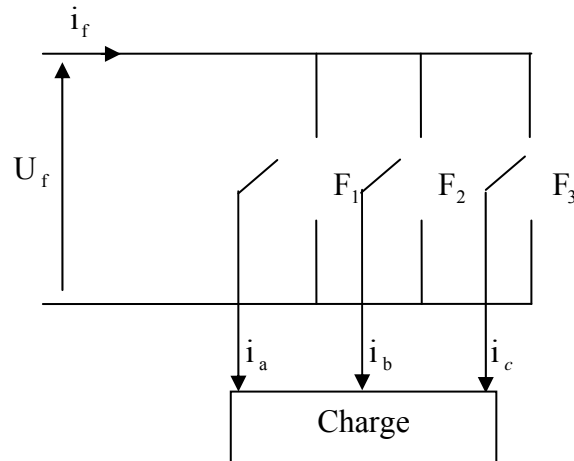


Figure (I-20) Représentation des interrupteurs

Les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états logiques possibles (0, 1). Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne.

$$F_j = \begin{cases} 1 & \text{si } k_i \text{ est fermé et } k'_i \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } k'_i \text{ est fermé et } k_i \text{ ouvert} \end{cases} \quad (\text{I.30})$$

Les tensions de lignes délivrées par l'onduleur sont :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_f (F_1 - F_2) \\ U_{bc} = U_f (F_2 - F_3) \\ U_{ca} = U_f (F_3 - F_1) \end{cases} \quad (\text{I.31})$$

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre est isolé alors :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{I.32})$$

En tenant compte des deux relations (I.31) et (I.32), on obtient les tensions simples suivantes :

$$\begin{cases} V_a = \frac{U_f}{3} (2F_1 - F_2 - F_3) \\ V_b = \frac{U_f}{3} (-F_1 + 2F_2 - F_3) \\ V_c = \frac{U_f}{3} (-F_1 - F_2 + 2F_3) \end{cases} \quad (\text{I.33})$$

Le système d'équations (I.33) peut s'écrire sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{U_f}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.34})$$

L'expression de courant à l'entrée de l'onduleur :

$$i_f = F_1 i_a + F_2 i_b + F_3 i_c \quad (\text{I.35})$$

I.3.6.4 Modélisation du modulateur M.L.I

L'alimentation des machines électriques à courant alternatif par onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion M.L.I, constitue un grand intérêt pour la commande de ces machines. Elle permet de repousser les fréquences élevées des harmoniques de la tension de sortie.

Dans cette méthode, les instants de commutation ainsi que la largeur d'impulsion sont déterminés par la comparaison entre les tensions des références, qui correspondent aux tensions de sortie recherchées de fréquence f , et une onde triangulaire nommée porteuse de fréquence f_p élevée par rapport à la fréquence f , figure (I-21)

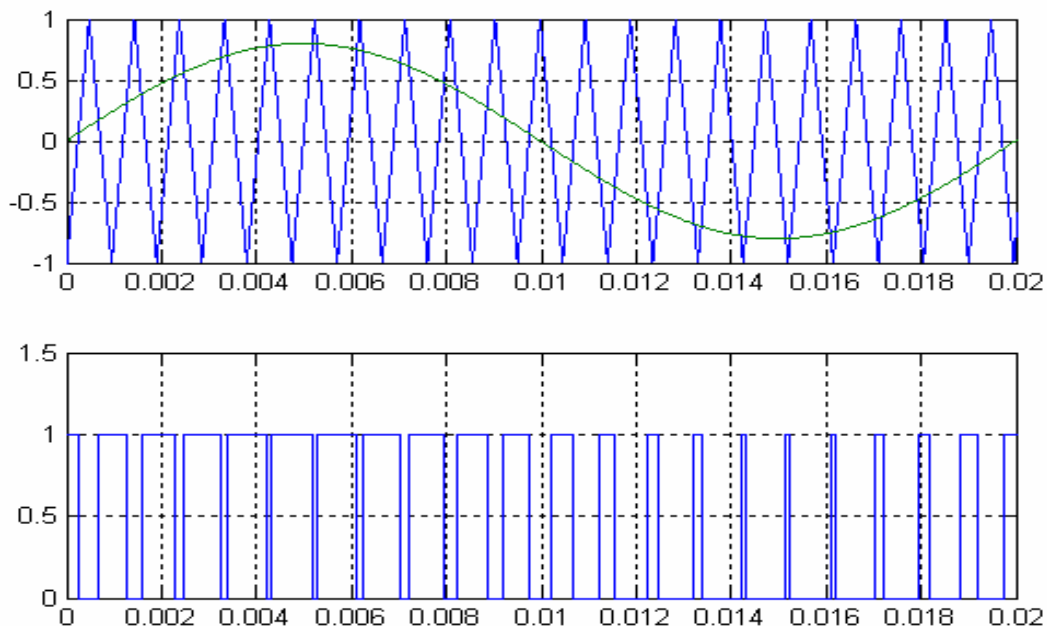


Figure (I-21) MLI triangulo-sinusoidal $m=21$, $r=0.8$

Pour commander chaque bras, nous comparons le signal de référence (modulante) à un signal triangulaire (porteuse) de fréquence élevée [Fai 05].

Les signaux de référence sont définies par :

$$V_{\text{ref}} = r \sin \left[2\pi f t - 2(j-1) \frac{\pi}{3} \right] \quad j=1, 2, 3 \quad (\text{I.36})$$

On définit :

$r = \frac{V_m}{U}$: Coefficient de réglage en tension qui représente le rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation.

$m = \frac{f_p}{f}$: Rapport de la fréquence de la porteuse sur celle de référence (indice de modulation).

L'équation de la porteuse sur une période est donnée par :

$$V_p = \begin{cases} \frac{4t}{T_p} - (4n+1) & \text{si } nT_p < t < (2n+1) \frac{T_p}{2} \\ -\frac{4t}{T_p} + (4n+3) & \text{si } \frac{(2n+1)T_p}{2} < t < (n+1)T_p \end{cases} \quad (\text{I.37})$$

Où : $T_p = \frac{1}{f_p}$

I.3.6.5 Simulation de l'association convertisseur-MSAP

L'association convertisseur statique-MSAP est représentée par la figure suivante :

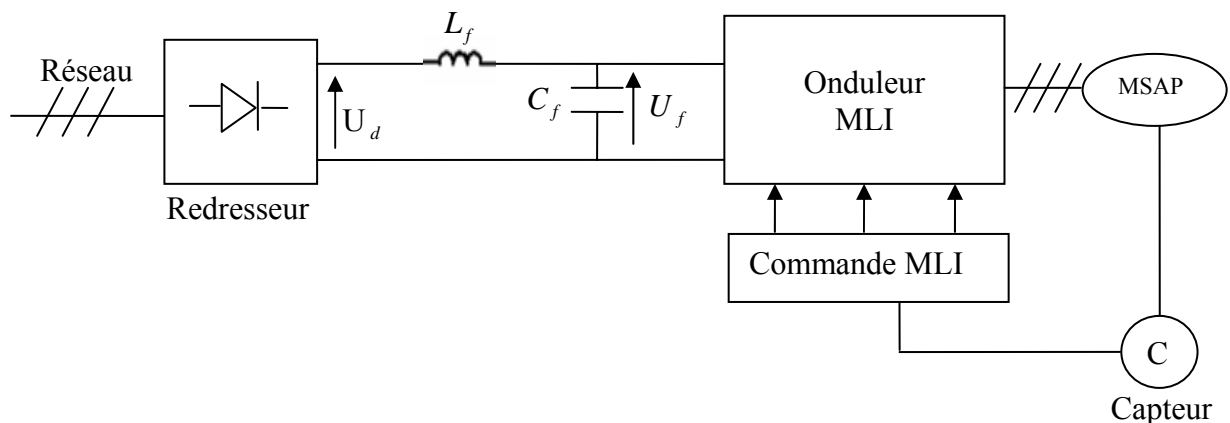


Figure (I-22) L'association Convertisseur-MSAP

Nous avons simulé l'association convertisseur statique-MSAP, pour un fonctionnement à vide puis en charge. L'onduleur est commandé par la technique de modulation triangulo-sinusoïdale.

La comparaison de ces figures (I-23.a) et (I-23.b) avec celles obtenues avec le modèle de la machine alimentée par un système de tensions sinusoïdales montre une ressemblance dans l'allure; cependant la présence de l'onduleur engendre des ondulations autour des valeurs moyennes.

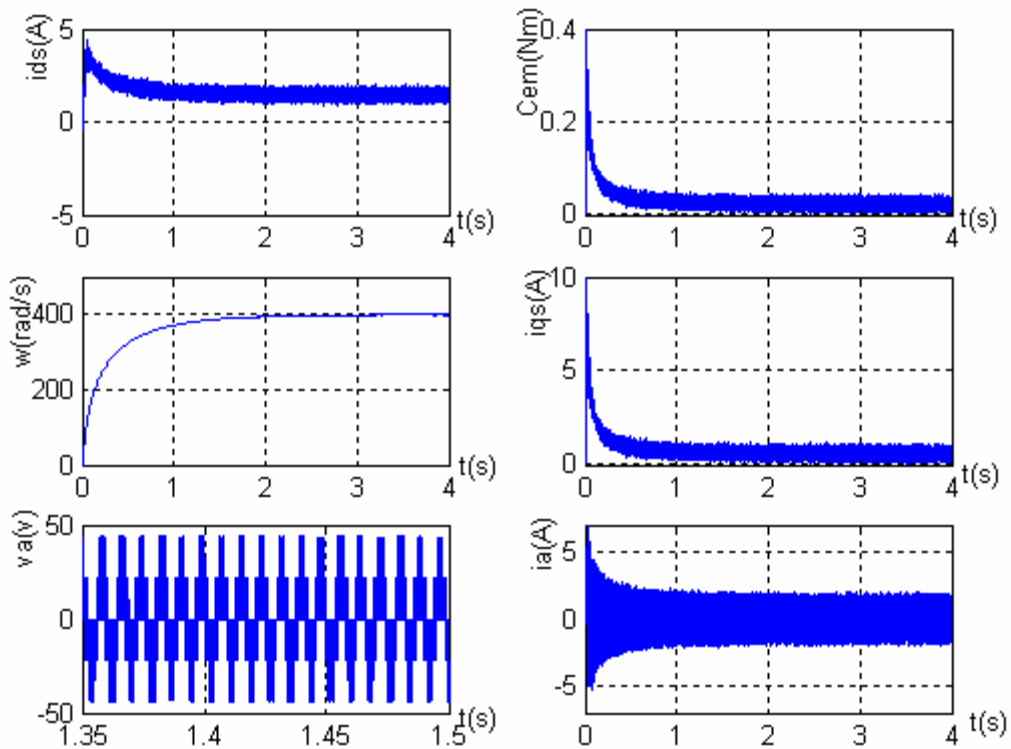


Figure (I-23.a) Caractéristique dynamique de l'ensemble convertisseur-MSAP à vide

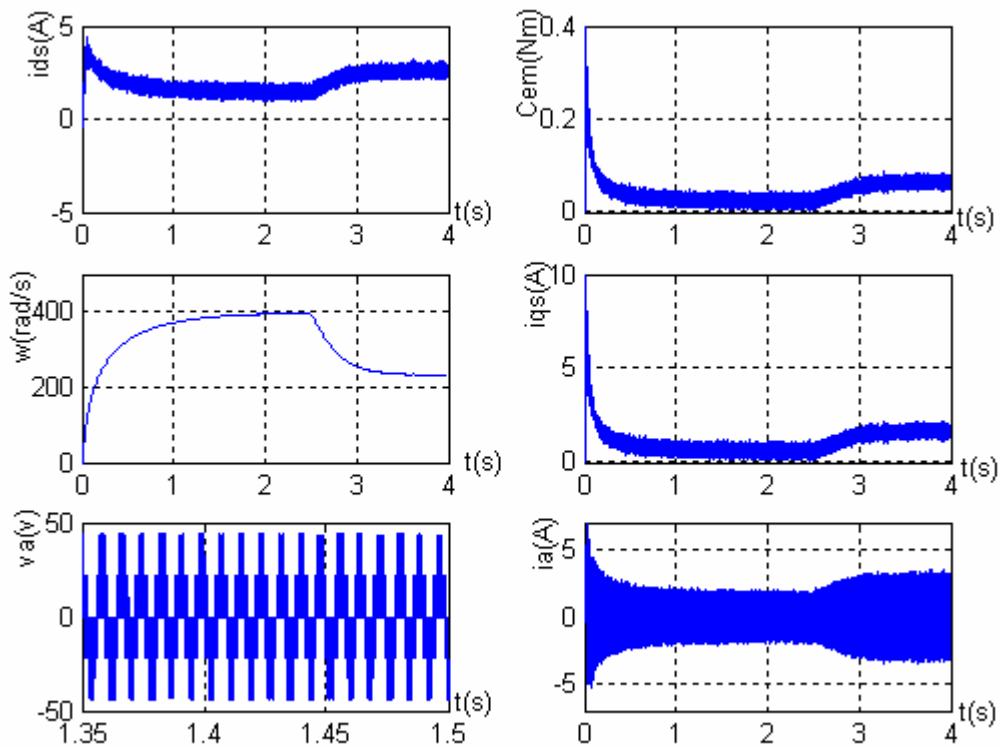


Figure (I-23.b) Caractéristique dynamique de l'ensemble convertisseur-MSAP lors d'un démarrage à charge nulle, puis application d'un couple résistant ($C_r=0.05N.m$)

I.4 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la machine synchrone à aimants permanents et les avantages qu'elles ont par rapport aux autres types ; machine à courant continu et à courant alternatifs à savoir ; Une excitation constante, une faible inertie, et une commande souple et simplifiée. Ces machines, ont fait l'objet de plusieurs travaux récents.

En suite, nous avons modélisé la machine synchrone à aimants permanents en utilisant le modèle de Park, modèle devient plus simple et les non-linéarités sont réduites. Nous avons modélisé par la suite le convertisseur statique. En dernière partie, nous avons simulé le modèle de la MSAP alimenté par une source parfaite, puis par le convertisseur statique. Ces résultats obtenus après simulation numérique nous ont permis d'analyser le comportement dynamique aussi bien du modèle seul que de l'association onduleur de tension MSAP.

Ces résultats (figure (I-23.a), figure (I-23.b)), montrent une ressemblance dans l'allure pour les deux alimentations, sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations.

CHAPITRE II

COMMANDE LINEAIRE PAR RETOUR D'ETAT

II.1 Introduction

A l'heure actuelle, les travaux de recherche dans le domaine de la commande des machines électriques s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques modernes de l'automatique. Ces techniques, qui évoluent continuellement d'une façon vertigineuse, permettent d'aboutir à des processus industriels de très haute qualité [Saf 02].

Devant la difficulté du cas non-linéaire, la démarche naturelle est de chercher un moyen de linéariser le problème [Fos 00]. Dans ce cas, le système non-linéaire peut être approximativement représenté dans une région linéaire en linéarisant ses équations autour d'un point d'opération.

Dans ce chapitre nous adaptons une commande linéaire par retour d'état pour une application à la machine synchrone à aimants permanents, de ce bout on doit effectuer deux étapes:

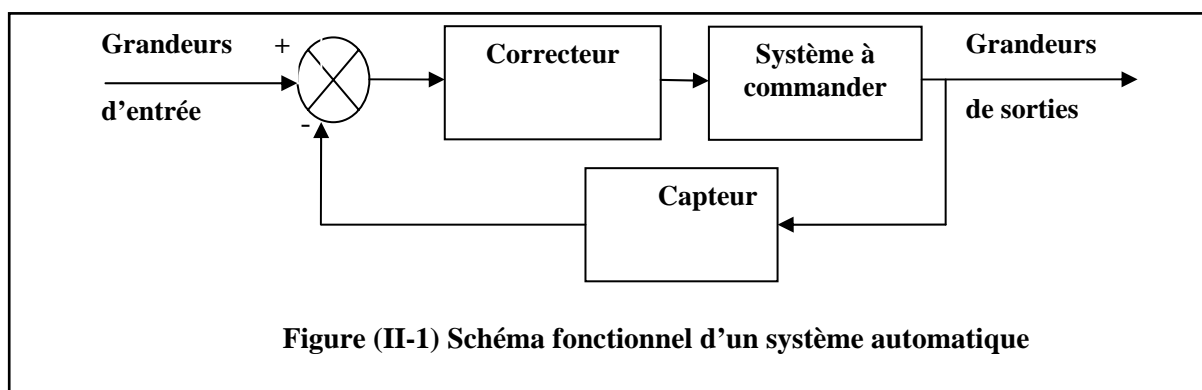
la linéarisation du système autour d'un point d'opération et le calcul de la matrice des gains K qui permet de réaliser le placement des pôles souhaités. Avant tout, on doit vérifier que le système est contrôlable.

Une fois que le système est linéarisé, on lui applique une commande par retour d'état de la forme $u = K \cdot x + r$ où les sorties sont forcées de suivre une certaine référence définie par le vecteur r .

II.2 Généralités sur les systèmes non linéaires

II.2.1 Représentation d'un système automatique

L'objectif de l'automatisme est de réduire ou de supprimer l'intervention de l'homme dans les procédés industriels, pour améliorer et augmenter le rendement d'une part et faciliter le travail d'autre part. En général, en automatique, un système est souvent représenté par le schéma fonctionnel de la figure (II-1).



II.2.2 Les systèmes linéaires

Un système est linéaire, si la relation mathématique reliant les grandeurs d'entrée aux grandeurs de sorties est linéaire. Ce qui est équivalent à dire que l'équation différentielle est linéaire. Sa forme générale est donnée par :

$$\sum_{i=0}^n a_i \cdot \frac{d^i y(t)}{dt^i} = \sum_{i=0}^n b_i \cdot \frac{d^i x(t)}{dt^i} \quad (\text{II.1})$$

a_i et b_i coefficients constants.

Où $y(t)$ et $x(t)$ sont respectivement les grandeurs de sorties et d'entrée.

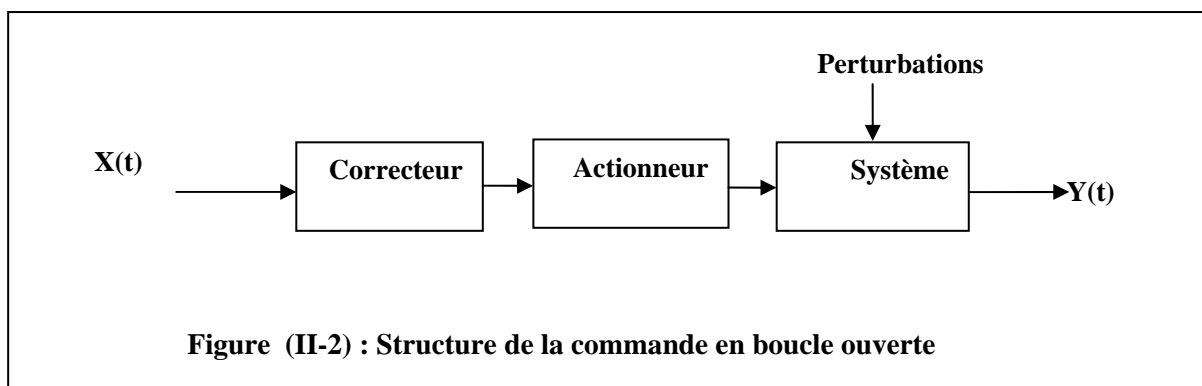
II.2.3 Nature des signaux d'entrée et de sortie

Les signaux d'entrée et de sortie d'un système sont des fonctions du temps, si à chaque instant leur amplitude est parfaitement connue, le signal est dit déterministe. Si par contre, à chaque instant, on ne connaît que la probabilité pour le signal d'avoir telle ou telle amplitude, on dit que celui-ci est aléatoire [Cha 03].

