

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

Université Abderrahmane MIRA BEJAIA
Faculté de technologie Département génie électrique



Mémoire de fin de cycle

En vue de l'obtention du diplôme de master

En électronique

Option : Automatique

Thème :

**Commande basée sur la passivité adaptative par
la logique floue d'un moteur synchrone à
aimants permanents.**

Réalisé par :

M^r. BRAHAMI Mohamed

M^r. ZIANE Bilal

Encadré par :

M^r. A/Y. ACHOUR

M^r. B. MENDIL

Devant le jury composé de :

M^r. H. LEHOUCHE

M^r. A. CHARIKH

Promotion 2014

Dédicace

On dédie ce travail,

À nos parents

À nos frères et sœurs

À tous les membres de notre grande famille maternelle et paternelle

À tous nos amis, présents de loin ou de près, respectueusement, à tous ceux qui nous connaissent.

Mohamed & Bilal



Remerciement

On remercie Dieu de nous avoir
donné tout le courage pour mener ce
projet à terme.

On tient à remercier tous ceux
qui ont contribué de près ou de loin,
à la réalisation de ce modeste
travail, en Particulier M^r. A/Y. ACHOUR
ainsi M^r. B. MENDIL pour avoir dirigé
ce travail et dont les critiques et les
conseils nous ont été très précieux.

Nos sincères remerciements
S'adressent aussi aux membres de
jury d'avoir accepté de juger notre
travail.

On remercie aussi tous les
enseignants, sans exception, car c'est
grâce à eux que on est arrivé à faire
ce travail.

Sans oublier tous nos amis.



MSAP : Machine Synchrone à Aimants Permanents.

MLI : Modulation de largeur d'impulsion.

CBP : Commande Basée sur la Passivité.

CFBP : Commande Floue Basée sur la Passivité.

$V_a V_b V_c$: Tensions du stator simple.

$V_a^* V_b^* V_c^*$: Tensions de référence de *MLI*.

$I_a I_b I_c$: Courants du stator.

H_c : Champs coercitif.

F. e. m : Force électromotrice.

$R = R_s$: Résistance de phase du stator.

L_s : Inductance propre de phase du stator.

L_c : Inductance cyclique.

l_d : Inductance directe.

l_q : Inductance quadratique.

M_s : Inductance mutuelle entre deux enroulements statoriques.

$\Phi_{fa} \Phi_{fb} \Phi_{fc}$: Flux magnétique produit par les aimants permanents du rotor à travers les enroulements du stator

n_p : Nombre de paire de pôles.

Ω : vitesse angulaire mécanique du rotor.

θ : Angle électrique du rotor par rapport au stator de la machine.

ω : vitesse angulaire du rotor.

T : Matrice de transformation.

F_i : Fonction logique (sortie du modulateur *MLI*).

U_0 : Valeur maximale de la tension d'alimentation de l'onduleur.

U_p : Valeur maximale de la tension de la porteuse.

V_p : Amplitude de la porteuse.

$D_i D'_i$: Diodes.

$T_i T'_i$: Thyristors.

V_i : Tension supportées par les diodes.

$G_i G'_i$: Fonction logique de connexion.

U_{red} : Tension d'alimentation du filtre.

I_d : Courant de sortie du filtre.

ω_0 : Pulsation de résonance du filtre.

ε_0 : Energie.

dll : Degré de liberté.

$L(\dots)$: Lagrangienne.

q_i : Coordonnée généralisée.

q_m : Position mécanique du rotor.

\dot{q}_e : Vecteur courant du stator.

$T(q, \dot{q})$: Energie cinétique totale du *MSAP*.

Q_i^e : Forces externes généralisées.

$F(\dot{q})$: Fonction de dissipation de Rayleigh du *MSAP*.

$D(q)$: Matrice des inductances du stator et moment d'inertie du rotor.

I_n : Matrice identité de dimension $n \times n$.

r : Signal de consigne.

y : Sortie de processus à commandé.

\dot{q}^* : Coordonnées désirées.

\dot{q} : Coordonnée mesurées.

U : Signal de commande.

$\psi_{\alpha\beta}$: Flux magnétique total du *MSAP*.

ψ_f : Flux des aimants permanents.

$D_e(n_p q_m)$: Matrice des inductances du stator.

\emptyset_f : Amplitude du flux des aimants permanents.

J : Moment d'inertie.

f_{vf} : Coefficient de frottement visqueux.

$\dot{q}_m = \omega_m$: vitesse mécanique.

R_e : Matrice des résistances du stator.

W_i : Dérivée de la matrice des inductances.

$U_{\alpha\beta}$: Tension d'alimentation.

p : Opérateur de Laplace.

τ : Couple électromagnétique.

τ_L : Couple de charge.

$C(q, \dot{q})$: Matrice de dimension 2×2 .

τ^* : Couple électromagnétique désiré.

\dot{q}_m^* : vitesse désiré.

e_e : Vecteur d'erreur dynamique des courants.

K_e : Coefficient d'amortissement.

$V_e(e_e)$: Fonction quadratique.

a, b : Paramètres du filtre de l'erreur de vitesse.

σ : Paramètre de l'estimation du couple de charge

H_m : Hamiltonien.

$\lambda_{min}\{\dots\} \lambda_{max}\{\dots\}$: Valeurs propres minimale et maximale de $\{\dots\}$.

$\mu_A(x)$: Fonction d'appartenance.

$\mu_i(q_{mi})$: Fonction d'appartenance de la position détectée.

R_i : Régions de chaque position.

Z : Sous ensembles flous obtenus par le moteur d'inférence.

Z_0 : Le centre des sous-ensembles floue Z .

E_i : Erreur du courant.

E_w : Erreur statique de vitesse.

Dep : Dépassement de la vitesse mécanique.

Tr : Temps de réponse de la vitesse.

L'amélioration de la qualité et la réduction des coûts sont les objectifs principaux des industriels, en particulier en exploitant les systèmes automatisés dont la complexité est croissante [1].

Les moteurs à courant continu ont été les premiers à bénéficier de ces progrès. Ils possèdent une grande souplesse de fonctionnement. Toutefois, la présence d'un collecteur mécanique pose de nombreux problèmes, en particulier de maintenance. C'est pourquoi les machines à courant alternatif remplacent de plus en plus les machines à courant continu dans diverses applications, dont les machines synchrones à aimants permanents [2].

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents (*MSAP*) sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû aux faits qu'ils sont simples, fiables, moins encombrants et avec un couple massique élevé en les comparant aux moteurs à courant continu ou asynchrones. La simplicité de leur construction est due au fait qu'ils n'ont pas de commutateurs mécaniques. Ce qui réduit la fréquence d'entretien et augmente leur durée de vie. Néanmoins, le coût de ces aimants utilisés est encore élevé [3].

La commande des machines électriques suit pratiquement, pas à pas, l'évolution de la théorie de commande. Il est possible d'élaborer des lois de commande qui tiennent compte du comportement non linéaire de la machine électrique et qui peuvent inclure également les propriétés de robustesse, telles que : la théorie des modes glissants non linéaires, la théorie de la passivité et la commande floue, ... etc.

Notre travail est basé sur l'étude théorique et la mise au point par simulation numérique de la commande basée sur la passivité (*CBP*) incluant un adaptateur flou appliquée au moteur synchrone à aimants permanents alimenté par un onduleur de tension commandé par la modulation de largeur d'impulsion (*MLI*) naturelle. L'adaptateur flou permet d'ajuster les valeurs des gains intervenant dans la *CBP*, afin de rendre le système plus performant.

Pour mieux présenter notre travail, nous avons organisé le mémoire comme suit : Le premier chapitre est consacré à la description et la modélisation ainsi que l'alimentation de la *MSAP* avec leurs simulations. Le deuxième chapitre présente la synthèse de la commande basée sur la passivité (*sans adaptation*) pour le moteur synchrone à aimants permanents (*MSAP*). Le troisième chapitre traite la commande basée sur la passivité incluant un adaptateur flou avec validation par simulation.

Enfin, le mémoire se termine avec une conclusion générale et des perspectives.

<i>Introduction générale</i>	1
<i>Chapitre I : Modélisation et alimentation de la MSAP</i>	
<i>I.1. Introduction</i>	2
<i>I.2. Machine synchrone</i>	2
<i>I.2.1. Le stator</i>	2
<i>I.2.2. Le rotor</i>	3
<i>I.3. Principe de fonctionnement d'une MSAP</i>	5
<i>I.4. Modélisation de la MSAP</i>	5
<i>I.4.1. Hypothèses simplificatrices</i>	6
<i>I.4.2. Equations de la MSAP dans le repère abc</i>	6
<i>a. Equations électriques</i>	7
<i>b. Equations mécaniques</i>	8
<i>I.4.3. Equations de la MSAP dans le repère $\alpha\beta$</i>	8
<i>a. transformation de Concordia</i>	8
<i>b. Equations électriques</i>	9
<i>c. Equation mécanique</i>	9
<i>I.4.4. Equations de la MSAP dans le repère dq</i>	10
<i>a. Equations électriques</i>	10
<i>b. Equations mécaniques</i>	10
<i>I.5 Alimentation du MSAP</i>	11
<i>I.5.1. Onduleur de tension</i>	11
<i>I.5.2 Technique de modulation de large d'impulsions MLI (triangulo-sinusoidale) naturelle</i>	11
<i>I.6. Modélisation du convertisseur</i>	13
<i>I.6.1. Onduleur de tension</i>	13
<i>I.6.2 Modélisation de la modulante</i>	14
<i>I.6.3 Modélisation du redresseur</i>	15
<i>I.6.4. Modélisation du filtre</i>	15
<i>I.7. Simulation</i>	16
<i>I.7.1 Simulation du modèle $\alpha\beta$ du MSAP</i>	16
<i>I.7.2. La simulation du modèle $\alpha\beta$ du la MSAP alimenté par un onduleur de tension commandé par la MLI naturelle</i>	18
<i>I.8. Conclusion</i>	20

Chapitre II : Synthèse de la commande basée sur la passivité	
<i>II.1 Introduction</i>	21
<i>II.2 L'origine de la passivité</i>	22
<i>II.3 Conception générale de la CBP</i>	22
<i>II.3.1 Equation d'Euler-Lagrange du système</i>	23
<i>II.3.2 Les étapes de conception d'une commande basée sur la passivité</i>	25
<i>II.4 Modèle E-L du MSAP</i>	26
<i>II.4.1 Energie</i>	27
<i>II.4.2 Fonction de Rayleigh</i>	27
<i>II.5 les propriétés du modèle d'EL du MSAP</i>	29
<i>II.5.1 Passivité</i>	29
<i>II.5.2 Décomposition du système en deux sous systèmes passifs interconnectés</i>	29
<i>II.5.3 Factorisation des forces</i>	30
<i>II.5.4 Conception de la commande</i>	31
<i>II.6 Calcul des coordonnées désirées</i>	33
<i>II.6.1 Courants désirés \dot{q}_e^*</i>	33
<i>II.6.2 Le couple désiré</i>	33
<i>II.6.3 Estimation du couple de charge τ_L</i>	34
<i>II.7 Mise en œuvre de la CBP</i>	36
<i>II.7.1 Choix de l'amplitude et la référence de la porteuse</i>	37
<i>II.8 Simulation et interprétation des résultats</i>	37
<i>II.9 Test de robustesse et interprétation des résultats</i>	41
<i>II.10 Conclusion</i>	43
Chapitre III : Adaptation des gains de la CBP par la logique floue.	
<i>III.1 Introduction</i>	44
<i>III.2 Bases mathématique de la logique floue</i>	45
<i>III.2.1 Sous-ensemble flous</i>	45
<i>III.2.2 Variables linguistiques floues</i>	46
<i>III.2.3 Opérations sur les sous-ensembles flous</i>	47
<i>III.2.4 La logique floue</i>	49
<i>III.2.5 Règles floues</i>	50

<i>III.3 Modélisation par la logique floue</i>	50
<i>III.3.1 Structure générale d'un modèle flou</i>	50
<i>III.4 commande par logique floue</i>	53
<i>III.4.1 Types de régulateur flous</i>	53
<i>III.4.2 Synthèse des régulateurs flous</i>	53
<i>III.5 Synthèse et application de la commande flou basé passivité du MSAP</i>	53
<i>III.5.1 Choix du régulateur flou</i>	53
<i>III.5.2 Etapes de synthèse du régulateur flou</i>	53
<i>III.5.3 synthèse du régulateur flou</i>	54
<i>III.5.3.1 variation de K_e</i>	54
<i>III.5.3.2 variation de a</i>	56
<i>III.5.3.3 variation de b</i>	58
<i>III.5.3.4 variation de σ</i>	60
<i>III.5.4 Analyses des tableaux</i>	61
<i>III.5.5 Les variables linguistiques</i>	62
<i>III.5.6 Les Adaptateurs flous</i>	63
<i>III.5.6.1 Fuzzification</i>	63
<i>III.5.6.2 Les fonctions d'appartenance</i>	63
<i>III.5.6.2.1 Les fonctions d'appartenance « E_i » et « E_w »</i>	63
<i>III.5.6.2.2 Les fonctions d'appartenance « a », « b », « σ » et « k_e »</i>	64
<i>III.5.6.3 Les règles d'inférences</i>	65
<i>III.5.6.4 Méthode de défuzzification</i>	66
<i>III.6 Simulation et interprétation des résultats</i>	66
<i>III.7 Test de robustesse et interprétation des résultats</i>	69
<i>III.8 Conclusion</i>	72
<i>Conclusion général</i>	

Annexes

<i>Annexe A</i>	<i>i</i>
<i>Annexe B</i>	<i>v</i>

Notations et abréviations

Bibliographie

I.1. Introduction

La conversion électromécanique de l'énergie, que ce soit dans le cas d'une génératrice ou dans le cas d'un moteur, est basée sur l'effet de Faraday, c'est-à-dire sur les champs magnétiques.

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 de plus en plus performants a entraîné un intérêt grandissant pour les machines synchrones à aimants permanents grâce aux avantages qu'elles offrent par rapport aux autres types de machines électriques à savoir [1]:

- Une source d'excitation indépendante intégrée à 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 faibles dans le rotor.

I.2. Machine synchrone

La machine synchrone bénéficie d'un avantage déterminant par rapport au moteur à courant continu, à savoir l'absence de contacts glissants (collecteur + balais). Cela permet d'augmenter la vitesse ainsi que la fiabilité et la robustesse de l'actionneur, tout en réduisant les opérations de maintenance. De plus, il n'y a pas de production d'étincelles, ce qui augmente les domaines d'utilisation.

I.2.1. Le stator

La machine synchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile de l'axe de symétrie de la machine. Dans les encoches, régulièrement réparties sur la face interne du stator, sont logés trois enroulements identiques, à p paires de pôles. Leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égale à $2\pi/3$ [2].

La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques [3]. On note :

ω : La pulsation des courants statoriques [rad / s].

p : Le nombre de paires de pôles de la machine.

Ω : La vitesse de rotation de la machine [rad / s].

Soit :

$$\Omega = \frac{\omega}{p}$$

I.2.2. Le rotor :

La structure électrique du rotor est réalisée par un enroulement monophasé excité en courant continu. La roue polaire est conçue soit à pôles lisses ou à pôles saillants [2].

La figure (I.1) représente les différentes géométries possibles pour des rotors.

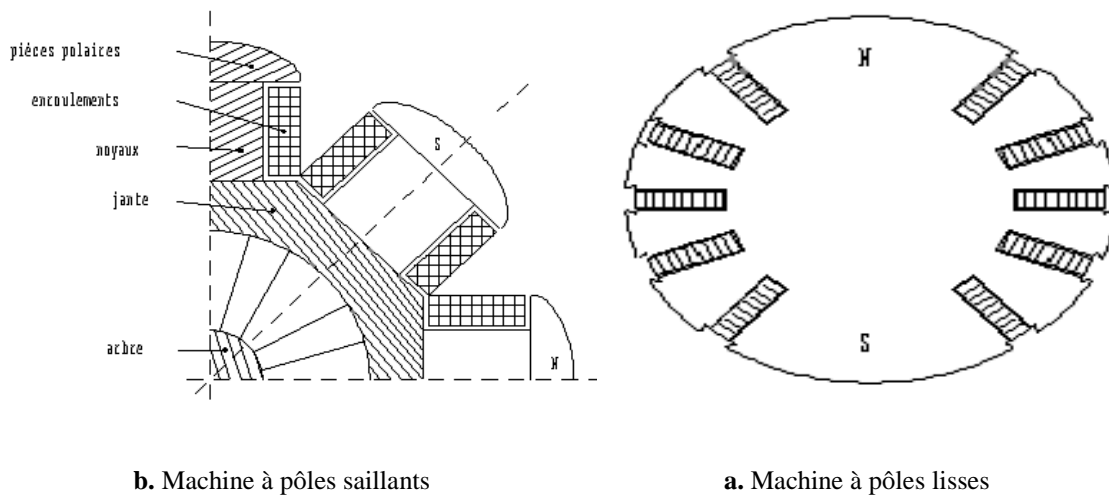


Figure I.1. Présentation des différentes technologies de rotor.

Le moteur synchrone à aimants permanents (*MSAP*) présente un stator semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées. Le changement du bobinage rotorique par des aimants permanents apporte beaucoup de simplicité comme l'élimination des ballais (donc les pertes rotoriques). Cependant, le flux rotorique n'est plus commandable.

Selon la structure du rotor utilisé nous pouvons distinguer les différents types de machines synchrones à aimants permanents : machines à pôles lisses (aimants collés), et machines à pôles saillants (aimants enterrés ou à concentration de flux). La figure (I.2) représente la machine synchrone avec différentes structures du rotor.

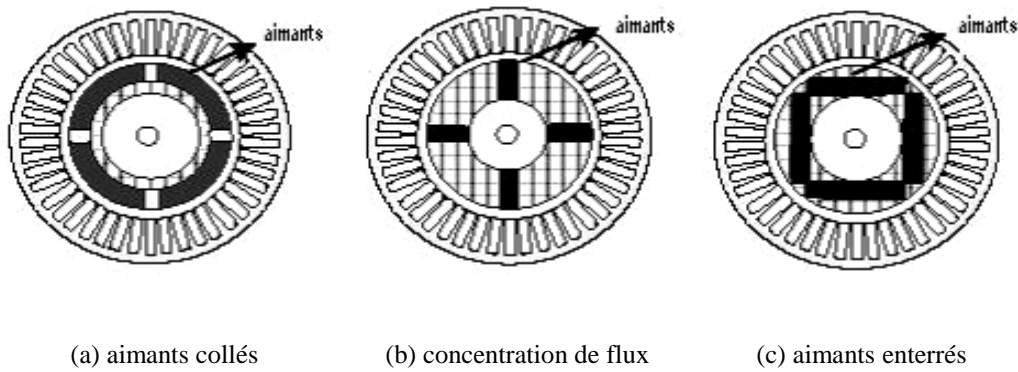


Figure I.2. Structures du rotor de la MSAP.

- Les aimants permanents, illustrés par la figure (I.2.a), sont collés sur la surface cylindrique du moteur pour la structure à pôles lisses. Dans ce cas, les aimants sont magnétisés dans le sens radial. Le principal intérêt réside dans la simplicité de sa réalisation, car l'inductance de l'induit est pratiquement constante.
- Dans le cas des machines à concentration de flux les aimants sont aussi magnétisés dans le sens radial comme le montre la figure (I.2.b).
- Une autre structure de rotor possible, de figure (I.3.c), consiste à enterrer les aimants dans le rotor. Dans ce cas, ils sont magnétisés tangentiellement. Pour ces types de machines, la variation de la réluctance provenant de l'anisotropie du rotor contribue à la production d'ondulations de couple et nécessite donc une commande plus complexe pour la piloter [3].

Pour résumer on peut distinguer quatre types de machine synchrone [4] :

- MS à rotor bobiné et pôles saillants ($L_d > L_q$).
- MS à rotor bobiné et entrefer lisse ($L_d = L_q$).
- MSAP enterrés au rotor ($L_d < L_q$) (possibilité de vitesse de rotation élevées).
- MSAP montés en surface du rotor sans pièces polaires (grand entrefer) ($L_d = L_q$) (on peut avoir un couple trapézoïdale).

I.3. Principe de fonctionnement d'une MSAP

Le stator de la *MSAP* est muni d'un enroulement triphasé alimenté par un réseau de tensions triphasées, créant un champ magnétique tournant dans l'entrefer qui a tendance à attirer le rotor. Celui-ci est muni d'un aimant permanent produisant un champ magnétique constant.

De ce fait, les champs des inductions créés par le stator et le rotor peuvent s'aligner, raison pour laquelle un couple d'origine électromagnétique prend naissance.

Le démarrage de la *MSAP* est problématique si l'on ne dispose pas d'une alimentation à fréquence variable. Il est nécessaire de prévoir des dispositifs particuliers. Le plus répandu dans le domaine des entraînements étant le convertisseur de fréquence ou onduleur de tension triphasée. C'est une alimentation semblable au variateur de courant continu mais permettant de créer des systèmes de tensions et de courants triphasés à fréquence variable.

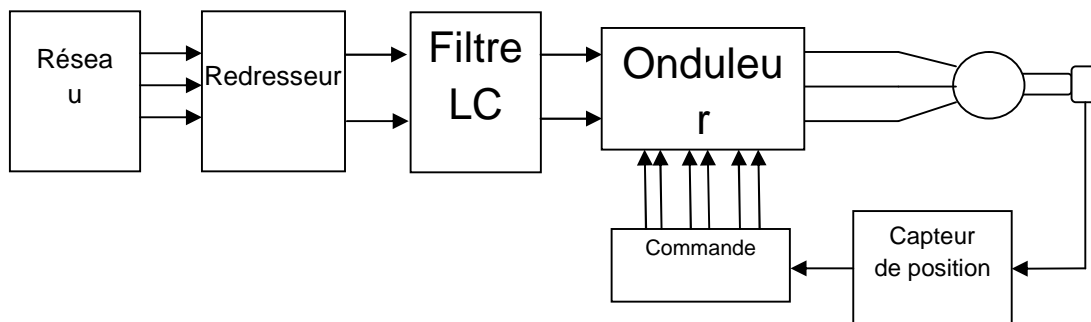


Figure I.3. Schéma de principe d'une MSAP autopilotée.

I.4. Modélisation de la MSAP

La modélisation de la machine nous permet de concevoir des systèmes de commande performants. Elle consiste à décrire son comportement par un modèle mathématique. Pour ce faire, il est indispensable d'utiliser quelques hypothèses simplificatrices.

I.4.1. Hypothèses simplificatrices :

On prend pour la *MSAP* les hypothèses suivantes :

- Elle est à aimants permanents de type SmCo, triphasée, équilibrée, à pôles saillants et dont les aimants permanents sont disposés sur la surface du rotor et le neutre est isolé (pas de courant homopolaire).
- Le circuit magnétique est non saturé, ce qui permet d'avoir des relations linéaires entre le flux et les courants.
- Les pertes fer et l'effet d'amortissement sont négligeables.
- La perméabilité des aimants est considérée comme voisine de celle de l'air.
- Les inductances de la machine sont constantes et indépendantes de la position du rotor.
- On considère que le premier harmonique d'espace.

I.4.2. Equations de la *MSAP* dans le repère *abc* :

D'après le schéma équivalent d'une *MSAP* à pôles saillants, on trouve les équations suivantes:

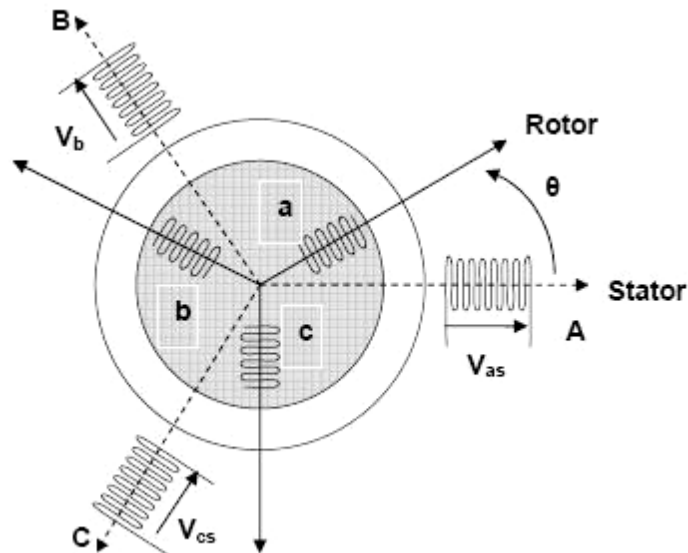


Figure I.4 Représentation d'une *MSAP* dans le repère *abc*.

a. Equations électriques :

On a les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_a = R_s I + \frac{d}{dt} \Phi_a \\ V_b = R_s I + \frac{d}{dt} \Phi_b \\ V_c = R_s I + \frac{d}{dt} \Phi_c \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

$$\text{Avec : } \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_{fa} \\ \Phi_{fb} \\ \Phi_{fc} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} \Phi_{fa} \\ \Phi_{fb} \\ \Phi_{fc} \end{bmatrix} = \Phi_f \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.2})$$

Telles que :

V_a, V_b, V_c : tensions des phases du stator.

I_a, I_b, I_c : courants des phases du stator.

R_s : résistance de chaque phase.

L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} : Inductances propres de chaque phase statorique.

$M_{ab}, M_{ac}, M_{ba}, M_{bc}, M_{ca}, M_{cb}$: Inductances mutuelles entre deux phases du stator.

$\Phi_f(abc)$: flux produit par les aimants permanents du rotor.

Φ_f : amplitude des aimants permanents.

θ : angle électrique du rotor par rapport au stator de la machine.

Ecriture matricielle :

$$[V] = R[I] + [L] \frac{d}{dt} [I] + [E] \quad (\text{I.3})$$

Avec :

$$[V] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad [R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [L] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad [I] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}$$

$$[E] = -\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{d\theta}{dt} \Phi_f \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Le couple électromagnétique développé par la machine s'écrit comme suit:

$$\tau = \frac{n_p}{\omega} (E_a I_a + E_b I_b + E_c I_c) = \Phi_f \cdot I \cdot \left[\sum_{j=0}^2 \cos^2(\theta - \frac{2j\pi}{3}) \right] = \frac{3}{2} \Phi_f \cdot I \quad (\text{I.4})$$

Avec :

ω : Pulsation électrique de la MSAP.

I : Valeur crête du courant.

\emptyset : Flux des aimants permanents.

b. Equations mécaniques :

Notre équation mécanique est la suivante :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f_{vf} \cdot \Omega + \tau_L = \tau \quad (\text{I.5})$$

f_{vf} : Coefficient de frottement visqueux.

τ_L : Couple résistant.

J : Inertie du système.

I.4.3. Equations de la MSAP dans le repère $\alpha\beta$:

a. transformation de Concordia :

La transformation de Concordia nous permet de diminuer le nombre de variables en ramenant l'étude du moteur triphasé à l'étude d'un moteur biphasé. Cette transformation modifie le stator de la MSAP en remplaçant les trois bobinages du stator par deux bobinages en quadrature produisant le même champ tournant au rotor.

La matrice de Concordia est la suivante :

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

Les variables d'entrée sont les courants ou les tensions triphasées. Les variables de sortie étant les courants ou les tensions dans le repère $\alpha\beta 0$. On a donc :

$$[V_{\alpha\beta 0}] = T \cdot [V_{abc}] \quad \text{et} \quad [I_{\alpha\beta 0}] = T \cdot [I_{abc}] \quad (\text{I.7})$$

Dans notre cas, les composantes homopolaires sont nulles. Car la machine a un fonctionnement équilibré. On utilisera la matrice suivante :

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

b. Equations électriques :

On a l'équation suivante :

$$[V_{abc}] = R \cdot [I_{abc}] + [L] \frac{d}{dt} [I_{abc}] + [E_{abc}] \quad (\text{I.9})$$

De (I.7) et $\frac{d}{d\theta}=0$ on a l'équation suivante :

$$T[V_{\alpha\beta}] = R \cdot T \cdot [I_{\alpha\beta}] + [L] \frac{d}{dt} \cdot T \cdot [I_{\alpha\beta}] + T \cdot [E_{\alpha\beta}] \quad (\text{I.10})$$

Soit en multipliant par T^{-1} :

$$[V_{\alpha\beta}] = T^{-1} \cdot R \cdot T \cdot [I_{\alpha\beta}] + T^{-1} \cdot [L] \frac{d}{dt} \cdot T \cdot [I_{\alpha\beta}] + T^{-1} \cdot T \cdot [E_{\alpha\beta}] \quad (\text{I.11})$$

On va adopter l'équation suivante :

$$[V_{\alpha\beta}] = R \cdot [I_{\alpha\beta}] + [L] \frac{d}{dt} \cdot [I_{\alpha\beta}] + [E_{\alpha\beta}] \quad (\text{I.12})$$

Avec :

$$[E_{\alpha\beta}] = \omega \cdot \Phi_f \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta) \\ \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad R = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \quad L = \begin{bmatrix} l_d & 0 \\ 0 & l_q \end{bmatrix} \quad \omega = \frac{d\theta}{dt} = n_p \cdot \Omega \quad (\text{I.13})$$

Telles que :

n_p : Nombre de paire de pôles.

Ω : Vitesse mécanique.

ω : Pulsation électrique.

Le couple électromagnétique s'écrit comme suit :

$$\tau = \frac{3 n_p}{2 \omega} (E_{\alpha} I_{\alpha} + E_{\beta} I_{\beta}) = n_p \cdot \Phi_f \cdot \frac{3}{2} \cdot (-\sin(\theta) \cdot I_{\alpha} + \cos(\theta) \cdot I_{\beta}) \quad (\text{I.14})$$

I.4.4. Equations de la MSAP dans le repère dq :

a. Equations électriques :

Sachant que le système est équilibré, alors notre système devient :

$$\begin{cases} V_d = R_s \cdot I_d + \frac{d}{dt} \Phi_d - \omega \cdot \Phi_q \\ V_q = R_s \cdot I_q + \frac{d}{dt} \Phi_q - \omega \cdot \Phi_d \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Equations magnétiques sont :

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d \cdot I_d + \Phi_f \\ \Phi_q = L_q \cdot I_q \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

On remplaçant Φ_q et Φ_d dans (I.16), on aura le modèle électrique de la MSAP sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_d = R_s \cdot I_d + L_d \frac{d}{dt} I_d - \omega \cdot L_q \cdot I_q \\ V_q = R_s \cdot I_q + L_q \frac{d}{dt} I_q + \omega \cdot (L_d \cdot I_d + \Phi_f) \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

b. Equations mécaniques :

L'équation mécanique :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f_{vf} \cdot \Omega + \tau_L = \tau \quad (\text{I.18})$$

$$\Omega = \omega / n_p$$

Le couple électromagnétique :

$$\tau = \frac{3}{2} n_p [(L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q + \Phi_f \cdot I_q] \quad (\text{I.19})$$

I.5 Alimentation du MSAP

L'alimentation du MSAP peut être directement une source de tension sinusoïdale mais la vitesse reste constante. Pour faire varier la vitesse, on l'alimente à fréquence variable. Celle-ci est réalisée à l'aide d'un onduleur de courant ou de tension ou par un cycloconvertisseur. On s'intéresse à l'onduleur de tension qu'on utilise pour l'alimentation de notre MSAP.

