

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Mouloud MAMMERRI de TIZI-OUZOU

Faculté de Génie Electrique et d'Informatique

Département d'Electrotechnique



# MEMOIRE



De fin d'étude

En vue de l'obtention du Diplôme de Master Académique en

Electrotechnique

Option : Machines Électriques

*Thème :*

*Estimation de la position rotorique de  
la machine synchrone à aimants  
permanents par la technique  
d'injection d'un signal de haute  
fréquence*

Proposé et dirigé par:  
M<sup>me</sup> MANSOURI. O

présenté par :  
M<sup>r</sup> Amrani Ahmed  
M<sup>r</sup> Seghir Hocine

Promotion 2012/2013

## **REMERCIEMENTS**

Au terme de ce travail, on tient à remercier **Madame MANSOURI** notre promotrice pour sa disponibilité et son orientation le long de la préparation de ce présent mémoire.

On lui exprime nos sentiments de gratitude pour avoir mis à notre disposition tout les moyens nécessaires afin de mener à terme notre travail.

Nos remerciements vont également aux membres de jury, qui nous ferons l'honneur de juger ce travail.

Enfin, on s'adresse nos vifs remerciements à tous ceux ou celles qui nous ont apporté leurs aides de près ou de loin dans la réalisation de ce modeste travail.

# Sommaire

## SOMMAIRE

Introduction générale.....	1
<b>Chapitre I : présentation de la machine synchrone à aimants permanents</b>	
<b>I-1 Introduction .....</b>	<b>3</b>
<b>I-2 Description et modélisation des machines synchrones.....</b>	<b>3</b>
<b>I-2-1 Description du moteur à aimants permanents .....</b>	<b>3</b>
<b>I-2-1-1 Moteur synchrone à aimants surfaciques sans pièces polaires.....</b>	<b>3</b>
<b>I-2-1-2 Moteur synchrone à aimants internes avec pièces polaires .....</b>	<b>4</b>
<b>I-3 Principe de fonctionnement d'une MSAP .....</b>	<b>4</b>
<b>I-4 Avantage des machines synchrone à aimants permanents .....</b>	<b>5</b>
<b>I-5 Modélisation de la machine synchrone.....</b>	<b>5</b>
<b>I-5-1 Hypothèses simplificatrices .....</b>	<b>5</b>
<b>I-5-2 Cas de machine à pôles saillants .....</b>	<b>6</b>
<b>I-5-2-1 Modèle a trois axes.....</b>	<b>6</b>
<b>a)Equations électriques.....</b>	<b>6</b>
<b>b) Equations de flux .....</b>	<b>7</b>
<b>I-5-2-2 Transformation de Clarck .....</b>	<b>8</b>
<b>I-5-2-3 Transformation de Concordia .....</b>	<b>9</b>
<b>I-5-2-4 Transformation de Parck.....</b>	<b>9</b>
<b>I-5-2-5 Modèle de la machine dans le plan de Concordia.....</b>	<b>11</b>
<b>I-5-2-6 Modèle de la machine dans le plan de Parck .....</b>	<b>12</b>
<b>I-5-2-7 Cas de la machine à aimants permanents.....</b>	<b>12</b>
<b>I-5-2-8 Expression du couple électromagnétique .....</b>	<b>13</b>
<b>I-6 Conclusion.....</b>	<b>14</b>

## **Chapitre II : commande vectorielle de la MSAP**

<b>II-1 Onduleur de tension-modulation vectorielle de la largeur d'impulsion .....</b>	<b>15</b>
<b>II-1-1 Introduction .....</b>	<b>15</b>
<b>II-1-2 Modulation de l'onduleur de tension .....</b>	<b>15</b>
<b>II-1-3 Modulation vectorielle de l'onduleur de tension .....</b>	<b>17</b>
<b>II-1-4 Principe de la modulation vectorielle .....</b>	<b>18</b>
<b>II-1-5 Calcul des temps d'application.....</b>	<b>18</b>
<b>II-1-6 Algorithme de modulation vectorielle .....</b>	<b>19</b>
<b>II -2 Autopilotage .....</b>	<b>21</b>
<b>II-3 Choix d'une commande.....</b>	<b>21</b>
<b>II-4 Commande vectorielle de la MSAP.....</b>	<b>22</b>
<b>II-4-1 Introduction .....</b>	<b>22</b>
<b>II-4-2 Principe.....</b>	<b>22</b>
<b>II-5 Conclusion .....</b>	<b>24</b>