II.2.4 Structure de commande

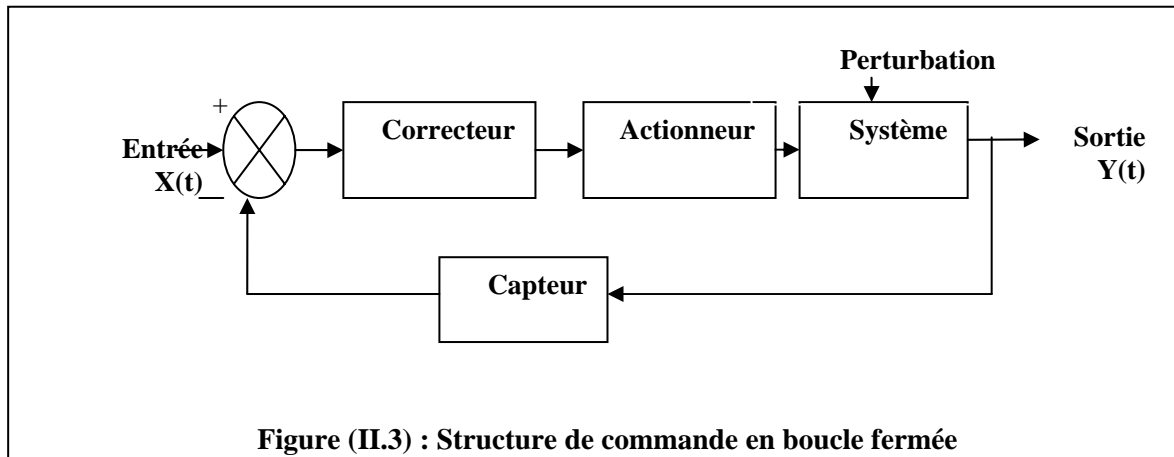
II.2.4.1 Commande en boucle ouverte (BO)

Une structure de commande en (B.O) est définie comme un système où le signal de commande est indépendant du signal de sortie. Ces structures de commande sont simples et peu coûteuses, mais malheureusement dans certaines applications où la précision est d'une grande importance et où les paramètres du système à commander sont variantes, elles ne sont pas utilisées à cause de leurs imprécisions. Cette configuration est illustrée par la Figure (II-2) [Gas 04]



II.2.4.2 Commande en boucle fermée (B.F)

Par opposition à la structure de commande en (B.O), celle en boucle fermée est définie comme un système où le signal de commande dépend d'une façon ou d'une autre du signal de sortie. Les systèmes en boucle fermée sont couramment appelés des systèmes asservis, qui sont plus chers et plus robustes. Cette configuration est illustrée par la figure (II.3).



II.2.5 Eléments fondamentaux des systèmes asservis

Les systèmes asservis de commande possèdent un certain nombre d'éléments que l'on retrouve dans tous les systèmes bouclés: Ce sont les capteurs, les actionneurs et les organes de traitement de l'information [Cha 03].

- **Capteurs :**

Un capteur est un organe de transformation d'une grandeur physique en une autre.

- **Actionneur :**

C'est l'élément qui commande le système à asservir. Il travaille souvent à Puissance élevée.

- **Organes de traitement de l'information :**

La grandeur d'entrée d'un système asservi permet de commander avec une faible énergie des procédés qui mettent en jeu des puissances élevées et ils existent toujours dans ces systèmes la présence d'un amplificateur de puissance.

II.3 Représentation d'état des systèmes dynamiques

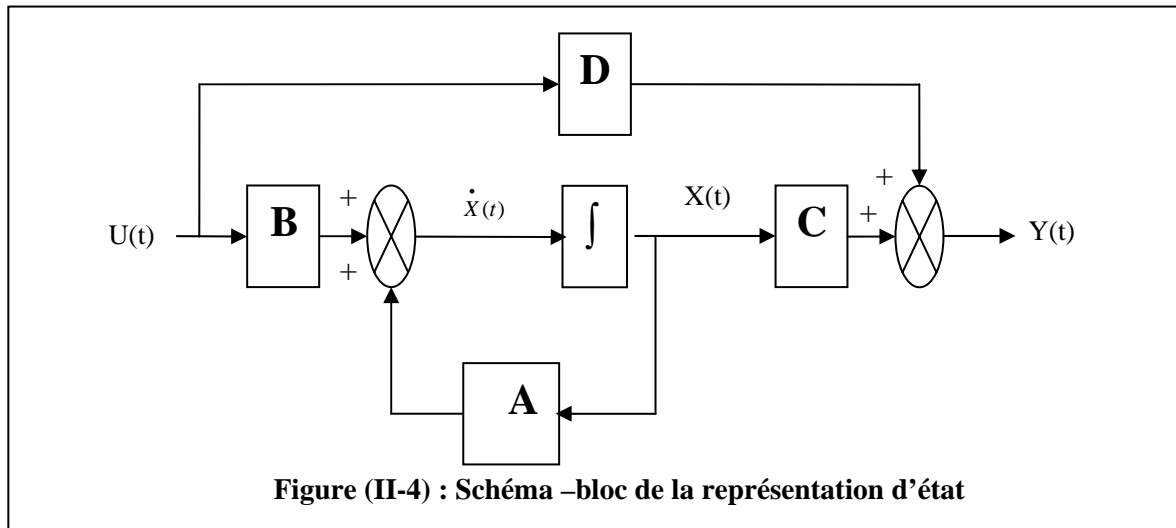
Un tel système peut s'écrire sous la forme matricielle standard suivante :

$$\dot{X} = AX(t) + BU(t) \quad (\text{II.2})$$

$$Y(t) = CX(t) + DU(t) \quad (\text{II.3})$$

L'équation (II.2) est appelée équation d'état et l'équation (II.3) est appelée équation de sortie. A, B, C et D sont des matrices réelles constantes.

Le schéma –bloc de la représentation d'état est représenté par la figure (II-4)



II.4 performances d'un système asservi

On peut résumer les performances d'un système asservi en trois qualités fondamentales, la précision, la stabilité et la rapidité.

- **Précision**

La précision d'un système est définie à partir de l'erreur entre la grandeur de consigne et la grandeur de sortie, on distingue la précision statique qui caractérise la limite de l'erreur au bout d'un temps infini pour une entrée donnée, c'est à dire le régime permanent et la précision dynamique qui tient compte des caractéristiques d'évolution du système en régime transitoire.

- **Stabilité**

Un système est stable si pour une entrée (x) de référence constante, la sortie (y) tend vers cette constante.

- **Rapidité**

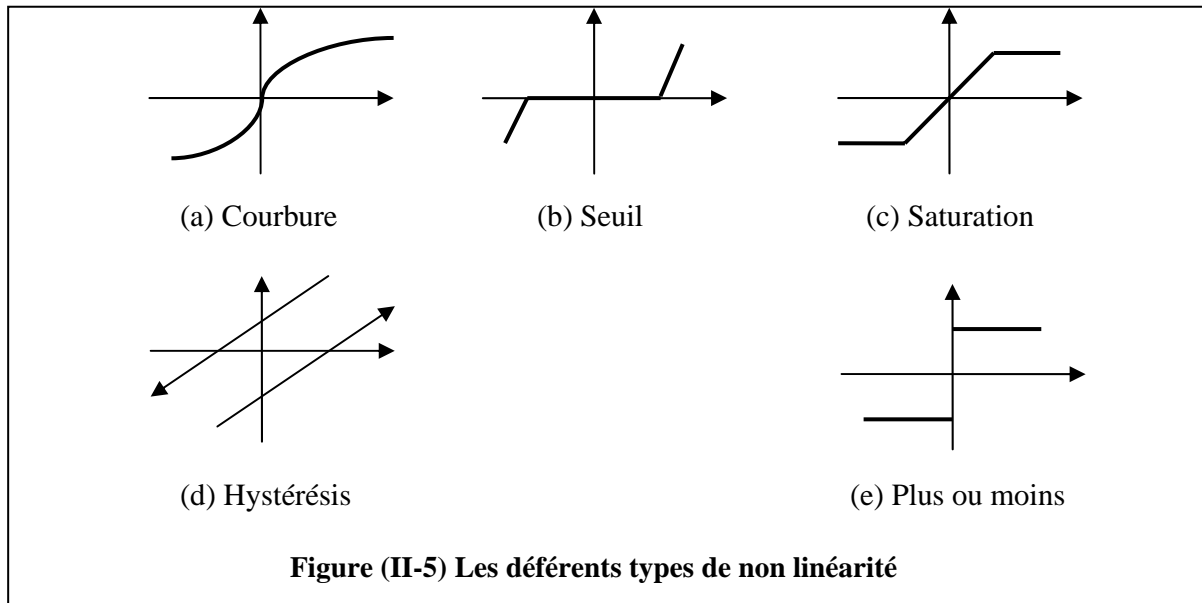
En règle générale, un système a une rapidité satisfaisante s'il se stabilise à son niveau constant en un temps jugé satisfaisant (relativement faible).

II.5 Système non linéaires

Le système est non linéaire lorsque la relation mathématique reliant les grandeurs de sortie avec les grandeurs d'entrée, ce qu'est équivalent à dire que l'équation différentielle est non linéaire [Cha 03]. En général, les systèmes non linéaires sont difficiles à étudier, puisque il n'existe pas de théorie unique pour l'étude de ces systèmes

II.5.1 Classification du non linéarité

Les différents cas de non linéarité sont illustrés dans la figure (II-5).



II.6 Linéarisation du système autour d'un point d'opération

Deux approches peuvent être utilisées pour linéariser un système non linéaire selon le modèle dont on dispose.

II.6.1 Modèle graphique

Si le modèle d'un système donné est disponible sous forme graphique un choix possible de modèle linéaire consiste à approximer la courbe en un point par la courbe tangente en ce point. La représentation mathématique de cette évolution est souvent traduite par :

$$x = f(u)$$

Une telle relation est souvent non linéaire, la linéarisation de cette relation est souvent faite au tour d'un point appelé point de fonctionnement ou point d'opération. En choisissant comme point de fonctionnement (x^0, u^0) c'est-à-dire $x^0 = f(u^0)$, tel qu'il est représenté dans la figure (II.6). La décomposition en série de Taylor au voisinage de ce point nous donne :

$$\begin{aligned}
 f(x,u) = f(x^0,u^0) + \left[\frac{d}{dx} f(x,u) \right]_{x=x^0,u=u^0} \cdot (x-x^0) + \dots \\
 \dots + \left[\frac{d}{du} f(x,u) \right]_{x=x^0,u=u^0} \cdot (u-u^0)
 \end{aligned}
 \tag{II.4}$$

où $f \in R^n$ est une fonction non-linéaire des états $x \in R^n$ et des commandes $u \in R$.

On peut écrire la relation précédente (II.4) comme suit :

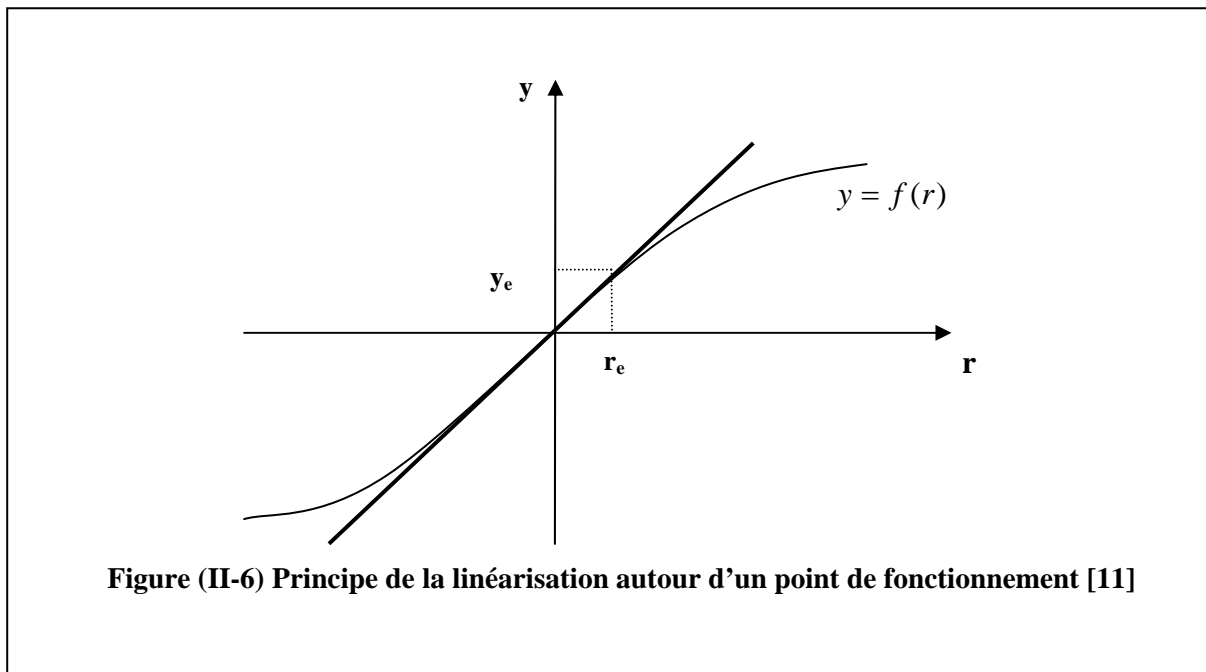
$$\Delta x = \gamma \cdot \Delta u \tag{II.5}$$

Où : $\Delta x = x - x^0$ la variation de x

$\Delta u = u - u^0$ La variation de u

$$\gamma = \frac{df}{du}(u^0)$$

L'équation (II.5) représente le modèle linéaire. La relation analytique entre les grandeurs d'entrées et les grandeurs de sorties n'est pas facile à obtenir.



II.6.2 Modèle analytique

Si le modèle de système est connu sous forme analytique, on peut utiliser l'approche analytique. On considère un système régi par l'équation dynamique suivante :

$$\dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \quad (\text{II.6})$$

En supposant que l'on veut linéariser le système autour d'un point de fonctionnement (x^0, u^0) . Si on suppose que le système n'est pas sujet à de grandes perturbations, on peut représenter l'équation (II.6) par la série de Taylor, on obtient le système (II.4). En fixant le point d'opération, on a:

$$\begin{aligned} x = x^0 + \delta x & \Rightarrow \dot{x} = \dot{x}^0 + \delta \cdot \dot{x} \\ u = u^0 + \delta u & \end{aligned}$$

Pour que le système soit en équilibre autour de ce point d'opération, il doit vérifier la condition suivante: $f(x^0, u^0) = 0$

De cette façon, le système linéarisé s'exprime par:

$$\delta \dot{x} = A \cdot \delta x + B \cdot \delta u \quad (\text{II.7})$$

où: A et B sont des matrices dites Jacobiennes définies par:

$$A = \frac{\partial f}{\partial x}(x^0, u^0) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{bmatrix}_{(x^0, u^0)} \quad (\text{II.8})$$

$$B = \frac{\partial f}{\partial u}(x^0, u^0) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial u_m} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_m}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial f_m}{\partial u_m} \end{bmatrix}_{(x^0, u^0)} \quad (\text{II.9})$$

II.6.3 Stabilité d'un point d'équilibre

Le point d'équilibre $x^0=0$ est stable, si pour $R>0$, il existe un $r >0$ tel que :

$\|x(0)\| < r$ implique que $\|x(t)\| < R$; pour $t \geq 0$

Sinon le point d'équilibre est dite instable.

II.7 Principe de la méthode par retour d'état

La commande par retour d'état consiste à considérer le modèle du processus sous la forme d'une équation d'état. Soit le système linéaire:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du \end{aligned} \quad (\text{II.10})$$

où $x \in \mathbb{R}^n$, $y \in \mathbb{R}^q$, $u \in \mathbb{R}^p$, et $A(n.n)$, $B(n.p)$, $C(q.n)$, $D(q.p)$ sont des matrices réelles et constantes.

L'introduction de ces variables suscite une question relativement à chacune des relations de (II.10), concerne l'influence de la commande $u(t)$ sur l'évolution de l'état $x(t)$ la question qui reste à poser : est-ce que, pour tout couple $x_0 = x(t_0)$ et $x_1 = x(t_1)$, il existe un vecteur de commande $u(t)$ défini sur l'intervalle $[t_0, t_1]$ qui permette de passer de x_0 à x_1 ? Il s'agit du problème de la commandabilité [Ret 04].

De nombreux résultats existent pour qualifier l'une ou l'autre de ces propriétés, mais nous n'utiliserons, en ce qui nous concerne que le résultat suivant, appelé critère de Kalman [Ret 04]:

• le système (II.10) est commandable (on dit aussi la paire (A, B) est commandable) si et seulement si [Han 83]:

$$\begin{aligned} \text{rang } Q_c &= n \\ Q_c &= ([B \ AB \ A^2B \ \dots \ A^{n-1}B]) \end{aligned} \quad (\text{II.11})$$

Comme on verra que ces deux propriétés sont nécessaires, pour le placement des pôles où il faudra que le système soit commandable. si le système considéré est commandable, on peut imposer à notre système en boucle fermée n'importe quelle dynamique stable. Cela signifie qu'on peut influencer directement la dynamique du système en boucle fermée. Cette méthode est connue sous le nom de la méthode par retour d'état ou méthode de placement de pôles. Son principe consiste à remplacer l'entrée du système u par $u = K \cdot x + r$, où r désigne le vecteur des références.

$K (p \cdot n)$ représente la matrice des gains. Le système en boucle fermée aura pour forme:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= (A + B \cdot K)x + B \cdot r \\ y &= (C + D \cdot K)x + D \cdot r \end{aligned} \quad (\text{II.12})$$

Le travail consiste donc à calculer la matrice des gains K qui place les pôles en boucle fermée. Cependant, il est recommandé de mettre le système en boucle ouverte sous la forme canonique avant de lui imposer la nouvelle dynamique.

II.7.1 Détermination de la matrice de gain

II.7.1.1 Forme canonique

Pour des raisons aussi bien théoriques que pratiques, il est intéressant de faire appel à des formes canoniques pour la description des systèmes dans l'espace d'état. En effet, il est possible d'obtenir des formes particulières pour la matrice de système de sorte que les propriétés du système soient mises en évidence. Lorsque ces propriétés s'expriment par un minimum de paramètres, on parle de formes canoniques [Han 83].

En effet; on peut transformer le système (II.10) sous la forme canonique en effectuant le changement de variable suivant:

$$X_r = PX \quad (II.13)$$

La matrice P appelée matrice de transformation, est une matrice (n, n) qui doit être régulière de sorte que son inverse $S = P^{-1}$, existe également.

On voit que la dimension du vecteur d'état transformé \bar{X} est n comme celle du vecteur d'état original X.

On remplace X dans (II.10) par $X = P^{-1} X_r$,

d'où l'on tire

$$P^{-1} X_r \dot{\bullet} = AP^{-1} X_r + Bu$$

Après une multiplication de deux côtés avec P, on obtient

$$X_r \dot{\bullet} = PAP^{-1} X_r + PBu \quad (II.14)$$

avec :

$$A_r = PAP^{-1} \quad , \quad B_r = PB$$

le système en boucle fermée devient se la forme:

$$X_r \dot{\bullet} = (A_r + B_r \cdot K_r) \cdot X_r + B_r \cdot r \quad (II.15)$$

On obtient

$$A_r = PAP^{-1} \quad ; \quad B_r = PB \quad (II.16)$$

L'équation de système devient sous la forme :

$$X_r \dot{\bullet} = A_{Gr} \cdot X_r + B_{Gr} \cdot r \quad (II.17)$$

avec : $A_{Gr} = A_r + B_r \cdot K_r$

et $B_{Gr} = B_r \quad (II.18)$

II.7.1.2 Décomposition en sous système

- **Décomposition de la matrice A_{Gr}**

Pour la forme canonique de système multivariable, on choisira une expression particulière pour la matrice A_{Gr} qui conduit à une décomposition en m sous systèmes (selon le nombre des grandeurs de commande). Pour la matrice A_{Gr} qui est une matrice (n, n) , on impose alors une matrice diagonale par blocs [Han 03] :

$$A_{Gr} = \begin{bmatrix} A_{Gr1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & A_{Gr2} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & A_{Grm} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

A chaque matrice des sous-matrices A_{Gri} (qui sont des matrices n_i, n_i) on impose la forme canonique

$$A_{Gri} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ -\alpha_{i,0} & -\alpha_{i,1} & \dots & -\alpha_{i,n_i-i} \end{bmatrix} ; i = 1, 2, \dots, m \quad (\text{II.20})$$

$\alpha_{i,0}, \alpha_{i,1}, \dots, \alpha_{i,n_i-i}$ sont les coefficients du polynôme caractéristique du sous-système i et sont donc en relation avec valeurs propres qu'on imposera à la matrice A_{Gri} .