I.5.1. Onduleur de tension :

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue. La figure I.3 montre son principe réalisé par un convertisseur statique indirect. Les interrupteurs commandables de l'onduleur peuvent être des IGBT, MOSFET, etc. On distingue deux séquences :

-Onduleur à séquence 180°. -Onduleur à séquence 120°.

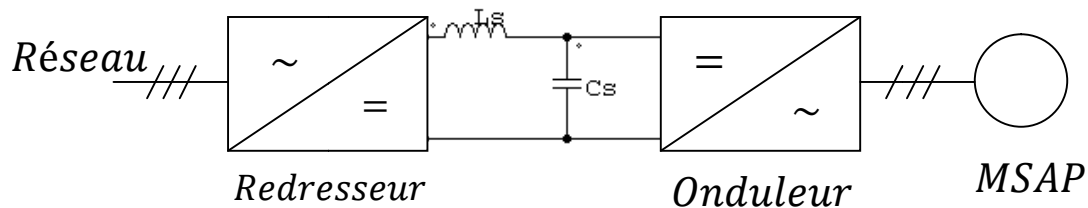


Figure I.5. Structure de l'alimentation de la MSAP.

I.5.2 Technique de modulation de large d'impulsions MLI (triangulo-sinusoïdale) naturelle :

La MLI triangulo-sinusoïdale est réalisée par comparaison d'un signal sinusoïdale basse fréquence à une onde porteuse de haute fréquence triangulaire, comme l'exemple illustré dans la figure ci-dessus.

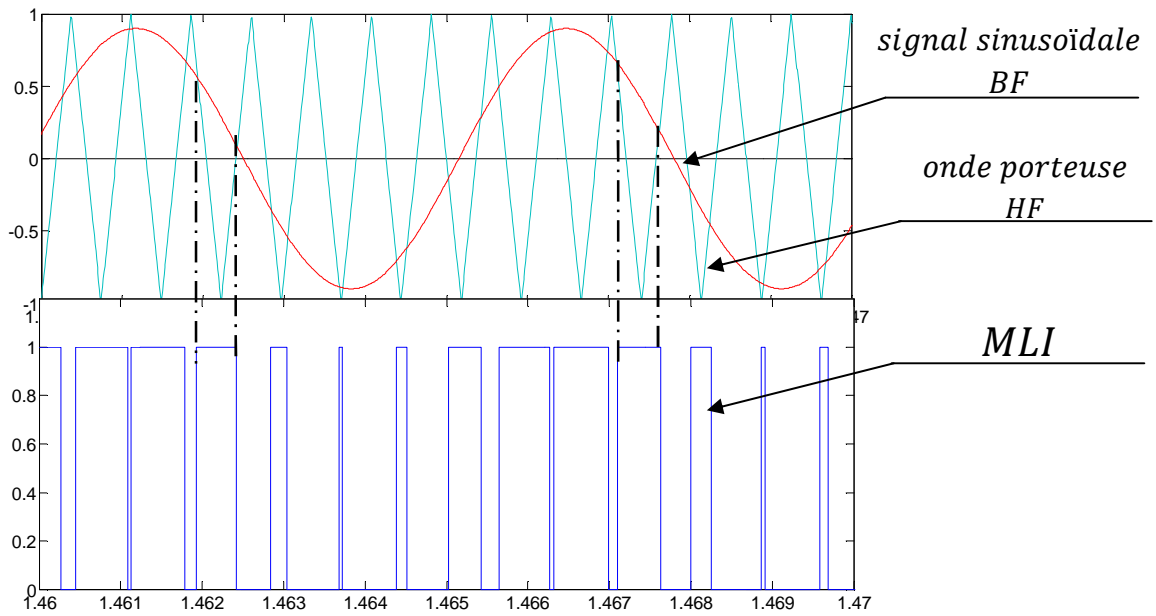


Figure I.6. Schéma de principe de la technique MLI.

Le coefficient de réglage en tension r est donné comme suit :

$$r = \frac{A_m}{A_p} / r \in [0 \ 1] \quad (\text{I.20})$$

Avec, A_m : Amplitude de la modulante. A_p : Amplitude de la porteuse.

Le rapport de fréquence F_p de la porteuse et celle de la modulante F_m est donné par:

$$m = \frac{F_p}{F_m} \gg 1 \quad (\text{I.21})$$

Si m est un entier, on parle d'une modulation synchrone, sinon asynchrone. L'indice de modulation en triphasé doit être un multiple de trois afin que la MLI élimine les harmoniques de bas ordre et repousse d'autres à des fréquences très élevées. L'inconvénient majeur de cette modulation est de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi que les instants de commutation ne peuvent pas être exprimés sous forme analytique simple. L'équation analytique qui donne les largeurs d'impulsions est :

$$\tau(i) = \frac{T_m}{2} \left(1 + \sin(\theta_i) \cdot \cos\left(\frac{T_p}{4}\right) \right) \quad (\text{I.22})$$

Avec, $\tau(i)$: largeur d'impulsion. T_m : Période de la modulante.

θ_i : la position. T_p : Période de la porteuse.

I.6. Modélisation du convertisseur

I.6.1. Onduleur de tension :

L'onduleur de tension triphasé comprend six cellules de transistors plus diodes. Ses semi-conducteurs ($T_i, T'_i, i = 1, 2, 3$) sont shuntés en antiparallèle avec les diodes de roue libre ($D_i, D'_i, i = 1, 2, 3$). L'alimentation de ce dernier est assurée par une source continue E , obtenue du réseau après redressement et filtrage. L'onduleur est modélisé par des interrupteurs. Il est piloté par des signaux logiques C_i , en utilisant la conversion suivante:

$C_i = 1$ alors T_i est passant T'_i est ouvert.

$C_i = 0$ alors T_i est ouvert T'_i est passant.

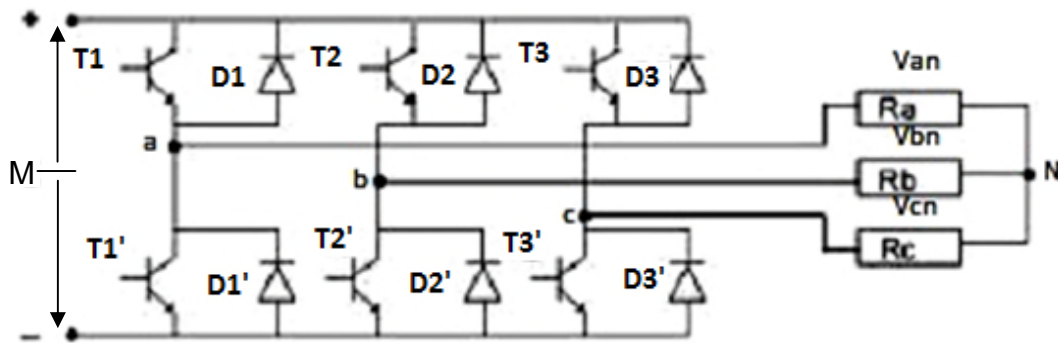


Figure I.7. Schéma équivalent d'un onduleur.

On suppose que la commutation des interrupteurs est instantanée et que la chute de tension à leurs bornes est négligeable. Soit $[V]$ et $[V_m]$ deux vecteurs de tensions triphasées et $[C]$ un vecteur des variables logiques de commande, telle-que :

$$[V] = \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix}, \quad [V_m] = \begin{bmatrix} V_{am} \\ V_{bm} \\ V_{cm} \end{bmatrix}, \quad [C] = \begin{bmatrix} C_a \\ C_b \\ C_c \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

En suivant le vecteur $[C]$, on impose des tensions à la sortie de l'onduleur comme suit :

$$[V_m] = [C] * E \quad (I.24)$$

A partir de la figure (I.7), on déduit les équations de tension suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_{an} - V_{bn} \\ V_{bn} - V_{cn} \\ V_{cn} - V_{an} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{am} - V_{bm} \\ V_{bm} - V_{cm} \\ V_{cm} - V_{am} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_a - C_b \\ C_b - C_c \\ C_c - C_a \end{bmatrix} * E \quad (\text{I.25})$$

Le récepteur est une charge triphasée équilibrée, la loi des nœuds au point N nous donne :

$$I_a + I_b + I_c = 0 \Rightarrow V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{I.26})$$

D'où :

$$\begin{cases} V_{an} = 2/3 V_{am} - 1/3 V_{bm} - 1/3 V_{cm} \\ V_{bn} = -1/3 V_{am} + 2/3 V_{bm} - 1/3 V_{cm} \\ V_{cn} = -1/3 V_{am} - 1/3 V_{bm} + 2/3 V_{cm} \end{cases} \quad (\text{I.27})$$

On a le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & +2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & +2/3 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_{am} \\ V_{bm} \\ V_{cm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & +2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & +2/3 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} C_a \\ C_b \\ C_c \end{bmatrix} * E \quad (\text{I.28})$$

I.6.2 Modélisation de la modulante :

On a la représentation du schéma fonctionnel du modulateur triphasé à MLI dans la figure (I.8). Les valeurs $F_i (i = 1,2,3)$ sont déterminées par les intersections du signal de la porteuse V_p avec la tension de référence V_j tel-que :

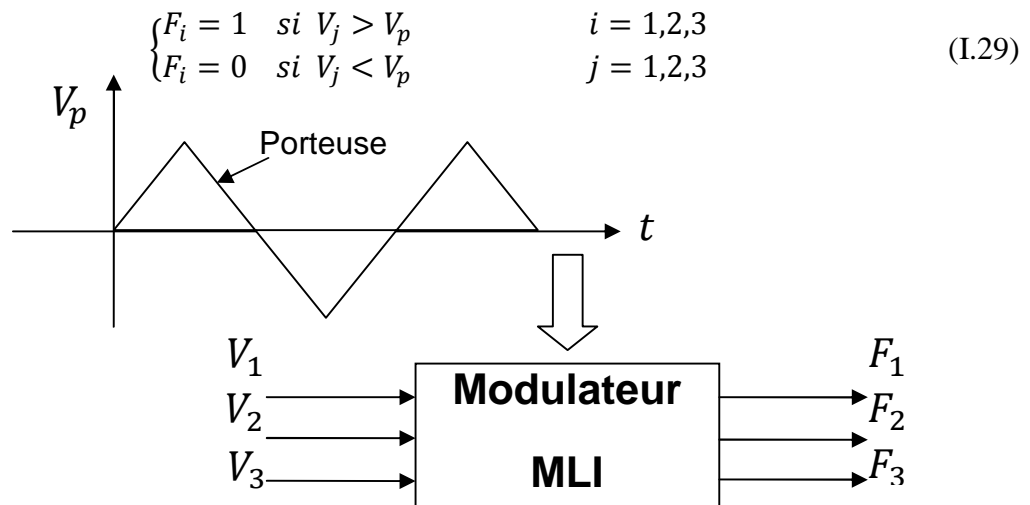


Figure I.8. Schéma bloc du modulateur.

I.6.3 Modélisation du redresseur :

Notre redresseur est un pont de Grêtz à diodes.

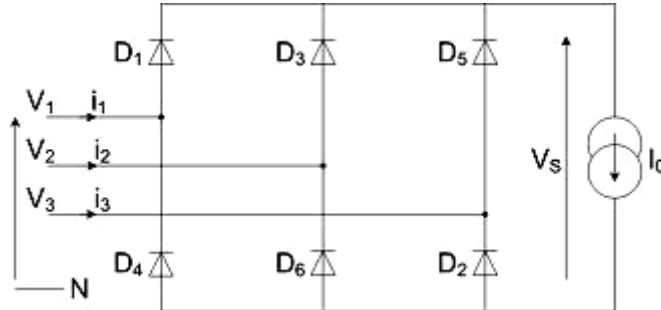


Figure I.9. Schéma du redresseur à diodes.

On a les séquences de conduction des diodes suivantes :

$$\begin{cases} D_i \text{ conduit si } V_i = \max V_j, i = 1,3,5, j = 1,2,3. \\ D_i \text{ conduit si } V_i = \min V_j, i = 4,6,2, j = 1,2,3. \end{cases} \quad (\text{I.30})$$

Pour chaque bras de pont à diodes est associée une logique de connexion $G_i (i = 1, \dots, 6)$.

La tension de sortie U_{red} s'écrit :

$$U_{red} = (G_1 - G_4) * V_1 + (G_3 - G_6) * V_2 + (G_5 - G_2) * V_3 \quad (\text{I.31})$$

I.6.4. Modélisation du filtre :

On a besoin d'un filtre LC qu'on insert à l'entrée de l'onduleur pour diminuer les ondulations de la tension redressée.

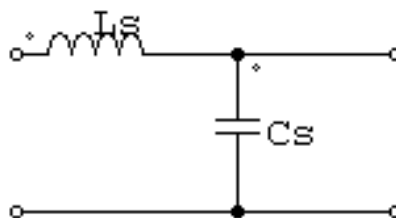


Figure I.10. Circuit du filtre L-C.

L'inductance L_s permet de rendre constant le courant I_d , car le courant absorbé par l'onduleur est fortement ondulé. La capacité C_s permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension U constante.

On a les équations :

$$\begin{cases} dI_d/dt = 1/4 * (U_{red} - U) \\ dU_{red}/dt = 1/4 * (I_d - I) \end{cases} \quad (I.32)$$

$$\omega_0 : \text{Pulsation de résonance} : \omega_0 = 1 / \sqrt{L_s * C_s}$$

Pour minimiser les harmoniques d'ordre élevé, nous utilisons un filtre passe bas, d'où la relation :

$$L_s * C_s \ll 1 \quad (I.33)$$

I.7. Simulation

I.7.1 Simulation du modèle $\alpha\beta$ du MSAP :

La figure (B-1) de l'annexe montre le schéma simulink de la *MSAP* représentée dans le repère $\alpha\beta$. Les figures (I.12) et (I.13) montrent respectivement le démarrage à vide et l'application d'un couple de charge à l'instant $t = 2$ s jusqu'à $t = 4$ s. Les paramètres du *MSAP* sont donnée à l'annexe A.

La figure (I.12) nous donne la réponse du *MSAP* autopiloté pour un fonctionnement à vide avec une alimentation supposée idéale. Nous avons représenté dans cette figure la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, le courant I_α et la tension V_α . La vitesse atteint la valeur d'environ 315 *rd/s* en un temps de 0.5 s. La valeur du couple est presque nulle car la *MSAP* est soumis seulement à son inertie et au couple de frottement.

Au démarrage le couple est maximum ce qui entraîne un fort appel du courant du démarrage. Quand le moteur atteint la vitesse nominale en régime permanent, le courant aussi tend vers une valeur faible.

La figure (I.13) donne l'évolution des grandeurs précédentes lors de l'application, de $t = 2 \text{ s}$ à $t = 4 \text{ s}$ d'un échelon du couple résistant $\tau_L = 1.675 \text{ N.m}$. On remarque la diminution de la vitesse, alors que le couple électromagnétique prend presque la valeur du couple de charge appliqué. De même pour le courant où on constate une légère augmentation pour ramener le moteur à une vitesse plus faible que celle atteinte à vide.

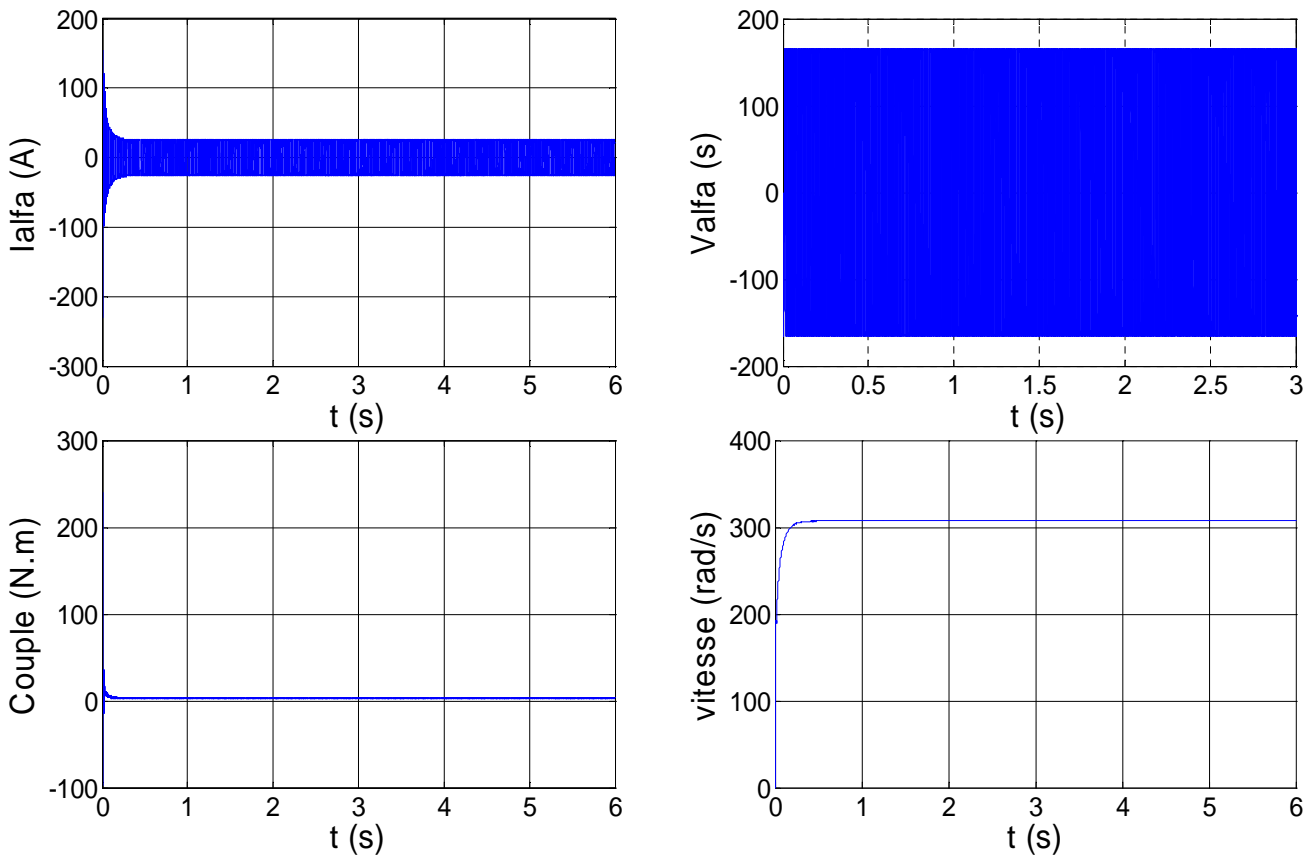


Figure I.12. Démarrage à vide du MSAP.

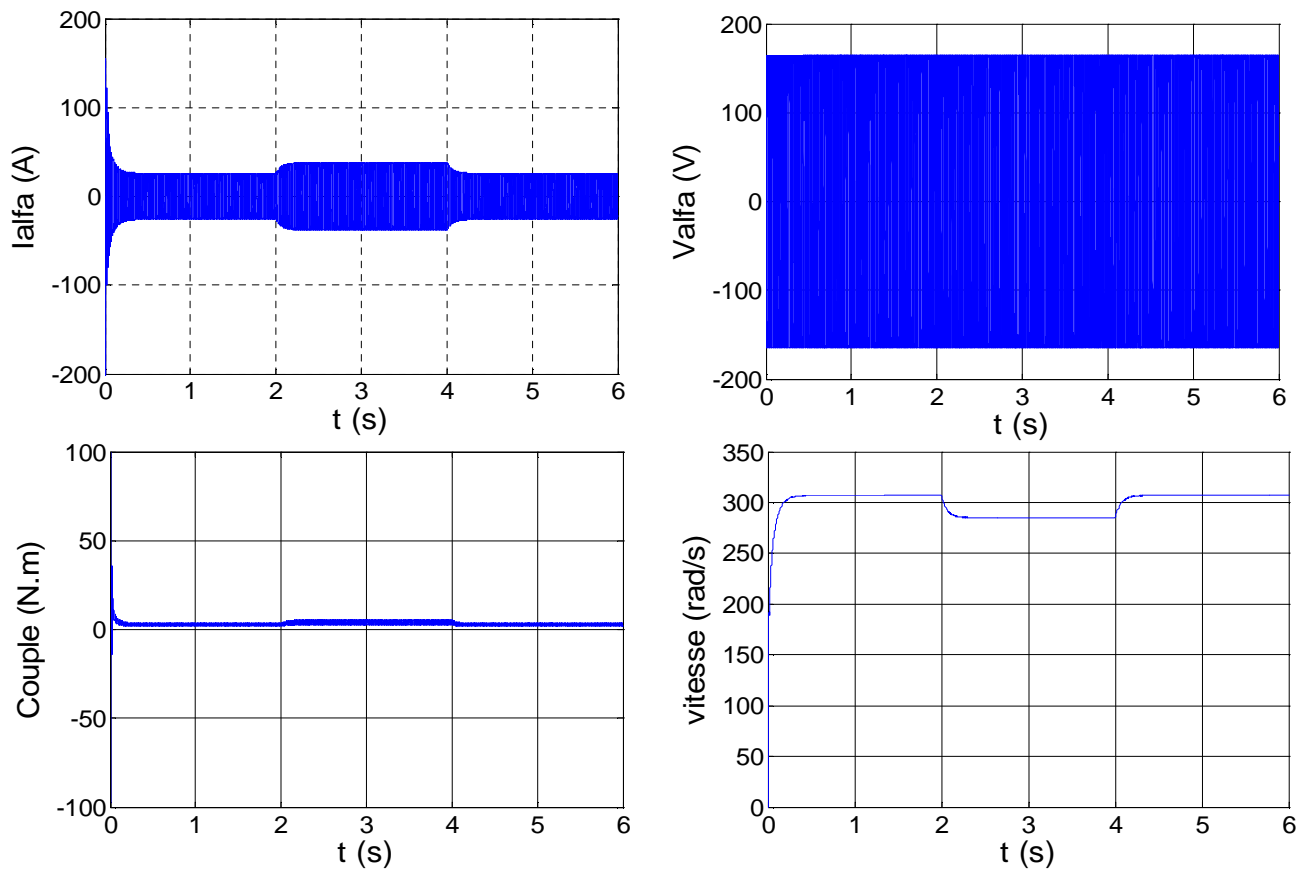


Figure I.13. démarrage du MSAP avec la charge $\tau_L=1.675 \text{ N.m}$ de $t = 2 \text{ s}$ à $t = 4 \text{ s}$.

I.7.2. La simulation du modèle $\alpha\beta$ du la MSAP alimenté par un onduleur de tension commandé par la MLI naturelle :

Dans notre simulation du bloc de la figure (B-2) de l'annexe , on a pris les paramètres de la MLI $r = 0.9$, $m = 27$. La tension d'alimentation de l'onduleur est $U_0 = 286.5 \text{ V}$.

Les résultats de simulation représente le couple, la vitesse, le courant et la tension d'une phase pour un fonctionnement à vide sont donnés par la figure (I.14). La figure (I.15) représente le fonctionnement en charge avec $\tau_L = 1.675 \text{ N.m}$ appliqué de l'instant 2 s à 4 s .

On remarque que le fonctionnement à vide et en charge du MSAP est stable sauf pour le couple et la tension la où on trouve quelque ondulations autour de leur valeur moyenne. Ce fait est dû à l'onduleur. Mais, pour le cas de la vitesse, ces ondulations sont éliminées par effet de l'inertie du moteur.

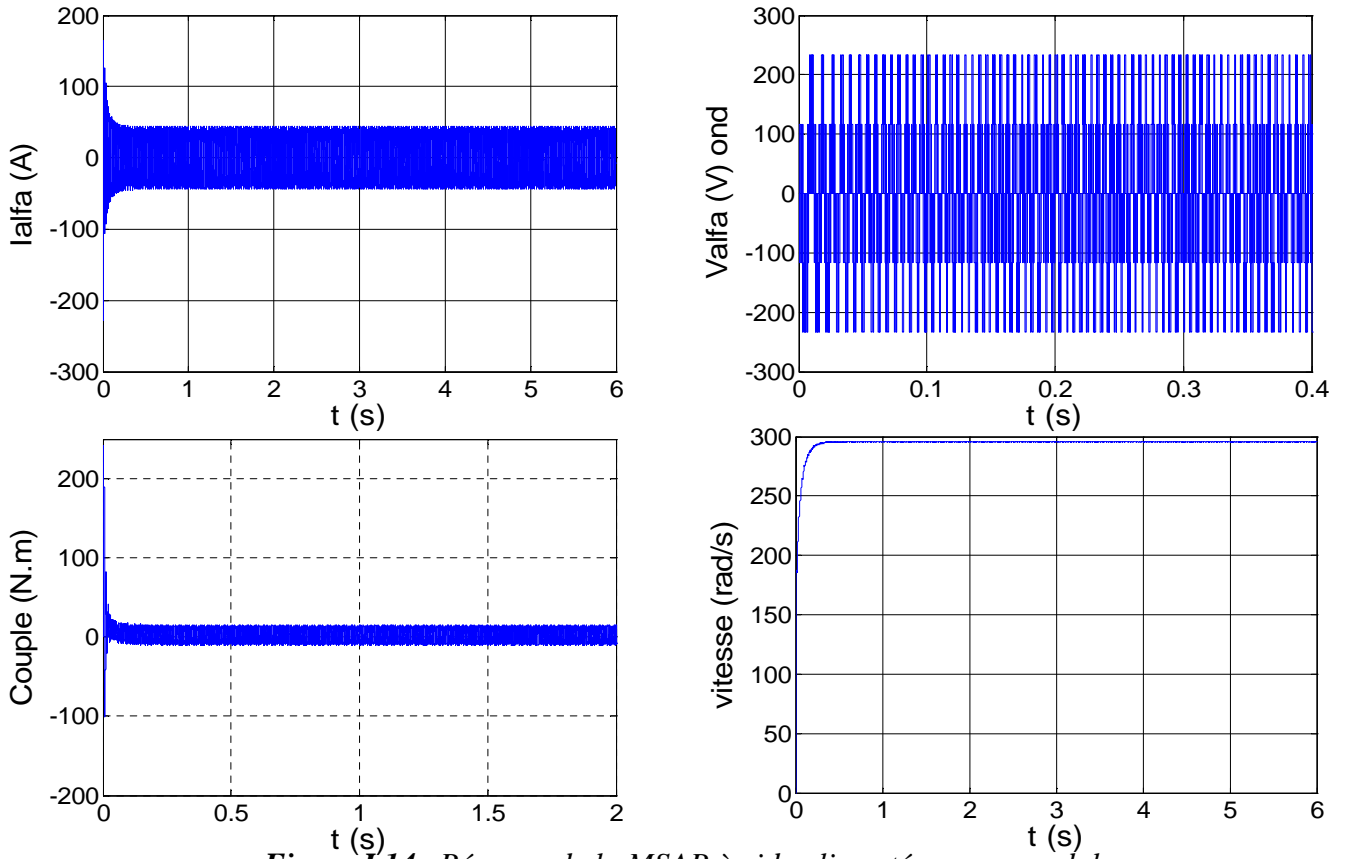


Figure I.14. Réponse de la MSAP à vide alimentée par un onduleur.

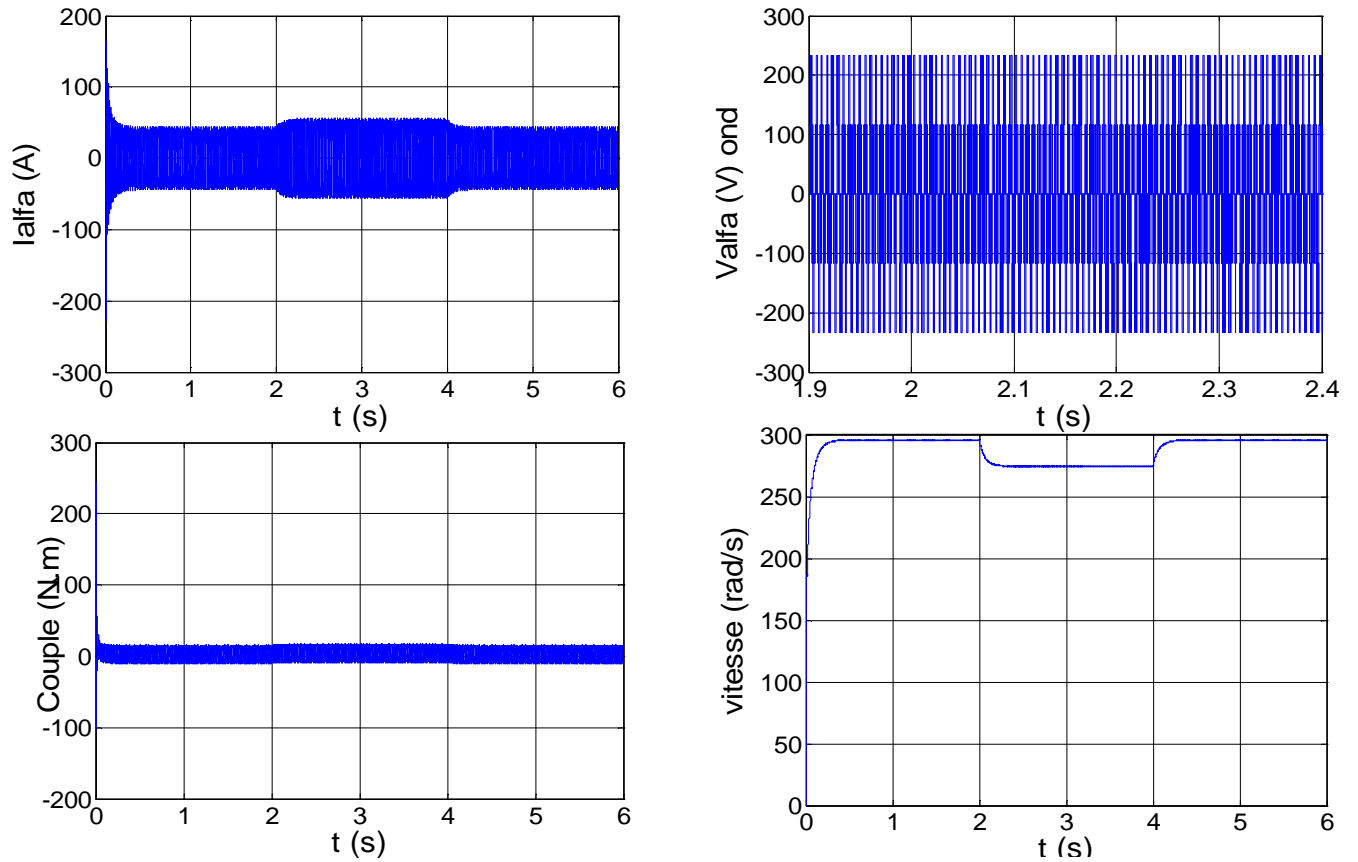


Figure I.15. Réponse de la MSAP avec la charge $\tau_L=1.675 \text{ N.m}$ de $t = 2 \text{ s}$ à $t = 4 \text{ s}$ alimenté par un onduleur.