## **Chapitre III : Structures de la régulation :**

<b>III-1 Introduction .....</b>	<b>25</b>
<b>III-2 Découplage .....</b>	<b>25</b>
<b>III-3 La régulation en boucle multiple (cascade).....</b>	<b>26</b>
<b>III-4 Choix des régulateurs.....</b>	<b>26</b>
<b>III-4-1 Calcul des régulateurs .....</b>	<b>27</b>
<b>III-4 -2 Calcul des régulateurs par la méthode de placement de pôles .....</b>	<b>27</b>
<b>III-4 -2-1 Boucle du courant <math>I_d</math>.....</b>	<b>27</b>
<b>III-4 -2-2 Boucle du courant <math>I_q</math>.....</b>	<b>28</b>
<b>III-4 -2-3 Boucle de la vitesse .....</b>	<b>28</b>
<b>III-5 Calcul des régulateur de vitesse en utilisant le régulateur IP .....</b>	<b>29</b>

<b>III -6-Résultats de simulation de la commande vectorielle de MSAP .....</b>	<b>31</b>
<b>III-6-a-Avec les régulateurs PI pour la boucle de vitesse et des courants <math>i_d</math> , <math>i_q</math>.....</b>	<b>32</b>
<b>III -6-b Avec le régulateur IP pour la boucle de vitesse .....</b>	<b>33</b>
<b>III -6-c : Comparaison entre la vitesse de rotation avec le régulateur PI pour la vitesse et la vitesse de rotation avec le régulateur IP pour la vitesse .....</b>	<b>34</b>
<b>III-7 Interprétation des courbes.....</b>	<b>36</b>
<b>III-8 Conclusion.....</b>	<b>36</b>

**Chapitre VI : Commande sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents par la technique d'injection d'un signal à haute fréquence**

<b>IV-1 Introduction .....</b>	<b>37</b>
<b>IV -2 Les observateurs .....</b>	<b>37</b>
<b>IV-3 Commande sans capteur mécanique par l'injection d'un signal à haute fréquence..</b>	<b>37</b>
<b>IV-3-1 Principe .....</b>	<b>37</b>
<b>IV-3-2 Injection d'une tension haute à fréquence dans la machine .....</b>	<b>38</b>
<b>IV-4 Calculs des courants hautes fréquence .....</b>	<b>38</b>
<b>IV-5 Résultats comparative de simulation avec la variation de la saillance de la MSAP sous logiciel Matlab .....</b>	<b>41</b>
<b>IV-6 Extraction de la séquence négative du courant à haute fréquence .....</b>	<b>41</b>
<b>IV-6-1 Extraction de la composante négative par un filtre synchrone passe-bas .....</b>	<b>41</b>
<b>IV-6-2 Extraction de la composante négative par deux filtres synchrones passe-haut .....</b>	<b>43</b>
<b>IV-6-3 Extraction de la composante négative par un filtre passe bande suivi d'un filtre synchrone passe-haut .....</b>	<b>44</b>
<b>IV-7 Estimation de la position de rotor .....</b>	<b>45</b>
<b>IV-7-1 Estimation par la fonction Arctan .....</b>	<b>45</b>

<b>IV-7-2 Estimation de la position du rotor par un observateur en boucle fermé .....</b>	<b>46</b>
<b>IV-8 Résultats de simulation en utilisant les deux filtres synchrones passe haut pour l'extraction de la position du rotor .....</b>	<b>47</b>
<b>IV-9 Conclusion .....</b>	<b>52</b>
<b>Conclusion générale .....</b>	<b>53</b>
<b>Symboles utilisés .....</b>	<b>54</b>
<b>Annexe I .....</b>	<b>56</b>
<b>Annexe II.....</b>	<b>58</b>
<b>Annexe III .....</b>	<b>59</b>
<b>Bibliographie.....</b>	<b>61</b>

# Introduction Générale

## INTRODUCTION GÉNÉRALE

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inertie ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes du temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes.[14]