L'équation caractéristique du système global fermé est donnée par

$$\det(sI - A_{Gr}) = (s^{n_1} + \alpha_{1,n_1-1}s^{n_1-1} + \dots + \alpha_{1,1}s + \alpha_{1,0}) \dots \\ (s^{n_m} + \alpha_{m,n_m-1}s^{n_m-1} + \dots + \alpha_{m,1}s + \alpha_{m,0}) = 0 \quad (\text{II.21})$$

- **Décomposition de la matrice B_{Gr}**

Pour la matrice B_{Gr} qui est une matrice (n, m) , on impose la forme

$$B_{Gr} = \begin{bmatrix} b_{r1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & b_{r2} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & b_{rm} \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

avec

$$b_{ri} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 1 \end{bmatrix} ; i = 1, 2, \dots, m \quad (\text{II.23})$$

de dimension n_i .

- **Décomposition de la matrice C_r**

Pour la matrice de sortie transformée, on impose la forme

$$C_r = \begin{bmatrix} C_{r1}^T & 0^T & \dots & 0^T \\ 0^T & C_{r2}^T & \dots & 0^T \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0^T & 0^T & \dots & C_{rm}^T \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

avec les vecteurs lignes partiels

$$c_{ri}^T = [c_{ri,1} \quad c_{ri,2} \quad \dots \quad c_{ri,n_i}] ; i = 1, 2, \dots, m$$

Avec la décomposition introduite pour les matrices A_{Gr} et B_{Gr} , on voit que l'équation d'état (II.17) peut être décomposée en m sous équations d'état de la forme

$$\dot{x}_{ri} = A_{Gri} \cdot x_{ri} + B_{Gri} \cdot r ; i = 1, 2, \dots, m \quad (\text{II.25})$$

L'équation de sortie décomposée en m équations

$$y_i = c_{ri}^T \cdot x_{ri} ; i = 1, 2, \dots, m \quad (\text{II.26})$$

- **Matrice de transformation**

la matrice de transformation sera également décomposée en m sous-matrice selon

$$P = \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ \dots \\ P_m \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

Chacune des sous-matrices est une matrice (n_i, n) . On peut les exprimer par leurs vecteurs lignes.

$$P_i = \begin{bmatrix} p_{i,1}^T \\ p_{i,2}^T \\ \dots \\ p_{i,n_i}^T \end{bmatrix} ; i = 1, 2, \dots, m \quad (\text{II.28})$$

$$\begin{cases} p_{i,2}^T = p_{i,1}^T \cdot A = e_i^T \cdot A \\ p_{i,3}^T = p_{i,2}^T \cdot A = e_i^T \cdot A^2 \\ \vdots \\ p_{i,n_i}^T = p_{i,n_i-1}^T \cdot A = e_i^T \cdot A^{n_i-1} \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

avec

$$p_{i,1}^T = e_i^T \quad (\text{II.30})$$

• Ordre des sous-systèmes

L'ordre n_i des sous-systèmes dépend de la structure du système multivariable.

On définit l'indice de commandabilité j avec :

$$j = \min k : \{rang Q_c = rang [B \ AB \ A^2B \ \dots \ A^{k-1}B] = n\} \quad (\text{II.31})$$

Au moins un des sous-systèmes doit posséder l'ordre n_i égale à l'indice de commandabilité j

On forme la matrice de commandabilité du sous-système i

$$Q_{ci}^* = [b_i \ Ab_i \ \dots \ A^{j-1}b_i] ; i = 1, 2, \dots, m \quad (\text{II.32})$$

et l'on détermine l'indice de commandabilité j_i du sous-système selon :

$$j_i = rang Q_{ci}^* = rang [b_i \ Ab_i \ \dots \ A^{j-1}b_i] ; i = 1, 2, \dots, m \quad (\text{II.33})$$

et il faut respecter la condition :

$$n_i \leq j_i ; i = 1, 2, \dots, m \quad (\text{II.34})$$

De plus, il faut que :

$$n_1 + n_2 + \dots + n_m = n \quad \text{et} \quad n_1 \geq n_2 \geq \dots \geq n_m \quad (\text{II.35})$$

et au moins un des ordres n_i doit être égale à j .

- Détermination de la matrice H_u

$$H_u = \begin{bmatrix} h_1^T \\ h_2^T \\ \dots \\ h_m^T \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

Les vecteurs lignes h_i^T sont à déterminer à l'aide de la relation

$$h_i^T = c_i^T A^{d_i} B \quad ; i = 1, 2, \dots, m \quad (\text{II.37})$$

avec :

$$d_i = \min k : \{c_i^T A^k B \neq 0^T, k = 0, 1, \dots, n_i - 1\} \quad (\text{II.38})$$

- Détermination de e_i^T

On a

$$e_i^T Q_{ci} = d_i^T \quad ; \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (\text{II.39})$$

- Pour $n_i > n/m$

La matrice Q_{ci} est décomposée en deux sous-matrices selon

$$Q_{ci} = \begin{bmatrix} Q_{cn} & Q_{ce} \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

On doit former la matrice Q_{cn} par un choix adéquate de n colonnes de la matrice Q_{ci} .

avec

$$Q_{cn} = \begin{bmatrix} b_1 & Ab_1 & \dots & A^{n_1-1}b_1 & b_2 & Ab_2 & \dots & A^{n_2-1}b_2 & \dots \\ b_m & Ab_m & \dots & A^{n_m-1}b_m \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

La matrice Q_{ce} est une matrice $(n, m n_i - n)$ et réunit les colonnes excédantes de la matrice Q_{ci} .

La même décomposition que sur Q_{ci} doit aussi être effectuée sur le vecteur ligne d_i^T selon

$$d_i^T = \begin{bmatrix} d_n^T & d_e^{*T} \end{bmatrix}. \quad (\text{II.42})$$

La relation (II.41)

S'écrit alors sous la forme

$$e_i^T \begin{bmatrix} Q_{cn} & Q_{ce} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_n^T & d_e^{*T} \end{bmatrix} \quad (\text{II.43})$$

et peut être décomposée en :

$$\begin{cases} e_i^T Q_{cn} = d_n^T \\ e_i^T Q_{ce} = d_e^{*T} \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

de la première relation, on obtient

$$e_i^T = d_n^T Q_{cn}^{-1} \quad (\text{II.45})$$

avec

$$\begin{cases} d_e^{*T} = d_n^T Q_{cn}^{-1} Q_{ce} \\ d_i^T = [0^T \quad 0^T \quad \dots \quad h_i^{*T}] \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

- Pour $n_i < n/m$

Dans ce cas, on décompose la matrice Q_{ci} selon

$$Q_{ci} = \begin{bmatrix} Q_{ca} \\ Q_{cb} \end{bmatrix} \quad (\text{II.47})$$

Le vecteur ligne e_i^T se décompose selon

$$e_i^T = \begin{bmatrix} e_a^T & e_b^T \end{bmatrix} \quad (\text{II.48})$$

La relation (II.41) devient alors

$$\begin{bmatrix} e_a^T & e_b^T \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Q_{ca} \\ Q_{cb} \end{bmatrix} = d_i^T \quad (\text{II.49})$$

ensuit on va déterminé la matrice G avec :

$$G = \begin{bmatrix} g_1^T \\ g_2^T \\ \vdots \\ g_m^T \end{bmatrix} \quad (\text{II.50})$$

Il est nécessaire d'imposer les pôles pour chaque sous-système. On peut alors calculer les coefficients $\alpha_{i,0}, \alpha_{i,1}, \dots, \alpha_{i,n_i-1}$ de chaque sous-système i . Ainsi, les vecteurs lignes g_i^T s'obtiennent à l'aide de la relation

$$g_i^T = \alpha_{i,0} e_i^T + \alpha_{i,1} e_i^T A + \dots + \alpha_{i,n_i-1} e_i^T A^{n_i-1} + e_i^T A^{n_i} ; i = 1, 2, \dots, m \quad (\text{II.51})$$

La matrice de gain K devient

$$K = H_u^{-1} G \quad (\text{II.52})$$

avec

$$H_u^{-1} = \begin{bmatrix} h_1^T \\ h_2^T \\ \vdots \\ h_m^T \end{bmatrix}^{-1} \quad (\text{II.53})$$

II.8 Application au moteur

Rappelons les équations dynamiques du MSAP dans le référentiel d-q données par:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} P \omega_r i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} P \omega_r i_d - \frac{\varphi_f}{L_q} P \omega_r + \frac{1}{L_q} u_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3P}{2J} (\varphi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f_c}{J} \omega_r \end{array} \right. \quad (\text{II.54})$$

Trois types de non-linéarités sont présentes dans le modèle $(i_d \cdot i_q, \omega_r \cdot i_q, \omega_r \cdot i_d)$.

On désire linéariser ce modèle autour du point d'opération :

$$x^0 = [i_d^0 \ i_q^0 \ \omega_r^0]^T \quad \text{et} \quad u^0 = [u_d^0 \ u_q^0]^T \quad (\text{II.55})$$

En utilisant l'expression (II.10) et les équations du moteur (II.17), on peut calculer les deux matrices A et B :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \frac{L_q P}{L_d} \omega_r^0 & \frac{L_q P}{L_d} i_q^0 \\ -\frac{L_d P}{L_q} \omega_r^0 & -\frac{R}{L_q} & -\left(\frac{p\varphi_f}{L_q} + \frac{L_d P}{L_q} i_d^0 \right) \\ \frac{3P(L_d - L_q)}{2J} i_q^0 & \left(\frac{3P\varphi_f}{2J} + \frac{3P(L_d - L_q)}{2J} i_d^0 \right) & -\frac{f_c}{J} \end{bmatrix} \quad (\text{II.56})$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix}$$

Pour que le système soit en équilibre autour du point d'opération, on doit vérifier que:

$$\begin{cases} -\frac{R}{L_d} i_d^0 + \frac{2L_q P}{L_d} \omega_r^0 i_q^0 + \frac{1}{L_d} u_d^0 = 0 \\ -\frac{L_d P}{L_q} \omega_r^0 i_d^0 - \frac{R}{L_q} i_q^0 - \left(\frac{P\varphi_f}{L_q} + \frac{L_d P}{L_q} i_d^0 \right) \omega_r^0 + \frac{1}{L_q} u_q^0 = 0 \\ \frac{3P(L_d - L_q)}{2J} i_q^0 i_d^0 + \left(\frac{3P\varphi_f}{2J} + 3P(L_d - L_q) i_q^0 \right) - \frac{f_c}{J} \omega_r^0 = 0 \end{cases} \quad (\text{II.57})$$

Il doit exister un point d'opération différent de l'origine qui rend les valeurs propres de la matrice Jacobiennes A dans la partie gauche du plan complexe (système stable).

$$\det(sI - A) = \det \begin{bmatrix} s + \frac{R}{L_d} & -\frac{L_q P \omega_{r_0}}{L_d} & -\frac{L_q P i_{q_0}}{L_d} \\ \frac{L_d P \omega_{r_0}}{L_q} & s + \frac{R}{L_q} & \left(p \frac{\varphi_f}{L_q} + \frac{L_d P}{L_q} P i_{d_0} \right) \\ 0 & -\frac{3P\varphi_f}{2J} & s + \frac{f_c}{J} \end{bmatrix} \quad (\text{II.58})$$

$$\det(sI - A) = 0 \quad (\text{II.59})$$

Le point d'opération choisi est :

$$\begin{bmatrix} i_d^0 \\ i_q^0 \\ \omega_r^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 40 \end{bmatrix} \quad (\text{II.60})$$

On remplace (II.60) dans (II.57) on obtient :

$$\begin{bmatrix} u_d^0 \\ u_q^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1.04 \end{bmatrix} \quad (\text{II.61})$$

Par remplacement (II.60) dans (II.59) On obtient les pôles de l'équation caractéristique suivant :

$$\begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -279.59 + 79.49j \\ -279.59 - 79.49j \\ -3.29 \end{bmatrix}$$

Les pôles sont à partie réelle négative donc le système est stable.

Pour que le système soit commandable il faut :

$$\text{rang } Q_c = n$$

$$Q_c = ([B \ AB \ A^2B \ \dots \ A^{n-1}B])$$

$$Q_c = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & -\frac{R}{L_d^2} & \frac{P\omega_r}{L} & \frac{1}{L_d} \left(\frac{R^2}{L_d^2} - P^2\omega_r^2 \right) & \frac{1}{L_q} \left(-\frac{R}{L_d} P\omega_r - \frac{R}{L_q} P\omega_r + \frac{3P}{2J} \varphi_f P \right) \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{P\omega_r}{L} & -\frac{R}{L_q^2} & \frac{1}{L_d} \left(P\omega_r \frac{R}{L_d} + \frac{R}{L_q} P\omega_r \right) & \frac{1}{L_q} \left(P^2\omega_r^2 + \frac{R}{L_q^2} - \left(\frac{P\varphi_f}{L_q} + P\omega_r \right)^3 \right) \\ 0 & 0 & 0 & \frac{3P\varphi_f}{2JL_q} & -\frac{3P^2\varphi_f\omega_r}{2JL_d} & \frac{1}{L_q} \left(-\frac{3P\varphi_f}{2J} \cdot \frac{R}{L_q} - \frac{f_c}{J} \cdot \frac{3P\varphi_f}{2J} \right) \end{pmatrix}$$

$$\text{rang } Q_c = n = 3$$

donc le système est commandable.

Le choix de la matrice des gains K se repose sur la localisation des pôles qu'on désire imposer au système. On a imposé les pôles suivants (-6.77, -0.1, -2000) pour que le système bouclé soit stable on peut déduire la matrice des gains K qui sera dans ce cas :

$$K = \begin{bmatrix} K_{d1} & K_{q1} & K_{\omega 1} \\ K_{d2} & K_{q2} & K_{\omega 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -3.3987 & 0.9690 & 0.0002 \\ -0.9669 & 20.8758 & 0.3629 \end{bmatrix}$$

Le schéma bloc de la commande linéaire par retour d'état appliquée au MSAP est donné à la figure (II-7) :

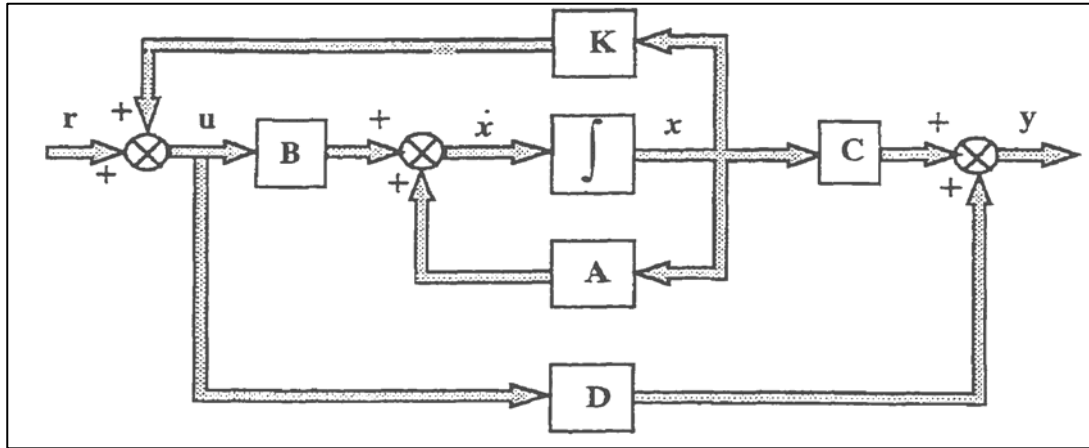


Figure (II-7) Schéma bloc de la commande Linéaire par retour d'état.

II.9 Simulation et interprétation

Nous avons présenté sur les figures (II-8.a) et (II-8.b), la vitesse de rotation, le couple électromagnétique C_{em} , et les deux composantes de courant directe i_d et en quadrature i_q , de la MSAP.

Nous avons simulé dans un premier lieu le démarrage à vide de la MSAP pour une vitesse de consigne de 40 rad/sec (figure II-8.a). La figure montre que la vitesse ω_r atteint sa valeur de consigne ($\omega = 40$ rad/sec) au bout de (1.7sec) environ, Le couple électromagnétique présente une valeur de crête de (0.0115N.m) et se stabilise à une valeur de (0.002 N.m).le courant en quadrature i_q a la même forme que le couple électromagnétique du fait de la linéarité existante entre ces deux grandeurs.

Lors de l'application du couple résistant ($C_r = 0.05$ Nm) à l'instant ($t = 2.5$ sec), nous remarquons que le système est très sensible à la variation de la charge et perde ses performances et provoque des erreurs de vitesse considérable (figure II-8.b). Le couple électromagnétique et le courant i_q rependont à la perturbation appliquée, ainsi que le courant i_d . L'application de couple résistant ($C_r = 0.1$ Nm) à la même instant (figure II-8.c) confirmé plus les résultats obtenu avec le $C_r = 0.05$ Nm.

Les erreurs de vitesse produites par la commande linéaire sont causées par la non existence d'intégrateurs dans le modèle linéarisé en boucle ouvert.

Le changement de comportement de la machine se voit plus clairement lors d'un démarrage à vide avec l'application de couple résistant dans un instant t.