I.8. Conclusion

Ce chapitre est consacré à la présentation de MSAP. Ainsi que le principe de fonctionnement ses avantages et ses inconvénients . Les différents modèles de la machine dans les repères abc , $\alpha\beta$, dq ont été exposés. La dernière partie de la l'étude traite l'alimentation du moteur avec un onduleur de tension, commandé par la MLI, pour faire varier la vitesse. Enfin, une simulation du modèle $\alpha\beta$ avec et sans onduleur à vide et à charge a été effectuée.

II.1 INTRODUCTION

La dénomination « Commande Basée sur la Passivité (CBP) » (*PBC*, Passivity-Based Control) a été introduite pour la première fois dans [5] pour définir une méthodologie de conception de commandes qui assurent la stabilité des systèmes en les rendant passifs.

La complexité des systèmes non linéaires autonomes ou non autonomes a motivé son adaptation à l'analyse de ses systèmes, où ils sont considérés comme des applications causales entre un vecteur d'entrée et un vecteur de sortie de même dimension, où la complexité de ses systèmes n'entrave pas leur analyse.

Un système de la forme

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x) + g(x)u(x); & x(t) \in \mathfrak{R}^n ; & u(t) \in \mathfrak{R}^m \\ y(t) = h(x); & & y(t) \in \mathfrak{R}^p \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

est dit passif [5], [6], par rapport à la fonction de cadence d'approvisionnement (supply rate) $s(x, y) = u(t)^T y(t)$, s'il existe une fonction non négative de classe C^0 , appelée fonction de stockage, $H: X \rightarrow \mathfrak{R}$, vérifiant $H(0) = 0$, quelles que soient les conditions initiales $x_0, \forall t > 0$ et pour toute entrée de command $u(t)$, l'inégalité (de dissipation) suivante est vérifiée :

$$\underbrace{H(x(t)) - H(x_0)}_{\text{Energie stockée}} \leq \underbrace{\int_0^t u^T(w)y(w)dw}_{\text{Energie apportée (fournie)}} \quad (\text{II.2})$$

C'est-à-dire, la quantité d'énergie stockée dans un intervalle de temps n'est jamais supérieure à l'énergie totale fournie durant cette période.

Le système est dit sans pertes, si l'inégalité (II.2) devient une égalité :

$$H(x(t)) - H(x_0) = \int_0^t u^T(w)y(w)dw \quad (\text{II.3})$$

La nécessité d'utiliser le modèle d'Euler-Lagrange (E-L) en robotique et l'analyse de stabilité au sens de Lyapunov a motivé l'adaptation de cette approche vers la synthèse de commandes, puisque la stabilité est reliée à la dissipation de l'énergie totale du système.

Ces dernières années, la commande basée sur la passivité est largement appliquée pour les moteurs électriques. Beaucoup de travaux sont faits pour régler certains problèmes de commande. Cette approche tient compte de la nature physique des systèmes, contrairement aux autres méthodes qui donnent plus d'importance à la formulation mathématique.

II.2 L'origine de la passivité

La passivité est l'aptitude d'un système à dissiper son énergie intrinsèque (en boucle ouverte) ou en extrinsèque (en boucle fermée).

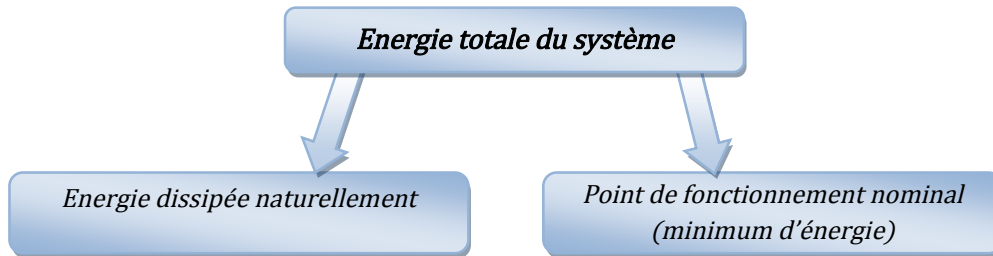


Figure II.1 : Dissipation naturelle d'énergie.

L'idée de la passivité était motivée par certains systèmes physiques, notamment les circuits électriques [7][8]. En effet, certains systèmes ont des propriétés de dissipation d'énergie dans le même sens qu'un circuit électrique.

II.3 Conception générale de la CBP

L'idée de base de la CBP consiste à façonner l'énergie totale du système puis à rajouter un terme d'amortissement au système. Cette technique, développée à l'origine pour la commande des robots, a été étendue par la suite à d'autres systèmes à savoir les systèmes d'Euler Lagrange et particulièrement les machines électriques. Après avoir formulé l'énergie totale du système, on modifie celle-ci afin qu'elle soit minimale grâce à la CBP. En plus, si cette commande est capable d'injecter un terme dissipatif additif au système, la vitesse de convergence à l'état désiré peut être améliorée par rapport à celle atteinte avec la dissipation naturelle fournie par le système [9].

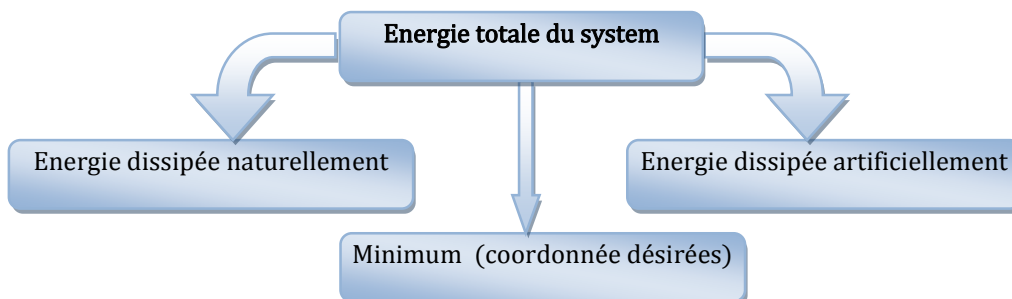


Figure II.2 : Modification de l'énergie du système plus l'injection de l'amortissement.

Nous définissons par la suite, l'équation d'Euler-Lagrange (E-L) et les propriétés physiques du système en boucle ouverte qui sont utilisées dans la conception de la *CBP*. L'équation E-L permet d'obtenir aisément cette formulation.

II.3.1 Equation d'Euler-Lagrange du système :

Les systèmes E-L sont formulés en calculant leurs énergies. Ce qui convient à l'approche basée sur la passivité qui utilise les caractéristiques énergétiques du système. On rappelle les équations E-L sous leur forme générale.

On considère un système Σ composé de m éléments réunis. S'il n'existe pas de connexions entre eux, le comportement dynamique de Σ peut être complètement spécifié par m coordonnées fondamentales x_i ; $i = 1 \dots m$, appelées degrés de liberté (*ddl*). En effet, si les m éléments sont connectés d'une certaine façon entre eux, alors le comportement sera influencé par la dépendance dynamique des uns par rapport aux autres et, par conséquent, le nombre de (*ddl*) sera réduit. Si le système est soumis à r contraintes, alors le nombre de coordonnées indépendantes se réduit à $n = m - r$. Ces coordonnées indépendantes q_i , $i = 1 \dots n$ sont appelées les coordonnées généralisées et le comportement dynamique Σ peut être représenté en termes q et $\dot{q} = \frac{dq}{dt}$. En particulier, l'énergie cinétique du système peut être dénotée par $T(q, \dot{q})$ et son énergie potentielle $V(q)$ [10].

Si nous considérons que le système est équilibré, nous obtenons, en appliquant le principe d'Alembert pour les forces qui apparaissent dans le système, l'équation suivante :

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\partial T(q, \dot{q})}{\partial \dot{q}_i} \right] - \frac{\partial T(q, \dot{q})}{\partial q_i} + \frac{\partial V(q)}{\partial q_i} = Q_i^e \quad i = 1 \dots n \quad (\text{II.4})$$

Où :

Q_i^e : représente les forces externes généralisées.

On définit une fonction L , appelée fonction Lagrangienne, comme suit :

$$L(q, \dot{q}) = T(q, \dot{q}) - V(q) \quad (\text{II.5})$$

En remplaçant (II.5) dans (II.4), on obtient les équations d'EL d'un système conservatif :

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\partial L(q, \dot{q})}{\partial \dot{q}_i} \right] - \frac{\partial L(q, \dot{q})}{\partial q_i} = Q_i^e \quad (\text{II.6})$$

Si nous introduisons la fonction de dissipation de Rayleigh $F(\dot{q})$ et nous considérons que les forces externes Q_i^e ont la forme :

$$Q_i^e = Q_i - \frac{\partial F(\dot{q})}{\partial \dot{q}_i} \quad (\text{II.7})$$

Nous obtenons, alors, la forme complète de l'équation d'EL comme suit :

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\partial L(q, \dot{q})}{\partial \dot{q}_i} \right] - \frac{\partial L(q, \dot{q})}{\partial q_i} + \frac{\partial F(\dot{q})}{\partial \dot{q}_i} = Q_i \quad i = 1 \dots n \quad (\text{II.8})$$

L'équation (II.8) représente un système de commande dont les Q_i sont les entrées.

En considérant que seulement quelques ddl peuvent être contrôlés directement, nous obtenons une représentation générale :

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\partial L(q, \dot{q})}{\partial \dot{q}_i} \right] - \frac{\partial L(q, \dot{q})}{\partial q_i} + \frac{\partial F(\dot{q})}{\partial \dot{q}_i} = \begin{cases} Q_i & i = 1 \dots k \\ 0 & i = k + 1 \dots n \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

L'avantage d'utiliser l'équation (II.8) ou (II.9), c'est quand le système est composé de plusieurs sous systèmes de natures différentes, le système peut être traité comme un système homogène

L'énergie cinétique de la plupart des systèmes physiques peut être écrite sous la forme quadratique suivant :

$$T(q, \dot{q}) = \frac{1}{2} \dot{q}^T D(q) \dot{q} = \frac{1}{2} \sum_{i,j=1}^n d_{ij}(q) \dot{q}_i \dot{q}_j \quad (\text{II.10})$$

Avec $D(q)$: une matrice définie positive et symétrique.

L'équation (II.9) devient alors :

$$D(q)\ddot{q} = C(q, \dot{q}) + V(q) + f(\dot{q}) = Mu \quad (\text{II.11})$$

Avec :

$$C(q, \dot{q}) = \sum_{i,j=1}^n \left[\frac{\partial d_{kj}}{\partial q_i} - \frac{1}{2} \frac{\partial d_{kj}}{\partial q_k} \right] \dot{q}_i q_j \quad (\text{II.12})$$

$$V(q) = \left[\frac{\partial V(q)}{\partial q_1}, \dots, \frac{\partial V(q)}{\partial q_n} \right]^T \quad (\text{II.13})$$

$$f(\dot{q}) = \left[\frac{\partial F(\dot{q})}{\partial \dot{q}_1}, \dots, \frac{\partial F(\dot{q})}{\partial \dot{q}_n} \right]^T \quad (\text{II.14})$$

$$M = [I_k, 0_{(n-k+1)*k}]^T \text{ et } u = [u_1, \dots, u_n]^T \quad (\text{II.15})$$

II.3.2 Les étapes de conception d'une commande basée sur la passivité

La conception de la commande par l'approche de la passivité se résume en trois grandes étapes [9] :

Première étape :

- 1-1** Représentation du système sous forme énergétique en utilisant les équations d'E-L.
- 1-2** Vérification de la passivité du système à commander (en boucle ouverte).
- 1-3** Décomposition du système en deux (02) sous-systèmes interconnectés par retour négatif, telle que la sortie du système direct est la sortie du système à commander.
- 1-4** Vérification que chaque sous-système est passif.

Deuxième étape :

- 2-1** Modification du modèle du système en utilisant le vecteur des forces qui ne produisent pas de travail (forces non dissipatrices), en se basant sur l'étape (1-2).
- 2-2** Etablissement de la dynamique désirée en utilisant le modèle modifié du système.

Troisième étape :

- 3-1** Calcul des coordonnées désirées en utilisant la dynamique désirée.
- 3-2** Calcul de la dynamique de l'erreur (entre celles mesurés et désirées).
- 3-3** Invocation de la stabilité au sens de Lyapunov et détermination de la commande.
- 3-4** Vérification de la passivité du système en boucle fermée.

Le calcul de la commande se fait sur le sous système direct. On prend le sous système de retour comme perturbation passive. A l'étape (3-2), on injecte l'amortissement qui assure la positivité de la fonction de Lyapunov. L'amortissement injecté contient, en général, un terme linéaire qui est une matrice gain diagonale, qui contribue à la robustesse de la CBP par rapport à la variation des paramètres du système à commander.

A partir du résumé de ces étapes de conception de la commande, on peut obtenir le schéma de commande basée sur la définition de la dynamique désirée, présenté ci-dessous [11].

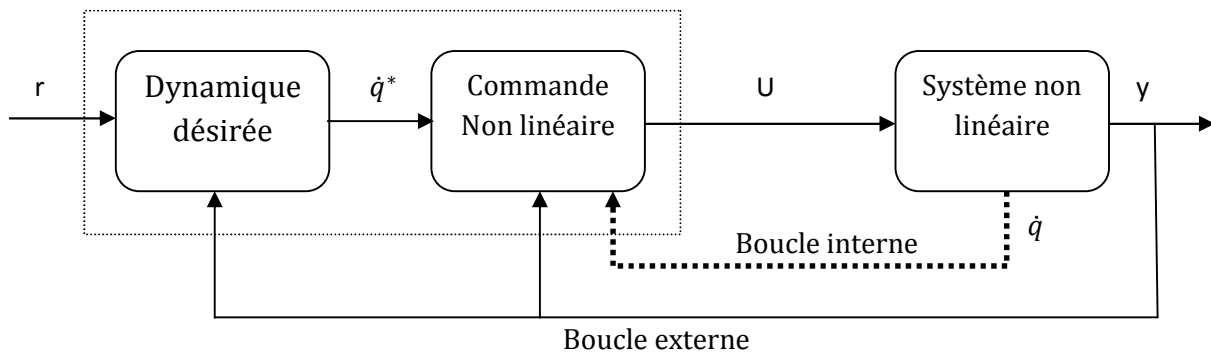


Figure II.3 : schéma de principe de la commande basée sur la passivité.

Où : r : la consigne ; y : la sortie de la commande ; \dot{q}^* : coordonnées désirées ;

\dot{q} : coordonnées mesurées ; U : la commande.

II.4 Modèle E-L du MSAP

Pour présenter le modèle du MSAP dans le repère (α, β) , on tient compte des hypothèses simplificatrices citées dans le premier chapitre.

La fonction Lagrangienne du MSAP est :

$$L(q, \dot{q}) = T(q, \dot{q}) - V(q) \quad (\text{II.16})$$

$T(q, \dot{q})$: Energie cinétique totale du MSAP.

$V(q)$: Energie potentielle du MSAP.

II.4.1 Energie :

Si on considère que les coordonnées généralisées du MSAP sont : les charges électriques de chaque enroulement (q_e) et la position angulaire du rotor, (q_m), alors l'énergie cinétique électrique et mécanique s'écrivent comme suit :

➤ *Energie cinétique électrique* T_e

$$T_e(q_m, \dot{q}_e) = \sum_{k=1}^2 \int_0^{X_k} \psi_{\alpha\beta}^k dX_k \quad (\text{II.17})$$

➤ *Energie cinétique mécanique* T_m

$$T_m(\dot{q}_m) = \frac{1}{2} J \dot{q}_m^2 \quad (\text{II.18})$$

Où : J est le moment d'inertie, $\dot{q}_m = \omega_m$ vitesse mécanique.

Si on suppose :

- Qu'il n'existe pas d'effet capacitif.
- L'arbre du moteur est rigide (pas d'effet de torsion).

Alors, l'énergie potentielle peut être considérée nulle.

$$V(q_m, q_e) = 0 \quad (\text{II.19})$$

Alors la fonction Lagrangienne s'écrit [13]:

$$L(q_m, \dot{q}_m, \dot{q}_e) = \frac{1}{2} \dot{q}_e^T D_e(n_p, q_m) \dot{q}_e + \psi_f^T(n_p, q_m) \dot{q}_e + \frac{1}{2} J \dot{q}_m^2 \quad (\text{II.20})$$

II.4.2 Fonction de Rayleigh

On détermine la fonction de Rayleigh $F(\dot{q})$ du MSAP, en supposant que les effets de dissipation électrique sont dus aux résistances des enroulements du stator considéré constantes, et les effets de dissipation mécanique sont dus au coefficient de frottement visqueux.

Donc $F(\dot{q})$ est donnée par :

$$F(\dot{q}_m, \dot{q}_e) = F_e(\dot{q}_e) + F_m(\dot{q}_m) = \frac{1}{2} \dot{q}_e^T R_e \dot{q}_e + \frac{1}{2} f_{vf} \dot{q}_m^2 \quad (\text{II.21})$$

Avec, $R_e = \begin{pmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{pmatrix}$: est la matrice des résistances du stator.

f_{vf} : coefficient des frottements visqueux. $F_e(\dot{q}_e)$: fonction de rayleigh électrique.

$F_m(\dot{q}_m)$: fonction de rayleigh mécanique.

Les tensions appliquées aux enroulements du stator représentent les seules forces électriques externes au système qui sont données par :

$$U_{\alpha\beta} = [U_\alpha \quad U_\beta]^T = Q_e \quad (\text{II.22})$$

Le couple de charge est considéré la seule force externe négative généralisée de sous système mécanique définit par :

$$-\tau_L = Q_m \quad (\text{II.23})$$

Le modèle d'E-L du MSAP est obtenu, en appliquant l'équation (II.9) aux fonctions (II.22) et (II.23). On obtient finalement le système d'équations suivant :

$$D_e(n_p q_m) \ddot{q}_e + W_1(n_p q_m) n_p \dot{q}_m \dot{q}_e - W_2(n_p q_m) n_p \dot{q}_m + R_e \dot{q}_e = I_2 U_{\alpha\beta} \quad (\text{II.24})$$

$$J \ddot{q}_m + f_{vf} \dot{q}_m = \tau(\dot{q}_e, n_p q_m) - \tau_L \quad (\text{II.25})$$

Le couple électromagnétique développé par le moteur s'écrit :

$$\tau(\dot{q}_e, n_p q_m) = \frac{1}{2} \dot{q}_e^T W_1(n_p q_m) n_p \dot{q}_e + W_2^T(n_p q_m) n_p \dot{q}_e \quad (\text{II.26})$$

Avec W_1 la dérivée de la matrice des inductances exprimée par :

$$W_1(n_p q_m) = \frac{\partial d_e(n_p q_m)}{\partial(n_p q_m)} = (L_d - L_q)[G] \quad (\text{II.27})$$

$$[G] = \begin{bmatrix} -2 \cos(n_p q_m) \sin(n_p q_m) & \cos^2(n_p q_m) - \sin^2(n_p q_m) \\ \cos^2(n_p q_m) - \sin^2(n_p q_m) & -2 \cos(n_p q_m) \sin(n_p q_m) \end{bmatrix}$$

Et W_2 la dérivée du vecteur flux dérivé par rapport de l'angle électrique :

$$W_2(n_p q_m) = \frac{\partial \psi_f(n_p q_m)}{\partial(n_p q_m)} = \Phi_f \begin{bmatrix} -\sin(n_p q_m) \\ \cos(n_p q_m) \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

II.5 les propriétés du modèle d'EL du MSAP

II.5.1 Passivité :

La passivité se rapporte à la propriété de dissipation d'énergie du moteur. On considère les forces externes généralisées (tension du stator, couple de charge) comme étant les entrées du système et les dérivées par rapport au temps des coordonnées généralisées (\dot{q}_e, \dot{q}_m) comme des sorties.

Le vecteur d'entrée V est défini par :

$$V = [U_\alpha \quad U_\beta \quad -\tau_L]^T \quad (\text{II.29})$$

Le vecteur sortie Y est défini par :

$$Y = [\dot{q}_e \quad \dot{q}_m]^T \quad (\text{II.30})$$

Le choix précédent des vecteurs d'entrée V et de sortie Y pour le MSAP assure que la relation entrée M donnée par : $M: V \mapsto Y$ est passive.

(preuve dans l'annexe A.1).

II.5.2 Décomposition du système en deux sous systèmes passifs

interconnectés :

De même, cette seconde propriété se rapporte aussi à la caractérisation de dissipation du MSAP qui consiste à décomposer le système en deux sous systèmes passifs interconnectés par retour négatif comme le montre la figure (II.4).

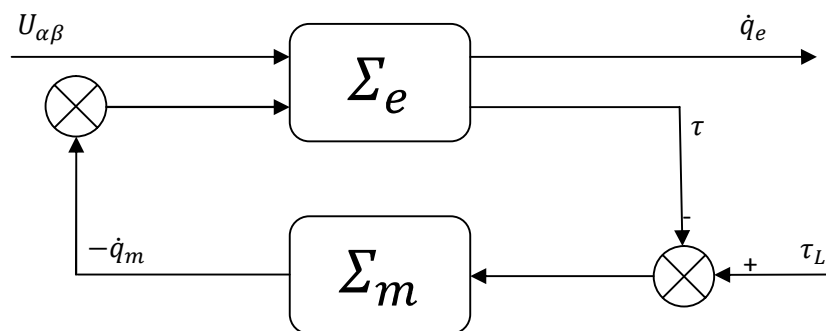


Figure II.4 : Décomposition du système en deux sous systèmes passifs.

Avec :

$$\Sigma_e: V_e = [U_{\alpha\beta}, -\dot{q}_m]^T \mapsto Y_e = [\dot{q}_e, \tau]^T \quad (\text{II.31})$$

$$\Sigma_m: V_m = [-\tau + \tau_L] \mapsto Y_m = -\dot{q}_m = \frac{[-\tau + \tau_L]}{Jp + f_{vf}} \quad (\text{II.32})$$

Avec p : opérateur de Laplace.

On déduit après démonstration que l'interconnexion des deux sous systèmes passifs est un système passif.

(Preuve dans l'annexe A.2)

II.5.3 Factorisation des forces :

Le modèle de MSAP peut s'écrire sous la forme suivante :

$$D(q)\ddot{q} + W(q, \dot{q}) + R\dot{q} = MU_{\alpha\beta} + \xi \quad (\text{II.33})$$

$$\text{Avec :} \quad \dot{q} = [\dot{q}_e, \dot{q}_m]; \quad D(q) = \text{diag}\{D_e, J\};$$

$$R = \text{diag}\{R_e, f_{vf}\}; \quad M = [I_2, 0_{1 \times 2}]^T;$$

$$\xi = [0, 0, -\tau_L]^T;$$

En se basant sur la preuve de la première propriété (passivité) et du modèle (II.24) et (II.25), le vecteur W est donné par :

$$W(\dot{q}_e, \dot{q}_m, n_p q_m) = \begin{bmatrix} -W_1(n_p q_m) n_p \dot{q}_m \dot{q}_e - W_2(n_p q_m) n_p \dot{q}_m \\ -\frac{1}{2} \dot{q}_e^T W_1(n_p q_m) n_p \dot{q}_m - W_2(n_p q_m) n_p \dot{q}_e \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

Il contient les forces qui ne produisent pas de travail (forces non dissipatrices).

Le vecteur W peut se décomposer en produit d'une matrice C et de vecteur \dot{q} des états, avec :

$$C(q, \dot{q}) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2} W_1(n_p q_m) n_p \dot{q}_m & -\frac{1}{2} W_1(n_p q_m) n_p \dot{q}_e - W_2(n_p q_m) n_p \\ -\frac{1}{2} \dot{q}_e^T W_1(n_p q_m) n_p - W_2^T(n_p q_m) n_p & 0_{1 \times 1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

II.5.4 Conception de la commande :

Afin de synthétiser la commande qui assure une stabilité l'asservissement du couple et la régulation de la vitesse en boucle fermée, on a :

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow +\infty} (\tau - \tau^*) = 0 \\ \lim_{t \rightarrow +\infty} \dot{q}_m = \dot{q}_m^* \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

Où τ^* : couple électromagnétique désiré. \dot{q}_m^* : vitesse désirée.

Avant de faire la synthèse de la commande nous allons supposer les hypothèses suivantes :

- Tous les paramètres du *MSAP* sont connus.
- Le couple de charge τ_L est une fonction bornée.

La dynamique désirée qui doit être compatible avec les contraintes physique liées au *MSAP*. A partir des deux premières équations électriques (II.33), on choisit la dynamique électrique désirée suivante :

$$D_e(n_p q_m) \ddot{q}_e^* - \left[\frac{1}{2} W_1(n_p q_m) n_p \dot{q}_m \right] \dot{q}_e^* + \left[-\frac{1}{2} W_1(n_p q_m) n_p \dot{q}_m + R_e \right] \dot{q}_e^* - W_2(n_p q_m) n_p \dot{q}_m = U_{\alpha\beta}^* \quad (\text{II.37})$$

\dot{q}_e^* : est le vecteur des courants désirés.

En soustrayant la relation (II.37) des deux premières équations de la relation (II.33), on obtient la dynamique de l'erreur :

$$D_e(n_p q_m) e_e - \left[\frac{1}{2} W_1(n_p q_m) n_p \dot{q}_m \right] e_e + \left[-\frac{1}{2} W_1(n_p q_m) n_p \dot{q}_m + R_e \right] e_e = U_{\alpha\beta}^* - U_{\alpha\beta} \quad (\text{II.38})$$

Où : $e_e = \dot{q}_e - \dot{q}_e^*$ est l'erreur des courants

Afin de montrer la convergence de l'erreur de poursuite du courant, nous évoquons la stabilité au sens de Lyapunov. Nous considérons alors la fonction quadratique suivante :

$$V_e(e_e) = \frac{1}{2} e_e^T d_e(n_p q_m) e_e \quad (\text{II.39})$$

Si on dérive le long de la trajectoire (II.38) de V_e par rapport au temps, on obtient la formule suivante :

$$\dot{V}_e(e_e) = -e_e^T \left[-\frac{1}{2} W_1(n_p q_m) n_p \dot{q}_m + R_e \right] e_e + e_e^T (U_{\alpha\beta} - U_{\alpha\beta}^*) \quad (\text{II.40})$$

Généralement, on choisit :

$$U_{\alpha\beta} = U_{\alpha\beta}^* \quad (\text{II.41})$$

Donc, la fonction \dot{V}_e se réduit à :

$$\dot{V}_e(e_e) = -e_e^T \left[-\frac{1}{2}W_1(n_p q_m)n_p \dot{q}_m + R_e \right] e_e \quad (\text{II.42})$$

Afin que $\dot{V}_e(e_e)$ soit définie négative, il faut que la matrice suivante :

$$\left[-\frac{1}{2}W_1(n_p q_m)n_p \dot{q}_m + R_e \right]$$

Soit définie positive, pour cela on injecte un terme dissipatif (amortissement K_e)

dans la commande tel que :

$$U_{\alpha\beta} = U_{\alpha\beta}^* - K_e e_e \quad (\text{II.43})$$

Avec : K_e : Matrice 2×2 .

L'équation (II.38) devient :

$$D_e(n_p q_m)e_e - \left[\frac{1}{2}W_1(n_p q_m)n_p \dot{q}_m \right] e_e + \left[-\frac{1}{2}W_1(n_p q_m)n_p \dot{q}_m + R_s \right] e_e = 0_{2 \times 1} \quad (\text{II.44})$$

En choisissant la même fonction quadratique V_e ; cette dérivé le long de la trajectoire (II.44) par rapport au temps, s'écrit :

$$\dot{V}_e(e_e) = -e_e^T \left[-\frac{1}{2}W_1(n_p q_m)n_p \dot{q}_m + R_s + K_e \right] e_e \quad (\text{II.45})$$

Afin que $\dot{V}_e(e_e)$ soit définie négative, il faut que la matrice suivant :

$$\left[-\frac{1}{2}W_1(n_p q_m)n_p \dot{q}_m + R_s + K_e \right]$$

soit définie positive. Cette condition est vérifiée si on choisit :

$$\begin{cases} K_e(n_p q_m, \dot{q}_m) = \left[+\frac{1}{2}W_1(n_p q_m)n_p \dot{q}_m + I_2 k_e \right] \\ k_e > R_e \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

donc point de fonctionnement $e_e = 0$ est stable.

(Preuve est dans l'annexe A.3)

II.6 Calcul des coordonnées désirées

II.6.1 Courants désirés \dot{q}_e^*

Le MSAP fonctionne à couple maximal si le courant direct (désiré) dans le repère dq est nul, sachant que le couple désiré dans le même repère ($i_d = 0$) est donné par :

$$\tau^* = \frac{3}{2} n_p \Phi_f i_q^* \quad (\text{II.47})$$

Et les courants désirés dans le repère dq sont :

$$\begin{cases} i_d^* = 0 \\ i_q^* = \frac{2}{3} \frac{\tau^*}{n_p \Phi_f} \end{cases} \quad (\text{II.48})$$

Les courants désirés dans le repère $(\alpha\beta)$ sont données par :

$$\dot{q}_e^* = \frac{2}{3} \frac{\tau^*}{n_p \Phi_f} \begin{bmatrix} -\sin(n_p q_m) \\ \cos(n_p q_m) \end{bmatrix} \quad (\text{II.49})$$

II.6.2 Le couple désiré

De même pour la détermination de la dynamique désirée électrique, la dynamique désirée mécanique est déduite en utilisant l'équation (II.25).

$$\tau^*(\dot{q}_e^*, n_p q_m) = J \ddot{q}_m^* + f_{vf} \dot{q}_m^* + \tau_L \quad (\text{II.50})$$

Le couple désiré est calculé à partir de la vitesse désirée \dot{q}_m^* , en utilisant un filtre de paramètre (J, f_{vf}) , on constate d'après l'équation (II.49) qu'il existe deux inconvénients :

- Il est calculé à partir d'une boucle ouverte d'entrée \dot{q}_m^* , donc il sera sensible aux perturbation de la charge,
- Le filtre utilisé est restreint par les paramètres mécaniques (J, f_{vf}) du MSAP.