La commande à vitesse variable des entraînements électriques a bénéficié, ces dernières années, d'avancées méthodologiques et technologiques significatives. En effet, les progrès de l'électronique numérique et les développements des composants de puissance commandables à l'ouverture et à la fermeture tels que les GTO (gate turn-off thyristors) et les IGBT (insulated gate bipolar transistors), ont permis la conception de nouveaux convertisseurs fiables, rapides et puissants, permettent aujourd'hui de mettre en œuvre des algorithmes très complexes avec un temps de calcul trop long. Actuellement le contrôle de vitesse des machines synchrones et asynchrones s'effectue par des commandes scalaires ou vectorielles.[15]

Dans ces approches, les algorithmes de commande reposent sur une modélisation de la machine à piloter en considérant l'onduleur comme un actuateur de tension n'altérant pas celles-ci. La commande vectorielle des MSAP sinusoïdales nécessite une connaissance précise de la position du rotor qui assure l'autopilotage de la machine. Cette connaissance peut être obtenue directement par un capteur de position ou indirectement par un capteur de vitesse. Les inconvénients inhérents à l'utilisation de ce capteur mécanique, placé sur l'arbre de la machine, sont multiples. D'abord, la présence du capteur augmente le volume et le coût global du système. Ensuite, elle nécessite un bout d'arbre disponible, ce qui peut constituer un inconvénient pour des machines de petite taille. De plus, l'installation de ce capteur requiert un calage relatif au stator, opération qui s'avère délicate à reproduire en série et qui diminue la fiabilité du système. Tenant compte de toutes ces limites qui présentent le fonctionnement de la machine avec capteur mécanique, de nombreuses études ont été faites pour supprimer ce capteur mécanique tout en préservant le bon fonctionnement de la machine. Ces études ont fait apparaître des différentes méthodes de la commande vectorielle sans capteur. Elles sont toutes fondées sur l'utilisation de certaines variables électriques, courants et tensions, pour estimer la position du rotor, qui dégrade leur efficacité d'après un modèle représentatif de la machine. La commande par injection d'un signal à haute fréquence exploite la variation des inductances statoriques due à la saturation locale du circuit magnétique créée par des aimants. Elle présente deux avantages importants : elle donne souvent une précision suffisante pour assurer l'autopilotage de la machine à très basse vitesse et cette la seule méthode capable de déterminer la position du rotor à l'arrêt. En contre parti, elle exige un temps de calcul important à vitesse moyenne et à haute vitesse. [8,15]

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre de ce mémoire, nous présentons les différents modèles des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sinusoïdales. Ensuite les transformations utilisées dans sa modélisation.

Le deuxième chapitre est consacré à la modulation vectorielle de l'onduleur de tension et à l'étude de la commande vectorielle de la MSAP.

Dans le chapitre trois, nous avons étudié deux types de régulateurs PI et IP et nous avons comparé les dynamiques de la vitesse dans les deux cas et ceci en adoptant la méthode de dimensionnement par placement de pôles.

Au dernier chapitre, nous avons présenté quelques techniques de commande sans capteur de vitesse basées sur les équations de tension dans le repère synchrone, comme l'observateur et le filtre synchrone étendu et la technique d'injection d'une tension de haute fréquence afin d'estimer l'état de la machine (la position de rotor).

# **Chapitre I**

**Présentation de la machine synchrone à aimants permanents**

## **I Présentation du moteur Synchrone:**

### **I-1 Introduction**

Au cours de ces dernières années, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) ont trouvé un très grand intérêt dans plusieurs applications industrielles. Ceci est dû aux différentes considérations, à savoir, coût, taille, faible maintenance, aptitude de fonctionnement à vitesse élevée et simplicité de conception. Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) séduit par ses caractéristiques principales qui font de lui un moteur à fort couple massique et un très bon rendement. Vu ces caractéristiques très appréciables, ces types de moteurs remplacent dans quelques applications dans l'industrie les moteurs à courant continu tel que le véhicule électrique. [1,5]

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous famille :

- Les machines synchrones à rotor bobiné ;
- Les machines synchrones à réluctance variable ;
- Les machines synchrones à aimant permanents.

Nous nous sommes intéressés dans notre étude plus particulièrement sur cette dernière catégorie.

### **I-2 Description du moteur à aimants permanents:**

Le moteur synchrone est une machine tournante formée de deux armatures se déplaçant l'une par rapport à l'autre :

-Une armature fixe (stator), composée de trois enroulements identiques décalés de  $(120^\circ)$  dans l'espace. Lorsqu'on alimente ces derniers par un système triphasé équilibré de courant, il y a création d'un champ tournant dans l'entrefer.