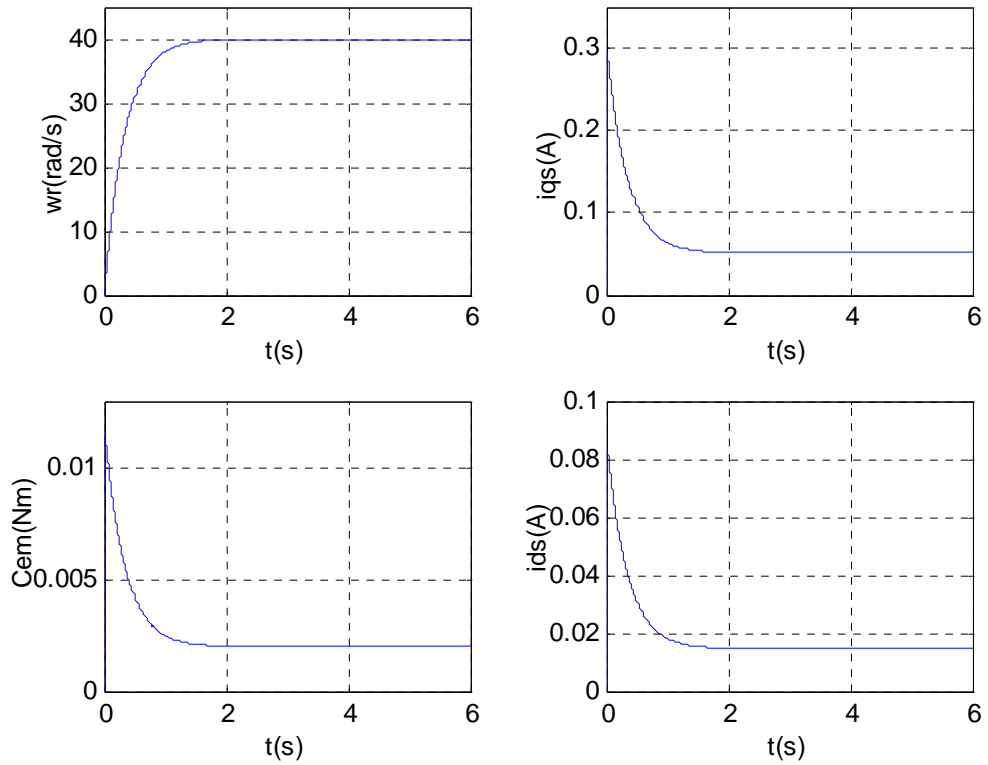


Figure (II-8.a) Contrôleur linéaire par retour d'état à vide

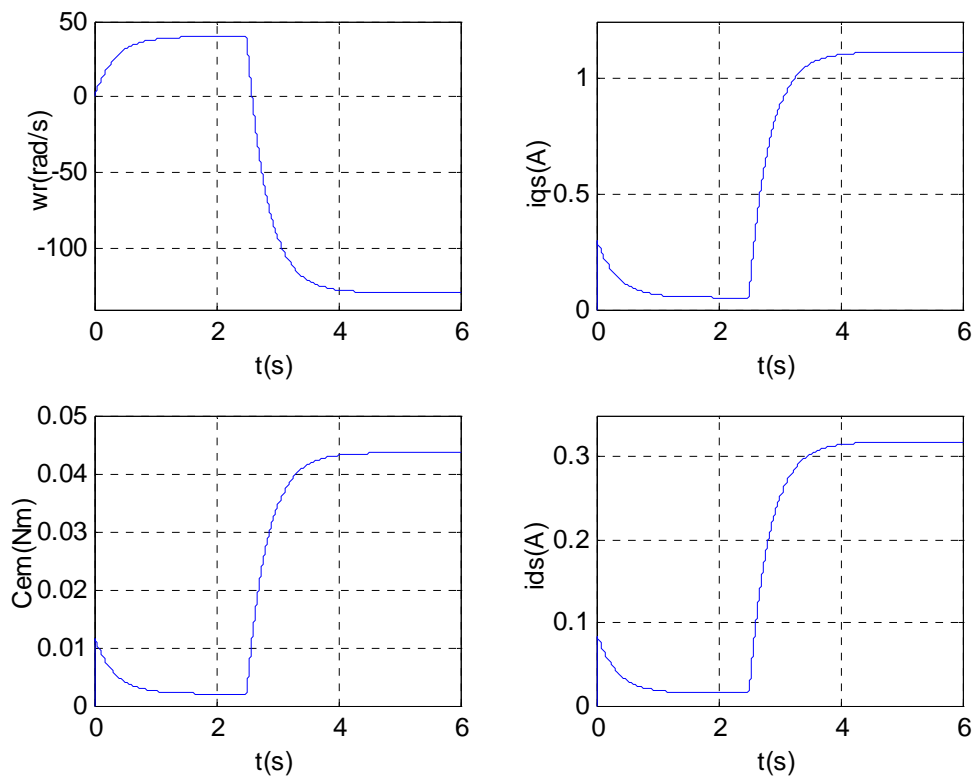


Figure (II-8.b) Contrôleur linéaire par retour d'état avec un couple résistant $C_r = 0.05$ N.m appliqué à $t = 2.5$ sec

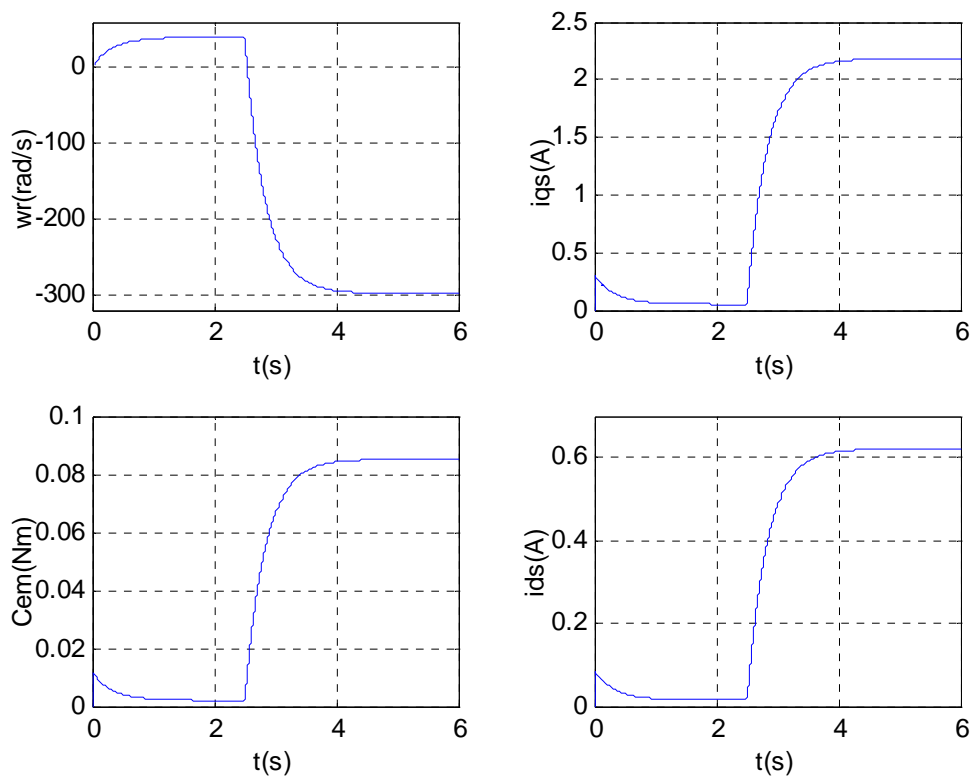


Figure (II-8.c) Contrôleur linéaire par retour d'état avec un couple résistant $C_r = 0.1$ N.m appliqué à $t = 2.5$ sec

II.10 simulation de l'association onduleur MSAP

La figure (II-9) donne le Schéma globale de la Commande linéaire par retour d'état de MSAP alimentée par un onduleur de tension commandé par la technique Triangulo-sinusoidale.

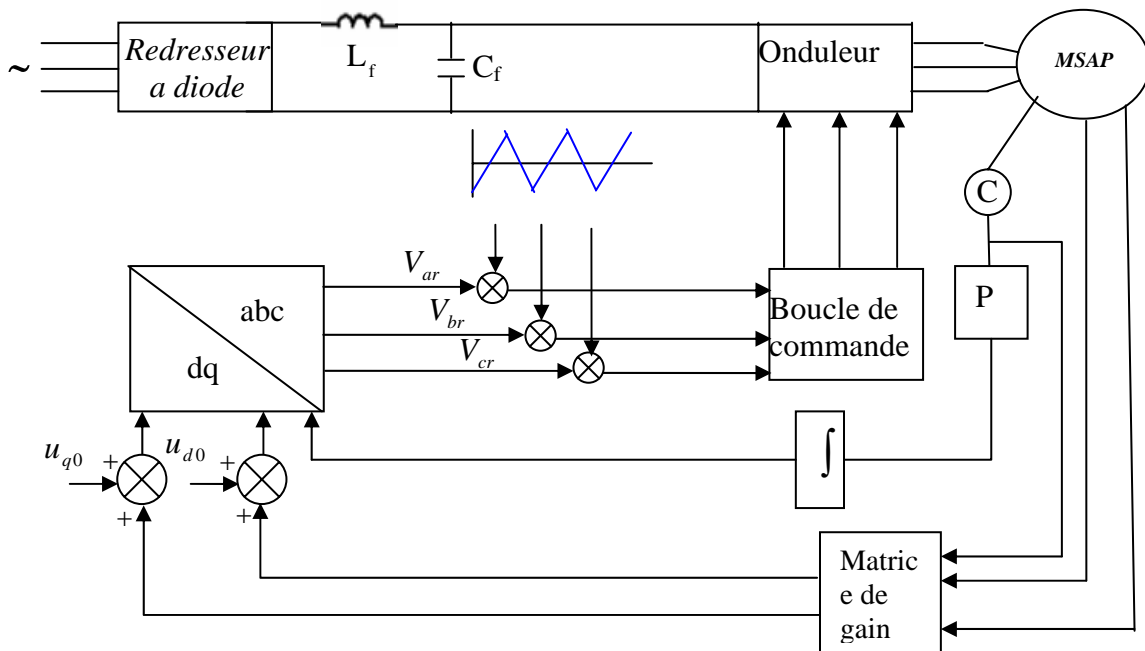


Figure (II-9) Schéma globale de la Commande linéaire par retour d'état de l'association onduleur MSAP

II.10.1 Résultat de simulation

Nous avons simulé L'association convertisseur statique-MSAP (figure II-10), pour un fonctionnement à vide puis en charge. L'onduleur est commandé par la technique de modulation triangulo-sinusoidale.

La figure (II-11.a) montre les courbes de la vitesse ω_r , du courant i_d et du courant i_q quand on applique un échelon de vitesse de 40 rad/sec et le moteur fonction à vide, la figure (II-11.b) montrent le cas où on appliqué en régime permanent, un échelon du couple résistant ($C_r=0.05N.m$) à l'instant ($t =2.5s$), qui conduit à une augmentation du couple électromagnétique.

La comparaison des résultats obtenus de la (figures (II-11)) avec ceux obtenus sons onduleur (figure (II.8)) montre une ressemblance dans l'allure, cependant la présence de l'onduleur engendre des ondulations autour des valeurs moyennes.

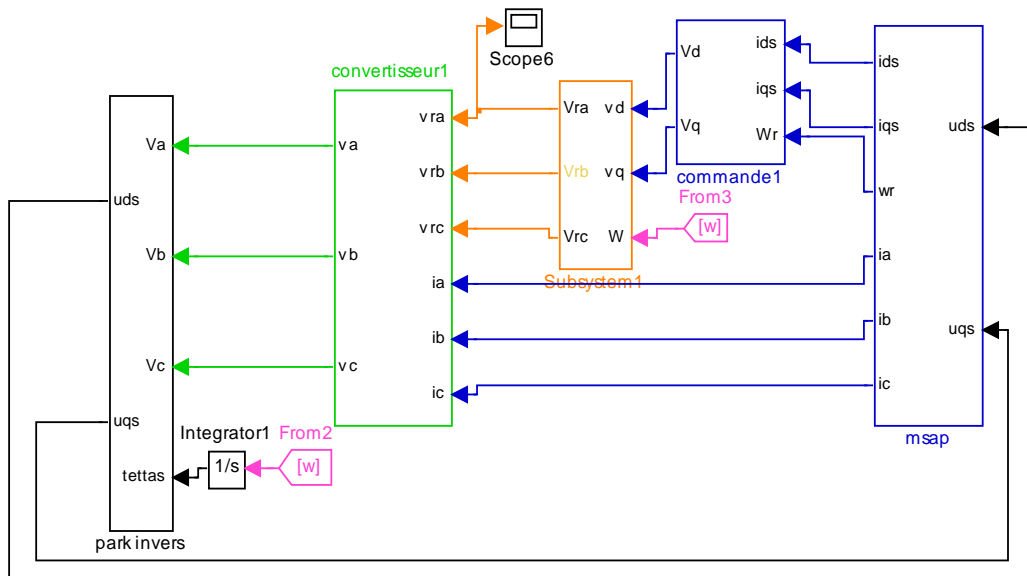


Figure (II-10) : Structure de commande linéaire par retour d'état de l'association onduleur machine

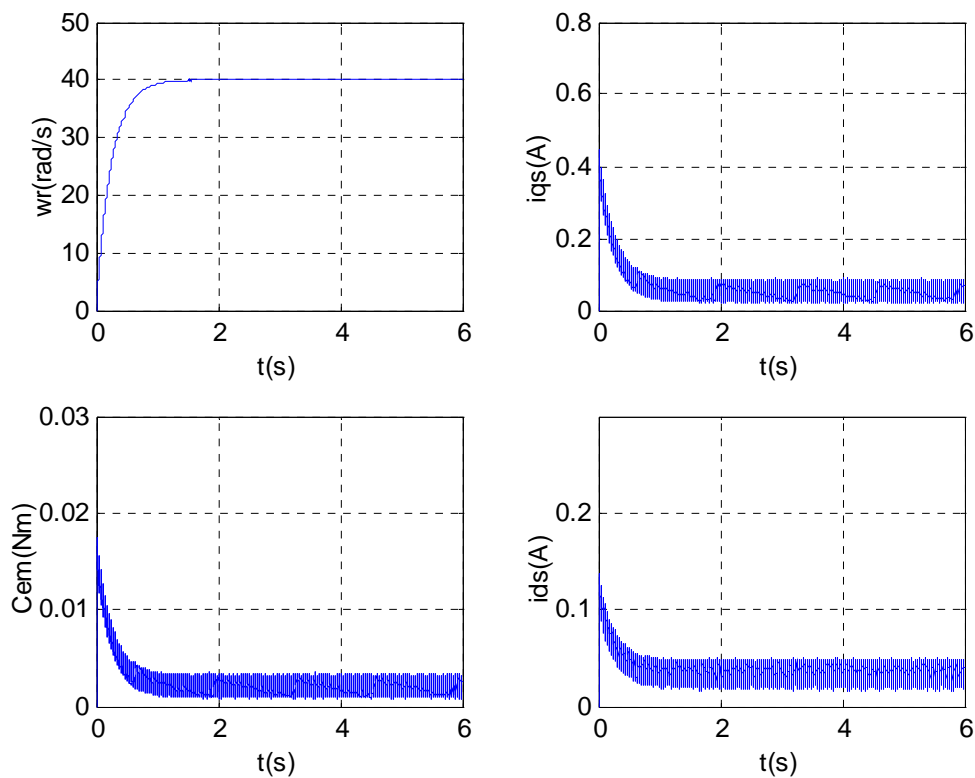


Figure (II-11.a) Contrôleur linéaire par retour d'état à vide de l'association onduleur-MSAP

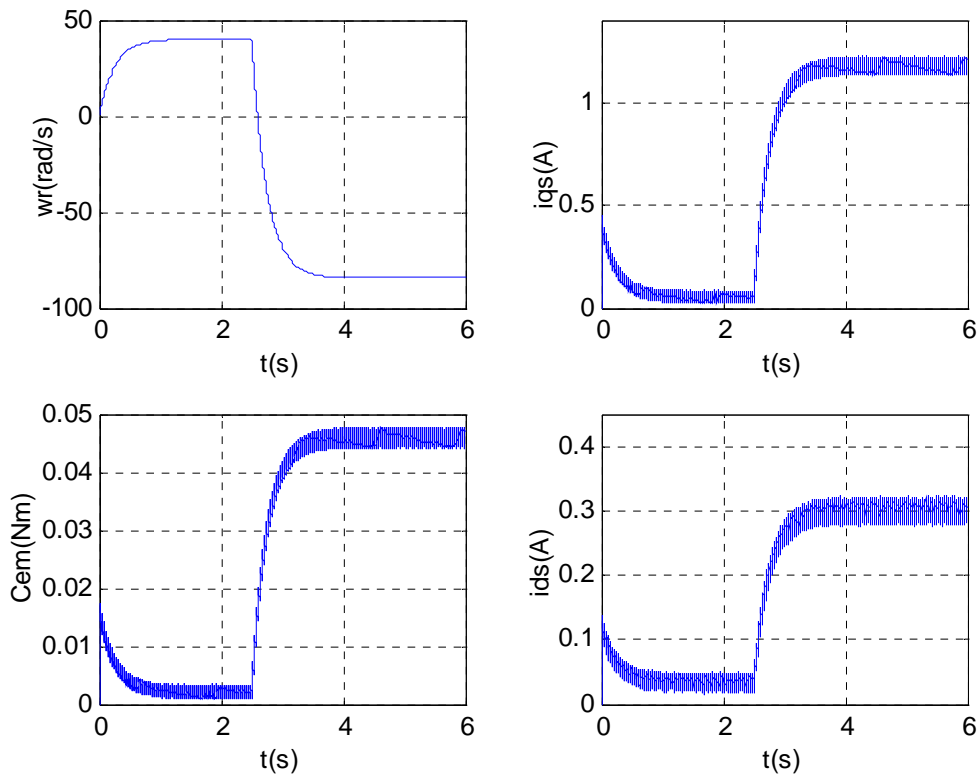


Figure (II.10-b) Contrôleur linéaire par retour d'état avec un couple résistant $C_r = 0.05$ N.m appliqué à $t = 2.5$ sec de l'association onduleur-MSAP

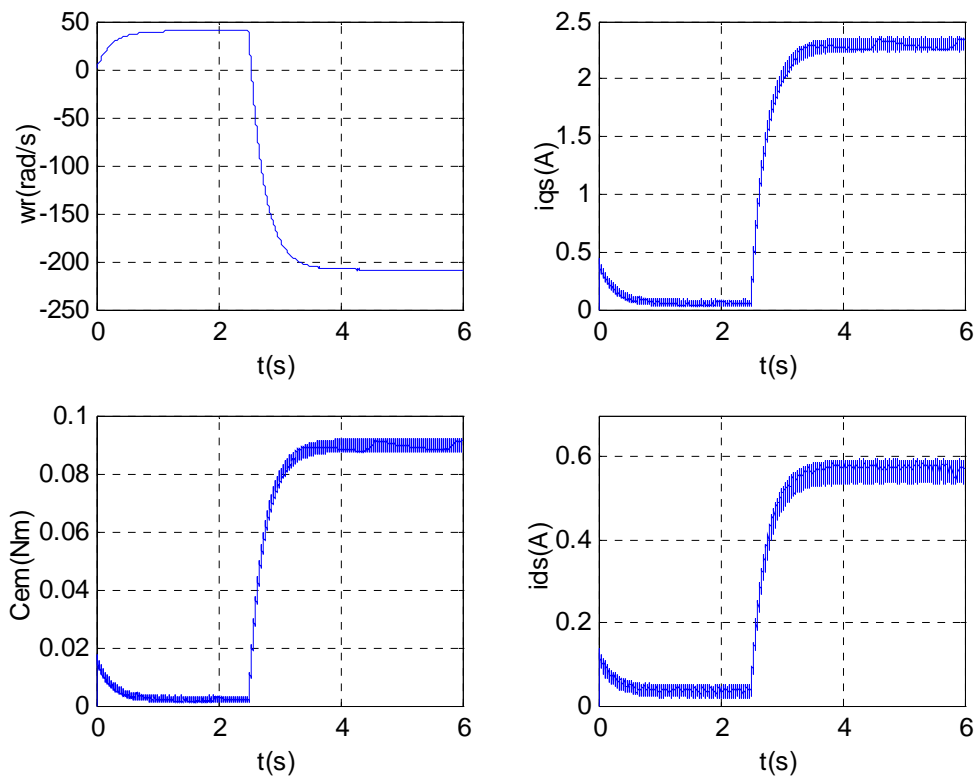


Figure (II.10-c) Contrôleur linéaire par retour d'état avec un couple résistant $C_r = 0.1$ N.m appliqué à $t = 2.5$ sec de l'association onduleur-MSAP

II.11 Conclusion

A l'issue des résultats obtenus après simulation, nous remarquons que l'étude des systèmes linéaires est plus facile par rapport aux systèmes non linéaires. Ces derniers sont difficiles à étudier, et il n'existe pas de théorie unifiée pour leur étude. A ce propos le but des chercheurs est de trouver des solutions ou bien des techniques qui permettent de faciliter l'analyse des systèmes non linéaires; parmi les techniques utilisées, la technique de linéarisation de premier ordre.

En effet, La commande linéaire par retour d'état à placement de pôles, elle possède l'avantage de permettre un choix des pôles du système en fonction des performances désirées, mais l'étude de modèle linéaire au voisinage de point d'équilibre pour déterminer la stabilité des systèmes dynamiques est déjà ancienne.

La linéarisation des systèmes autour de point d'opération reste, cependant, valable uniquement autour de ce point car il est difficile d'élargir la solution afin de l'appliquer à d'autres régions. D'autre part, cette technique est généralement appliquée aux problèmes où on n'autorise que de faibles perturbations, situation qui concerne en particulier, les machines électriques.

On peut facilement voir la faiblesse de la commande Linéaire quant on s'écarte du point d'opération en lui appliquant une perturbation de couple de charge qui, une fois augmenté, le rend instable.