Il a été proposé dans la thèse de [12], que pour remédier aux inconvénients pour la commande en vitesse, le couple désiré est calculé comme suite :

$$\begin{cases} \tau^* = J\ddot{q}_m^* - Z + \tau_L \\ \dot{Z} = -aZ + b(\dot{q}_m - \dot{q}_m^*) \end{cases} \quad (\text{II.51})$$

Avec : $a, b > 0$

Cette nouvelle relation du calcul du couple désiré à comme entrée l'erreur de vitesse, et on utilise un filtre de paramètres (a, b) choisi de façon à conserver sa stabilité et améliorer les performances du système global.

Alors, la commande du MSAP peut s'écrire comme suit :

$$U_{\alpha\beta} = v - W_2(n_p q_m) n_p \dot{q}_m - K_e(n_p q_m, \dot{q}_m) \quad (\text{II.52})$$

Où

$$v = (n_p q_m) \ddot{q}_e^* - \left[\frac{1}{2} W_1(n_p q_m) n_p \dot{q}_m \right] \dot{q}_e^* + \left[\begin{array}{c} -\frac{1}{2} W_1(n_p q_m) n_p \dot{q}_m \\ +R_e + K_e(n_p q_m, \dot{q}_m) \end{array} \right] \dot{q}_e^* \quad (\text{II.53})$$

Et $K_e(n_p q_m, \dot{q}_m)$ est donnée par la relation (II.46).

En tenant compte des équations (II.52) et (II.53), l'équation dynamique en boucle fermée (BF) est donnée par la relation :

$$v = (n_p q_m) \ddot{q}_e - \left[\frac{1}{2} W_1(n_p q_m) n_p \dot{q}_m \right] \dot{q}_e + \left[\begin{array}{c} -\frac{1}{2} W_1(n_p q_m) n_p \dot{q}_m \\ +R_e + K_e(n_p q_m, \dot{q}_m) \end{array} \right] \dot{q}_e \quad (\text{II.54})$$

Cette équation peut être représentée par la relation entrée-sortie suivante :

$$\Sigma_{BF}: v \mapsto \dot{q}_e \quad (\text{II.55})$$

La relation (II.55) d'entrée v et de vecteur sortie \dot{q}_e est passive.

(Preuve dans annexe A.3).

II.6.3 Estimation du couple de charge τ_L :

Comme le couple de charge τ_L est nécessaire pour calculer le couple désiré τ^* (relation II.51), le signal τ_L est inconnu, ou mal définit, cette contrainte peut affecter les performances de la CBP, et donne des erreurs statiques du signal régulé ou asservi. En se basant sur les conséquences de τ_L et sur la démonstration de la stabilité en BF, on peut estimer le couple de charge τ_L par la relation suivante :

$$\hat{\tau}_L = -\delta(\dot{q}_m - \dot{q}_m^*) \quad \text{Avec } \delta > 0 \quad (\text{II.56})$$

La figure (II.5) représente le schéma bloc de la commande basée sur la passivité avec l'hypothèse de disponibilité de toutes les variables.

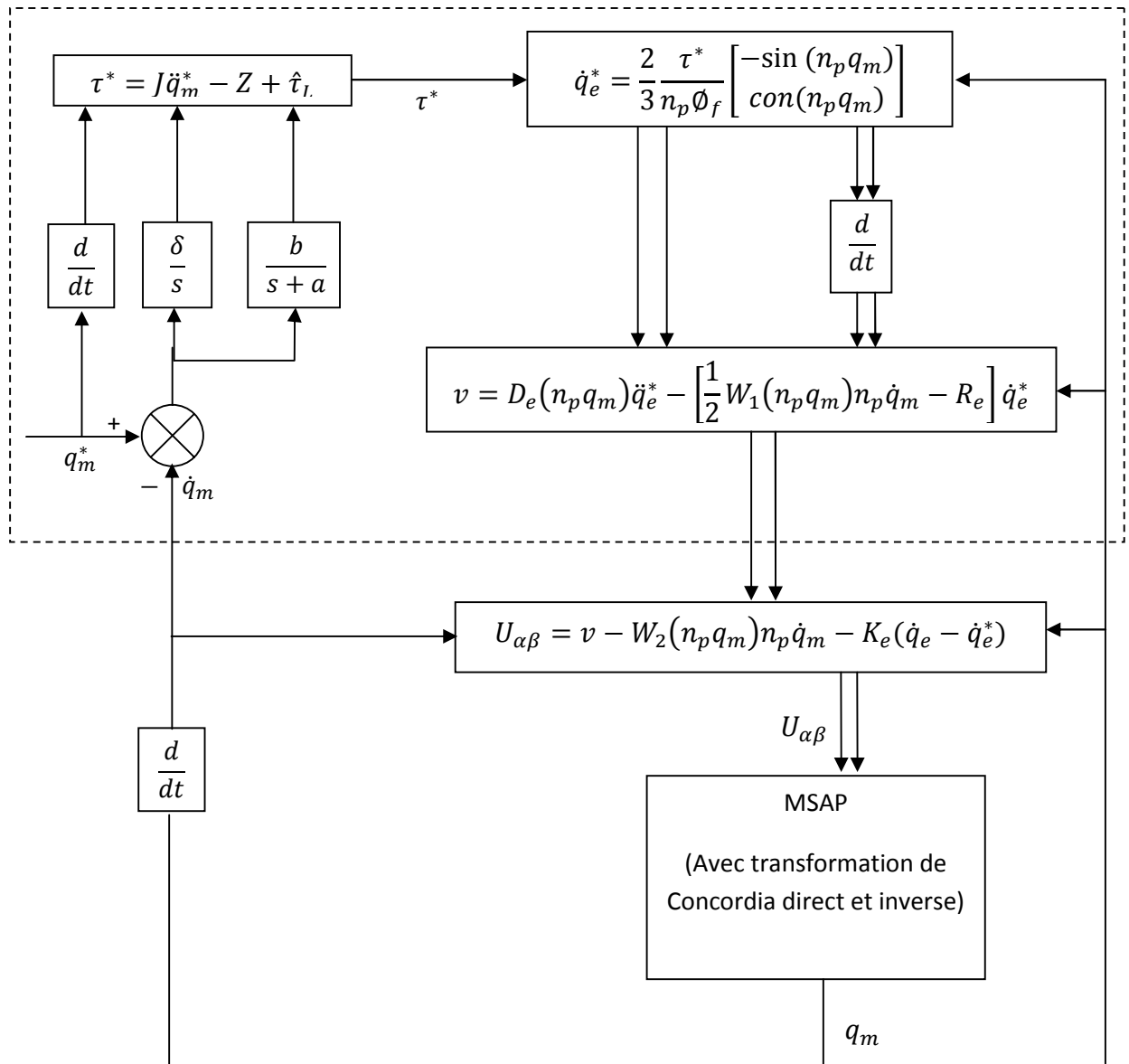


Figure II.5 : schéma globale de CBP en vitesse pour le MSAP

II.7 Mise en œuvre de la CBP

Pour mettre en œuvre la CBP de la MSAP, on doit alimenter le moteur par un onduleur de tension. Afin de varier la fréquence et l'amplitude de la tension d'alimentation du MSAP, l'onduleur est commandé par la technique MLI naturelle, ou les trois signaux V_a^*, V_b^*, V_c^* , sont générés par l'algorithme de la CBP ou ils sont comparés à un signal triangulaire, puisque le calcul de fait dans le modèle $\alpha\beta$, donc on a :

$$\begin{pmatrix} V_a^* \\ V_b^* \\ V_c^* \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} V_\alpha^* \\ V_\beta^* \end{pmatrix} \tag{II.57}$$

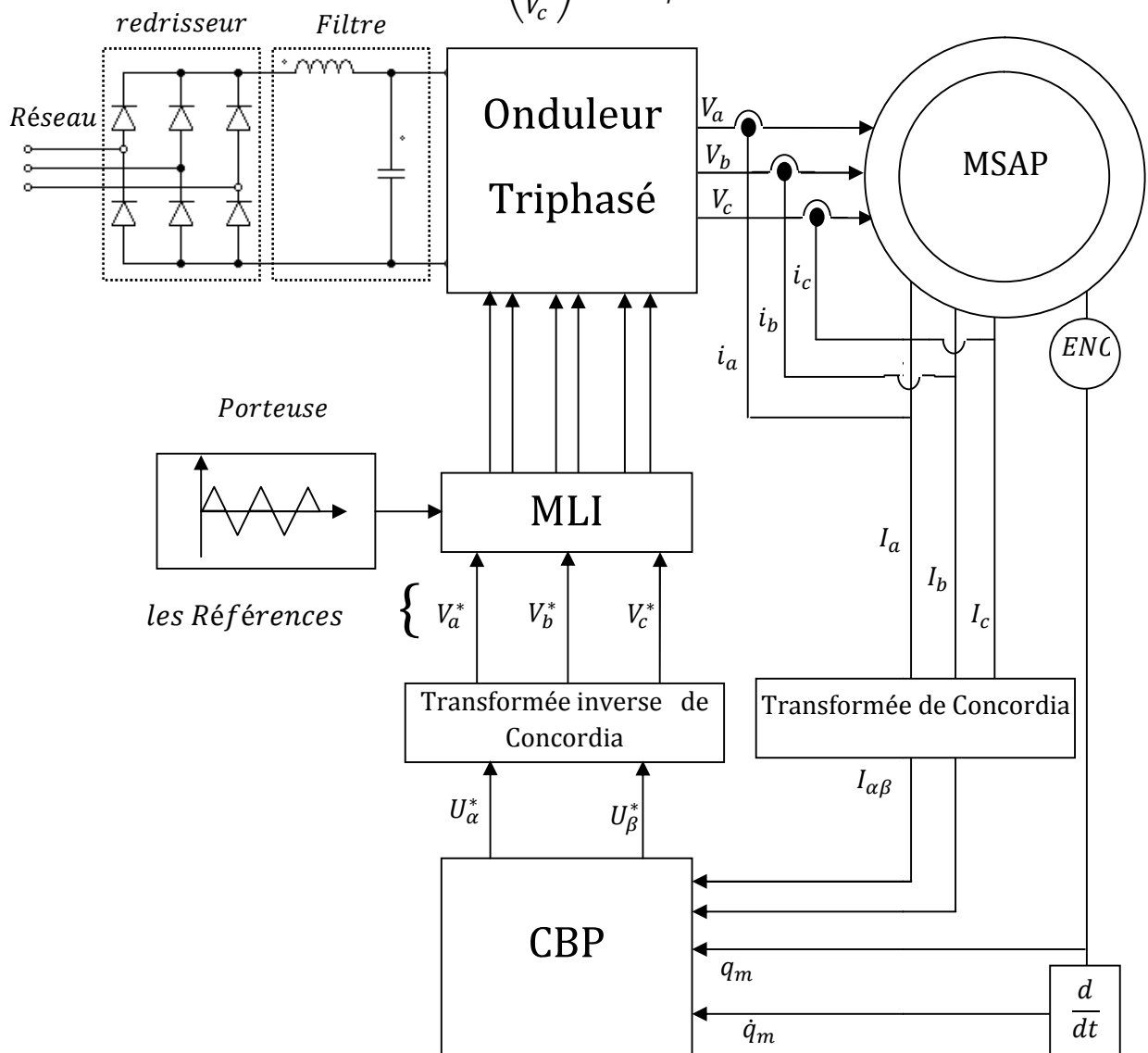


Figure II.6 : Mise en œuvre de la CBP avec onduleur.

II.7.1 Choix de l'amplitude et la référence de la porteuse :

En choisissant convenablement le coefficient de réglage en tension « r » et l'indice de modulation « m ». Sachant que les tensions de référence V_a^*, V_b^*, V_c^* sont données par la *CBP*. On peut déduire l'amplitude A_p de la porteuse ainsi que sa fréquence F_p , c'est-à-dire :

$$\begin{cases} A_p = A_m / r \\ F_p = m * F_m \end{cases} \quad (\text{II.58})$$

II.8 Simulation et interprétation des résultats

Les performances de la *CBP* en vitesse appliquée au *MSAP* sont testées en simulation numérique, en utilisant le MATLAB 7.9.0.

les paramètres de la *CBP* sont choisis en se basant sur le concept de la stabilité du système en *BF* et sur les tests de simulation : $K_e = 4, a = 0.1, b = 1, \delta = 2$.

Nous avons testé le système de commande sans l'onduleur, en suite on prend en considération ce dernier, où sa commande est assurée par la technique *MLI* triangulo-sinusoidale de paramètres : $m = 27$ et $r = 0.9$.

Les résultats obtenus donnent l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques en fonction du temps, dans les cas suivants :

- Dans la figure (II.7), on présente la réponse du *MASP* à vide pour un échelon de consigne de vitesse de 150 rad/s et sans l'onduleur. A la figure (II.8), on applique un saut de consigne de 150 rad/s à $t = 0 \text{ s}$, -150 rad/s à $t = 3 \text{ s}$ et 150 rad/s à $t = 6 \text{ s}$ avec une charge au démarrage $\tau_L = 1.675 \text{ N.m}$.
- Dans la figure (II.9) on utilise l'onduleur et on présente la réponse *MSAP* à vide et le signale de consigne est respectivement, le même que celui utilisé dans la figure (II.7), et dans la figure (II.10) on a changée le signal de consigne à $t = 0 \text{ s}$ $\omega^* = 150 \text{ rad/s}$ à $t = 3 \text{ s}$, $\omega^* = -150 \text{ rad/s}$ à $t = 6 \text{ s}$, $\omega^* = -150 \text{ rad/s}$ en charge $\tau_L = 1.675 \text{ N.m}$.

On remarque que le signal de vitesse du *MSAP* suit la consigne imposée, avec un temps de réponse très faible et le couple de charge ne déstabilise pas le fonctionnement du *MSAP*.

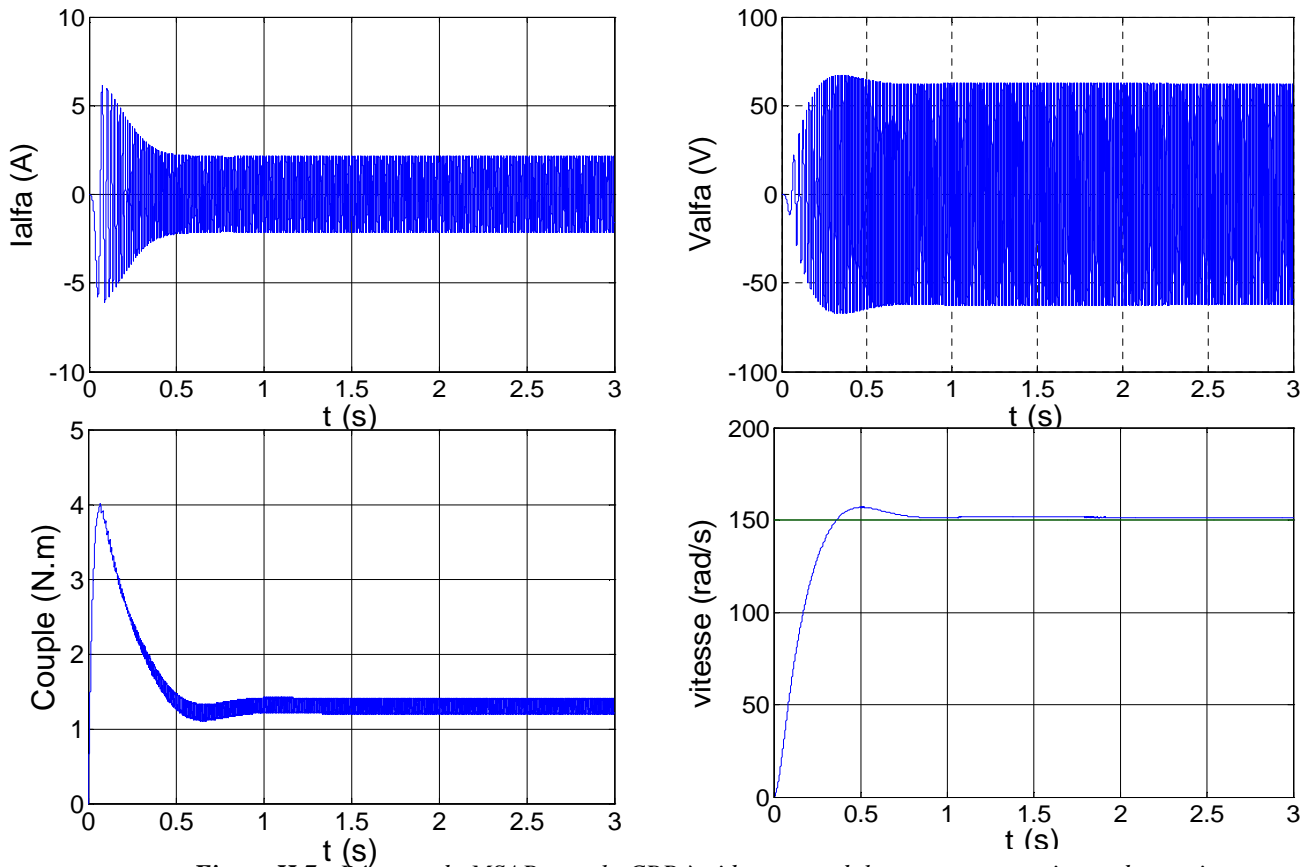


Figure II.7 : Réponse du MSAP avec la CBP à vide sans onduleur et avec une vitesse de consigne

$$\omega^* = 150 \text{ rad/s.}$$

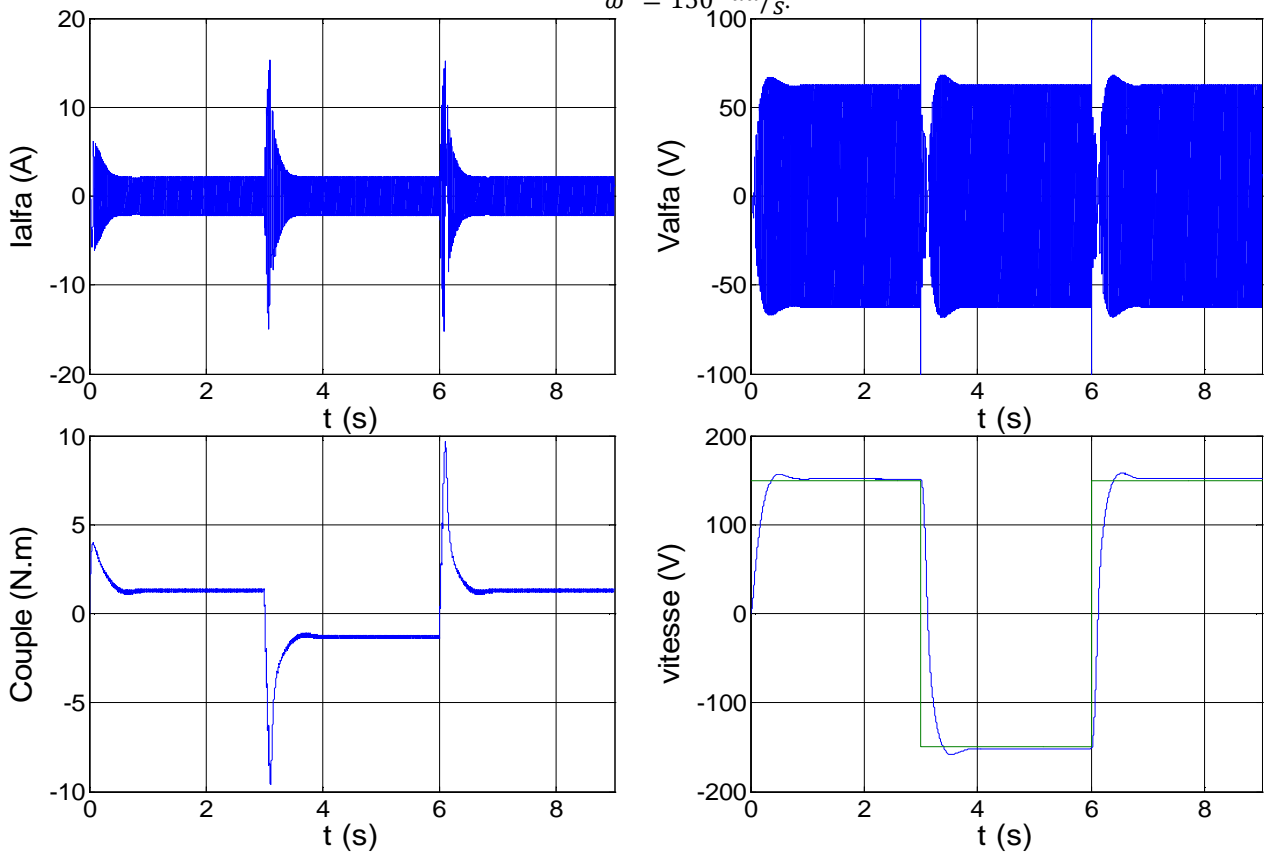


Figure II.8 : Réponse du du MSAP avec la CBP à vide sans onduleur et avec une vitesse de consigne

$$\omega^* = \mp 150 \text{ rad/s.}$$

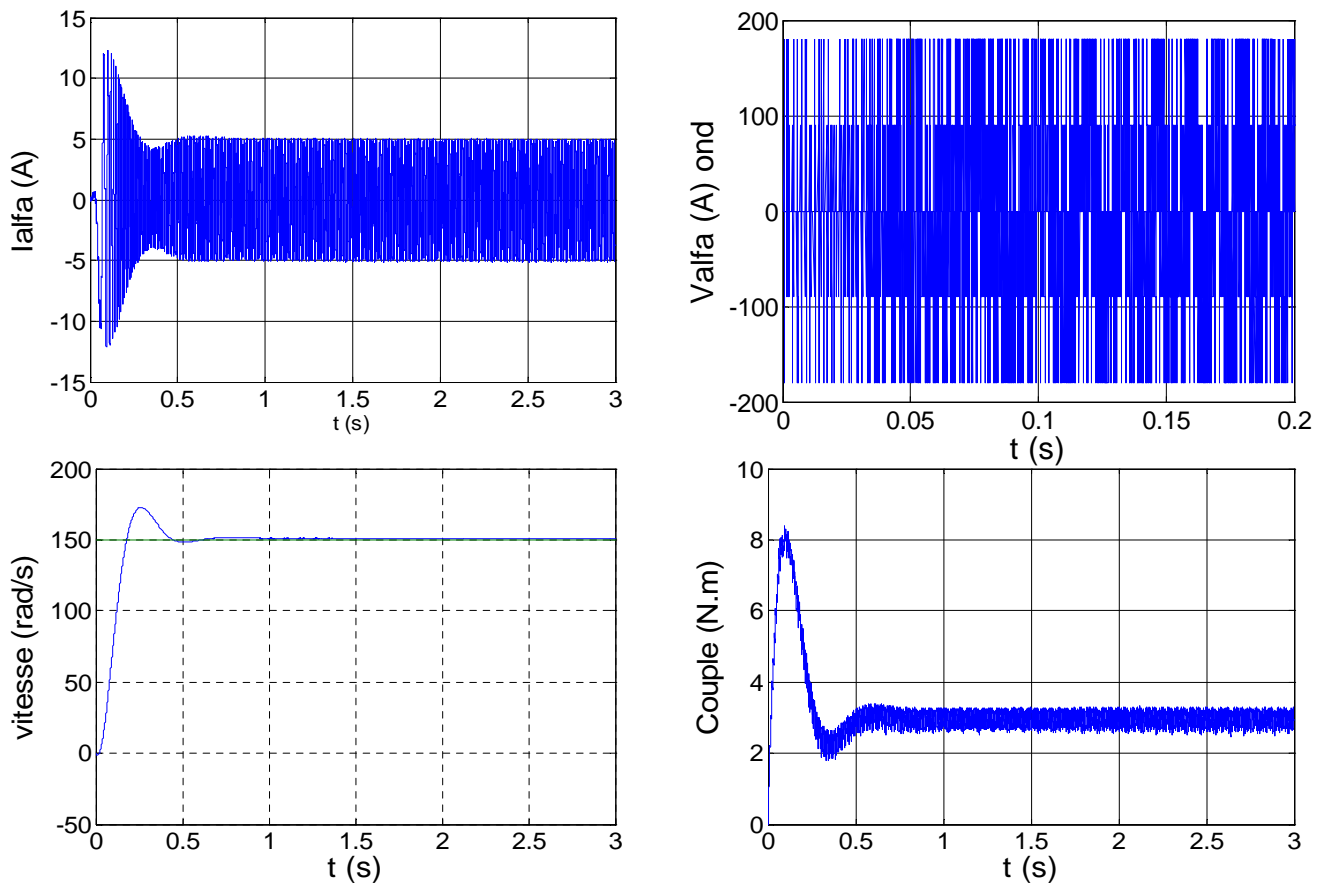


Figure II.9 : Réponse du MSAP avec la CBP en charge $\tau_L = 1.675 \text{ N.m}$ avec onduleur et avec une vitesse de consigne $\omega^* = 150 \text{ rad/s}$.

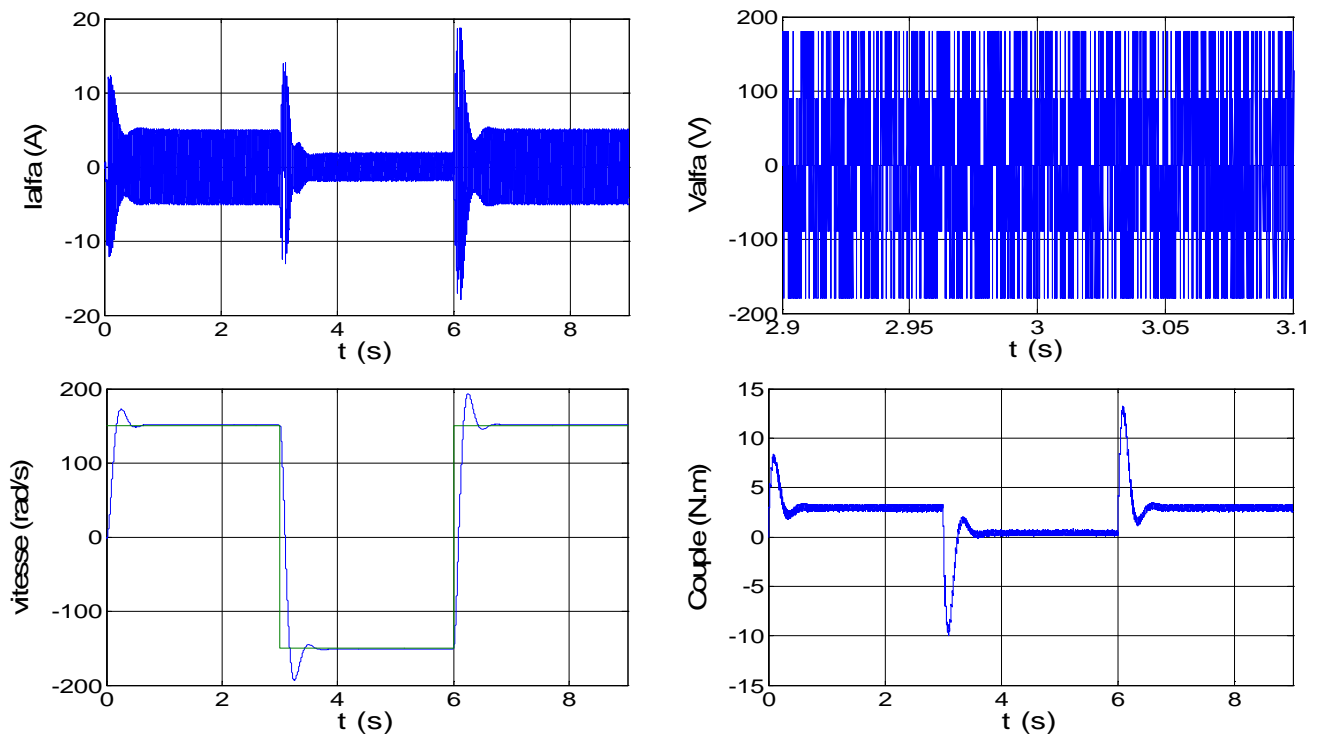


Figure II.10 : Réponse du MSAP avec la CBP en charge $\tau_L = 1.675 \text{ N.m}$ avec onduleur et avec un changement de vitesse de consigne $\omega^* = \pm 150 \text{ rad/s}$.

II.9 Test de robustesse et interprétation des résultats

On test la robustesse de la *CBP*, vis-à-vis des variations des paramètres de la machine.

- La figure (II.11) représente la réponse du *MSAP* lors de la variation de 100% de la résistance, cette variation n'affecte pas les sorties de la machine.
- La figure (II.12) représente la réponse du *MSAP* lors de la variation de 100% de l'inductance, cette variation fait diminuer l'amplitude de couple et augmente l'amplitude de la tension et du courant.
- La figure (II.13) représente la réponse du *MSAP* lors de variation de 100% du coefficient de frottement, cette variation fait augmenter l'amplitude de la tension et du courant et une augmentation de la valeur du couple électromagnétique.

A partir de cette étude en simulation de la robustesse, nous constatons que la commande de la machine est sensible aux variations de l'inductance et à la variation du coefficient de frottement et elle est insensible à la variation de la résistance. En générale, la commande est robuste, la vitesse suit la consigne et tous les signaux sont stables.