-Et une armature mobile (rotor) qui définit le type de la machine; selon sa structure on peut scinder les moteurs synchrones en deux familles :

- Les moteurs synchrones à rotor bobiné, à pôles saillants ou à pôles lisses.
- Les moteurs synchrones à aimants permanents surfaciques ou internes. [1,5,6]

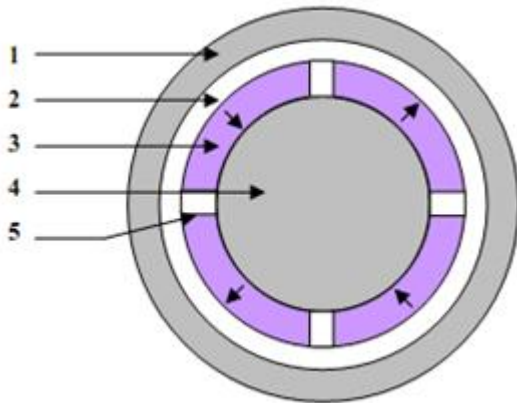
#### **I-2-1 Moteur synchrone à aimants surfaciques sans pièces polaires:**

Pour ce type de machine le circuit magnétique du rotor est parfaitement isotrope et ne présente pas de saillance, les aimants sont montés en surface du rotor, d'où l'appellation de machine synchrone à aimants surfaciques (SPMSM : surface permanent magnet synchronous machine). La perméabilité magnétique des aimants étant proche de l'unité, l'entrefer peut être considéré comme constant (machine à pôles lisses). Il

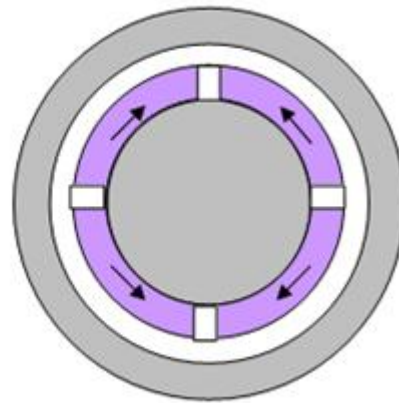
est relativement grand (épaisseur de l'air et de l'aimant), par conséquent il est difficile d'obtenir un couple massique très important. Selon l'orientation des aimants on peut distinguer deux types :

-Les moteurs synchrones sans pièces polaires à aimantation radiale, voir Figure (I-1)

-Les moteurs synchrones sans pièces polaires à aimantation tangentielle, voir Figure (I-2).



**Figure I-1**



**Figure I-2**

1: Stator, 2: Entrefer, 3: Aimant permanent, 4: Circuit magnétique du rotor, 5: Cale amagnétique.

La différence entre ces deux structures réside dans la répartition de l'induction dans l'entrefer;

En effet la structure à aimantation radiale permet d'avoir une induction généralement de forme trapézoïdale, par contre la structure à aimantation tangentielle développe une induction sinusoïdale. [1,5,6]

### **I-2-2 Moteur synchrone à aimants internes avec pièces polaires:**

Le rotor de ces machines est muni de pièces polaires, ces derniers servent à la concentration du flux magnétique. Le champ d'induction magnétique peut être parallèle ou perpendiculaire à l'entrefer . Figure I-3.

Dans ce type de machine, le circuit magnétique du rotor est anisotrope, il présente une réactance selon l'axe direct différente de celle selon l'axe vertical. Il est donc similaire à celui d'une machine à pôles saillants.



**Figure I-3 : Moteur synchrone à aimants internes avec pièces polaires**

### **I-3 Principe de fonctionnement d'une MSAP :**

Le stator est alimenté par un système triphasé équilibré créant dans l'entrefer un champ tournant, ce dernier a une tendance à attirer le rotor, qui est constitué d'aimants permanents produisant un champ tournant d'induction. De ce fait les champs d'induction créés par le stator et le rotor, ont tendance à s'aligner, la raison pour laquelle un couple d'origine électromagnétique prend naissance.

Le rotor se met tourner à une vitesse angulaire ( $\Omega$ ), cette dernière est liée au nombre de paire de pôles ( $p$ ) et à la pulsation  $\omega$  qui est égale à celle du champ tournant, ce qui justifie la nomination du synchrone.