Pour avoir de bonnes performances, la machine synchrone à aimants permanents et à pôles lisses doit être commandée avec la stratégie à i_d nul.

CHAPITRE III

COMMANDE NON LINEAIRE PAR LINEARISATION AU SENS DES ENTREES SORTIES DE LA MSAP

III.1 Introduction

L'intérêt constant d'améliorer les performances des systèmes commandés conduit à des modélisations de plus en plus précises. Mais, si un modèle rend compte du comportement d'un système dans une large plage de fonctionnement, il est malheureusement le plus souvent non-linéaire [Fos 00] et les outils fondamentaux de synthèse de lois de commande dans le domaine linéaire deviennent insuffisants ce qui oblige d'avoir recours à de nouvelles méthodes.

En effet, plusieurs techniques de commande ont été développées (commande à flux orienté, commande prédictive etc.). Les commandes conçues restent, cependant, très dépendant du point de fonctionnement considéré et surtout du taux de variation des non linéarités du modèle du moteur. Si ces non-linéarités deviennent très prononcées, la linéarisation de premier ordre n'est donc plus valable et les commandes perdent automatiquement leurs performances et peuvent rendre le système instable. Cette situation a poussé les chercheurs à s'orienter de plus en plus vers les techniques de la commande non-linéaire basée sur la théorie de la géométrie différentielle [Kad00]. Cette commande a été introduite principalement pour remédier aux problèmes rencontrés avec la commande linéaire. Parmi ces méthodes, on trouve la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties. Son principe consiste à trouver une transformation qui permet de compenser les non-linéarités du modèle et ainsi rendre la relation entre la sortie d'un système et son entrée complètement linéaire. Ainsi dans la théorie ES, on cherche une description moins détaillée du système, qui met délibérément à part de l'information pour produire des résultats plus généraux et plus faciles d'utilisation. Ceci présente bien évidemment des avantages pour l'étude de la robustesse des systèmes de contrôle, dans lesquels seuls une structure approximée du modèle est disponible [Ara 96].

Dans ce chapitre, Nous présentons le principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties. Nous allons concevoir un contrôleur non-linéaire basé sur cette technique afin de réguler la vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents et comparer ses performances à celles d'un contrôleur linéaire par retour d'état. A la fin du chapitre, nous allons montrer les limitations et les faiblesses de la commande non-linéaire lorsqu'on est en présence d'incertitudes dans les paramètres du moteur.

III.2 Historique de la commande :

L'origine de la théorie ES remonte principalement aux travaux de "Lur'e" et "Postnikov" sur le problème de la stabilité absolue et sur la théorie de réseaux électriques. Cette dernière a enrichi le cadre de la théorie des systèmes avec des concepts physiques fondamentaux [Ara 96].

Un des premiers travaux à appliquer la théorie des opérateurs à la résolution de problème de contrôle revient à Popov [Ara 96]. Ce résultat, connu aujourd'hui sous le critère du cercle. Par ailleurs, les travaux de Yula et al [Ara 96] ont établi la première connexion entre la théorie des circuits et la théorie de stabilité ES.

Dans la littérature occidentale, motivés par des problèmes de perturbations non-linéaires dans des boucles limités en bande passante, Zames et plus tard sandberg ont introduit les bases du théorème du petit gain. Ainsi, dans le travail fondamental de Zames, les bases principales de la théorie ES ont été établies en introduisant des concepts clés tels que gain, positivité, etc.

III.3 Avantage de la théorie entrée-sortie

La théorie des entrée-sortie comporte au moins trois avantages :

Elle est cohérente avec un des points de vue de la théorie du contrôle qui dit qu'il est préférable de garder le système plus simple. Chacun de ces derniers est vu comme une application d'une entrée à une sortie, c'est-à-dire un opérateur.

Elle est générale, donc il est possible de faire des conclusions bien utiles sur un système à contre-réaction, même si l'on n'a pas une connaissance stricte de la structure interne de chaque bloc élémentaire qui le compose.

Elle fournit une généralisation naturelle au cas non-linéaire en utilisant le fait que la stabilité d'un système linéaire invariante dans le temps est liée aux marges de phase et de gain. D'ailleurs, la mesure de l'amplification de gain dans la boucle ainsi que du déphasage est motivée par des propriétés physiques telles que la passivité.

III.4 Outils mathématiques

Dans cette section, nous présentons quelques outils mathématiques nécessaires pour assimiler la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties.

III.4.1 Gradient

On définit le gradient d'une fonction scalaire $h(x)$ par rapport au vecteur x , par le vecteur ligne $\nabla h(x)$, défini par $(\nabla h)_i = \frac{\partial h}{\partial x_i}$. D'une façon similaire, le gradient d'un champ de vecteur $f(x)$ est défini par le Jacobien de f (matrice de $(n \times n)$ éléments) comme suit :

$$(\nabla f)_{ij} = \frac{\partial f_i}{\partial x_j}.$$

III.4.2 Dérivée de Lie

Soient $f : R^n \rightarrow R^n$ un champ de vecteurs et $h : R^n \rightarrow R$ une fonction scalaire. On introduit la dérivée de Lie comme étant une nouvelle fonction scalaire, notée $L_f h$, donnant la dérivée de $h(x)$ dans la direction de $f(x)$, tel que:

$$L_f h = \nabla h \cdot f = \begin{bmatrix} \frac{\partial h}{\partial x_1} & \frac{\partial h}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial h}{\partial x_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \dots \\ f_n \end{bmatrix}$$

Pour un ordre quelconque, on a:

$$L_f^i h = L_f(L_f^{i-1} h) = \nabla(L_f^{i-1} h) \cdot f \quad i = 1, 2, \dots$$

De plus, si g est un autre champ de vecteurs alors la fonction scalaire $L_g L_f h(x)$ est donnée par:

$$L_g L_f h(x) = \nabla(L_f h) \cdot g$$

III.4.3 Crochets de Lie

Soient f et g deux champs de vecteurs dans R^n . Le crochet de Lie de f et g est un troisième champ de vecteurs défini par:

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

où $\frac{\partial g}{\partial x}, \frac{\partial f}{\partial x}$ sont des matrices Jacobiennes. L'application des crochets de Lie successives donne:

$$ad^0_f g(x) = g(x)$$

$$ad^1_f g(x) = [f, g](x)$$

.....

$$ad_f^k g(x) = [f, ad_f^{k-1} g](x)$$

III.4.4 Difféomorphisme

La fonction $\phi : R^n \rightarrow R^n$ définie dans une région $\Omega \subset R^n$ est appelée difféomorphisme si elle vérifie les deux conditions suivantes:

- ϕ est inversible, s'il existe une fonction ϕ^{-1} tel que:

$$\phi^{-1}(\phi(x)) = x$$

pour tout $x \in \Omega \subset R^n$ et

- ϕ^{-1} et ϕ sont des fonctions.

Le difféomorphisme est utilisé pour transformer un système non-linéaire en un autre système non-linéaire en effectuant un changement de variables de la forme:

$$z = \phi(x)$$

où $\phi(x)$ représente n variables:

$$\phi(x) = \begin{bmatrix} \phi_1(x) \\ \phi_2(x) \\ \dots \\ \phi_n(x) \end{bmatrix}, \quad x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_n \end{bmatrix}$$

À noter que si $\phi^{-1}(z)$ existe pour tout $z \subset R^n$, le difféomorphisme est dit global. Dans le cas contraire, le difféomorphisme est appelé local et on doit le considérer seulement autour de la région $\Omega \subset R^n$

III.5 Principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties

La linéarisation entrée-sortie consiste à rendre linéaire la relation dynamique entre l'entrée de commande d'un système et sa sortie en utilisant une loi de commande non linéaire. Cette dernière est dite linéarisante. Une autre loi de commande linéaire est ensuite employée pour stabiliser le système linéaire ainsi obtenu. La figure (III-1) ci-dessous illustre bien le principe. Cette approche de linéarisation se distingue fortement de la linéarisation autour d'un point de fonctionnement. En effet, le modèle linéaire obtenu avec cette dernière n'est valide que dans un voisinage du point de fonctionnement, c'est donc un modèle approché. Par contre, le modèle

linéaire que donne la linéarisation entrée - sortie est valide dans tout l'espace d'état. Le compensateur linéaire qui stabilise ensuite le système est en principe plus performant [Oko 02]. Le cas des systèmes à une entrée et une sortie est d'abord présenté à cause de sa simplicité.

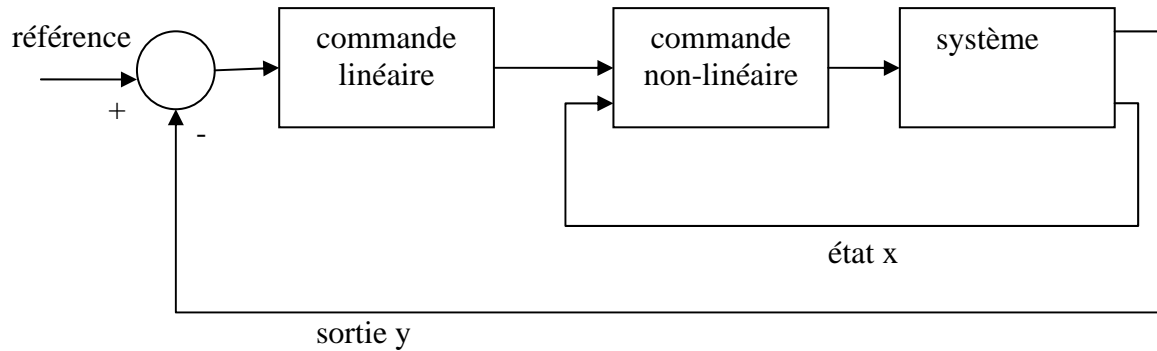


Figure (III-1) Schéma de principe de la linéarisation entrée - sortie.

Nous allons montrer comment obtenir une relation linéaire entre la sortie y et une nouvelle entrée v , en effectuant un bon choix de la loi linéarisante. Le modèle équivalent étant linéaire, on peut lui imposer une dynamique stable en se basant sur les méthodes Linéaires classiques. Les deux sections suivantes résument cette méthode de conception.

III.5.1 Système à une entrée et une sortie

Considérons le système dynamique représenté par l'équation d'état non linéaire d'ordre n suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (\text{III.1})$$

où $x \in \mathbb{R}^n$, $y \in \mathbb{R}$ et $u \in \mathbb{R}$ sont respectivement le vecteur d'état, les variables de sortie et d'entrée du système. Les fonctions $f(x)$, $g(x)$ et $h(x)$ sont considérées infiniment dérivables sur \mathbb{R}^n .

Supposons que $x = 0$ est un point d'équilibre du système et que $g(x) \neq 0$. On dit que (III.1) est de degré relatif r si $L_g L_f^k h(x) = 0, \forall x$ dans le voisinage de $0, \forall (k < r - 1)$ et $L_g L_f^{r-1} h(0) \neq 0$.

$$L_g h(x) = \frac{\partial h}{\partial x} g(x) \text{ et } L_f^k h(x) = L_f(L_f^{k-1} h(x)) \quad (\text{III.2})$$

Le degré relatif est donc le nombre de fois qu'il faut dériver la variable de sortie avant que l'entrée apparaisse de façon explicite dans l'expression des dérivées. Notons que dans le cas des systèmes linéaires, le degré relatif correspond à la différence entre l'ordre du dénominateur de la fonction de transfert de celui du numérateur. Supposons que l'équation (III-1) soit de degré relatif r . La technique de linéarisation entrée-sortie consiste à déterminer une transformation de coordonnées :

$(z \ \eta)^T = T(x)$ qui met le système sous la forme canonique suivante :

$$\dot{z}_1 = z_2$$

$$\dot{z}_2 = z_3$$

...

(III.3)

$$\dot{z}_r = a(z, \eta) + b(z, \eta)u$$

$$\dot{n} = q(z, n)$$

$$\eta = [\eta_1 \quad \eta_2 \dots \eta_{n-r}]^T$$

$$z = [z_1 \quad z_2 \dots z_r]^T$$

$$a(x) = L_f^r h(x) \quad b(x) = L_g L_f^{r-1} h(x) \quad (III.4)$$

La transformation de coordonnées $T = [T_1 \quad T_2 \quad \dots \quad T_r \quad \dots \quad T_a]^T$ a pour composantes,

$$T_1 = h(x)$$

$$T_2 = L_f h(x) \quad (III.5)$$

...

$$T_r = L_f^{r-1} h(x)$$

Les composantes T_i pour $i \in \{r+1, r+2, \dots, n\}$ sont déterminées en résolvant les équations aux dérivées partielles (III.6).

$$L_g T_{j(x)} = 0 \quad \forall r < j < n+1 \quad (III.6)$$

On peut aisément constater que le système (III.3) devient partiellement linéaire en choisissant $u(x)$ de la forme :

$$u(x) = \frac{(v - a(x))}{b(x)} \quad \forall x \in V = \{x \in R^n \text{ tel que } b(x) \neq 0\} \quad (III.7)$$

La variable v est une commande auxiliaire généralement utilisée pour stabiliser le système en boucle formée [Oko 02]. L'équation dynamique sous une forme compacte devient :

$$z^{\bullet} = Az + Bv \quad (III.8)$$

$$\eta^{\bullet} = q(z, \eta)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (III.9)$$

La dynamique de z est communément appelée dynamique externe et a été rendue linéaire par la commande $u(x)$. La dynamique de la variable q est appelée dynamique interne car n'apparaissant plus dans la relation entrée-sortie du système en boucle fermée.

$$\eta^{\bullet} = q(0, \eta) \quad (III.10)$$

L'équation (III.10) est appelée dynamique du zéro. Elle correspond à l'équation de la dynamique interne dans laquelle la variable d'état externe z est en régime permanent. une commande auxiliaire de la forme (III.11) permet de stabiliser le système (III.1) en boucle fermée [Oko 02].

Le gain K est tel que la matrice des paramètres $A_s = A - BK$ est une matrice stable.

$$v = -Kz = -[K_1 \quad K_2 \quad \dots \quad K_r]z = -K_1 z_1 - K_2 z_2 \dots - K_r z_r \quad (III.11)$$

III.5.2 Système à plusieurs entrées et plusieurs sorties

Avant tout, on considère que le système non-linéaire de p entrées et p sorties a pour forme:

$$x^{\bullet} = f(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x) \cdot u_i \quad (III.12)$$

$$y_i = h_i(x) \quad i = 1, 2, \dots, p \quad (III.13)$$

où $x = [x_1 x_2 \dots x_n]^T \in R^n$ est le vecteur des états, $u = [u_1 u_2 \dots u_n]^T \in R^n$ est le vecteur des commandes et $y = [y_1 y_2 \dots y_p]^T \in R^p$ représente le vecteur des sorties. f, g_j sont des champs de vecteurs et $h_i, i = 1, 2, \dots, p$ est une fonction.

Le problème consiste à trouver une relation linéaire entre l'entrée et la sortie en dérivant la sortie jusqu'à ce qu'au moins une entrée apparaisse en utilisant l'expression:

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^p L_{g_i} (L_f^{r_j-1} h_j(x)) u_i \quad j=1,2,\dots,p \quad (\text{III.14})$$

où : $L_f^i h_j$ et $L_{g_i} h_j$ sont les $i^{\text{ème}}$ dérivées de Lie de h_j respectivement dans la direction de f et g . r_j est le nombre de dérivées nécessaires pour qu'au moins, une des entrées apparaisse dans l'expression (III-14) et il est connu sous le nom du degré relatif correspondant à la sortie y_j .

Le degré relatif total (r) est défini comme étant la somme de tous les degrés relatifs obtenus à l'aide de (III.14) et doit être inférieur ou égal à l'ordre du système: $r = \sum_{j=1}^p r_j \leq n$.

On dit que le système (III.12) a pour degré relatif (r) s'il vérifie:

$$L_{g_i} L_f^k h_j = 0 \quad 0 < k < r_j - 1, \quad 1 \leq j \leq p, 1 \leq i \leq p$$

et

Dans le cas où le degré relatif total est égal à l'ordre du système, on est en présence d'une linéarisation au sens des entrées-états. Si par contre le degré relatif total est strictement inférieur à l'ordre du système, la linéarisation est dite linéarisation au sens des entrées- sorties. Pour trouver l'expression de la loi linéarisante u qui permet de rendre la relation linéaire entre l'entrée et la sortie, on réécrit l' expression (III.14) sous forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} & \dots & y_p^{r_p} \end{bmatrix}^T = \zeta(x) + D(x) \cdot u \quad (\text{III.15})$$

$$\zeta(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \dots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (\text{III.16})$$

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_p-1} h_p(x) & L_{g_2} L_f^{r_p-1} h_p(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_p-1} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

où $D(x)$ est appelé matrice de découplage du système.

Si on suppose que $D(x)$ n'est pas singulière, la loi de commande linéarisante a pour forme:

$$u = D(x)^{-1} \cdot (-\zeta(x) + v) \quad (\text{III.18})$$

Notons que la linéarisation ne serait possible que si la matrice de découplage $D(x)$ est inversible. Le schéma bloc du système linéarisé est donné à la figure (III-2).

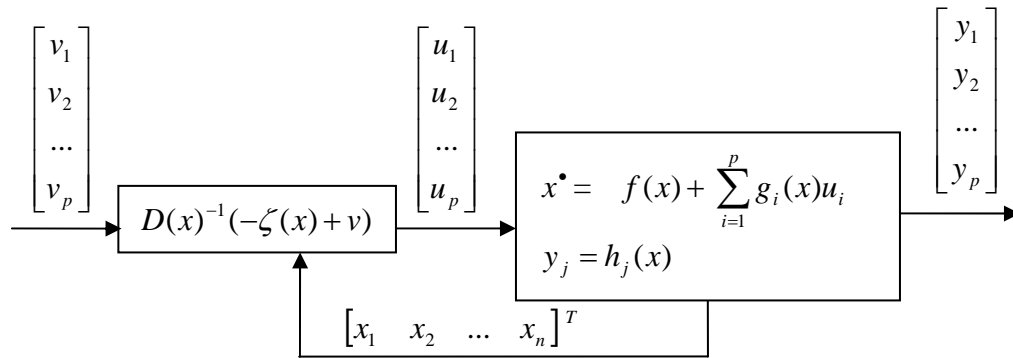


Figure (III-2) Schéma bloc du système linéarisé

En remplaçant (III.18) dans (III.12), le système équivalent devient linéaire et totalement découplé de la forme:

$$y_j^{(r_j)} = v_i \quad (\text{III.19})$$

ou plus explicitement par:

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} & \dots & y_p^{r_p} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} v_1 & \dots & v_p \end{bmatrix}^T \quad (\text{III.20})$$

ce qui nous permet de lui imposer n'importe quelle dynamique conception du nouveau vecteur d'entrée $v = [v_1 \ \dots \ v_b]^T$

Remarquons que l'expression (III.19) représente p intégrateurs en cascade dont le comportement dynamique n'est toujours pas souhaitable figure (III.3).

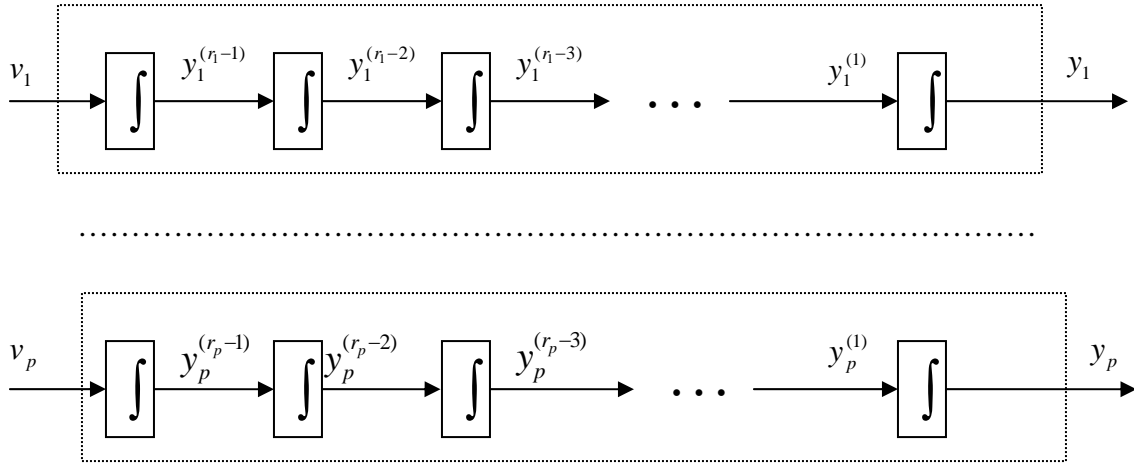


Figure (III.3) Dynamique du système linéarisé [Kad 00].