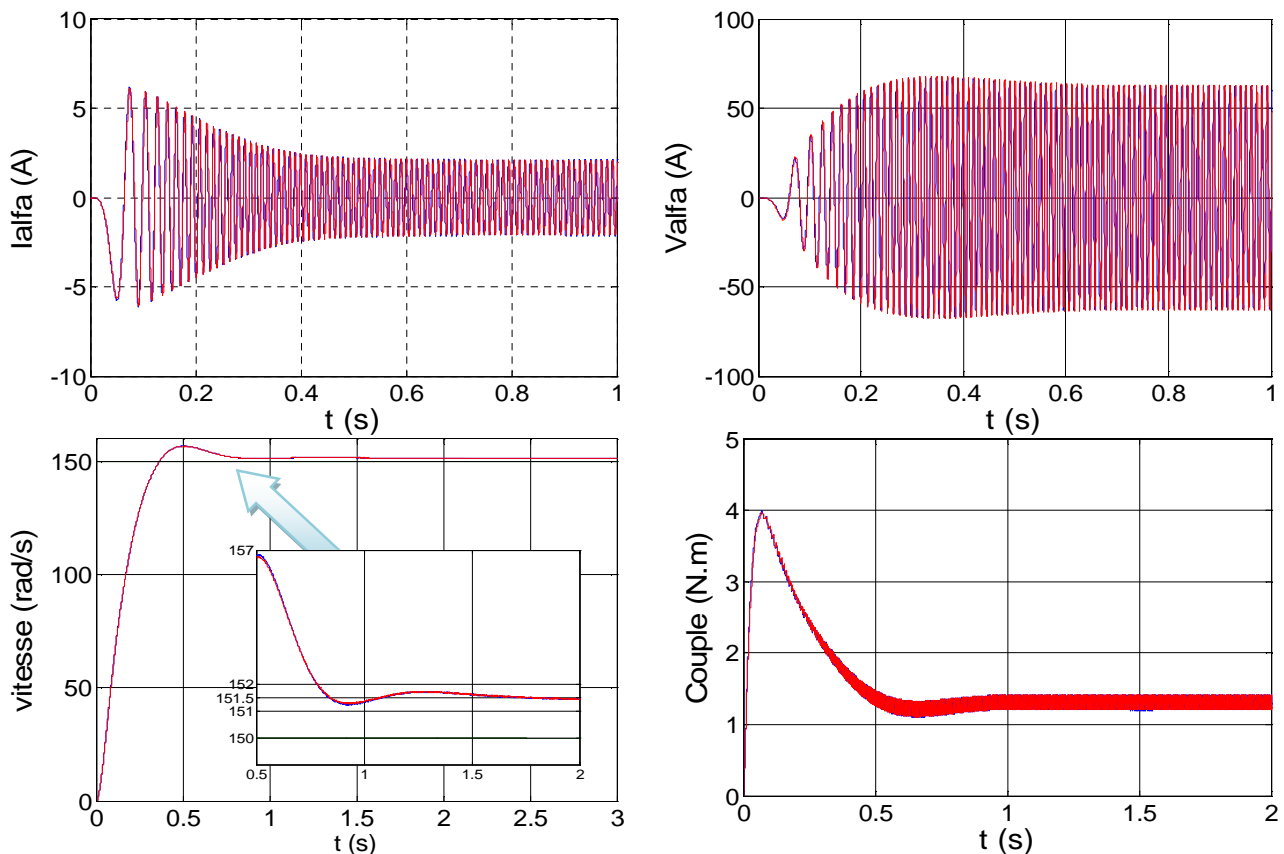


Figure II.11 : Réponse du *MSAP* à une variation de 100% de la résistance (courbe en rouge).

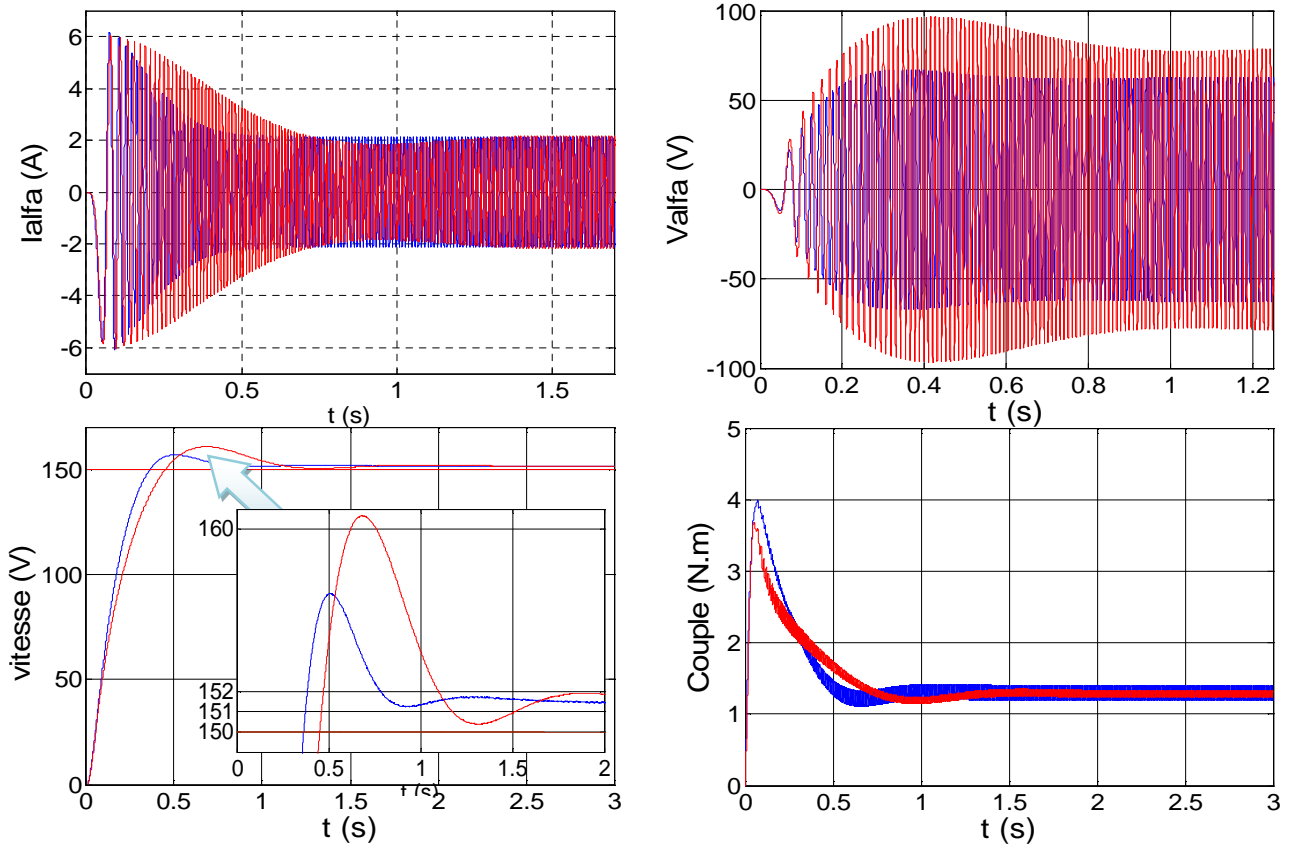


Figure II.12 : Réponse du MSAP à une variation de 100% de l'inductance (courbe en rouge).

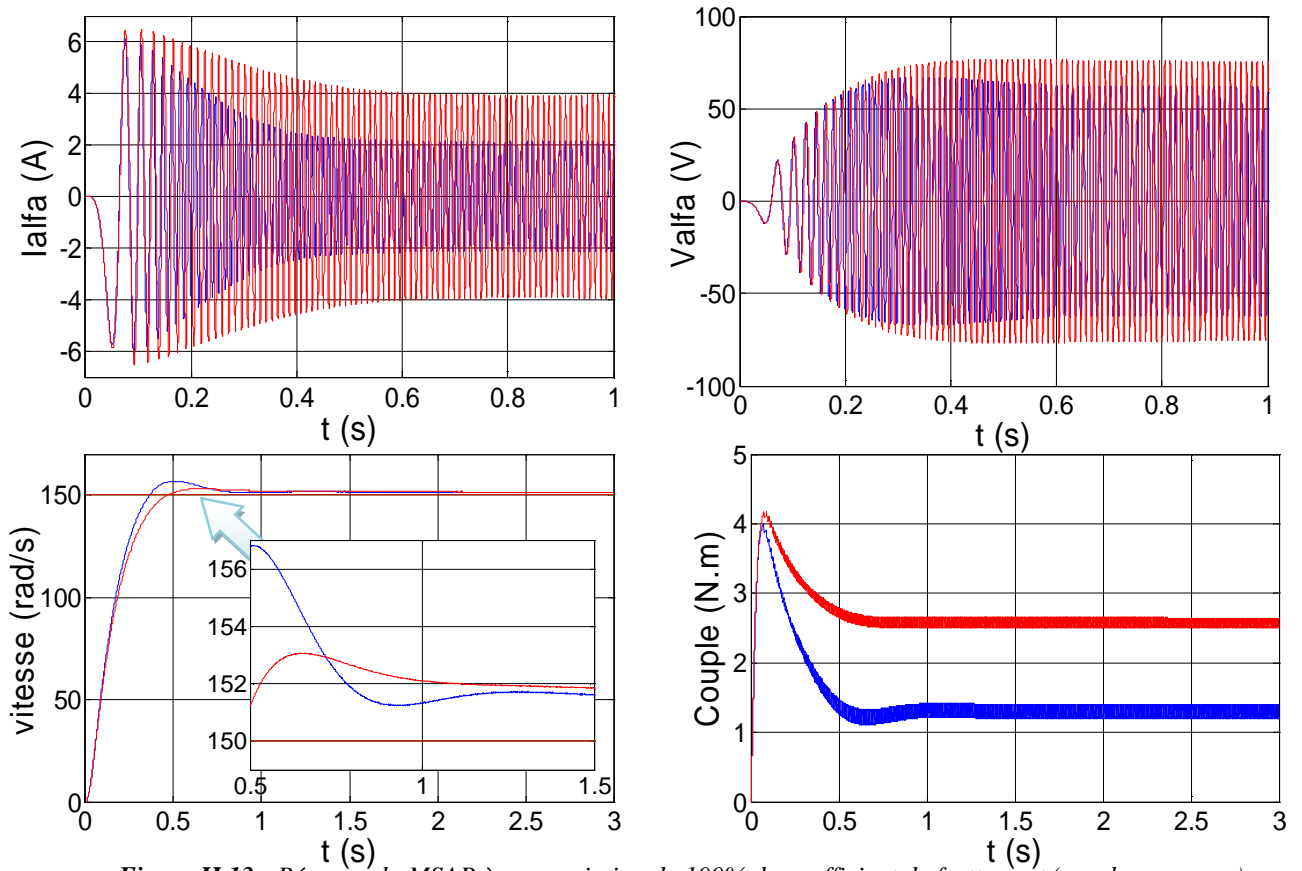


Figure II.13 : Réponse du MSAP à une variation de 100% du coefficient de frottement (courbe en rouge).

II.10 Conclusion

Dans ce chapitre, on a synthétisé une commande basée sur la passivité pour MSAP. Les résultats obtenus sont assez satisfaisants. Ceci est dû à la conception de cette commande qui se base sur les caractéristiques physiques du système et non sur la formulation mathématique. En plus, avec cette commande, on n'a pas besoin d'annuler les non linéarités du système. Celles-ci sont compensées, d'une façon amortie, grâce aux termes de la dynamique désirée qui constitue l'essentiel de sa formule. D'après les tests, on a constaté aussi que cette commande est robuste vis-à-vis des variations du couple de charge.

Afin d'améliorer encore les performances de cette commande, un adaptateur flou des gains utilisés dans le calcul de la commande, est conçu. Ceci fera l'objet du prochain chapitre.

III.1 Introduction

La théorie des ensembles flous a fait son apparition en 1965 suite à la publication d'un article d'une quinzaine de pages intitulé « fuzzy sets » (ensembles flous) par Lotfi A.Zadeh, professeur à l'université de Berkley en Californie, considéré aujourd'hui comme le fondateur de la logique floue [13].

Dix ans plus tard, il publie un important travail « The concept of a linguistic variable and its application to approximate reasoning » qui va marquer le point de départ de nombreuses études et expérimentations [13].

En 1975 E.H. Mamdani expérimente un régulateur flou qu'il perfectionne au cours des années suivantes [13]. En 1985 M. Suengo décrit des applications industrielles possibles en régulation floue, et en 1995 suite aux travaux de J.S.R Jang la logique floue est élargie aux systèmes à réseaux de neurones et à l'intelligence artificielle.

Les applications de la commande floue ont connu un essor remarquable au Japon où elles sont devenues un véritable argument de vente à travers de nombreuses applications grand public [14]: machines à laver, appareils photographiques, caméras vidéo, etc.

La toute première régulation floue a été implémentée en 1979 dans une cimenterie au Danemark [14]. Depuis, la commande floue a fait ses preuves à travers de nombreuses applications industrielles : ascenseurs, usine de papier au Portugal en 1992, pilote d'hélicoptère, métro de sandai (Japon) en service depuis 1987 qui utilise un double régulateur flou (C.S.C : Constant Speed Control et T.A.S.C : Train Automatic Speed Controller) [15].

La commande peut être perçue comme la gestion automatique d'un processus en fonction de consigne d'entrée par action sur une consigne de sortie. La commande floue traite elle aussi ce type de problème, mais avec des outils qui lui sont propres.

Dans ce présent chapitre, nous donnons les principes et les notions de base de la logique floue et nous l'appliquons pour l'adaptation des gains de la *CBP* appliqué au *MSAP*.

III.2 Bases mathématique de la logique floue

III.2.1 Sous-ensemble flous :

Les sous ensemble flous permettent l'appartenance partielle d'un élément à un ensemble donné. Chaque ensemble est définie par sa fonction d'appartenance qui correspond a la notion « fonction caractéristique » en logique classique, dont les formes usuelle sont : triangulaire, trapézoïdale, cloche, gaussienne...

Voici quelques types de fonctions d'appartenances :

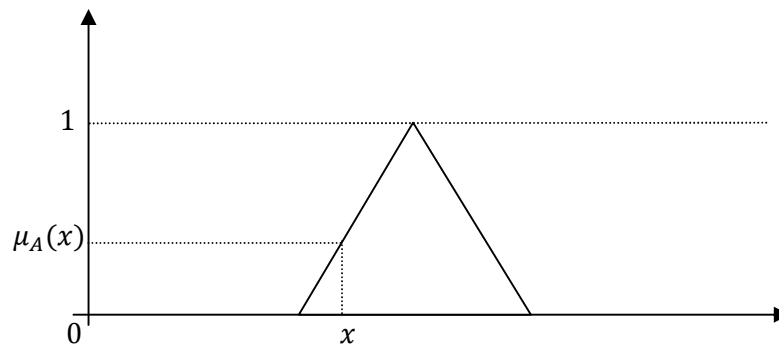


Figure III.1 : Fonction d'appartenance de forme triangulaire.

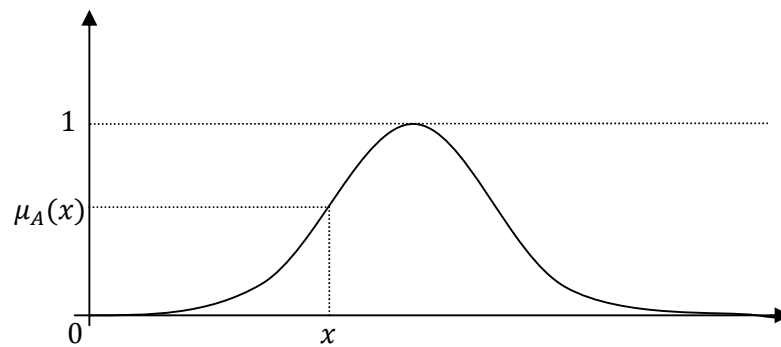


Figure III.2 : Fonction d'appartenance de la forme cloche.

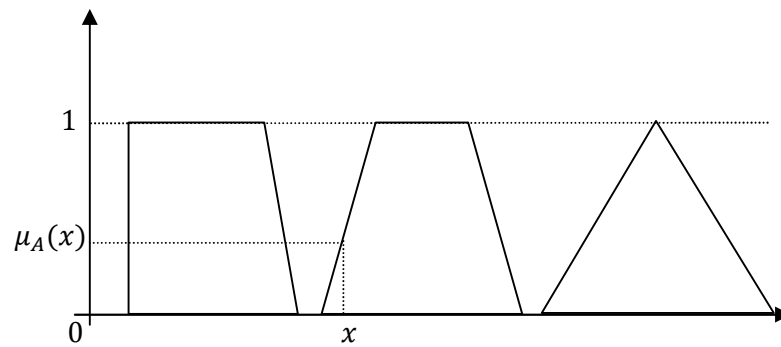


Figure III.3 : Fonction d'appartenance de forme trapézoïdale avec la forme triangulaire comme cas particulier.

La fonction d'appartenance est une application de l'ensemble de référence X dans l'intervalle $[0,1]$ défini comme suit :

$$\begin{aligned} \mu_A: X &\rightarrow [0,1] \\ x &\rightarrow \mu_A(x) \end{aligned} \quad (\text{III.1})$$

Un sous-ensemble flou A dans l'ensemble de référence X est noté par :

$$A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in X\} \quad (\text{III.2})$$

Remarque :

On appelle l'ensemble de référence « univers de discours », pour le fait qu'il contient tous les sous-ensembles flous pris en considération.

III.2.2 Variables linguistiques floues:

La description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en général des expressions floues. Afin de permettre un traitement numérique, il est indispensable de les soumettre à une définition à l'aide de fonctions d'appartenance. Dans ce contexte, on attribue à chaque valeur variable linguistique des fonctions d'appartenance μ , dont la valeur varie entre 0 et 1. Le plus souvent, on utilise pour les fonctions d'appartenance des formes trapézoïdales ou triangulaires. Ce pendant parfois, on fait appel à d'autres formes telles que les formes de cloche et les formes obtenues à partir de fonctions trigonométriques [16].

Pour une meilleure compréhension, prenant l'exemple de réglage de température " T " d'un local. Dans le cas le plus simple, on peut distinguer deux valeurs " $froid$ " et " $chaud$ " de la variable linguistique température. Elle forment deux ensembles flous (Figure III.4). Ainsi une température de 16° appartient avec un facteur d'appartenance $\mu = 0.7$ à l'ensemble " $froid$ " et avec $\mu = 0.3$ à l'ensemble " $chaud$ ". On écrit alors $\mu_{froid}(T = 16^\circ) = 0.7$ et $\mu_{chaud}(T = 16^\circ) = 0.3$.

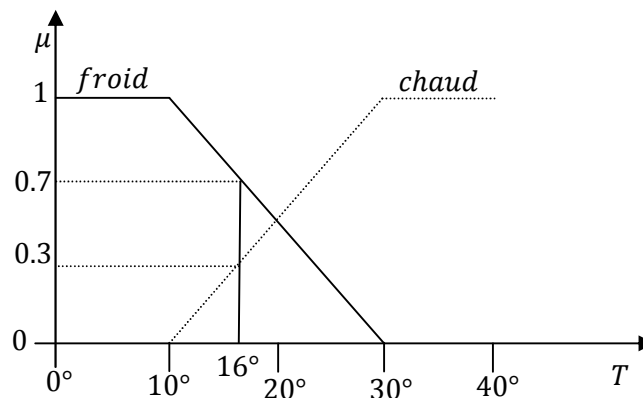


Figure III.4 : Fonction d'appartenance avec deux ensembles pour la variable linguistique température.

III.2.3 Opérations sur les sous-ensembles flous :

Afin de manipuler les sous-ensembles flous, il est nécessaire de définir certaines opérations élémentaires.

Soit A et B deux sous-ensembles flous dans X caractérisés respectivement par $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$.

a. Egalité :

$$\mu_A(x) = \mu_B(x) \quad \forall x \in X \quad (\text{III.3})$$

b. Inclusion :

$$\mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad \forall x \in X \quad (\text{III.4})$$

c. Complément (opérateur NON)(Négation ou inverse) :

$$\mu_{A'}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad \forall x \in X \quad (\text{III.5})$$

d. Intersection (opérateur ET) :

L'opérateur ET réalisé dans la plupart des cas par la formation du minimum.

Appliqué aux fonctions d'appartenance $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$, et s'exprime comme suit :

$$\mu_{A \cap B}(x) = \text{Min}(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad \forall x \in X \quad (\text{III.6})$$

L'opérateur peut également être réalisé par la formation du produit par la relation suivante :

$$\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x)\mu_B(x) \quad (\text{III.7})$$

e. Union (opérateur OU) :

Sa réalisation se fait en général par la formation du maximum. Cet opérateur s'exprime par :

$$\mu_{A \cup B}(x) = \text{Max}(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad \forall x \in X \quad (\text{III.8})$$

Par analogie avec l'opérateur ET , l'opérateur OU peut être réalisé par la formation de la somme et plus précisément par la valeur moyenne, à savoir :

$$\mu_{A \cup B}(x) = (\mu_A(x) + \mu_B(x))/2 \quad (\text{III.9})$$

f. Produit cartésien :

Soient A_1, A_2, \dots, A_n des sous-ensembles flous dans X_1, X_2, \dots, X_n représentent respectivement le produit cartésien de A_1, A_2, \dots, A_n , est un sous-ensemble flou dans l'espace produit de X_1, X_2, \dots, X_n , ayant pour fonction d'appartenance :

$$\mu_{A_1 \times A_2 \times \dots \times A_n}(x_1, x_2, \dots, x_n) = \text{Min}(\mu_{A_1}(x_1), \mu_{A_2}(x_2), \dots, \mu_{A_n}(x_n)) \quad (\text{III.10})$$

g. Relation floue :

Soient U_1, U_2, \dots, U_n des univers de discours. Une relation floue est un sous-ensemble flou dans $U_1 * U_2 * \dots * U_n$, exprimés par :

$$R_{U_1 * \dots * U_n} = \{((x_1, \dots, x_n), \mu_R(x_1, \dots, x_n)) / (x_1, \dots, x_n) \in U_1 * \dots * U_n\} \quad (\text{III.11})$$

III.2.4 La logique floue :

Dans la suite, nous donnerons quelques définitions concernant la logique floue et ses éléments de bases. Soient X une variable floue et A une caractéristique

a. La proposition floue :

Une proposition floue est une description de la variable floue, donnée sous la forme suivant :

$$\ll X \text{ est } A \gg$$

A cette proposition est associé un degré de vérité appartenant à l'intervalle $[0,1]$

b. La conjonction :

La conjonction de deux proposition est une autre proposition réalisée à l'aide de l'opérateur **ET**. Par exemple :

$$\ll X_1 \text{ est } A_1 \gg \text{ ET } \ll X_2 \text{ est } A_2 \gg$$

Mathématiquement, le degré de vérité de la conjonction de proposition est obtenu Par un opérateur *Min* agissant sur les degrés de vérité des deux propositions initiales.

c. La disjonction :

La disjonction de deux proposition est une autre proposition réalisée à l'aide de l'opérateur **OU**. Par exemple :

$$\ll X_1 \text{ est } A_1 \gg \text{ OU } \ll X_2 \text{ est } A_2 \gg$$

En terme mathématique, le degré de vérité associé à cette proposition est le résultat de l'application d'un opérateur **Max** sur les degrés de vérité associés aux deux propositions initiales.

d. L'implication

L'implication construit une proposition à l'aide des opérateurs **si** et **alors** comme suit :

$$\text{si } \ll X_1 \text{ est } A_1 \gg \text{ alors } \ll X_2 \text{ est } A_2 \gg$$

Le degré de vérité associé à cette dernière proposition est le résultat de l'application de l'opérateur **Min** sur le degré de vérité des deux propositions initiales.

III.2.5 Règles floues :

Une règle floue est une relation exprimée à l'aide d'une implication. Par exemple :

Si "ERREUR est POSITIVE et VARIATION D'ERREUR est NEGATIVE" alors
"COMMANDE est GRAND".

Cette règle est constituée de trois propositions :

- La proposition(1) est "ERREUR est POSITIVE".
- La proposition(2) est "VARIATION D'ERREUR est NEGATIVE".
- La proposition(3) est "COMMANDE est GRAND".

Les deux premières propositions forment les prémisses alors que la dernière proposition forme la règle floue. La conjonction des prémisses, l'implication et la conséquence forment la règle floue.

III.3 Modélisation par la logique floue

Le problème de la modélisation floue est résolu par le théorème de l'approximation universelle. Ce problème consiste à trouver les conditions pour lesquelles un modèle flou peut être trouvé pour approcher un système non linéaire préalablement donné avec une précision arbitraire imposée a priori

Récemment, des résultats ont été obtenus parmi lesquels, nous pouvons citer :

- Modélisation floue en utilisant les modèles de types Mamdani.
- Modélisation floue en utilisant les modèles de types Takagi-Sugeno

III.3.1 Structure générale d'un modèle flou :

A partir du schéma de la figure(III.5), un modèle flou d'un système dynamique se compose de :

- Une interface de fuzzification.
- Une base de connaissance.
- Une logique de prise de décision.
- Une interface de défuzzification.

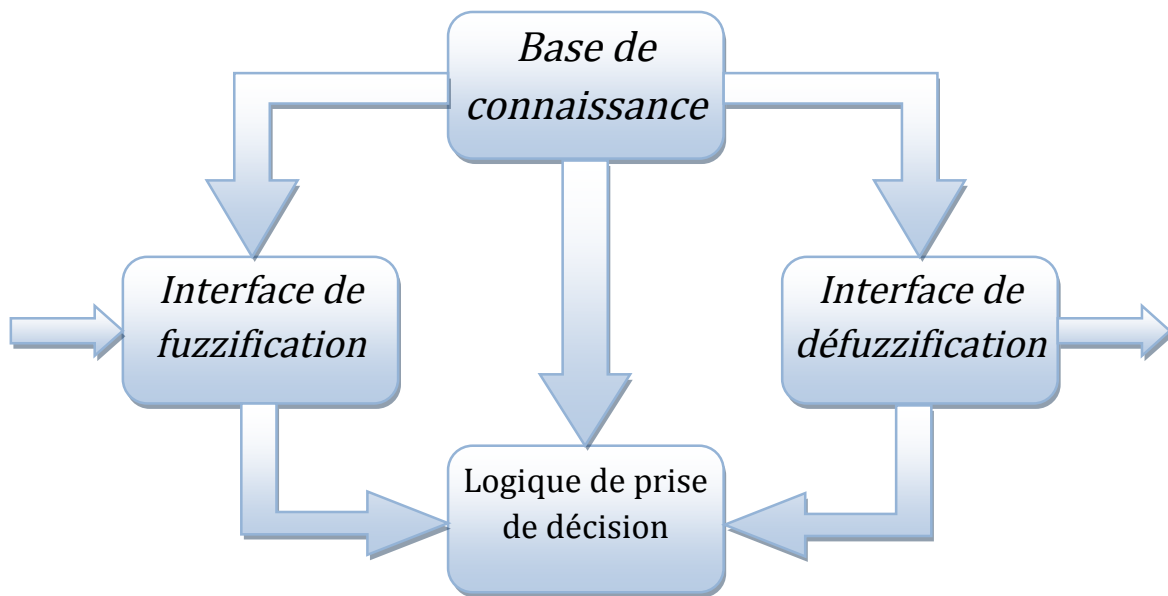


Figure III.5 : Structure générale d'un modèle flou d'un système dynamique.

a. Fuzzification :

L'interface de fuzzification inclut les fonctions suivantes :

- Mesure des variables d'entrée.
- Représentation d'une cartographie d'échelle transférant la plage des variables d'entrée aux univers de discours correspondants.
- Représentation de la fonction de fuzzification convertissant les données d'entrée en variables linguistiques.

b. Base de règles (connaissance) :

La base de connaissance est composée de :

- Une base de données fournissant les définitions nécessaires utilisée pour définir les règles de contrôle linguistique et la manipulation des données floues dans le contrôleur.
- Une base de règles caractérisant les buts et les stratégies de commande émis par les experts au moyen d'un ensemble de règles linguistiques de contrôle.

La base de règle est construite à partir de :

1. Expérience des opérateurs formulée en termes de règles.
2. Utilisation des méthodes d'apprentissage et d'identification.
3. Utilisation de partitionnement de l'espace d'état.

c. Moteur d'inférence (La logique de prise de décision) :

La logique de prise de décision est le noyau du contrôleur flou, sa fonction est la prise de décision en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférences. Il existe plusieurs stratégies d'inférence, par exemple :

- Mamdani (Max, Min).
- Larsen (Max, Prod).
- Sugeno (Som, Prod).

d. Défuzzification :

Pour pouvoir définir la loi de commande, le contrôleur flou doit être accompagné d'une procédure de défuzzification. Etant donné que l'organe de commande nécessite un signal de commande précis à son entrée, il faut donc prévoir une information déterminée (physique).

Cette transformation est assurée par le bloc de défuzzification. Ce même bloc réalise la conversion inverse de la fuzzification (conversion digitale/analogique). Plusieurs stratégies de défuzzification peuvent être utilisées, parmi lesquelles on trouve :

- Méthode de défuzzification par centre de gravité.
- Méthode de défuzzification par valeur maximale.
- Méthode de défuzzification par valeur moyenne des maxima.

e. Défuzzification par centre de gravité :

L'une des méthodes de défuzzification les plus utilisées est celle de la détermination du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante, il suffit de calculer son abscisse dont l'expression est donnée par :

$$Z_0 = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_Z(W_i) \cdot W_i}{\sum_{j=1}^n \mu_Z(W_j)} \quad (\text{III.12})$$

Avec :

Z : Est le sous ensemble flou obtenu par le moteur d'inférence.

Z_0 : Le centre de sous ensemble flou Z .

$W_j, j = 1, \dots, n$: n Points uniformément repartis sur l'univers de discours.

μ_Z : Fonction d'appartenance associée au sous ensemble flou Z .

III.4 commande par logique floue

III.4.1 Types de régulateur flous :

On distingue plusieurs types de régulation floue, dont on peut citer :

- a. Régulateur de type Mamdani, se base sur des règles à prémisses et conclusion symboliques.
- b. Régulateur de type sugeno, il utilise des prémisses symboliques et des conclusions numériques.

III.4.2 Synthèse des régulateurs flous :

Cette synthèse de régulateur flou doit suivre les étapes suivantes :

- Le choix des variables d'entrée et de sortie du contrôleur.
- Détermination des plages entrée/sortie.
- Construction des sous ensemble flous.
- Le choix des fonctions d'appartenance des sous ensemble flous.
- Le choix de la méthode d'inférence et de défuzzification.
- Construction de la base de des règle.

III.5 Adaptation des gains de la CBP par la logique floue

III.5.1 Choix du régulateur flou :

Nous avons choisi le régulateur de type Mamdani, qui se base sur des règles à prémisses et conclusion symboliques, l'inférence (Max, Min) et la défuzzification par la méthode de centre de gravité.