### **I-4 Avantages des machines synchrones à aimants permanents :**

Lors de la construction des MSAP, l'utilisation des aimants permanents à la place des bobinages d'excitations offre beaucoup d'avantages :

- moins de perte de cuivre, les pertes viennent surtout de stator ainsi le rendement du moteur est amélioré ;
- une faible inertie et un couple massique élevé ;
- une meilleure performance dynamique ;
- construction et maintenance plus simple ;
- augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contact bague-balais dans ces machines ;

### **I-5 Modélisation de la machine synchrone :**

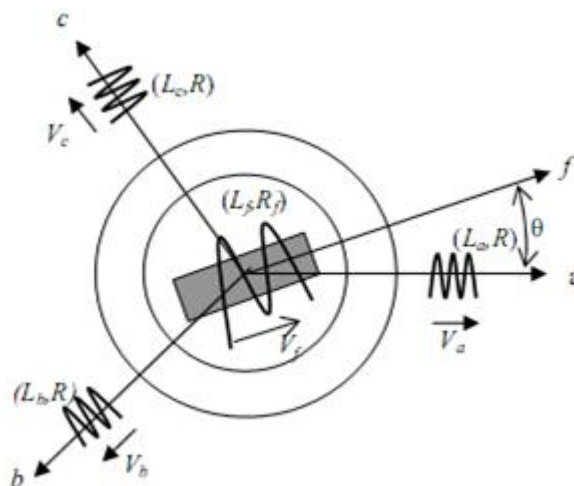
Le modèle mathématique est un mode de représentation de la machine réelle permettant d'une part de restituer une image de ce que l'on peut observer expérimentalement, et d'autre part de prévoir le comportement de la machine. La modélisation d'un moteur synchrone à aimants permanents est identique à celle d'une machine synchrone à rotor bobiné. [1,8]

**I-5-1 Hypothèses simplificatrices :**

- Dans la présente étude on néglige ce qui suit :
  - La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis, et les courants de Foucault,
  - L'effet de peau,
  - L'effet de température
- On suppose que les enroulements créent des forces magnétomotrices à répartition sinusoïdale.
- La machine est à rotor bobiné.

**I-5-2 Cas de machines à pôles saillants :****I-5-2-1 Modèle à trois axes :**

La représentation schématique d'une machine synchrone à rotor bobiné et à pôles saillants est donnée par la figure .I-4.



**FigureI-4 : Machine synchrone à rotor bobiné et à pôles saillants**

Les enroulements de l'induit sont alimentés par un système de tensions triphasées équilibrées et l'enroulement inducteur est alimenté par une source de tension continue.

**a) Equations électriques :**

Les équations électriques s'obtiennent en écrivant que la tension appliquée à chacune des bobines est la somme de la chute de tension ohmique et la chute inductive due au flux total qui la traverse.

Equations des enroulements statoriques :

$$\begin{cases} V_a = R \cdot I_a + \frac{d\phi_a}{dt} \\ V_b = R \cdot I_b + \frac{d\phi_b}{dt} \\ V_c = R \cdot I_c + \frac{d\phi_c}{dt} \end{cases} \quad (\text{I-1})$$

On désigne par  $\phi_a, \phi_b, \phi_c$ : les flux totaux qui traversent les enroulements (a,b,c), et par ( $I_a, I_b, I_c$ ) les courants qui circulent dans ces enroulements.

Equation de l'enroulement rotorique :

$$V_f = R_f \cdot I_f + \frac{d\phi_f}{dt} \quad (\text{I-2})$$

**b) Equations de flux :**

$$\begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \\ \phi_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} & M_{af} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} & M_{bf} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c & M_{cf} \\ M_{fa} & M_{fb} & M_{fc} & L_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_f \end{bmatrix} \quad (\text{I-3})$$

Etant donné que le rotor est à pôles saillants toutes les inductances statoriques et mutuelles inductances dépendent de l'angle  $\theta$  ( $\theta$  est l'angle électrique), avec  $\theta = P \cdot \theta_m$  et  $P$  le nombre de paires de pôles,  $\theta_m$  est l'angle mécanique.