Ce comportement indésirable nécessite une mise en forme canonique. Cela est réalisé en effectuant un changement de variable basé sur la propriété donnée par la section (III.4.3).

III.5.2.1 Mise sous forme canonique

Supposons que le système (III.12) a des degrés relatifs $\{r_1, r_2, \dots, r_p\}$ et que $r = \sum_{i=1}^p r_i \leq n$ où n est

l'ordre du système. On définit r fonctions $(\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_r)$ qui permettent d'écrire:

$$z = (\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_{r_1}, \phi_{r_1+1}, \dots, \phi_r) \quad (\text{III.21})$$

$$= (h_1, L_f h_1, \dots, L_f^{r_1-1} h_1, h_2, \dots, L_f^{r_2-1} h_2, h_p, \dots, L_f^{r_p-1} h_p)$$

Selon la valeur de $\{r_1, r_2, \dots, r_p\}$, on peut distinguer deux cas possibles:

cas 1: ($r = r_1 + r_2 + \dots + r_p = n$). Dans ce cas, l'ensemble des fonctions $\phi^k = L_f^{k-1} h_i$ avec $1 \leq k \leq r_i$ et $1 \leq i \leq p$ définissent un difféomorphisme, tel que:

$$\phi = \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \dots \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [h_1, L_f h_1, \dots, L_f^{r_1-1} h_1]^T \\ \dots \\ [h_p, L_f h_p, \dots, L_f^{r_p-1} h_p]^T \end{bmatrix} \quad (\text{III.22})$$

cas 2 : ($r = r_1 + r_2 + \dots + r_p < n$) Dans ce cas, il est possible de trouver $(n - r)$ autres fonctions ϕ^k , ($r+1 \leq k \leq n$) pour que ϕ^k , ($1 \leq k \leq n$), soit de rang n . On introduit un vecteur de variables complémentaires η de sorte que:

$$\begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \dots \\ \eta_{n-r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{r+1} \\ \phi_{r+2} \\ \dots \\ \phi_n \end{bmatrix}$$

Dans les nouvelles coordonnées, le système (III.12) s'écrit:

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= z_3 \\ &\dots \\ \dot{z}_{r-1} &= z_r \\ \dot{z}_r &= L_f^{r_1} h_1 + \sum_{j=1}^p L_{g_j}^{r_1-1} h_1 u_j \\ \dot{z}_{r+1} &= z_{r+2} \\ &\dots \\ \dot{z}_r &= L_f^{r_p} h_p + \sum_{j=1}^p L_{g_j}^{r_p-1} h_p u_j \end{aligned} \quad (\text{III.23})$$

Pour les $n-r$ autres fonctions, il est difficile de trouver une forme détaillée des nouvelles variables, toutefois on les note d'une façon générale par $\eta^* = \psi(z, \eta) + \Theta(z, \eta)u$

En ce qui concerne la sortie, le vecteur $y = [y_1 \quad y_2 \quad \dots \quad y_p]^T$, peut être écrit dans les nouvelles coordonnées par:

$$\begin{aligned} y_1 &= z_1 \\ y_2 &= z_{r_1+1} \\ &\dots \\ y_p &= z_{r_1+\dots+r_{p-1}+1} \end{aligned} \quad (\text{III.24})$$

En appliquant la loi linéarisante (III.18) au système (III.23) nous obtenons:

$$\dot{z} = \begin{bmatrix} A_{r_1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & A_{r_p} \end{bmatrix} \cdot z + \begin{bmatrix} B_{r_1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & B_{r_p} \end{bmatrix} \cdot u \quad (\text{III.25})$$

$$\dot{\eta} = \psi(z, \eta) + \Theta(z, \eta)u$$

avec:

$$A_{r_1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \in R^{r_1 \times r_1}, B_{r_1} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 1 \end{bmatrix} \in R^{r_1}, C_{r_1} = [1 \ 0 \ \dots \ 0] \quad (\text{III.26})$$

et pour la sortie:

$$y = \begin{bmatrix} C_{r_1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & C_{r_p} \end{bmatrix} z \quad (\text{III.27})$$

III.3.2.2 Conception du nouveau vecteur de commande v

Le vecteur v est conçu selon les objectifs de commande. Pour le problème de poursuite envisagé, il doit satisfaire:

$$v_j = y_{d_j}^{(r_j)} + k_{r_j-1}(y_{d_j}^{(r_j-1)} - y_j^{(r_j-1)}) + \dots + k_1(y_{d_j} - y_j) \quad 1 \leq j \leq p \quad (\text{III.28})$$

où les vecteurs $\{y_{d_j}, y_{d_j}^{(1)}, \dots, y_{d_j}^{(r_j-1)}, y_{d_j}^{(r_j)}\}$ définissent les trajectoires de référence imposées pour les différentes sorties. Si les k_i sont choisis de façon à ce que le polynôme :

$s^{(r_j)} + k_{r_j-1}s^{r_j-1} + \dots + k_2s + k_1 = 0$ soit un polynôme d'Hurwitz (possède des racines avec des parties réelles négatives), alors on peut montrer que l'erreur $e_j(t) = [y_{d_j}(t) - y_j(t)]$ satisfait $\lim_{t \rightarrow \infty} e_j(t) = 0$.

Le système linéarisé en boucle fermée est donné par la figure (III-4) suivante:

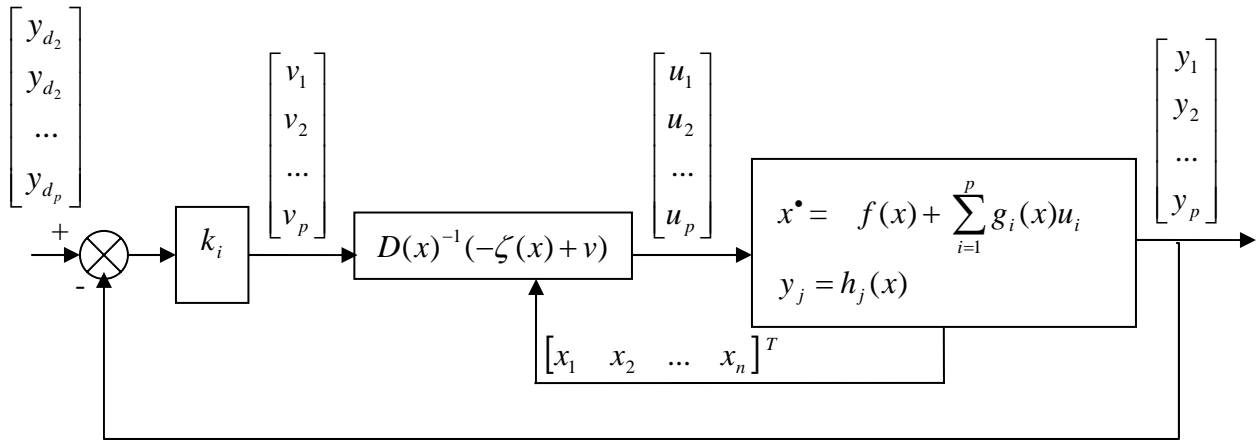


Figure (III-4) Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée

III.6 Application au moteur

Les équations d'état de la MSAP sont données en (II.54).

On a considéré le Cr comme une perturbation. Le système d'équations est reçu sous la forme suggérée pour l'application de la linéarisation au sens des entrées sorties comme suit:

$$x^* = f(x) + g_1(x) \cdot u_d + g_2(x) \cdot u_q \quad (\text{III.29})$$

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

$$x = [\dot{i}_d \quad i_q \quad \omega_r]^T \quad \text{et} \quad u = [u_d \quad u_q]^T \quad (\text{III.30})$$

avec:

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}P\omega_r i_q \\ -\frac{R}{L_q}i_q - \frac{L_d}{L_q}P\omega_r i_d - \frac{\varphi_f}{L_q}P\omega_r \\ \frac{3P}{2J}(\varphi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) - \frac{f_c}{J}\omega_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.31})$$

et :

$$g_1(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad g_2(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_q} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.32})$$

On s'est donné comme objectif d'assurer la régulation de vitesse du moteur tout en maintenant un fonctionnement à couple maximal (où la composante longitudinale des courants statoriques i_d est forcée à rester nulle en tout temps). Pour ce faire, on applique à son modèle une linéarisation au sens des entrées-sorties qui assure un découplage total entre les commandes et les sorties. Dans ce cas, les sorties doivent être la vitesse du rotor (ω_r) et le courant (i_d) :

$$y_1 = i_d \quad \text{et} \quad y_2 = \omega_r \quad (\text{III.33})$$

Ces deux sorties doivent suivre les trajectoires qu'on leur impose. La stratégie de fonctionnement à couple maximal nous mène à imposer $i_{d,ref} = 0$ tandis que la vitesse doit suivre sa référence qui peut être un échelon ou une trajectoire quelconque définie par ω_{ref} . Pour la première sortie (i_d) on a :

$$y_1 = i_d = h_1(x), \quad \nabla h_1 = [1 \quad 0 \quad 0] \quad (\text{III.34})$$

En la dérivant par rapport au temps, on aura :

$$\begin{aligned} y_1^* &= L_f h_1(x) + L_{g_1} h_1(x)u_d + L_{g_2} h_1(x)u_q \\ &= \frac{\partial h_1}{\partial x} \cdot f(x) + \frac{\partial h_1}{\partial x} \cdot g_1(x)u_d + \frac{\partial h_1}{\partial x} \cdot g_2(x)u_q \\ &= \frac{-R}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}P\omega_r i_q + \frac{1}{L_d}u_d \end{aligned} \quad (\text{III.35})$$

ainsi, l'entrée u_d apparaît dans l'expression (III.35). On note, pour cette sortie, un degré relatif $r_1 = 1$.

Pour la deuxième sortie, on aura:

$$y_2 = \omega_r = h_2(x), \quad \nabla h_2 = [0 \quad 0 \quad 1]$$

En la dérivant une fois, on obtient :

$$\begin{aligned} y_2 \dot{} &= L_f h_2(x) + L_{g_1} h_2(x) u_d + L_{g_2} h_2(x) u_q \\ &= \frac{\partial h_2}{\partial x} \cdot f(x) + \frac{\partial h_2}{\partial x} \cdot g_1(x) \cdot u_d + \frac{\partial h_2}{\partial x} \cdot g_2(x) \cdot u_q \\ &= \frac{3P}{2J} (\varphi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - \frac{F_c}{J} \omega_r \end{aligned} \quad (\text{III.36})$$

Remarquons qu'aucune entrée n'apparaît. On est donc obligé de dériver une autre fois:

$$\begin{aligned} y_2 \ddot{} &= L_f^2 h_2(x) + L_{g_1} (L_f h_2(x)) \cdot u_d + L_{g_2} (L_f h_2(x)) u_q \\ &= k_T (L_d - L_q) i_q f_1(x) + k_T (\varphi_f + (L_d - L_q) i_d) f_2(x) - \frac{F_c}{J} f_3(x) + \\ &\quad \frac{k_T (L_d - L_q)}{L_q} i_q u_d + \frac{k_T (\varphi_f + (L_d - L_q) i_d)}{L_q} u_q \end{aligned} \quad (\text{III.37})$$

avec :

$$k_T = \frac{3p}{2J} \quad (\text{III.38})$$

où: $f_2(x)$ et $f_3(x)$ sont donnés par (III.30). Les deux entrées (u_d et u_q) apparaissent dans (III.34) et le degré relatif est donc ($r_2 = 2$). Le degré relatif total est $r = r_1 + r_2 = n = 3$ et donc nous avons effectué une linéarisation exacte. Aucune dynamique interne n'est à considérer.

En regroupant les expressions (III.33) et (III.35), on obtient la forme suivante:

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 & \ddot{y}_2 \end{bmatrix}^T = \zeta(x) + D(x) \cdot u \quad (\text{III.39})$$

où:

$$\zeta(x) = \begin{bmatrix} L_f h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} P \omega_r i_q \\ k_T (L_d + L_q) i_q f_1(x) + k_T (\varphi_f + (L_d - L_q) i_d) f_2(x) - \frac{f_c}{J} f_3(x) \end{bmatrix} \quad (\text{III.40})$$

et:

$$D(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ \frac{k_T(L_d - L_q)}{L_d} i_q & \frac{k_T(\phi_v + (L_d + L_q)i_d)}{L_q} \end{bmatrix} \quad (\text{III.41})$$

La matrice $D(x)$ est inversible si la condition suivante est vérifiée,

$$\det[D(x)] = \frac{k_T(\phi_f + (L_d - L_q)i_d)}{L_q L_d} \neq 0$$

On a $\phi_f \neq (L_d - L_q)i_d$ donc : $\det[D(x)] \neq 0$

Ainsi, la loi de commande linéarisante qui assure le découplage est exprimée par:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = D(x)^{-1} \left(\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} - \zeta(x) \right) \quad (\text{III.42})$$

où:

$$D(x)^{-1} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ -\frac{(L_d - L_q)i_q L_q}{(\phi_v + (L_d - L_q)i_d)} & \frac{L_q}{k_T(\phi_f + (L_d - L_q)i_d)} \end{bmatrix} \quad (\text{III.43})$$

En remplaçant l'expression (III.41) dans celle donnée en (III.36) on obtient un système linéaire totalement découplé de la forme:

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 & \ddot{y}_2 \end{bmatrix}^T = [v_1 \quad v_2]^T \quad (\text{III.44})$$

Les nouvelles entrées (v_1, v_2) doivent être conçues pour nous assurer que:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} y_1 = i_{dref} \quad \text{et} \quad \lim_{t \rightarrow \infty} y_2 = \omega_{dref} \quad (\text{III.45})$$

pour cela, on procède par placement de pôles. Dans le cas général, et pour un problème de poursuite de trajectoires, on a:

$$\begin{bmatrix} k_d \\ k\omega_1 \\ k\omega_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 6.77 \\ 200 \\ 2000.1 \end{bmatrix}$$

III.7 Simulation et interprétation

Nous avons appliqué la commande de linéarisation au sens des entrées sorties au modèle de la MSAP.

La figure (III-6.a) montre les courbes de la vitesse ω_r , du couple électromagnétique C_{em} , et les courants i_d et i_q quand on applique un échelon de vitesse de 40 rad/sec pour un fonctionnement à vide du moteur.

A partir des résultats obtenus après la simulation, nous remarquons que l'évolution de la vitesse dans le régime transitoire est presque linéaire, elle s'établit en régime permanent au bout d'un temps $t = 0.5$ sec environnant, où la vitesse ω_r atteint sa valeur de consigne ($\omega_{ref} = 40$ rad/sec), Le couple électromagnétique présente une valeur de crête de (0.036 N.m) et se stabilise à une valeur de (0.002 N.m), et il est de la même forme que le courant en quadrature i_q . Le courant i_d est nul. Les résultats de simulation du même système avec application d'un couple de charge $C_r = 0.05$ N.m à l'instant $t = 2.5$ sec sont donnés par la figure (III-6.b), on remarque que la vitesse est diminuée de 5.55% de la vitesse de référence, donc un écart statique tolérable.

Cette diminution de vitesse disparaît après une faible durée du temps puis elle revient à sa valeur de consigne (40 rad/sec) ce qui met en évidence un rejet de perturbation intéressant et pour mieux valider ces résultats, on a également appliqué un couple de charge de 0.1 Nm où les résultats sont illustrés par la figure (III-6.c) pour la charge de 0.05 Nm.

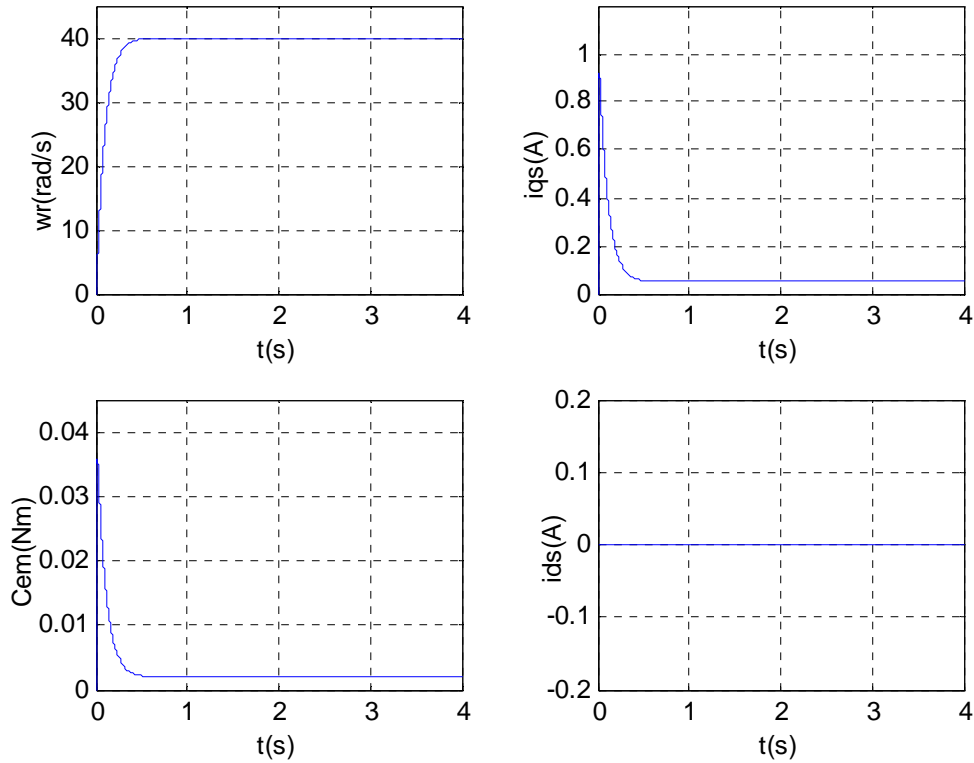


Figure (III-6.a) : Commande non-linéaire au sens des entrées sorties à vide

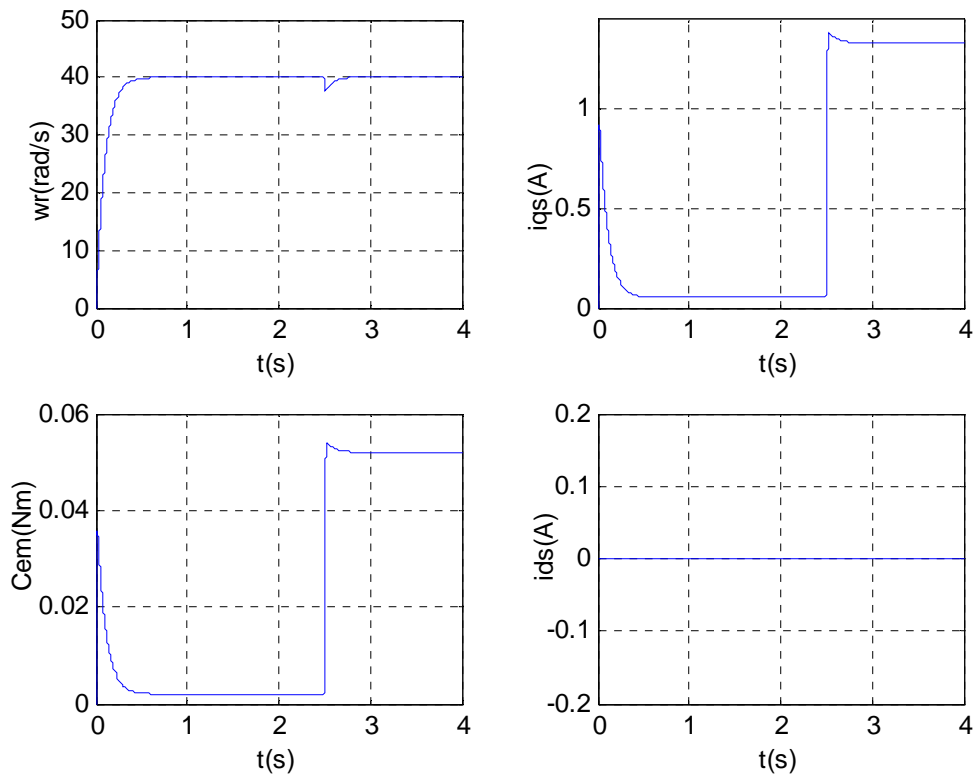


Figure (III-6.b) : Commande non-linéaire au sens des entrées sorties avec un couple résistant $C_r = 0.05$ Nm appliqué à $t = 2.5$ sec