III.5.2 Etapes de synthèse du régulateur flou :

Pour la synthèse de réglage flou, on a suivi les étapes suivantes :

- Choix des variables linguistique.
- Détermination de la plage de variation.
- Décompositions de ces plages (N : négative, Z : zéro, P : positive).
- Déterminations des conclusions des règles.

III.5.3 Synthèse du régulateur flou :

Pour le choix des variables linguistiques on a procédé a des essais sur le système en BF MSAP-CBP, avec une vitesse de cosigne $W^* = 150 \text{ rd/s}$ on relève les valeur suivante en variant les gains K_e, a, b, σ , d'où on a obtenue les tableaux suivants :

III.5.3.1 variation de $K_e : a=0.1, b=1, \sigma=2$.

Sans charge :

ΔK_e	Dep	ϵ_{statiq}	T_{rep}	Δi_α	i_α	v_α	v_β	ϵ_τ
1	3.39	0.98	11.42	56.5	24.74	233.92	202.58	36.48
2	2.09	0.89	5	29.16	7.51	233.92	202.58	19.48
3	9.37	0.60	2.43	19.61	3.89	233.92	202.58	13.2
4	22.18	0.42	0.92	14.87	2.81	233.92	202.58	10.1
5	33.6	0.33	0.84	12.01	2.42	233.92	202.58	8.05
6	43.06	0.31	0.82	10.03	2.24	233.92	202.58	7.76
7	50.89	0.26	1.19	8.62	2.16	233.92	202.58	5.84
8	57.39	2.24	1.21	7.64	2.11	233.92	202.58	5.14

Tableau III.1 résultats de la variation du gains k_e par rapport aux caractéristiques Dep, E_w, E_i, i_α du MSAP sans charge

Avec charge : $\tau_L = 1.675 \text{ N.m}$

ΔK_e	Dep	ϵ_{statiq}	T_{rep}	Δi_α	i_α	v_α	v_β	ϵ_τ
1	3.64	1.23	11.86	56.4	26.25	233.92	202.92	36.35
2	2.24	0.99	5.58	28.83	8.96	233.92	202.58	19.5
3	9.57	0.65	3.16	19.58	5.87	233.92	202.58	13.23
4	22.8	0.49	1.78	14.6	5.1	233.92	202.58	10.1
5	34.25	0.40	0.86	11.89	4.82	233.92	202.85	8.05
6	43.81	0.36	1.17	10.00	4.68	233.92	202.85	6.75
7	51.75	0.32	1.19	8.58	4.63	233.92	202.92	5.80
8	58.32	0.29	1.23	7.52	4.6	233.92	202.92	5.1

Tableau III.2 résultats de la variation du gains k_e par rapport aux caractéristiques Dep, E_w, E_i, i_α du MSAP avec charge

III.5.3.2 variation de a : $K_e = 4, b = 1, \sigma = 2$.*Sans charge :*

Δa	Dep	ε_{statiq}	$T rep$	Δi_α	i_α	v_α	v_β	ε_τ
0	20.88	0.09	0.61	14.85	2.84	233.92	202.58	10.1
0.1	22.18	0.44	0.92	14.88	2.86	233.92	202.58	10.08
0.2	23.48	0.3	2.2	14.82	2.84	233.92	202.58	10.10
0.3	24.9	0.17	2.16	14.81	2.84	233.92	202.58	10.14
0.4	26.1	0.12	1.99	14.78	2.83	233.92	202.58	10.1
0.5	27.33	0.1	1.81	14.85	2.81	233.92	202.58	10.09
1	32.93	0.08	1.22	14.85	2.86	233.92	202.58	10.18
2	41.77	0.08	0.88	14.76	2.78	233.92	202.58	10.13

Tableau III.3 résultats de la variation du gains a par rapport aux caractéristiques Dep, E_w, E_i, i_α du MSAP sans charge

Avec charge : $\tau_L = 1.675 \text{ N.m}$

Δa	Dep	ϵ_{statiq}	T_{rep}	Δi_α	i_α	v_α	v_β	ϵ_τ
0	21.20	0.85	0.62	14.74	5.14	233.92	202.58	10.00
0.1	22.79	0.48	1.78	14.86	5.07	233.92	202.58	10.01
0.2	24.17	0.33	2.61	14.79	5.08	233.92	202.58	10.01
0.3	25.64	0.2	2.42	14.77	5.10	233.92	202.58	9.99
0.4	27.11	0.13	2.19	14.81	5.11	233.92	202.58	10.01
0.5	28.47	0.1	1.92	14.78	5.08	233.92	202.58	9.98
1	34.76	0.09	1.32	14.85	5.1	233.92	202.58	9.99
2	44.6	0.083	0.89	14.68	5.05	233.92	202.58	9.98

Tableau III.4 résultats de la variation du gains a par rapport aux caractéristiques Dep, E_w, E_i, i_α du MSAP avec charge

III.5.3.3 variation de b : $K_e = 4, a = 0.1, \sigma = 2.$ *Sans charge :*

Δb	Dep	ε_{statiq}	$T rep$	Δi_α	i_α	v_α	v_β	ε_τ
0	41.8	0.07	0.56	14.75	2.86	233.92	202.58	10.13
0.1	40.25	0.1	0.57	14.81	2.83	233.92	202.58	10.13
0.2	38.58	0.11	0.59	14.84	2.86	233.92	202.58	10.04
0.3	36.92	0.13	0.6	14.88	2.86	233.92	202.58	10.1
0.4	35.17	0.16	0.63	14.87	2.85	233.92	202.58	10.14
0.5	33.27	0.2	0.65	14.85	2.85	233.92	202.58	10.1
1	22.18	0.44	1.58	14.89	2.87	233.92	202.58	10.1
2	162.47	∞	∞	∞	∞	233.92	202.58	∞

Tableau III.5 résultats de la variation du gains b par rapport aux caractéristiques $Dep, E_w,$
 E_i, i_α du MSAP sans charge

Avec charge : $\tau_L = 1.675 \text{ N.m}$

Δb	Dep	ϵ_{statiq}	T_{rep}	Δi_α	i_α	v_α	v_β	ϵ_τ
0	42.18	0.08	0.56	14.87	5.11	233.92	202.58	10.01
0.1	40.5	0.11	0.58	14.94	5.18	233.92	202.58	10.00
0.2	38.89	0.13	0.59	14.88	5.11	233.92	202.58	10.02
0.3	37.33	0.15	0.61	14.85	5.09	233.92	202.58	10.00
0.4	35.5	0.18	0.63	14.82	5.12	233.92	202.58	10.04
0.5	33.65	0.22	0.66	14.81	5.08	233.92	202.58	9.99
1	22.79	0.49	1.78	14.86	5.07	233.92	202.58	10.01
2	185.29	∞	∞	∞	∞	233.92	202.58	∞

Tableau III.6 résultats de la variation du gains b par rapport aux caractéristiques Dep, E_w, E_i, i_α du MSAP avec charge

III.5.3.4 variation de σ : $K_e = 4, a = 0.1, b = 1$.

Sans charge :

$\Delta\sigma$	Dep	ε_{statiq}	T_{rep}	Δi_α	i_α	v_α	v_β	ε_τ
0	0	∞	∞	∞	5.26	116.96	202.58	∞
0.5	0	∞	∞	∞	5.45	233.92	202.58	∞
1	150	∞	∞	29.55	8.22	233.92	202.58	20.18
1.5	8.63	0.86	5.24	14.8	2.85	233.92	202.58	10.2
2	22.18	0.42	0.92	14.8	2.85	233.92	202.58	10.08
3	42.29	0.22	0.57	14.87	2.9	233.92	202.58	10.04
4	54.48	0.14	0.66	14.86	2.93	233.92	202.58	10.1
5	62.9	0.12	0.59	14.96	3.03	233.92	202.58	10.13

Tableau III.7 résultats de la variation du gains σ par rapport aux caractéristiques Dep, E_w, E_i, i_α du MSAP sans charge

Avec charge : $\tau_L = 1.675 \text{ N.m}$

$\Delta\sigma$	Dep	ε_{statiq}	T_{rep}	Δi_α	i_α	v_α	v_β	ε_τ
0	0	∞	∞	∞	5.91	116.96	202.58	∞
0.5	0	∞	∞	∞	7.24	233.92	202.58	∞
1	170.6	∞	∞	31.78	11.09	233.92	202.58	21.42
1.5	9.27	0.98	5.84	14.86	5.1	233.92	202.58	10.02
2	22.79	0.5	1.78	14.75	5.05	233.92	202.58	10.08
3	42.7	0.23	0.57	14.93	5.26	233.92	202.58	9.99
4	54.78	0.15	0.66	14.9	5.25	233.92	202.58	10.1
5	63.21	0.12	0.59	14.98	5.37	233.92	202.58	10.02

Tableau III.8 résultats de la variation du gains σ par rapport aux caractéristiques Dep, E_w, E_i, i_α du MSAP avec charge

III.5.4 Analyses des tableaux :

Après l'analyse des résultats des tableaux, nous avons utilisé les erreurs de courant E_i et de vitesse E_w comme entrées du contrôleur flou, puisque le dépassement de vitesse n'est pas disponible en temps réel (Dep, E_w), nous avons utilisé la corrélation $E_w_Dépassement$:

a 22% de $Dep \rightarrow 0.48 \text{ rad/s } E_w$ d'après les résultats marqué en jaune.

En présence de la charge le courant i_α augmente, pour réduire E_i on ne peut que réduire K_e donc on a met une table qui explique les faits ci-dessous :

$\Delta K_e \uparrow$	$Dep \uparrow$	$E_w \downarrow$	$Tr \downarrow$	$i_\alpha \downarrow$
$\Delta a \uparrow$	$Dep \uparrow$	$E_w \downarrow$	$Tr ?$	$i_\alpha ?$
$\Delta b \uparrow$	$Dep \downarrow$	$E_w \uparrow$	$Tr \uparrow$	$i_\alpha ?$
$\Delta \sigma \uparrow$	$Dep \uparrow$	$E_w \downarrow$	$Tr \downarrow$	$i_\alpha ?$

Tableau III.9 synthèse de la variation du gains K_e , a , b , σ par rapport aux caractéristiques Dep, E_w, E_i, i_α du MSAP

Avec :

Dep : dépassement de la vitesse mécanique.

E_w : erreur de vitesse.

Tr : temps de réponse de la vitesse.

i_α : courant alpha.

III.5.5 Les variables linguistiques :

Quand on augmente le gain k_e , l'erreur de courant E_i diminue mais le dépassement de la vitesse augmente, l'erreur de vitesse E_w diminue ainsi que le temps de repense Tr , donc pour réduire le dépassement, on agit sur les gains a , b , σ de manière a avoir le meilleur dépassement ($a \downarrow$ et/ou $b \uparrow$ et/ou $\sigma \downarrow$), l'idéal c'est d'avoir une erreur de vitesse E_w faible ainsi qu'une erreur de courant E_i faible.

Nous avons choisi comme valeurs linguistiques l'erreur de courant E_i , et l'erreur de vitesse E_w comme entrées du bloc d'adaptation des gains K_e, a, b, σ .

III.5.6 Les adaptateurs flous :

III.5.6.1 Fuzzification :

Voici nos quatre régulateurs flous :

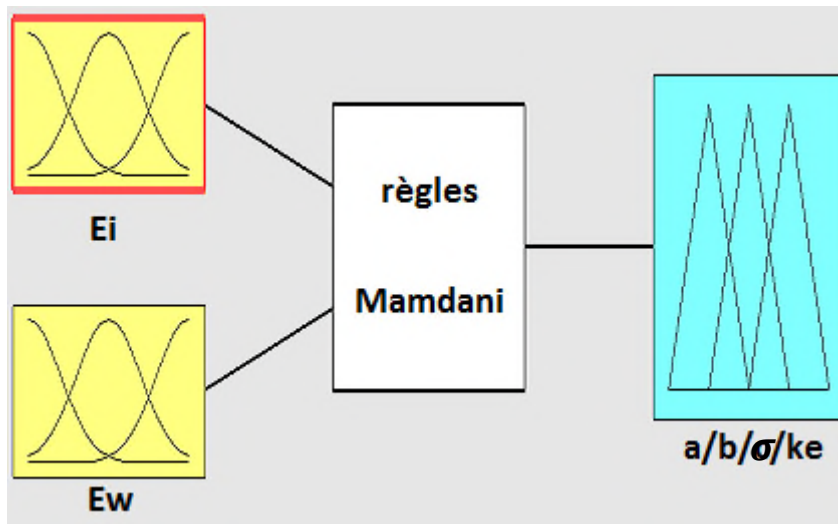


Figure III.9 : l'adaptateur $a/b/\sigma/k_e$

III.5.6.2 Les fonctions d'appartenance :

Ce sont les fonctions qui expriment les degrés d'appartenance des grandeurs aux variables linguistiques déduite par les essais précédents.

III.5.6.2.1 Les fonctions d'appartenance des entrées « E_i » et « E_w » :

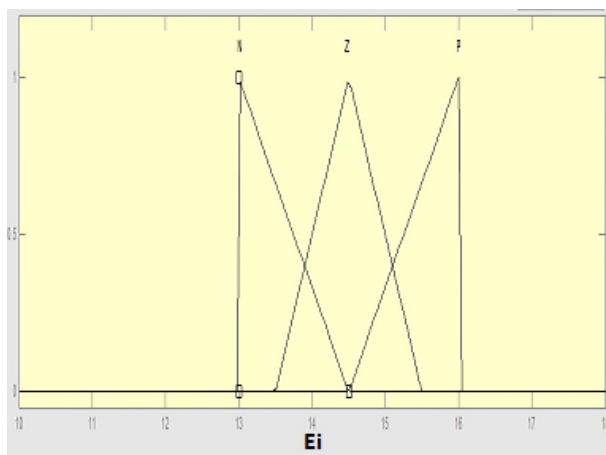


Figure III.10 : fonction d'appartenance de

l'erreur de courant « E_i »

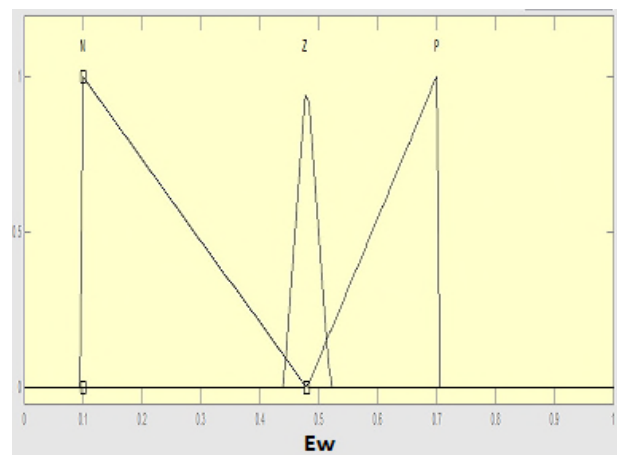


Figure III.11 : fonction d'appartenance de

l'erreur de vitesse « E_w »

III.5.6.2.2 Les fonctions d'appartenance des sorties « a », « b », « σ », « k_e » :

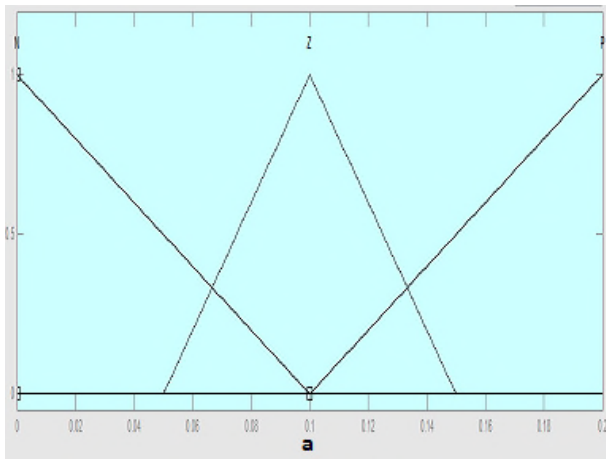


Figure III.12 : variable de sortie du gain « a »

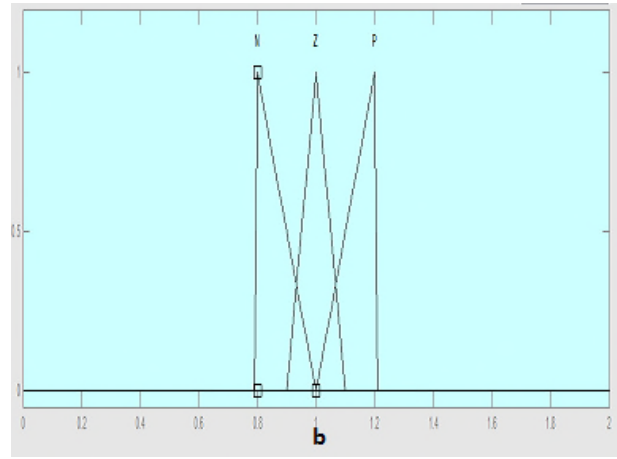


Figure III.13 : variable de sortie du gain « b »

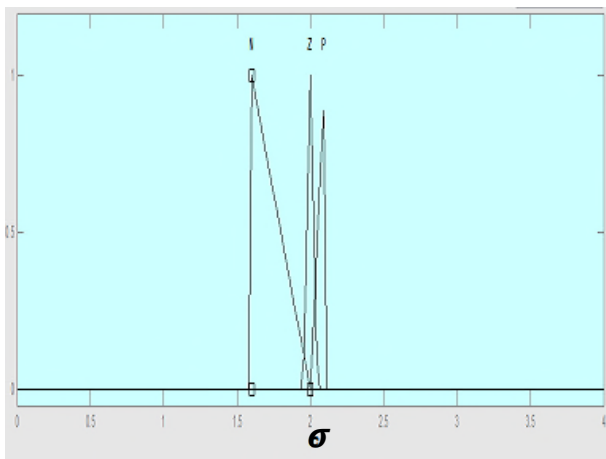


Figure III.14 : variable de sortie du gain « σ »

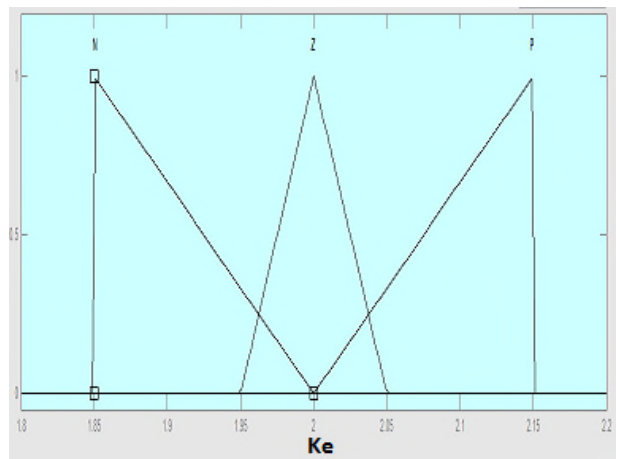


Figure III.15 : variable de sortie du gain « k_e »

III.5.6.3 Les règles d'inférences :

Dans cette étape nous allons élaborer les règles pour lesquelles on va définir le comportement attendu de la machine selon ses paramètres, pour chacune des combinaisons des valeurs d'entrées, une action sur les variables de sorties lui est associée.

La table suivante illustre les différentes règles proposées :

$E_i \setminus E_w$	N	Z	P
N	$a \equiv Z$ $b \equiv Z$ $\sigma \equiv Z$ $k_e \equiv Z$	$a \equiv Z$ $b \equiv P$ $\sigma \equiv N$ $k_e \equiv Z$	$a \equiv P$ $b \equiv N$ $\sigma \equiv P$ $k_e \equiv N$
Z	$a \equiv N$ $b \equiv Z$ $\sigma \equiv Z$ $k_e \equiv P$	$a \equiv Z$ $b \equiv Z$ $\sigma \equiv Z$ $k_e \equiv Z$	$a \equiv P$ $b \equiv N$ $\sigma \equiv P$ $k_e \equiv N$
P	$a \equiv N$ $b \equiv N$ $\sigma \equiv P$ $k_e \equiv N$	$a \equiv N$ $b \equiv N$ $\sigma \equiv P$ $k_e \equiv N$	$a \equiv N$ $b \equiv N$ $\sigma \equiv P$ $k_e \equiv N$

Tableau III.10 « Table de règles d'inférences »

Exemple d'utilisation de cette table :

Si E_i est « N » et E_w est « N », alors les sortie a, b, σ, k_e sont « Z »

III.5.6.4 Méthode de défuzzification :

Une fois la mise en place des fonctions d'appartenance et l'établissement des règles définissant le comportement du régulateur ont été effectuées, on passe à la sélection d'une méthode de défuzzification. C'est cette étape qui permet de transformer les valeurs de commande du domaine flou vers le domaine réel (variable physique).

Ce choix est généralement conditionné par un compromis entre la facilité d'implémentation et les performances de calcul. Dans ce travail nous avons utilisé la méthode du centre de gravité, qui peut être déterminée à l'aide de la relation (III.12).

III.6 Simulation et interprétation des résultats

Les performances de la *CBP* avec adaptation de gain par le flou en vitesse appliquée au *MSAP* sont testées en simulation numérique avec le logiciel MATLAB 7.9.

Les paramètres de la commande sont choisis en se basant sur le concept de la stabilité du système comme suit : $k_e \in [1.85 \ 2.5]$, $a \in [0 \ 0.2]$, $b \in [0.8 \ 1.2]$, $\sigma \in [1.6 \ 2.1]$.

Nous avons testé le système de commande avec l'onduleur où sa commande est assurée par la technique *MLI* triangulo-sinusoidale de paramètres $m = 27$ et $r = 0.9$.

Les résultats obtenus donnent l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques en fonction du temps, dans les cas suivants :

Dans la figure (III.16), on présente la réponse du *MSAP* pour la *CBP* et la *CBP* avec adaptation de gain par le flou (en rouge) pour un échelon de consigne de vitesse de 150 rad/s avec et un couple de charge de $\tau_L = 1.675 \text{ N.m}$ entre $t = 2 \text{ s}$ et $t = 4 \text{ s}$.

Dans la figure (III.18), on présente la réponse du *MSAP* par la *CBP* et la *CBP* avec adaptation de gain par le flou (en rouge) pour une variation consigne de 150 rad/s à $t = 0 \text{ s}$, -150 rad/s à $t = 3 \text{ s}$ et 150 rad/s à $t = 6 \text{ s}$, avec un couple de charge $\tau_L = 1.675 \text{ N.m}$ entre $t = 2 \text{ s}$ et $t = 7 \text{ s}$.

On remarque que le signal de vitesse *MSAP* suit la consigne imposée, avec un temps de réponse très faible, et un dépassement de moins de 10%.

On comparant la *CBP* et la *CBP* avec adaptation de gain par le flou on remarque bien que le comportement de *MSAP* est plus amélioré en présence de l'adaptation floue des gains.

Dans les deux figures (III.17) et (III.19) on voit bien l'évaluation des sorties des adaptateurs flous des gains a, b, σ et k_e de la .

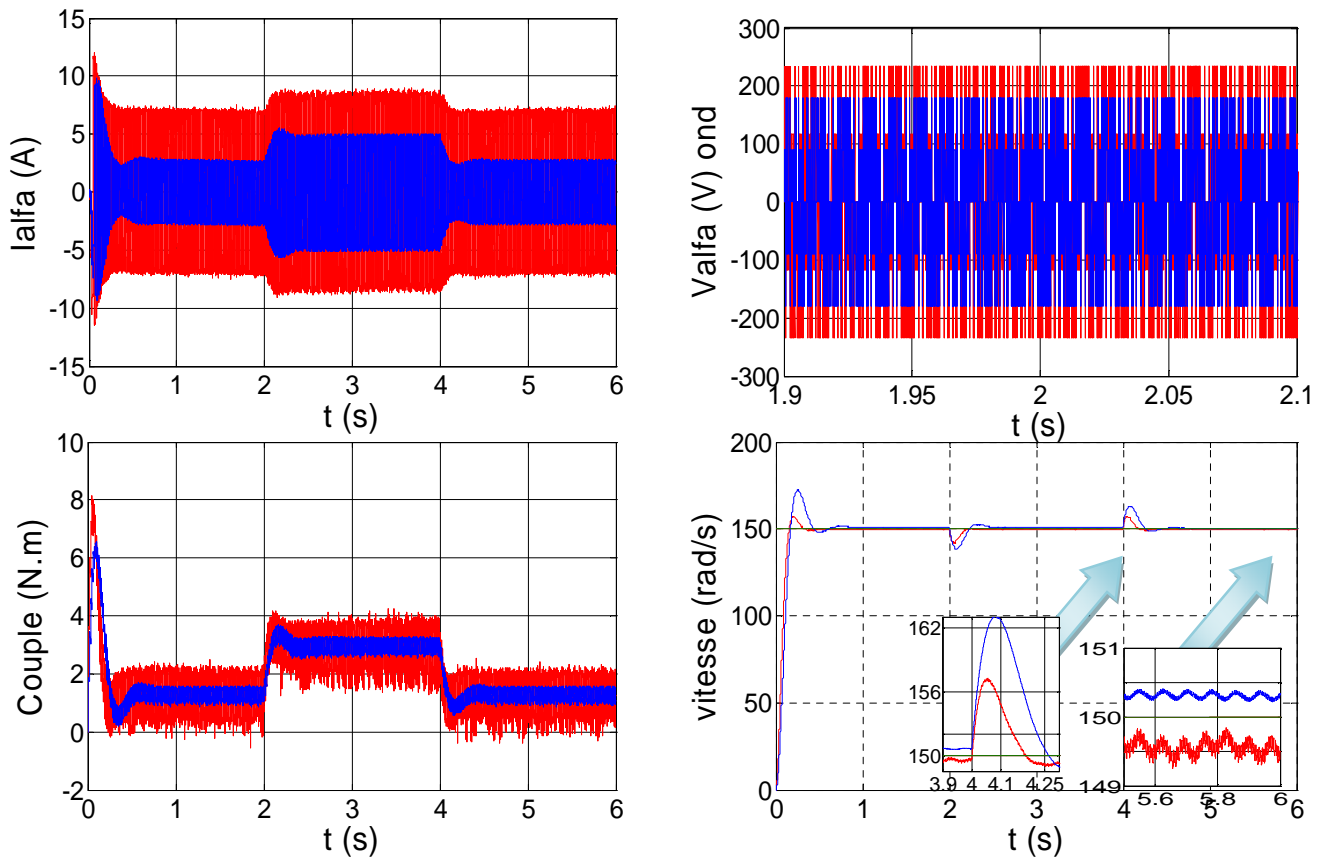


Figure III.16 : Réponse du MSAP avec la CBP avec adaptation de gain par le flou (en rouge) et la CBP avec une vitesse de consigne $\omega^* = 150 \text{ rad/s}$ et un couple de charge $\tau_L = 1.675 \text{ N.m}$ entre $t = 2 \text{ s}$ à $t = 4 \text{ s}$.

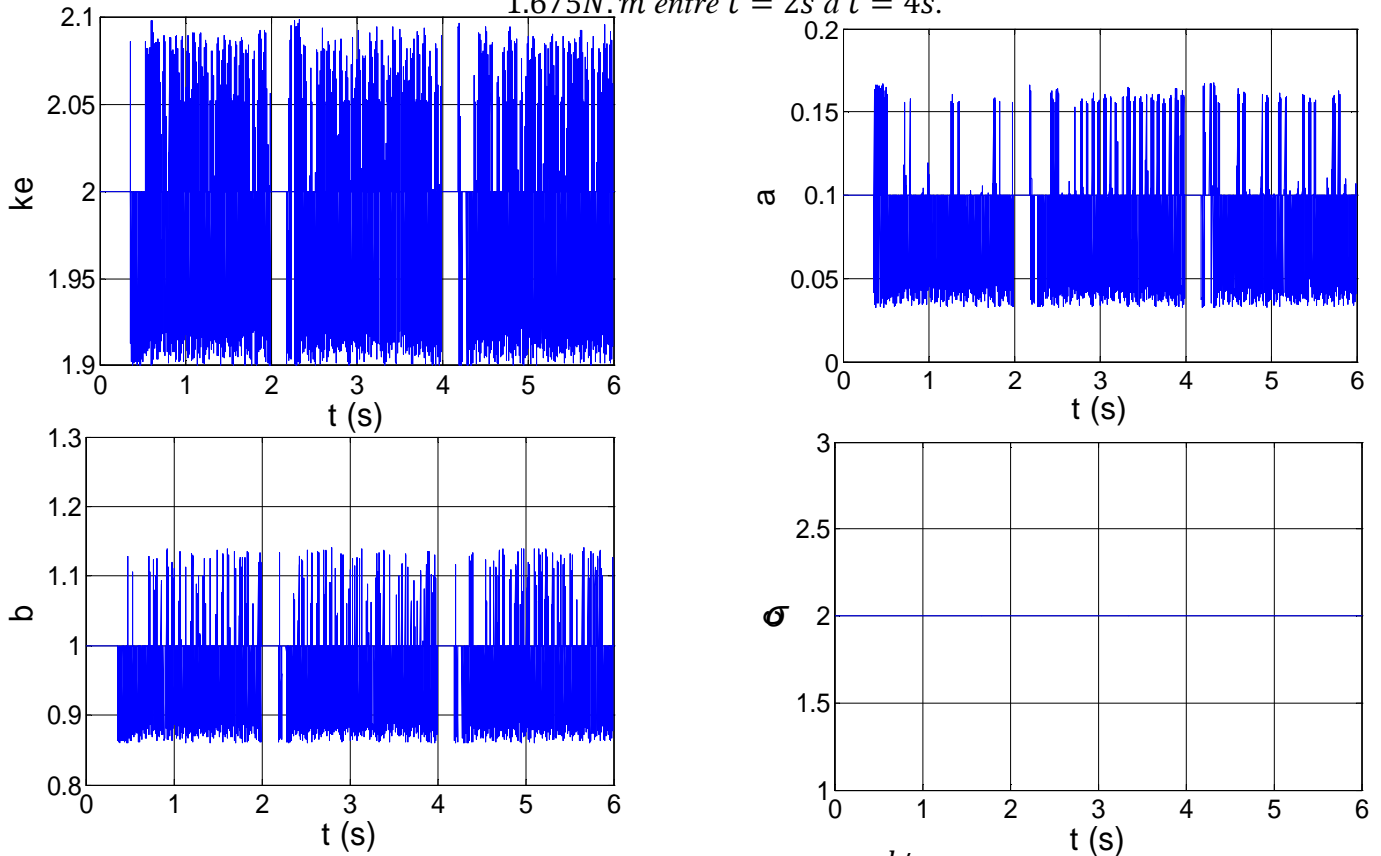


Figure III.17 : sortie des régulateur avec $\omega^* = 150 \text{ rad/s}$ et un couple de charge $\tau_L = 1.675 \text{ N.m}$ entre $t = 2 \text{ s}$ à $t = 4 \text{ s}$.