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (\omega \text{ vitesse angulaire}). \quad (\text{I-4})$$

✓ Inductances des enroulements statoriques :

- Inductances propres :

$$L_a = L_0 + L_s \cos(2\theta) \quad (\text{I-5})$$

$$L_b = L_0 + L_s \cos(2 \cdot (\theta - \frac{2\pi}{3})) \quad (\text{I-6})$$

$$L_c = L_0 + L_s \cos(2 \cdot (\theta + \frac{2\pi}{3})) \quad (\text{I-7})$$

- Mutuelles inductances entre enroulements statoriques :

$$M_{ab} = M_{ba} = M_0 + L_s \cos(2 \cdot (\theta + \frac{2\pi}{3})) \quad (\text{I-8})$$

$$M_{ac}=M_{ca}=M_0+ L_s \cos(2. (\theta - \frac{2\pi}{3}) ) \quad (\text{I-9})$$

$$M_{bc}=M_{cb}=M_0+ L_s \cos(2\theta) \quad (\text{I-10})$$

✓ Inductances mutuelles entre stator et rotor :

$$M_{af}=M_{fa}=M_0+ L_s \cos(\theta) \quad (\text{I-11})$$

$$M_{fb}=M_{bf}=M_0+ L_s \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{I-12})$$

$$M_{fc}=M_{cf}=M_0+ L_s \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{I-13})$$

$$\text{En posant : } \phi_s = [\phi_a \quad \phi_b \quad \phi_c]^t \quad I_s = [I_a \quad I_b \quad I_c]^t \quad V_s = [V_a \quad V_b \quad V_c]^t$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix}, [M_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{ar} \\ M_{br} \\ M_{cr} \end{bmatrix}, [M_{rs}] = [M_{sr}]^T. \quad (\text{I-14})$$

L'équation ( I-3 ) peut s'écrire sous la forme :

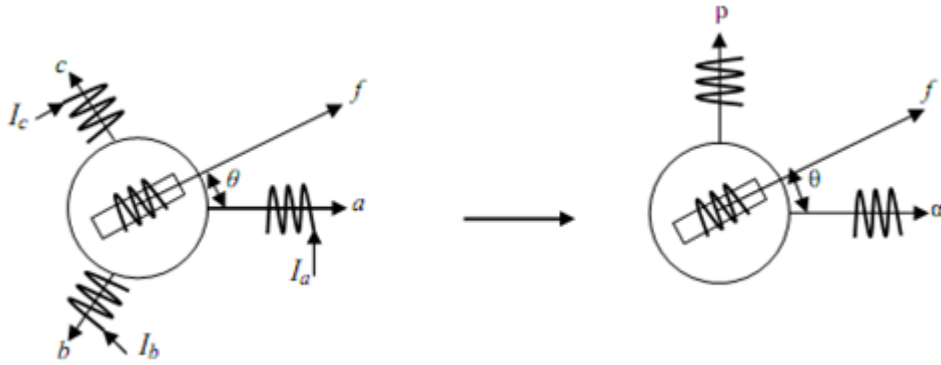
$$\begin{bmatrix} \phi_s \\ \phi_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{rs} & L_f \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_s \\ I_f \end{bmatrix} \quad (\text{I-15})$$

En combinant (I-29), (I-30) et (I-31) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_s \\ V_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R_f \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_s \\ I_f \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left( \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{rs} & L_f \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_s \\ I_f \end{bmatrix} \right) \quad (\text{I-16})$$

### I-5-2-2 Transformation de Clark :

La transformation de Clark permet le passage d'un enroulement triphasé fixe à l'enroulement diphasé fixe équivalent fig. I-5.



**Figure I-5 : le passage d'un enroulement triphasé fixe à l'enroulement diphasé**

Le champ créé dans l'entrefer par le passage des courants ( $I_\alpha$ ,  $I_\beta$ ) dans l'enroulement diphasé sera le même que celui créé par le passage des courants ( $I_a$ ,  $I_b$ ,  $I_c$ ) dans l'enroulement triphasé. La matrice de passage de Clark est définie par la matrice  $C_{32}$ :

$$C_{32}^T = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

Pour passer d'un système triphasé en système biphasé, on multiplie les grandeurs triphasées par  $C_{32}^T$  :  $X_{\alpha\beta} = C_{32}^T \cdot X_{abc}$  **(I-17)**

Avec :  $X_{abc} = [X_a \quad X_b \quad X_c]^t$  et  $X_{\alpha\beta} = [X_\alpha \quad X_\beta]^t$

Pour passer du système biphasé au système triphasé équilibré, il faut multiplier les grandeurs diphasées par  $C_{32}$  :  $X_{abc} = C_{32} \cdot X_{\alpha\beta}$  **(I-18)**

L'inconvénient de cette transformation est la non conservation de la norme des vecteurs.