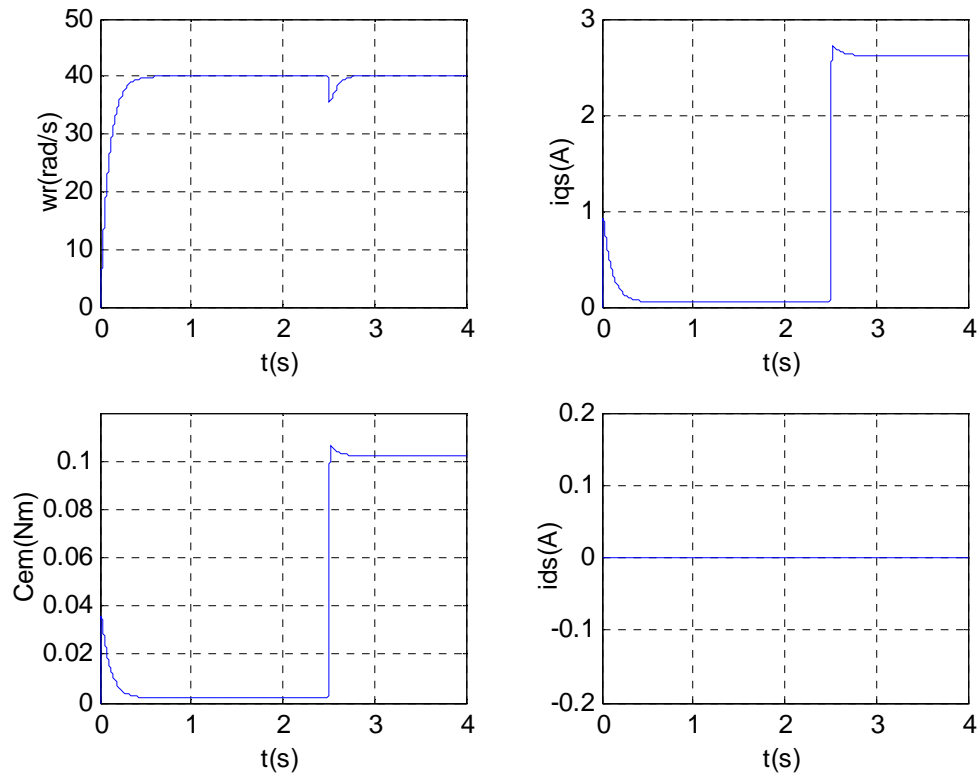


Figure (III-6.c) : Commande non-linéaire au sens des entrées sorties avec un couple résistant $C_r = 0.1$ Nm appliquer à $t = 2.5$ sec

III.8 Simulation de l'association

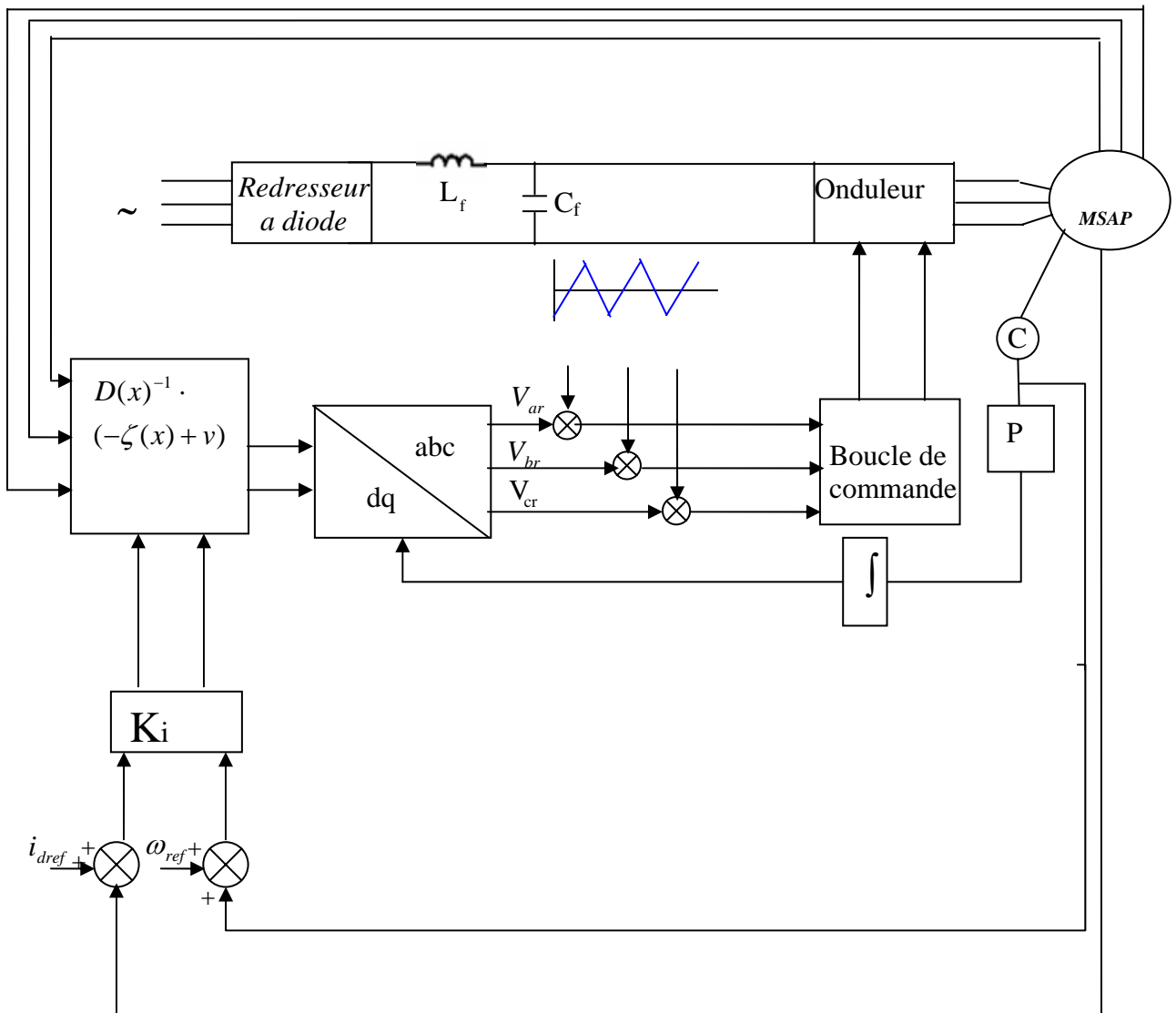


Figure (III-7) Schéma de principe de la commande non-linéaire au sens des entrées sorties appliquée à l'association Onduleur MSAP

Nous avons simulé le schéma de la figure (III-8) en appliquant un échelon de vitesse de 40 rad/sec la machine étant alimentée par onduleur de tension à stratégie de modulation sinusoïdale (indice de modulation $m=21$).

La figure (III-9.a), (III-9.b), représenté les résultats de simulation à vide puis en charge. Qui montre une parfaite ressemblance, avec ceux obtenus sans onduleur (figure (III-6)) cependant la présence de l'onduleur engendre des ondulations autour des valeurs moyennes.

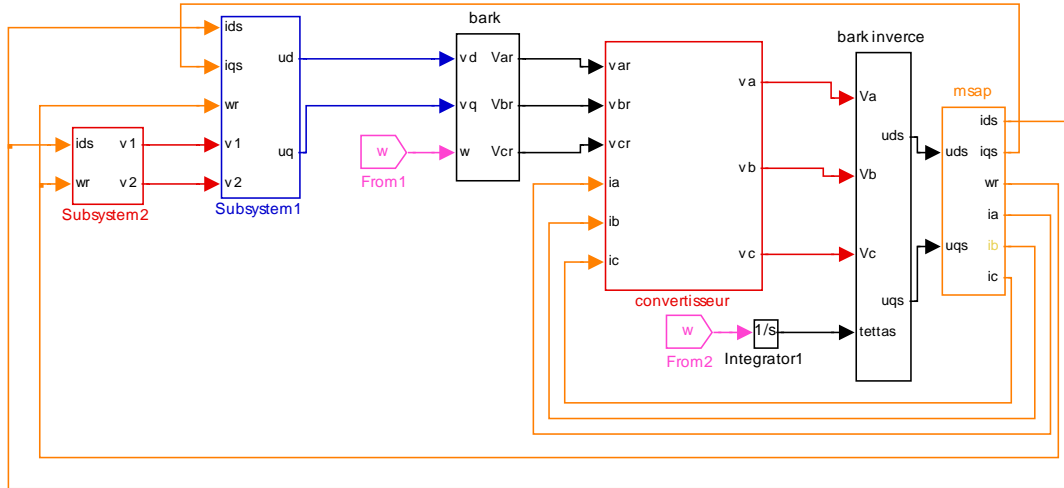


Figure (III-8) : Structure de commande non-linéaire au sens des entrée sortie de l'association onduleur machine

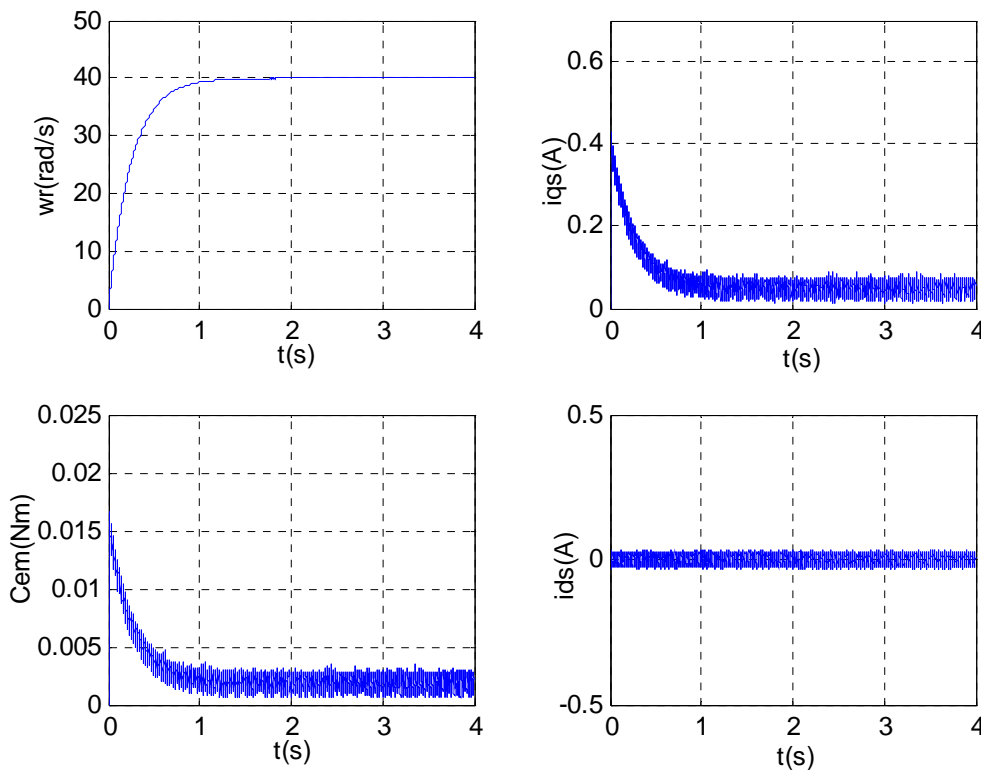


Figure (III-9.a) : Commande non-linéaire au sens des entrées sorties de l'association onduleur MSAP à vide

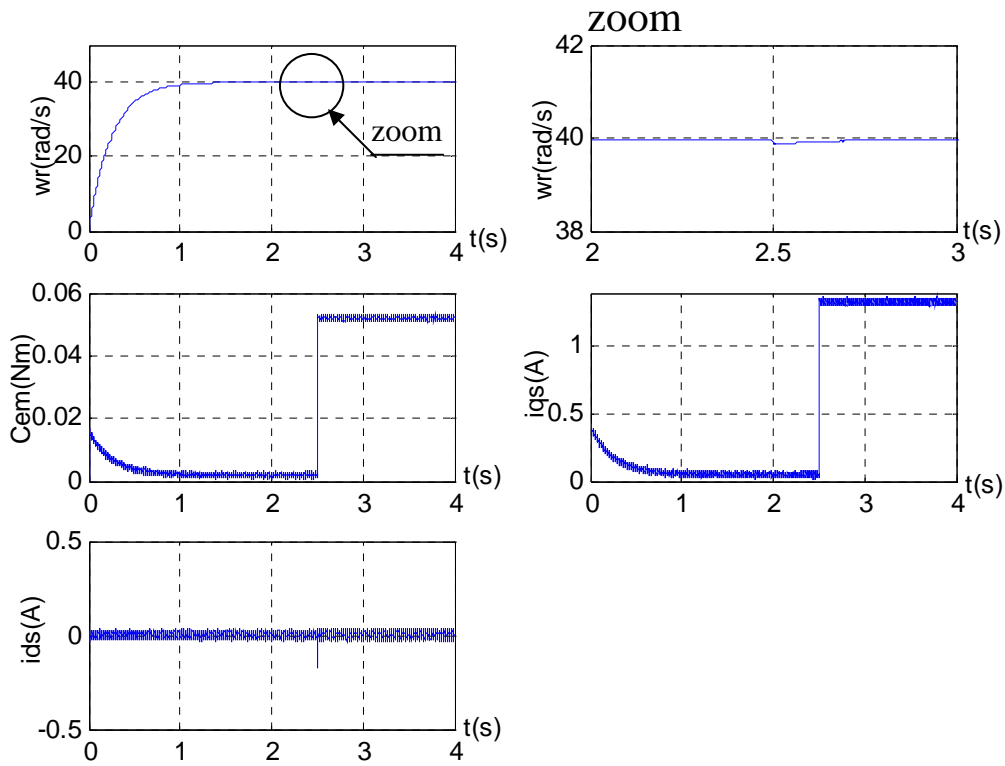


Figure (III-9.b) : Commande non-linéaire au sens des entrées sorties de l'association onduleur MSAP avec un couple résistant $C_r = 0.05$ Nm appliqué à $t = 2.5$ sec

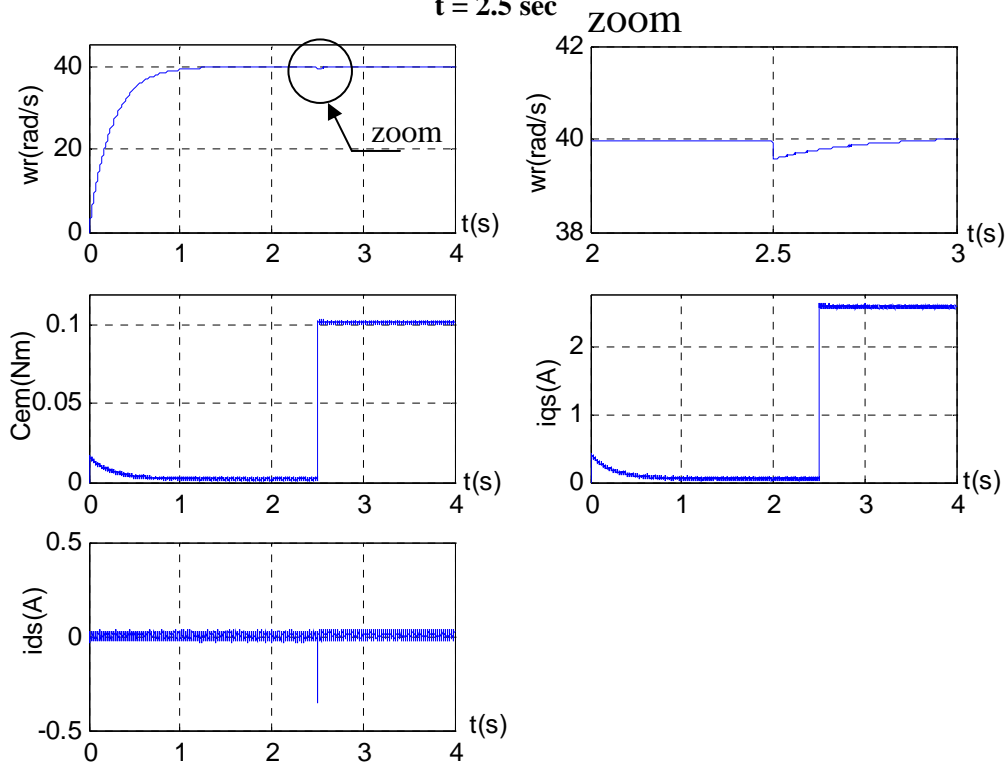


Figure (III-9.c) : Commande non-linéaire au sens des entrées sorties de l'association onduleur MSAP avec un couple résistant $C_r = 0.1$ Nm appliqué à $t = 2.5$ sec

III.9 Comparaison des performances des deux contrôleurs

Les résultats obtenus à l'issue des deux derniers chapitres après simulation numérique du comportement des deux contrôleurs, nous permettent d'effectuer une comparaison entre la commande linéaire par retour d'état et la commande non linéaire par linéarisation au sens des entrées sorties d'une MSAP. Cette étape constitué une aide importante pour le choix du type de commande.

Le but attendu est dévaluer la méthode qui répond mieux aux exigences telles que :

- Meilleure réponse dynamique et statique
- Robustesse vis à vis des variations rapides des consignes
- Insensibilité vis à vis des variations des résistances liées à l'échauffement du moteur.

On remarque bien l'importance de la commande non-linéaire qui montre un rejet de perturbation efficace alors que la commande linéaire perd ses performances et provoque des erreurs de vitesse considérable. En ce qui concerne la poursuite de la référence imposée, on constate que les deux type de commande présente des résultats intéressant, notamment, on constate, un temps de réponse relativement faible pour la commande non linéaire. À noter que l'erreur de vitesse et du courant i_d produite par la commande linéaire par retour d'état en régime permanent est causée par la non existence d'intégrateur dans le système linéarisé en boucle ouverte.

On peut ajouter un effet intégral dans le modèle en considérant le modèle complet du MSAP ($i_d, i_q, \theta, \omega_r$) au lieu du modèle réduit considéré (i_d, i_q, ω_r). Cependant, on a vu que la commande non-linéaire a engendrée deux intégrateurs en cascade boucle ouverte. Elle sera donc toujours supérieure sur la commande linéaire par retour d'état.

III.10 Sensibilité du contrôleur non-linéaire aux variations paramétriques

Dans les réglages industriels, les paramètres du système à régler ne sont pas en général connus exactement. Des erreurs de $\pm 10\%$ à 20% sont tout à fait normal. De plus ces paramètres peuvent varier à cause de l'échauffement ou lors de la variation des points de fonctionnement [Kad 00].

Dans notre cas, la synthèse de notre commande est base sur un modèle mathématique linéaire ainsi, ce modèle présente des erreurs de modélisation ainsi que des incertitudes sur les valeurs des paramètres de la machine.