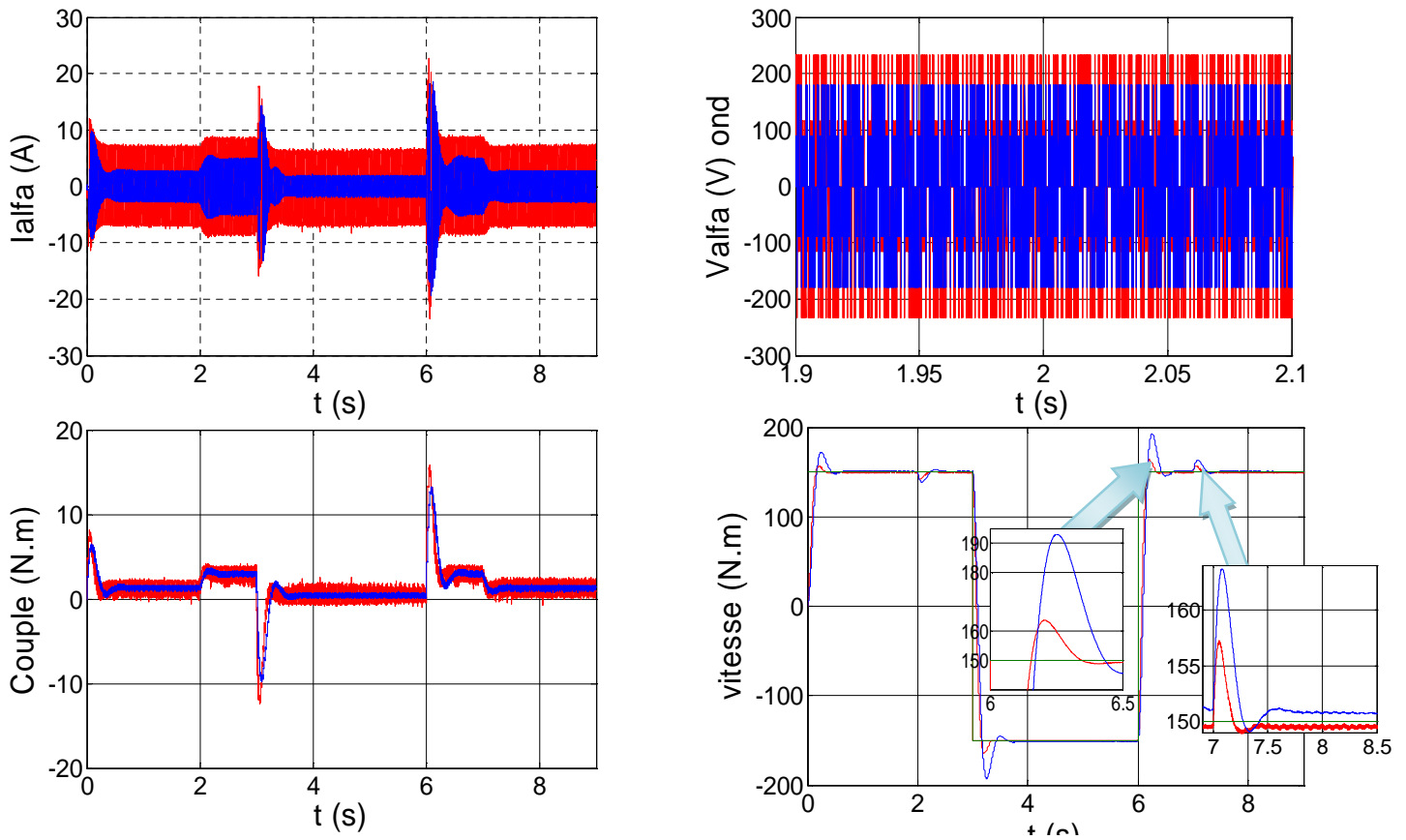


Figure III.18 : réponse de la MSAP avec la CBP avec adaptation de gain par le flou (en rouge) et la CBP $\omega^* = \mp 150 \text{ rad/s}$ et un couple de charge $\tau_L = 1.675 \text{ N.m}$ entre $t = 2 \text{ s}$ à $t = 7 \text{ s}$.

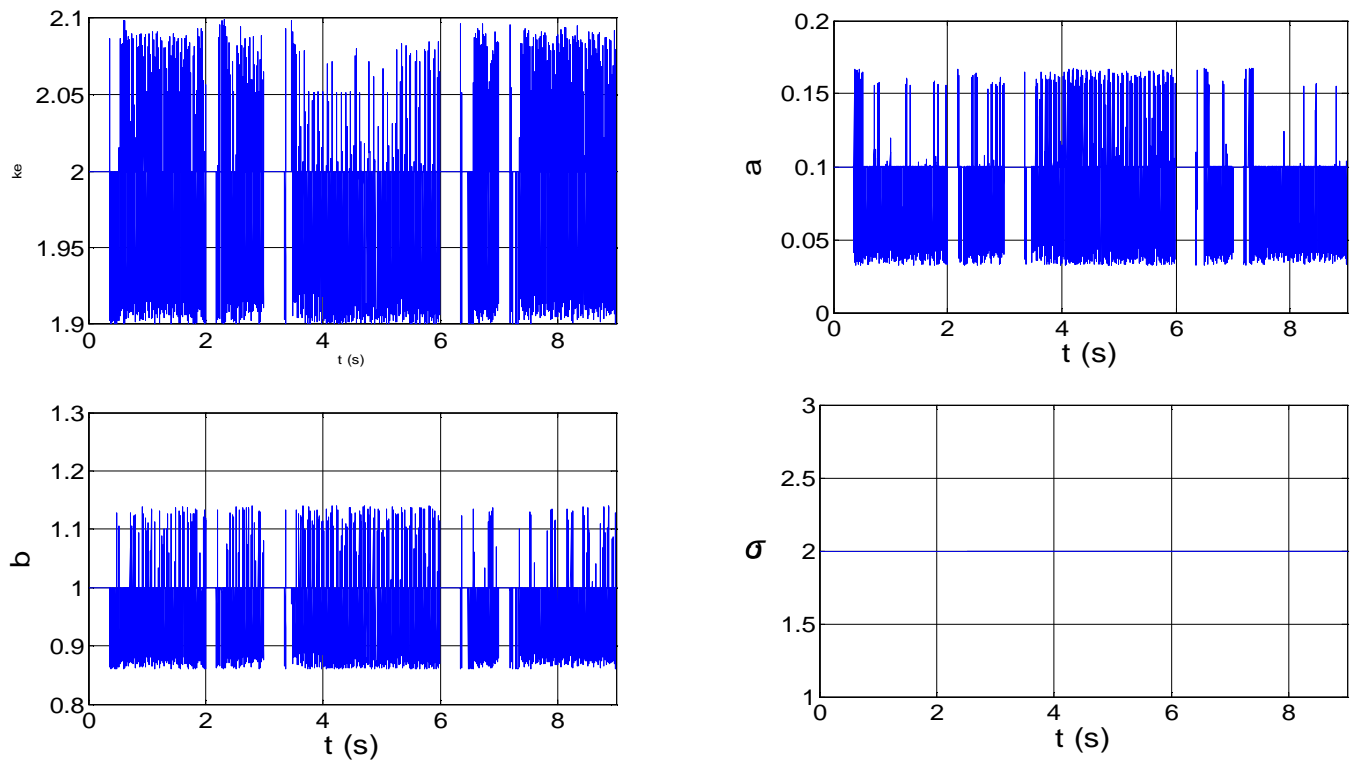


Figure III.19 : sortie du régulateur $\omega^* = \mp 150 \text{ rad/s}$ et un couple de charge $\tau_L = 1.675 \text{ N.m}$ entre $t = 2 \text{ s}$ à $t = 7 \text{ s}$.

III.7 Test de robustesse et interprétation des résultats

Nous testons la robustesse de la *CBP* avec adaptation de gain par le flou , vis-à-vis des variations des paramètres de la machine les réponses avec variations sont en rouge sur les figure.

La figure (III.20) représente la réponse du *MSAP* lors de la variation de 100% de la résistance, cette variation de la résistance n'affecte pas les signaux de la machine.

La figure (III.21) représente la réponse du *MSAP* lors de la variation de 100% de l'inductance, cette variation fait augmenter l'amplitude de la tension et du courant et une augmentation de la valeur du couple électromagnétique avec l'apparition de la charge mais fait le contraire sens elle.

La figure (III.22) représente la réponse du *MSAP* lors de variation de 100% du coefficient de frottement, cette variation fait augmenter l'amplitude de la tension et du courant et une augmentation de la valeur du couple électromagnétique.

La figure (III.23) représente la réponse du *MSAP* lors de variation de -20% du flux, cette variation fait diminuer l'amplitude de la tension et du courant et une diminution de la valeur du couple électromagnétique et perturbe faiblement la réponse du système.

A partir de cette étude en simulation de la robustesse, nous constatons que la commande de la machine est sensible aux variations de l'inductance et à la variation du coefficient de frottement et elle est insensible à la variation de la résistance. En générale, la commande est robuste, la vitesse suit la consigne et tous les signaux sont stables

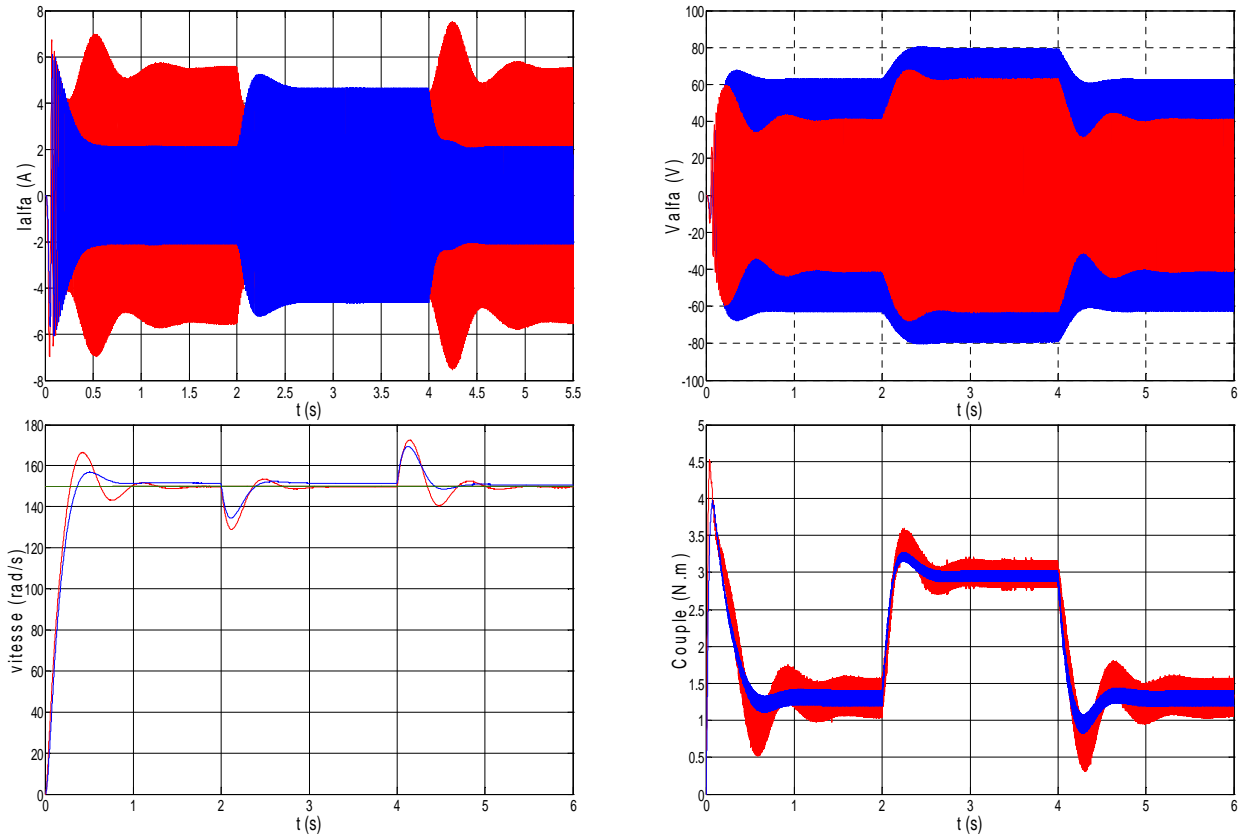


Figure III.20: Réponse de la MSAP à une variation de 100%R avec $\omega^* = 150 \text{ rad/s}$ et un couple de charge $\tau_L = 1.675 \text{ N.m}$ entre $t = 2 \text{ s}$ à $t = 4 \text{ s}$.

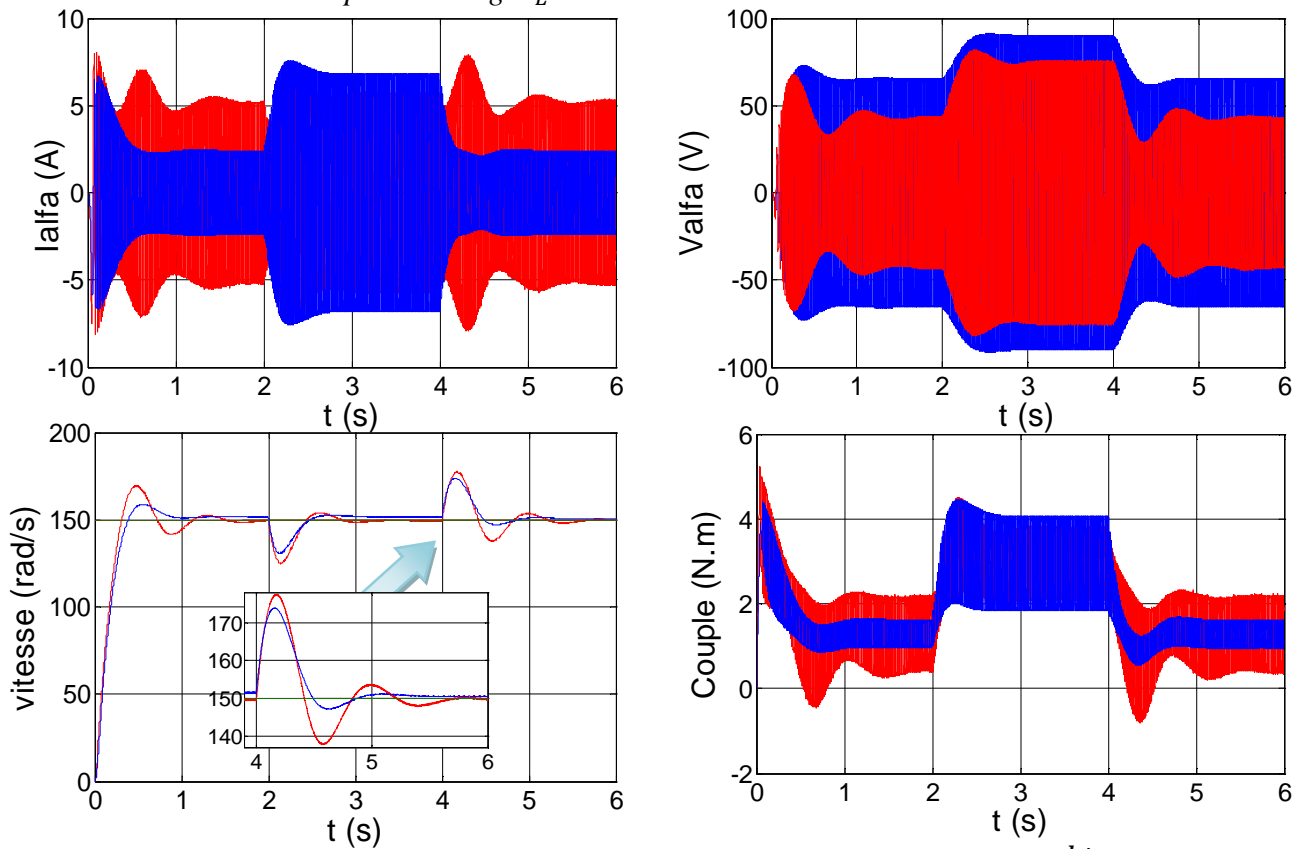


Figure III.21: Réponse de la MSAP à une variation de 100%L $\omega^* = 150 \text{ rad/s}$ et un couple de charge $\tau_L = 1.675 \text{ N.m}$ entre $t = 2 \text{ s}$ à $t = 4 \text{ s}$.

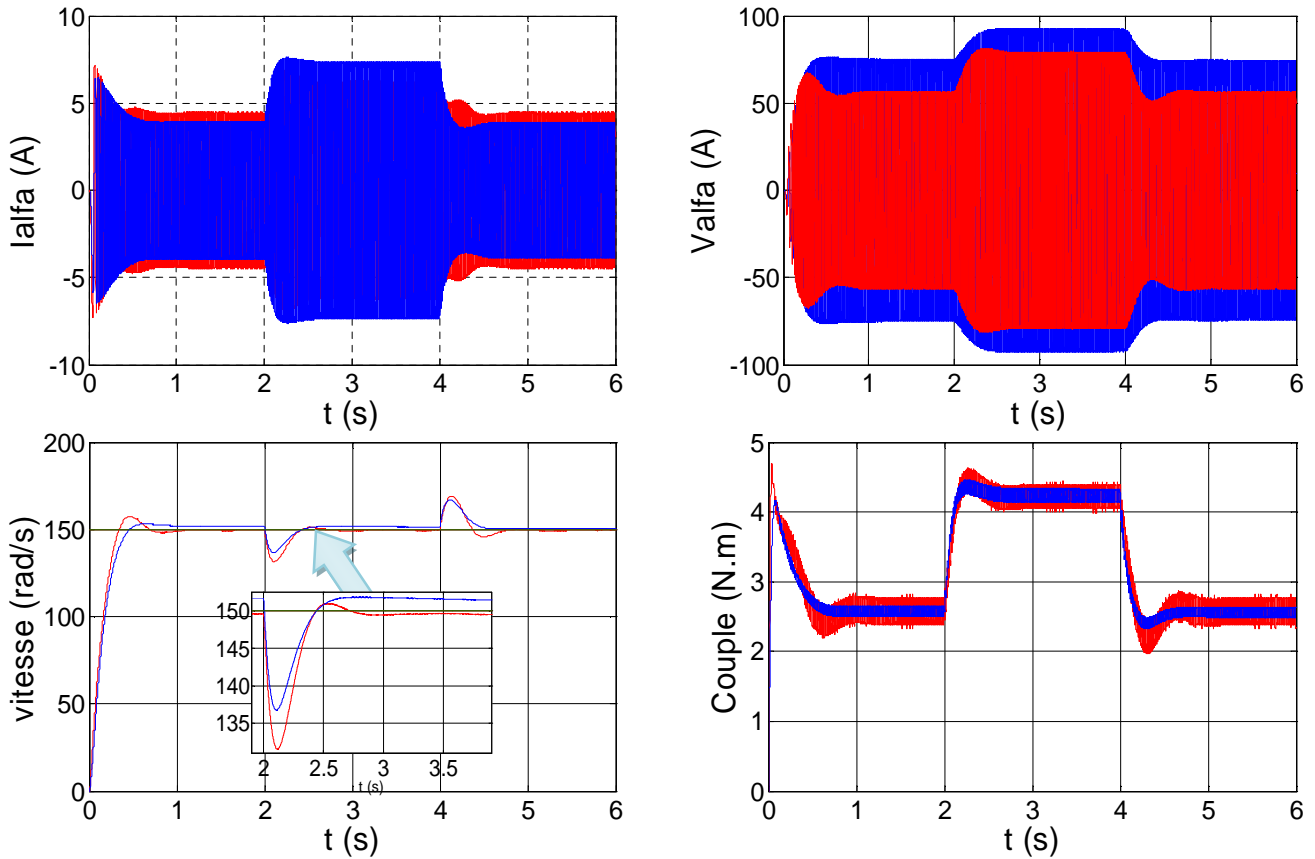


Figure III.21: Réponse de la MSAP à une variation de 100% F_v $\omega^* = 150 \text{ rad/s}$ et un couple de charge $\tau_L = 1.675 \text{ N.m}$ entre $t = 2 \text{ s}$ à $t = 4 \text{ s}$.

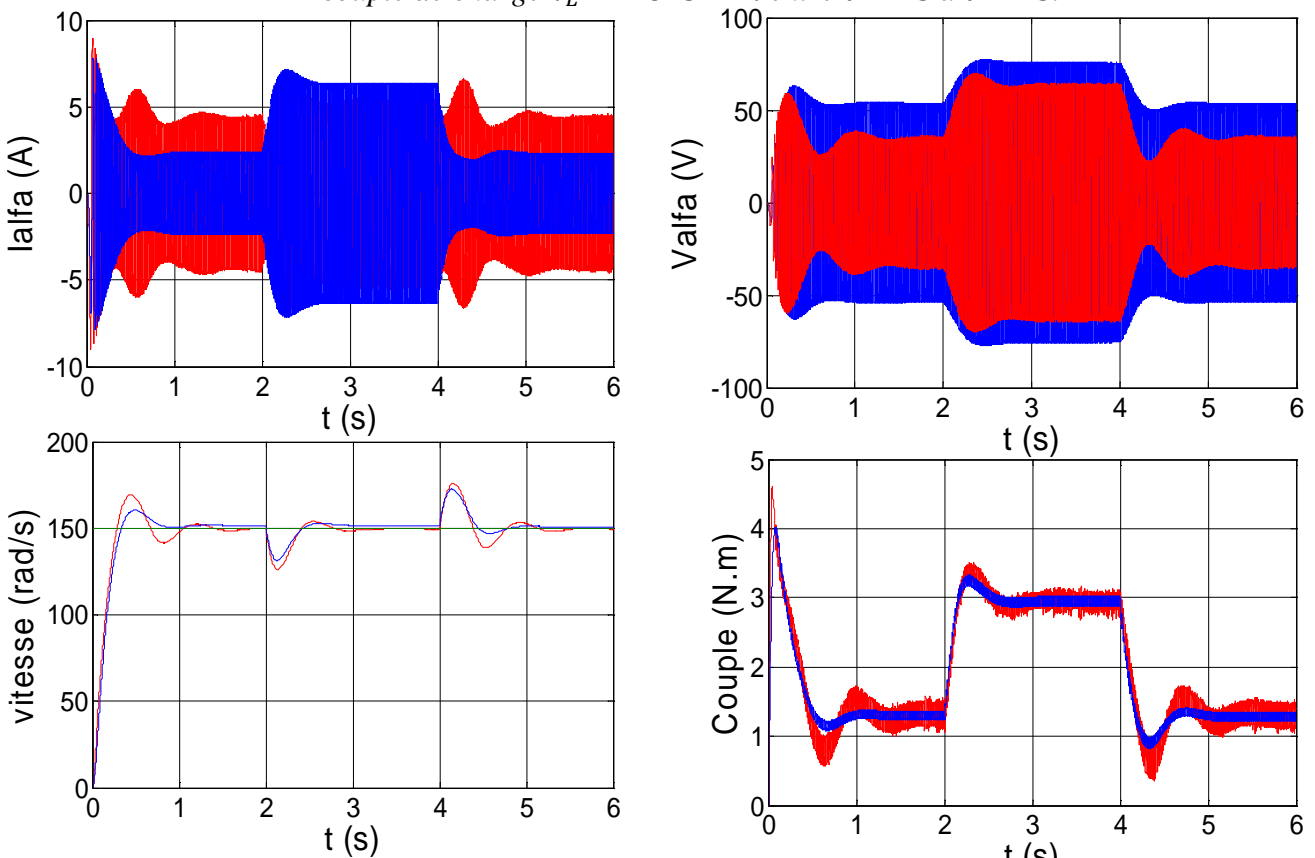


Figure III.23 : Réponse de la MSAP à une variation de moins de 20% avec $\omega^* = 150 \text{ rad/s}$ et un couple de charge $\tau_L = 1.675 \text{ N.m}$ entre $t = 2 \text{ s}$ à $t = 4 \text{ s}$.

III.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons synthétisé la commande *CBP* avec adaptation floue des gains de la *CBP* pour la *MSAP*. L'adaptateur est conçu après l'analyse des résultats de simulation de la machine avec *CBP* dans les différentes conditions de fonctionnement. Les conclusions ont été utilisées pour la conception des fonctions d'appartenance et des tables de décision. D'après les tests de robustesse, nous pouvons dire que la commande est plus robuste vis-à-vis des variations des paramètres de la machine et les conditions de fonctionnement.

L'objectif de notre travail est d'étudier la synthèse de la commande basée sur la passivité (CBP) adaptative du MSAP alimenté par un onduleur de tension. L'adaptation est faite en utilisant les principes de la logique floue.

Nous avons commencé par l'étude de la modélisation de la MSAP et nous avons validé notre étude par des simulations sans onduleur, puis avec onduleur.

Ensuite, nous nous sommes intéressés à la synthèse de la commande basée sur la passivité du MSAP. Les équations d'Euler-Lagrange (EL) ont été utilisées pour élaborer le modèle physique (énergétique). Puis, nous avons étudié les trois propriétés : La passivité, la décomposition en deux sous systèmes interconnectés par un retour négatif et la factorisation des forces non dissipatrices. Celles-ci sont liées à la propriété de dissipation du système. La CBP est élaborée selon les étapes suivantes :

- Formulation de l'énergie totale du moteur en BF ;
- Définition de la dynamique désirée avec introduction d'un terme d'amortissement ;
- Etude de la stabilité au sens de Lyapunov ;
- Calcul de la commande.

Nous avons proposé une structure de la commande en vitesse de la machine synchrone à aimants permanents avec adaptateur flou des gains de la CBP. Ce dernier est conçu après l'analyse des résultats de simulation de la machine avec CBP dans les différentes conditions de fonctionnement en particulier avec un couple de charge appliqué au régime établi. Les conclusions ont été utilisées pour la conception des fonctions d'appartenance et des tables de décision. Les résultats obtenus, par simulation, montrent que cette technique assure de bonnes performances statiques et dynamiques, que ce soit en régulation ou en poursuite et qu'elle est peu sensible aux erreurs de modélisation.

En perspectives, il sera intéressant de faire une étude du comportement de la MSAP-CBP avec variations des paramètres sensibles du MSAP avec charge afin de synthétiser un adaptateur flou plus performant.

- [1] M. Kadjoudj, R. Abdessemed, « *Modélisation des machines électriques* », Presse de l'université de Batna , pp. 12, 1997.
- [2] Smigiel, E. Sturtzer, G. « *Modélisation et Commande Des Moteurs Triphasés, Commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs DSP* ». Edition Ellipses, 2000.
- [3] L. Gasc, « *Conception d'un actionneur a aimants permanents a faibles ondulations de couple pour assistance de directions automobile : Approches par la structure et par la commande* ». Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse.2159, 254 pp, 2004.
- [4] G.Grellet, G.Clerc. « *Actionneurs Electriques, Principes, Modèles, Commande* ». Collection Electrotechnique, Edition Eyrolles, 1997.
- [5]- R.Ortega and M.Spong. *Adaptive motion control of rigid robots: A tutorial. Automatic*, 25(6),pp. 877-888-1989.
- [6]- C.Byrnes, A.Isidori, and J.C.Willems. *Passivity, feedback equivalence, and the global stabilization of minimum phase nonlinear systems*. In IEEE Trans. On Autom. contr., 36(11), pp. 1228-1240-1991.
- [7]- C.Desoer and M.Vidyasagar. *Feedback Systems: Input-Output Properties. Academic, 1^{er} edition, New York, 1975*.
- [8]- A.Loria et R.Ortega, « *Introduction à l'analyse des système par l'approche entrée-sortie* », Systèmes de Régulation, Edition Masson, Paris 1996.
- [9]- A.Y.Achour, « *Synthèse de commandes et d'observateur basée sur la passivité : Application à la machine synchrone à aimants permanents* », thèse de magister E.M.P Septembre 1999.
- [10]- H.Goldstein « *Classical mechanics* », Addison-Wesley, 2nd edition.
- [11]- A.Y.Achour, « *Commande Basée sur la Passivité : Application aux systèmes électromécaniques* », thèse de doctorat A.T.S Octobre 2009.
- [12]- K.Ki-Chul, « *Commande Basée sur la Passivité de la machine asynchrone : mise en œuvre pratique* », thèse de ph.D.UTC, France 1996.
- [13] C. Rosenthal. Histoire de la logique floue, « *Une approche sociologique des pratiques de démonstration* », Revue de synthèse, 1998.

[14] F. Chevrie, F. Guély, « *La logique floue* », Cahier technique Schneider N°191, mars 1998.

[15] H. Buhler. « *Réglage par la logique floue* », Presse Polytechnique et Universitaire Romandes, 1994.

[16] H.Sonia, « *contribution à l'amélioration des structure de régulation des courants des machines à courant alternatif* », thèse magister, U.Batna.2007.

[17] D.Hill et P.Moylan, « *connections between finite gain and asymptotic stability* », IEEE Transaction on Automatique Control.1980.

Annexes A :

A.0 Paramètres du MSAP [MAR 06]

Les paramètres du moteur à aimants permanents utilisé en simulation sont les suivant :

- Vitesse nominale : $N = 3000 \text{ tr}/\text{min}$.
- Tension nominale : $v = 135 \text{ V}$.
- Courant nominale : $I = 31 \text{ A}$.
- Couple nominal : $c = 22 \text{ N.m}$.
- Tension redressée : $U_{red} = 200 \text{ V}$.
- Résistance de phase : $R_a = 173.77 \times 10^{-3} \Omega$.
- Inductance directe : $I_d = 0.8524 \times 10^{-3} \text{ H}$.
- Inductance quadratique $I_q = 0.9515 \times 10^{-3} \text{ H}$.
- Nombres de paire de pôles : $n_p = 4$.
- Amplitude du flux des aimants permanents : $\Phi_f = 0.1112 \text{ Wb}$.
- Moment d'inertie : $J = 48 \times 10^{-4} \text{ Kg.m}^2$.
- Coefficient de frottement visqueux : $f_v = 0.0085 \text{ Nm.s/rad}$.

A.1 Preuve de la passivité du MSAP en boucle ouverte

Soit H_m l'Hamiltonien du système (moteur), qui n'est que son énergie totale E_{tot} , donné par :

$$H_m(q_m, \dot{q}_e, \dot{q}_m) = E_{tot} = T(\dot{q}_e, \dot{q}_m) + V(q_e, q_m) \quad (\text{A.1.1})$$

Pour le MSAP on aura :

$$H_m(q_m, \dot{q}_e, \dot{q}_m) = \frac{1}{2} \dot{q}_e^T D_e(n_p, q_m) \dot{q}_e + \psi_f^T(n_e, q_m) \dot{q}_e + \frac{1}{2} J \dot{q}_m^2 \quad (\text{A.1.2})$$

En dérivant H_m par rapport au temps le long de la trajectoire (II.17), (II.18) on aura :

$$H_m(q_m, \dot{q}_e, \dot{q}_m) = -\dot{q}^T R \dot{q} + Y^T v + \frac{d}{dt} (\psi_f^T(n_e, q_m) \dot{q}_e) \quad (\text{A.1.3})$$

Avec, $R = \{R_e, f_v\}$ matrice symétrique, définie positive, par intégration de \dot{H}_m sur $[0 T_m]$, on obtient :

$$H_m(T_m) - H_m(0) = -\int_0^{T_m} \dot{q}^T R \dot{q} d\sigma + \int Y^T v d\sigma + [\psi_f^T(n_p q_m) \dot{q}_e]_0^{T_m} \quad (\text{A.1.4})$$

Avec :

- $H_m(T_m) - H_m(0)$: Energie stockée pendant $[0 T_m]$.
- $-\int_0^{T_m} \dot{q}^T R \dot{q} d\sigma$: Energie dissipée.
- $\int Y^T v + [\psi_f^T(n_p q_m) \dot{q}_e]_0^{T_m}$: Energie fournie.

Sachant que :

$H_m(T_m) \geq 0$ et $H_m(0)$ Energie stockée initialement, la majoration de (A.1.4), permet de déduire l'inégalité de dissipation suivante :

$$\int_0^{T_m} Y^T v \geq \lambda_{\min}\{R\} \int_0^{T_m} \|\dot{q}\|^2 d\sigma - \left(H(0) + [\psi_f^T(n_p q_m) \dot{q}_e]_0^{T_m} \right) \quad (\text{A.1.5})$$

$\lambda_{\min}\{R\}$: Valeur propre minimale de R .

En prenant $\sigma_m = \lambda_{\min}\{R\}$

$$\beta_m = -(H_m(0) + [\psi_f^T(n_p q_m) \dot{q}_e]_0^{T_m}) \quad (\text{A.1.6})$$

On déduit d'après [17], que la relation reliant le vecteur de sortie Y avec le vecteur d'entrée V est passive, donc il est de même pour le MPP représenté par l'application $:V \rightarrow Y$.

A.2 Preuve de la décomposition du MSAP en deux sous systèmes passifs

On considère d'abord le sous système électrique Σ_e . Soit H_e son énergie totale formulée par :

$$H_m(q_m, \dot{q}_e) = \frac{1}{2} \dot{q}_e^T D_e(n_p, q_m) \dot{q}_e + \psi_f^T(n_e, q_m) \dot{q}_e \quad (\text{A.2.1})$$

En dérivant H_e sur $[0 T_e]$ et en suivant le même raisonnement qu'à l'annexe (A.1), on aura :

$$\dot{H}_e(q_m, \dot{q}_e) = -\dot{q}_e^T R \dot{q}_e + Y^T v_e + \frac{d}{dt} (\psi_f^T(n_e, q_m) \dot{q}_e) \quad (\text{A.2.2})$$

par intégration de \dot{H}_e sur $[0 T_e]$ de la même manière qu'à l'annexe (A.1), on obtient :

$$\int_0^{T_e} Y^T v_e d\sigma \geq \lambda_{\min}\{R\} \int_0^{T_e} \|\dot{q}_e\|^2 d\sigma - \left(H_e(0) + [\psi_f^T(n_p q_m) \dot{q}_m]_0^{T_e} \right) \quad (\text{A.2.3})$$

on déduit [17], que le sous système électrique Σ_e est passif.

On considère le sous système mécanique Σ_m , dont la fonction de transfert est donnée par :

$$F_m = \frac{Y_m(s)}{V_m(s)} = \frac{1}{Js + f_{vF}} \quad (\text{A.2.4})$$

La fonction de transfert F_m est une grandeur strictement positive, alors $F_m(s)$ est réelle positive (RP), donc Σ_m est passif.

A.3 Preuve de convergence exponentielle de l'erreur de poursuite par la CBP

On considère la fonction quadratique V_e donnée par la relation (II.39), qui par la positivité de $D_e(n_p q_m)$ et le quotient de Rayleigh, elle satisfait l'inégalité :

$$0 \leq \lambda_{\min}\{D_e\}\|e(t)\|^2 \leq V_e \leq \lambda_{\max}\{D_e\}\|e(t)\|^2 \quad (\text{A.3.1})$$

Où : $\lambda_{\min}\{D_e\}, \lambda_{\max}\{D_e\}$: désignent les valeurs propres minimales et maximales de $\{ \}$.

Soit la dérivée \dot{V}_e donnée par (II.45). La positivité du terme de dissipation $\frac{1}{2}W_1(n_p q_m)n_p \dot{q}_m + R_e + K_e$, ainsi que le quotient de Rayleigh, nous permettent d'obtenir l'inégalité suivante :

$$\dot{V}_e \leq -\lambda_{\min}\left\{\frac{1}{2}W_1(n_p q_m)n_p \dot{q}_m + R_e + K_e\right\}\|e(t)\|^2 \quad (\text{A.3.2})$$

Des deux relations précédents (A.3.1) et (A.3.2), nous déduisons l'inégalité suivant :

$$\dot{V}_e \leq -\alpha_{ep}V_e \quad (\text{A.3.3})$$

$$\text{Avec } \alpha_{ep} = \frac{\lambda_{\min}\left\{\frac{1}{2}W_1(n_p q_m)n_p \dot{q}_m + R_e + K_e\right\}}{\lambda_{\max}\{D_e\}} \quad (\text{A.3.4})$$

En intégrant (A.3.3)

$$V_e(t) \leq V_e(0)e^{-\alpha_{ep}t} \quad (\text{A.3.5})$$

Des relations (A.3.1) et (A.3.5), on obtient

$$\begin{cases} \|e(t)\| \leq \sqrt{m_{ep}}\|e(t)\|e^{\frac{\alpha_{ep}t}{2}} \\ m_{ep} = \frac{\lambda_{\max}\{D_e\}}{\lambda_{\min}\{D_e\}} > 0 \end{cases} \quad (\text{A.3.6})$$

Donc, on ne déduit que l'erreur $e_e(t)$ converge exponentiellement.

A.4 Preuve de la passivité du MSAP en boucle fermée

La fonction quadratique $H_{BF}(n_p q_m, \dot{q}_e)$ est définie par :

$$H_{BF}(n_p q_m, \dot{q}_e) = \frac{1}{2} \dot{q}_e^T D_e(n_p q_m) \dot{q}_e \quad (\text{A.4.1})$$

en dérivant le long de (II.44), et en utilisant (II.20), nous obtenons la relation suivant :

$$\dot{H}_{BF}(n_p q_m, \dot{q}_e) = \dot{q}_e^T \nu - \dot{q}_e^T (R_e + K_e I_2) \dot{q}_e \quad (\text{A.4.2})$$

en suivant les mêmes étapes que la preuve (A.1) , on obtient l'inégalité suivante :

$$\int_0^{T_{BF}} \dot{q}_e^T ds \geq \lambda_{\min}\{R_e + K_e I_2\} \int_0^{T_{BF}} \|\dot{q}_e\|^2 ds - H_{BF}(0) \quad (\text{A.4.3})$$

en prenant :

$$\begin{aligned} \alpha_{BF} &= \lambda_{\min}\{R_e + K_e I_2\} \\ B_{BF} &= -H_{BF}(0) \end{aligned} \quad (\text{A.4.4})$$

alors le système en boucle fermée est passif.

Annexes B :

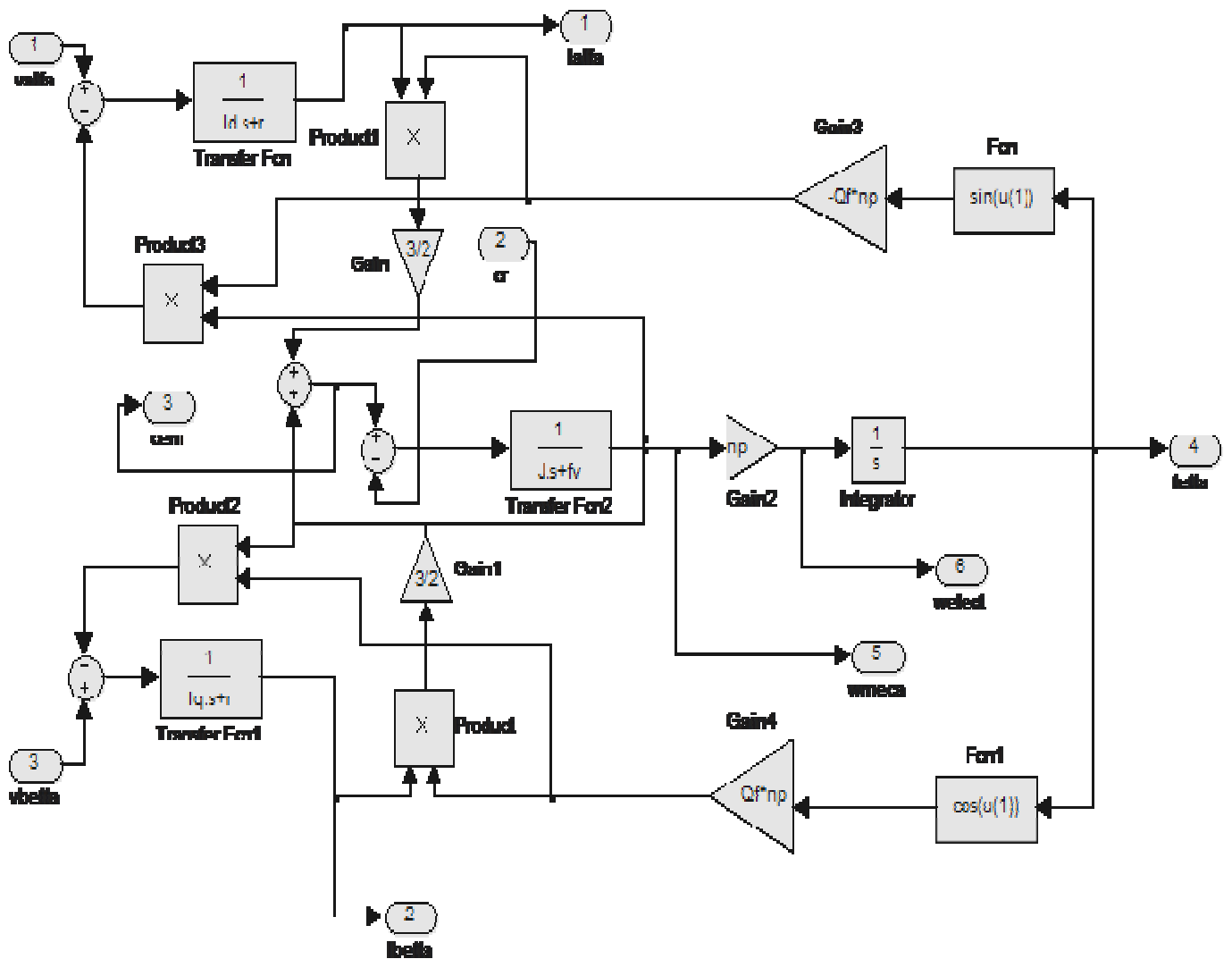


Figure B.1 Schéma simulation du modèle $\alpha\beta$ du MSAP.

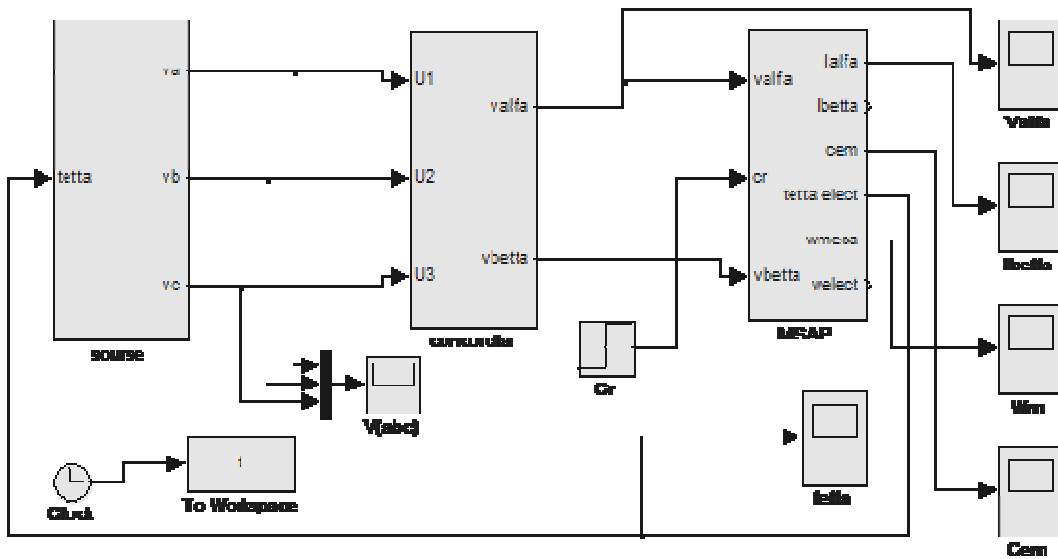


Figure B.2 Schéma bloc du MSAP sans onduleur

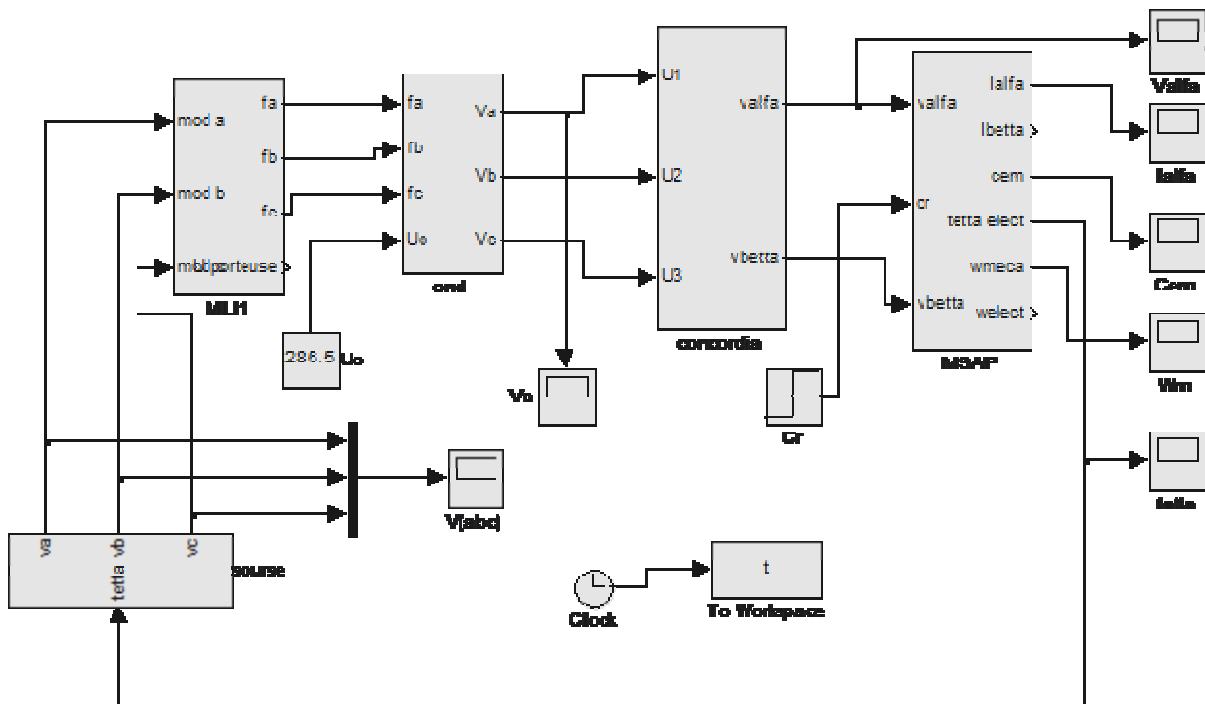


Figure B.3 : Schéma bloc du MSAP avec onduleur.

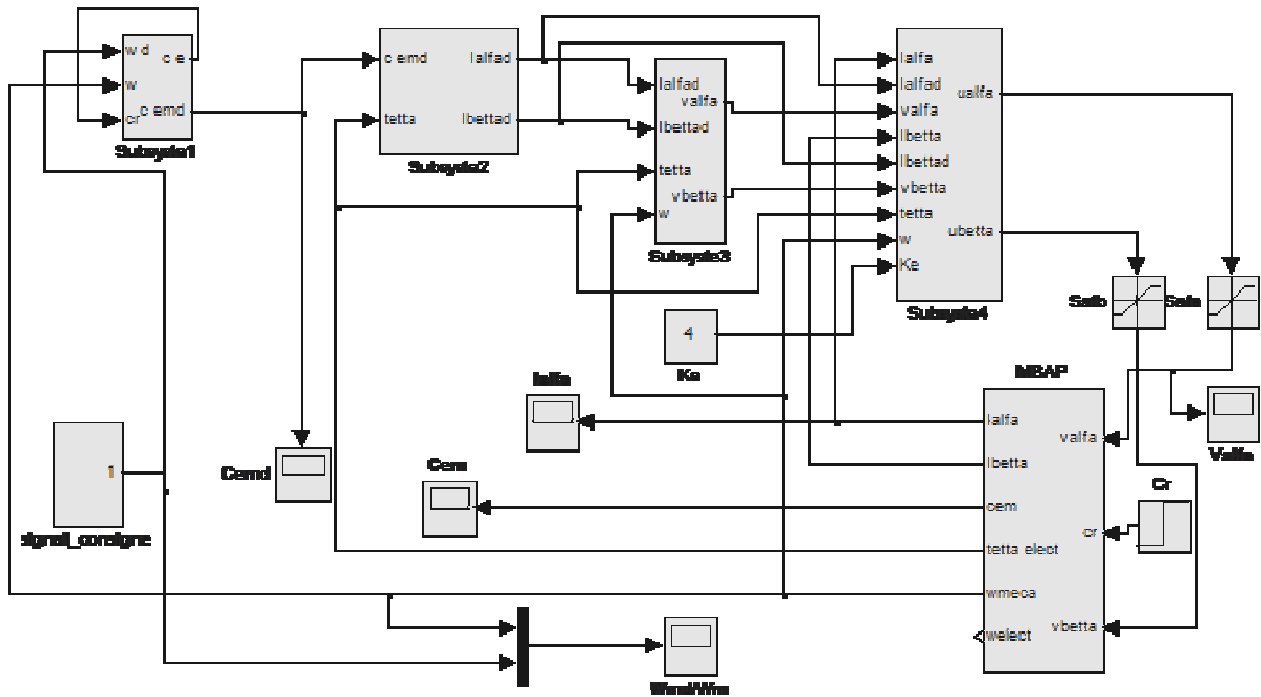


Figure B.4 : Schéma bloc simulation de CBP pour la MSAP sans onduleur.

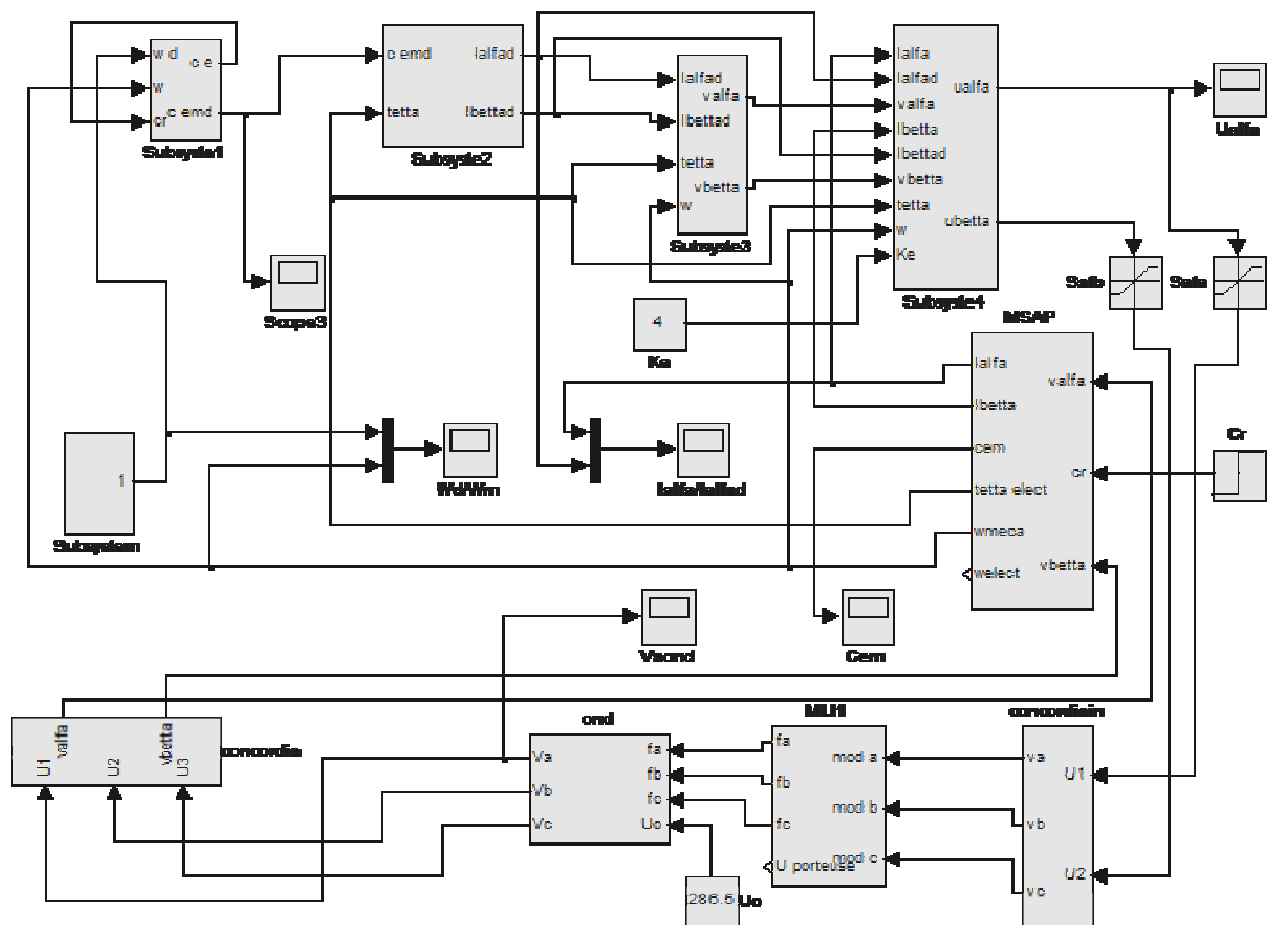


Figure B.5 : Schéma bloc simulation de la CBP pour la MSAP avec onduleur

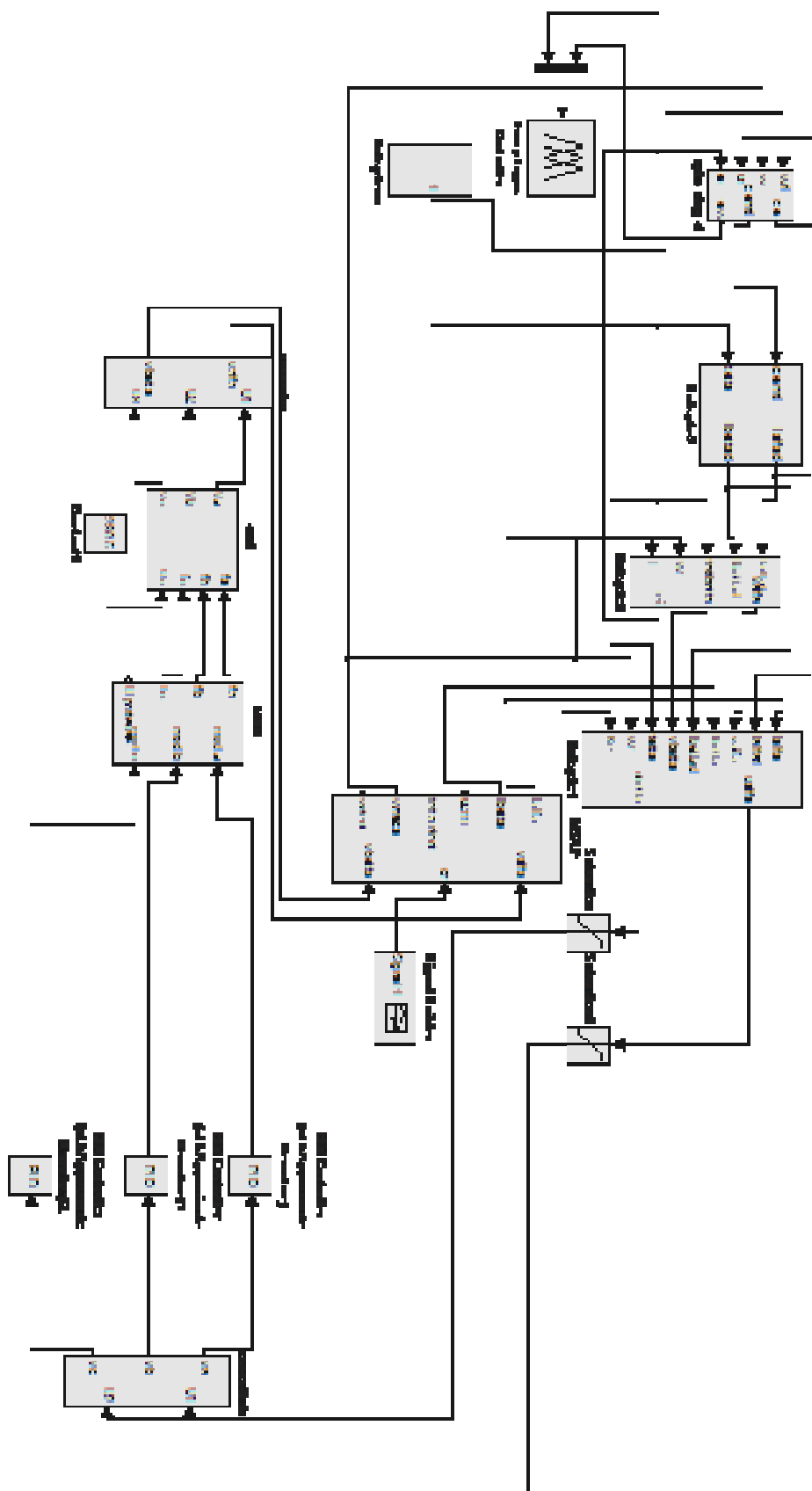


Figure B.6 : Schéma bloc simulation de la CFBP pour la MSAP avec onduleur

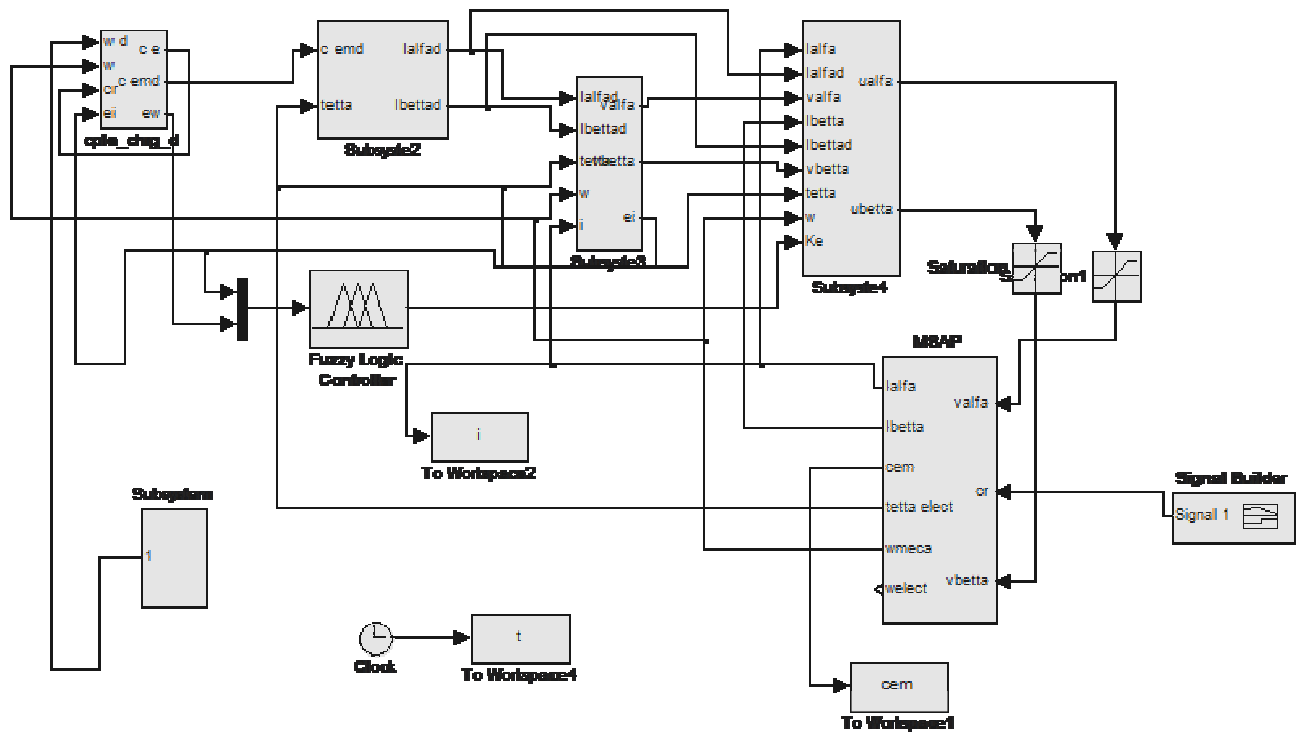


Figure B.7 : Schéma bloc simulation de la CFBP pour la MSAP sens onduleur

Chapitre I

*Modélisation et alimentation
de la MSAP*

Chapitre II

*Synthèse de la commande
basée sur la passivité*

Chapitre III

*Adaptation des gains de la
CBP par la logique floue*

Introduction
générale

Conclusion générale

Annexes

Notations et abréviations

*Table des
matières*

Références & Bibliographie