Pour mettre en évidence la sensibilité de la commande non-linéaire, on a testé ses performances lorsque deux des paramètres du moteur changent (cas de la résistance et de l'inductance statorique).

Dans la figure (III-10.a), on montre le comportement du moteur pour une variation de la résistance statorique d'un taux de 50% appliqué au moteur à l'instant $t = 3\text{sec}$ le moteur est en charge à partir de l'instant $t = 2\text{sec}$.

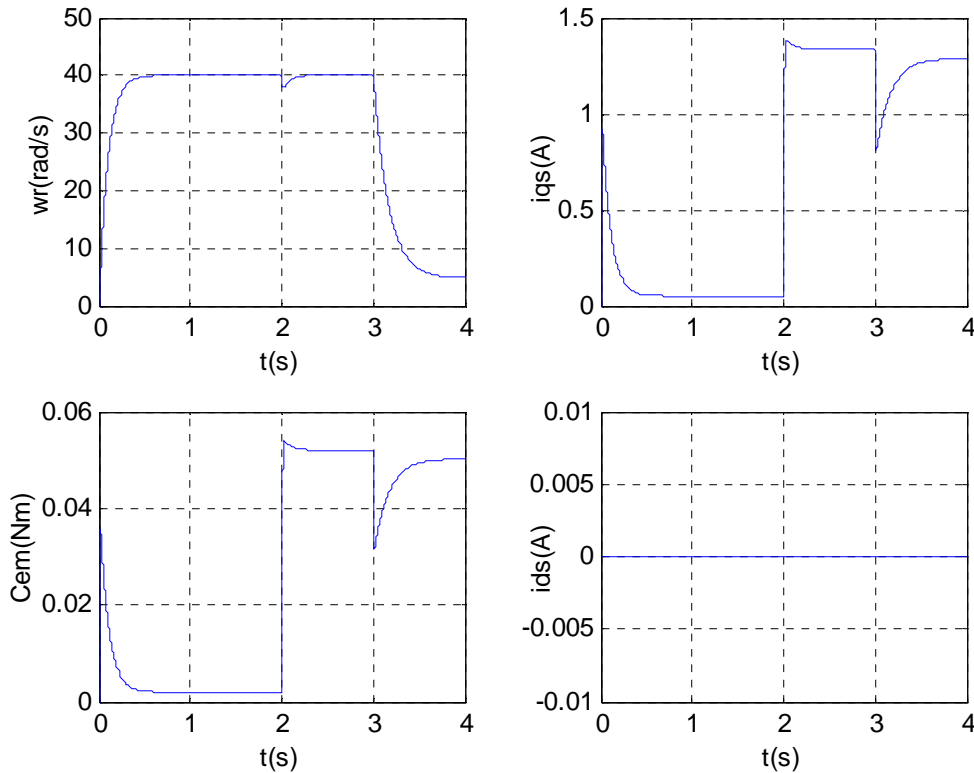


Figure (III-10.a) Commande non-linéaire au sens des entrées sortie : $C_r = 0.05 \text{ Nm}$ appliqué à $t = 2 \text{ sec}$, avec une augmentation de 50% de la résistance R appliqué à $t = 3 \text{ sec}$

On remarque que cette augmentation provoque des erreurs de vitesse d'importantes, alors que le courant i_d n'est pas affecté.

La figure (III-10.b) de sa part, montre le cas où l'inductance statorique augmente de 50%.

$$L_d = L_q = 0.0121 * 1.5$$

$$= 18.15 \text{ mH}$$

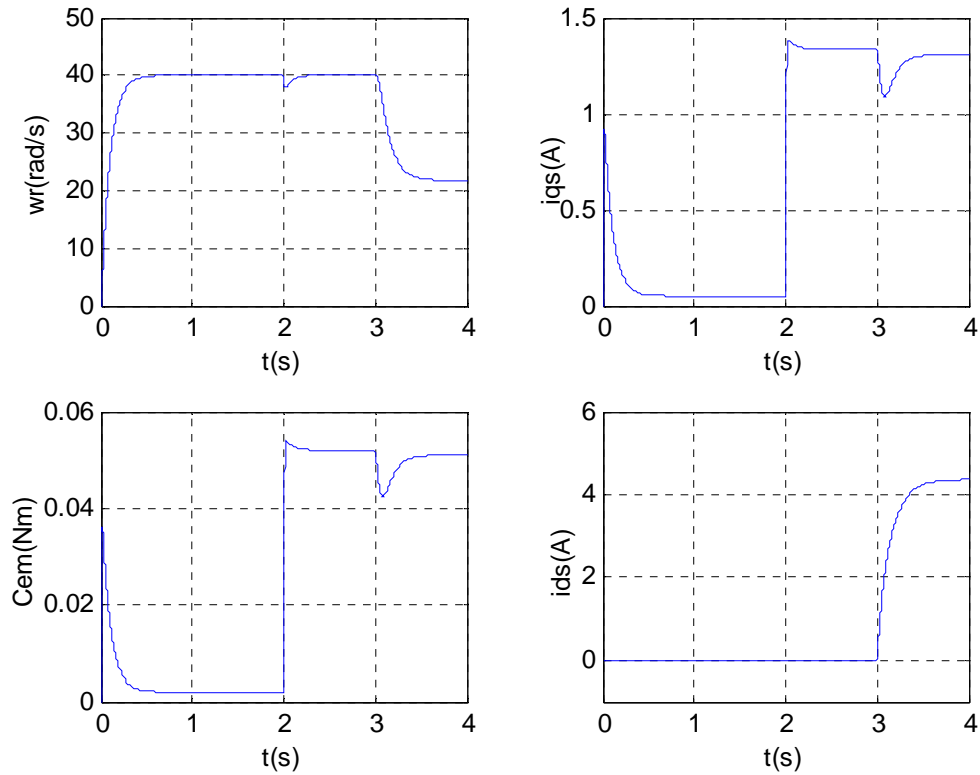


Figure (III-10.b) Commande non-linéaire au sens des entrées sortie : $C_r = 0.05$ Nm appliqué à $t = 2$ sec, avec une augmentation de 50% de l'inductance L appliqué à $t = 3$ sec

Avec cette augmentation, l'erreur de vitesse en régime permanent atteint 46%. De plus, la commande non-linéaire au sens des entrées sortie n'arrive plus à réguler la composante longitudinale des courants statoriques (voir figure (III-10.b)).

La figure (III-11) la vitesse, les courants i_d, i_q et le couple électromagnétique durant l'inversion de la vitesse de +40 rad/sec à -40 rad/sec à vide .

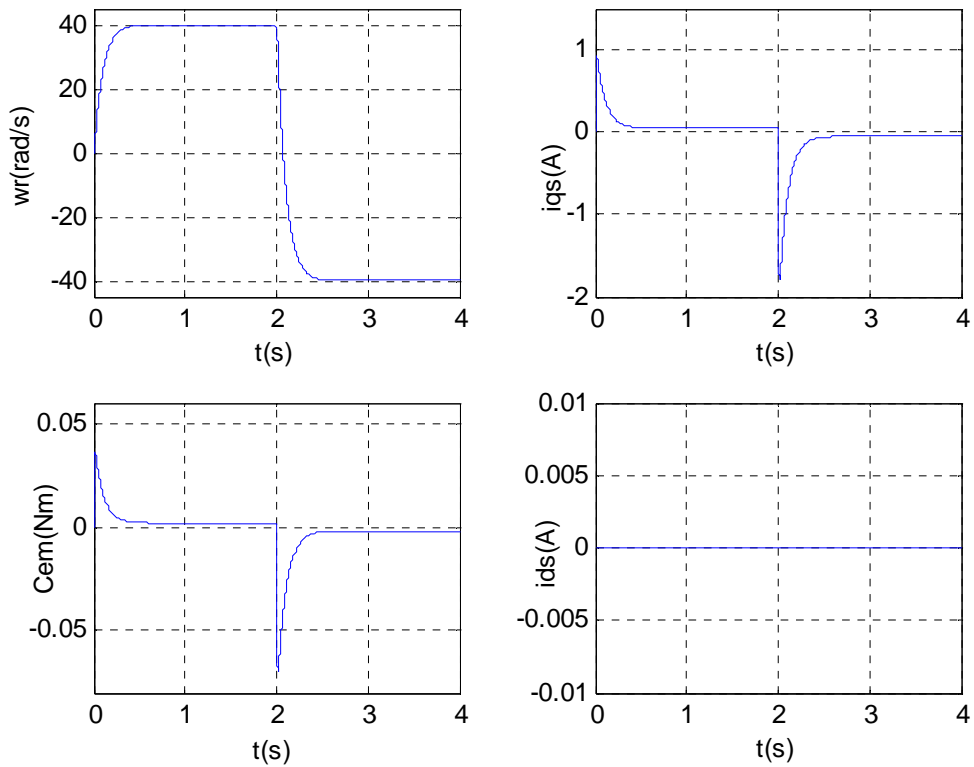


Figure (III-11.b) Commande non-linéaire au sens des entrées sortie avec inversion de vitesse de 40 rad/sec à -40rad/sec

On remarque que la réponse suit sa consigne avec un temps de réponse pratiquement le même.

L'allure du couple et du courant i_{sq} présentent des pics lors de l'inversion de la vitesse avant de se stabiliser à la valeur désirée.

III.11 Conclusion

A l'issue de cette étude, on constate que la commande non-linéaire développe des performances supérieures à celle de la commande linéaire par retour d'état. Le régulateur non-linéaire, conserve les mêmes performances longtermes et aussi longtermes qu'on n'est pas en présence d'incertitudes dans les paramètres comme la résistance statorique (qui dépend de la température), et l'inductance (qui dépend du niveau de saturation).

La technique non-linéaire par la linéarisation au sens des entrées-sorties est basée sur l'idée de transformer un système non-linéaire en un système linéaire pour lui appliquer le retour d'état. Elle est bien adaptée aux problèmes de suivi de trajectoires et aux problèmes de stabilisation et le rejet de perturbation est efficace. Les principales limitations sont: la manque de robustesse, en effet elle est basée sur le modèle du système, elle peut être affectée par des incertitudes de modélisation découlant d'une approximation ou de réduction d'ordre du modèle et par des incertitudes liées aux variations d'un ou plusieurs paramètres du modèle considéré. Elles sont aussi causées par des perturbations inconnues et variables s'appliquant brusquement au système.

La commande non-linéaire adaptative peut être comme une perspective qui peut résoudre Le problème de la sensibilité de la commande non-linéaire au sens des entrées sorties et aux changements des paramètres du modèle du moteur, combinant les techniques de linéarisation exacte avec les méthodes adaptatives des systèmes linéaires.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Par cette étude, nous avons abordé un thème d'actualité dans le domaine de la commande des machines électriques, qui consiste à l'application des techniques de l'automatique moderne dans la commande de la machine synchrone à aimants permanents. Ainsi, nous avons appliqué la commande linéaire par retour d'état pour la commande en vitesse de la MSAP. Par ailleurs dans le souci d'améliorer les performances du réglage, la commande non linéaire par linéarisation au sens des entrées sorties est aussi appliquée à la MSAP.

Nous avons mise au point par simulation numérique en utilisant une programmation MATLAB et à l'aide du logiciel MATLAB-SIMULINK pour le premier chapitre, et on a complété le travail à l'aide de logiciel MATLAB-SIMULINK. Ces logiciels offrent l'avantage de simuler automatiquement un système complexe, et d'effectuer des études poussées des systèmes en régime dynamique et on boucle fermée.

Nous avons commencé par une étude générale sur les aimants permanents et ses applications au niveau de la MSAP. L'excitation de cette machine permet une suppression des pertes par effet joule et une réduction de l'encombrement. En suite, nous avons présenté la modélisation en vue de la simulation de l'ensemble machine synchrone à aimants permanents-convertisseur statique. Ceci nous a permis de vérifier le comportement de la machine alimentée par une source de tension triphasée, puis par onduleur à modulation de largeur d'impulsion MLI.

Afin de simplifier le modèle non linéaire de la machine synchrone à aimants permanents, on a fait appel aux techniques de la commande linéaire en utilisant la linéarisation de premier ordre, une fois on obtient un système linéaire, on lui applique la commande linéaire par retour d'état. On remarque que le système est très sensible à la variation de la charge et perd ses performances et provoque des erreurs de vitesse considérable, Puisque ce type de linéarisation est valable uniquement autour de ce point d'opération.

Pour remédier aux limitations de la commande linéaire par retour d'état, on a abordé également la commande non linéaire, qui est basée sur la technique de Linéarisation au sens des entrées-sorties et qui a fait preuve au niveau de la commande des moteurs électriques [8].

Il a été démontré que le contrôleur non-linéaire maîtrise très bien les non-linéarités et maintient ses performances dans une grande plage d'opération longtemps et aussi longtemps que les paramètres du moteur ne changent pas. Cependant, il perd complètement ses performances lorsque le modèle du moteur est sujet à des incertitudes dans les paramètres. Dans le cas du moteur synchrone à aimants permanents, les paramètres incertains sont principalement la résistance statorique (qui dépend de la température), les inductances (qui dépendent du niveau de saturation), le moment d'inertie ainsi que le couple de charge (qui sont difficilement quantifiables). De plus, en examinant le modèle, on peut remarquer que deux de ces paramètres rentrent d'une façon linéaire dans le modèle (résistance et couple de charge) alors les deux autres rentrent d'une façon non-linéaire (inductances et moment d'inertie).

Cette étude, non a permis de tirer les conclusions suivants :

- Malgré les hypothèses simplificatrices que nous avons introduits et le modèle établi dans le repère de Park, la MSAP présente un modèle compliqué (couplé, non linéaire et multivariable). L'application à ce modèle une linéarisation au sens des entrées-sorties assure un découplage total entre les commandes et les sorties
- L'erreur de vitesse et du courant i_d produite par le contrôleur linéaire par retour d'état en régime permanent est causée par la non existence d'intégrateur dans le système linéarisé en boucle ouverte. On peut ajouter un effet intégral dans le modèle en considérant le modèle complet du MSAP $(i_d, i_q, \theta, \omega_r)$ au lieu du modèle réduit considéré (i_d, i_q, ω_r) . Cependant, on a vu que la commande non-linéaire a engendrée deux intégrateurs en cascades boucle ouverte. Elle sera donc toujours meilleure à l'égard d'un rejet de perturbation par rapport à la commande linéaire par retour d'état.
- La commande non linéaire par linéarisation au sens des entrées sorties a donnée des résultats satisfaisants pour tout ce qui concerne la poursuite des variations de la vitesse de consigne, robustesse vis-à-vis des changements dans le couple résistant. Cependant le contrôleur conçu est très complexe et représenté par des longues expressions mathématiques. Ces deux contraintes, ajoutées à une limitation des calculateurs numériques classiques, ont permis de poser des questions sur les possibilités d'implanter ce type de commande. En plus de la problématique susmentionné, un autre problème d'ordre théorique se pose lors de l'application de cette commande à un problème pratique : le problème de robustesse. Vu qu'elle est basée sur le modèle du système, elle peut être affectée par des incertitudes de modélisation découlant d'une approximation ou de réduction d'ordre du modèle et par des incertitudes liées aux variations d'un ou plusieurs paramètres du modèle considéré. Elles sont aussi causées par des perturbations inconnues et variables s'appliquant brusquement au système. De plus, si on désire réaliser une implantation pratique, il est nécessaire que le contrôleur tolère des incertitudes dues à l'imprécision des circuits d'acquisition et les tolérances dues aux calculs numériques.

En fin, cette étude ouvre de nombreuses perspectives de la nouvelle recherche qui peuvent être exploitées dans le futur. Parmi d'autres, Nous pouvons proposer une méthode de commande adaptative non-linéaire combinant les techniques de linéarisation exacte avec les méthodes adaptatives des systèmes linéaires.

BIBLIOGRAPHIE

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[Kad 00]

« Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents »

Thèse de doctorat, Université Laval Canada, 2000

[Are 05]

« Identification et commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents »

PFE, USTHB, 2005.

[Gas 04]

« Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile Approches par la structure et par la commande »

Thèse de doctorat de l'INP Toulouse, 2004.

[Bel 01]

« Commande adaptative en vitesse d'une machine synchrone à aimant permanents »

PFE, USTHB, 2001.

[Han 03]

« Réglage d'état bases et compléments »

Presses polytechniques romandes, 2003.

[Fos 00]

« système non-linéaire »

3. Commande

[Gon 02]

« Les aimants permanents »

[saf 02]

« Commande par retour d'état d'une machine asynchrone alimenté en tension »

PFE, Université M'sila, 2002.

[Cra 02]

« Commande par les modes glissants non-linéaires de la MSAP alimenté par un onduleur de tension dans le cas générale a N niveaux »

PFE, USTHB, 2002.

[Stu 00]

« Modélisation et commande des moteurs triphasés' commande vectorielle des moteurs synchrones – commande numérique par contrôleurs DSP' »

Edition ellipses, 2000.

[Ben 02]

« Software de contrôle et architecture hardware d'un actionneur électrique pour véhicule électrique »

PFE, USTHB, 2002.

[Cha 03]

« Application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande d'une machine asynchrone »

PFE, Université M'sila, 2003.

[Ret 04]

« Commande des systèmes linéaires à plusieurs entrées »

Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tarbes. 2004.

[Ara 96]

« Systèmes de régulation »

Masson, 1996.

[Han 83]

« Réglage échantillonnés »

Volume 2, presses polytechniques romandes, 1983.

[Zei 98]

« An Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive »

Thèse of Master, Memorial University of Newfoundland, 1998.

[Fai 05]

« Commande par logique floue de la machine synchrone à aimants permanent »

PFE, Université M'sila, 2005.

[Cha 01]

« Réglage d'état en cascade et commande adaptative par modèle de référence de la vitesse de la machine synchrone autopilotée alimentée en courant »

PFE, USTHB, 2001.

[Mkh 94]

« Apprendre et maîtriser Matlab »

Springer, 1994

ANNEXE

Les paramètres de La machine synchrone à aimant permanent ; utilisée sont :

La tension d'alimentation	$V_n = 28 \text{ v.}$
La puissance nominale	$P_n = 100 \text{ w}$
Le nombre de paires de pôles	$P = 2$
La résistance d'une phase statorique	$R = 3.4 \text{ ohm}$
Inductance cyclique statorique	$L_d = L_q = 0.0121 \text{ H}$
Flux de l'aimant	$\varphi_f = 0.013 \text{ Wb}$
Le moment d'inertie	$J = 0.0001 \text{ kg.m}^2$
Le coefficient de frottement	$f_c = 0.00005 \text{ N.m.s/rad.}$
Le couple résistant nominal	$C_r = 0.05 \text{ N.m}$

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

Proposé et dirigé par Mr : CHOUCOU A/Madjid

Présenté par : B.GAFER
 B.CHEMMOURI

Thème : COMMANDE NON-LINEAIRE D'UNE MACHINE SYNCHRONE A
AIMANTS PERMANENTS

Résumé :

De nos jours, de nombreux actionneurs associant des machines à courant alternatif et des convertisseurs statiques manifestent de nouvelles perspectives dans le domaine de l'entraînement à vitesse variable. Cette solution n'était pas possible dans le passé à cause principalement des structures de commande complexes de ce type de machines. Les machines synchrones utilisant les nouveaux matériaux pour aimants permanents permettent d'obtenir de hautes performances.

Dans ce travail, on s'intéresse à la commande de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI. La transformation de Park qui transforme un système triphasé en un autre biphasé permet d'établir le modèle mathématique représentant le comportement dynamique de l'ensemble Machine, Commande et Onduleur.

La première technique de commande utilisée est celle de commande linéaire par retour d'état utilisant la linéarisation de premier ordre.

Pour améliorer les performances de système on a appliqué également la commande non-linéaire par linéarisation au sens des entrées sorties. Ce dernier a fait preuve de efficacité de point de vue rejet de perturbation.

Mots Clés:

Machine Synchrone à Aimants Permanents, Alimentation en tension, Technique MLI, Commande linéaire par retour d'état, Commande non-linéaire, Linéarisation au sens des entrées-sorties.