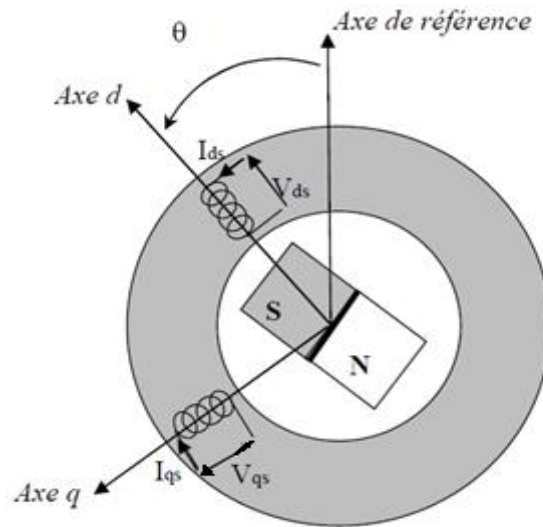
### I-5-2-3 Transformation de Concordia :

La transformation de Concordia découle de la transformation de Clark, elle permet le passage du triphasé en biphasé tout en gardant la norme des vecteurs.

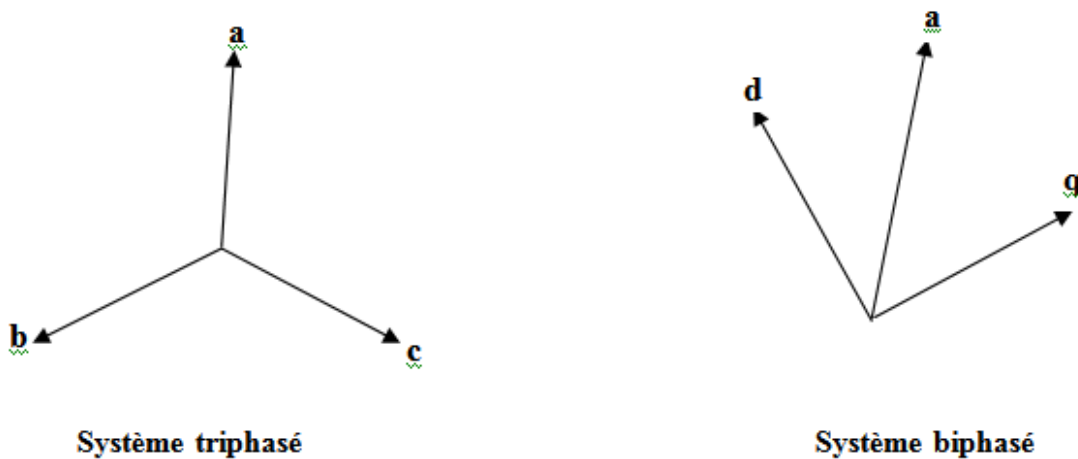
$$T_{32}^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot C_{32}^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad \text{(I-19)}$$

**I-5-2-4 Transformation de Park :**

La transformation de Park permet de faciliter l'étude du système, puisque il permet de transformer le système d'équation triphasé sinusoïdal (a, b, c) en un système biphasé équivalent (d, q) scalaire solidaire du rotor. Figure (I-6), (I-7)



**Figure I-6 : machine équivalente au sens de Park**



**Figure I-7 : Principe de la transformation de PARK**

✓ Le passage du système triphasé au système biphasé est donné par l'équation suivante :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (\text{I-20})$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-21})$$

X : Peut être le flux, la tension ou le courant.

La transformation de Park permet de rendre solidaire du rotor l'enroulement diphasé fixe (enroulement diphasé solidaire au rotor), voir Fig.I-8.

La matrice de la transformation de Park est donnée par  $P(\theta)$ , tel que :

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad P(\theta)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$$

Pour passer du système biphasé fixe au système biphasé mobile, il faut multiplier par  $P(\theta)^{-1}$  ( $P(\theta)^{-1}$  est la matrice inverse de  $P(\theta)$ )

$$X_{dq} = P(\theta)^{-1} \cdot X_{\alpha\beta} \quad (\text{I-22})$$

Pour passer du système biphasé mobile au système biphasé fixe, il faut multiplier par  $P(\theta)$

$$X_{\alpha\beta} = P(\theta) \cdot X_{dq} \quad (\text{I-23})$$

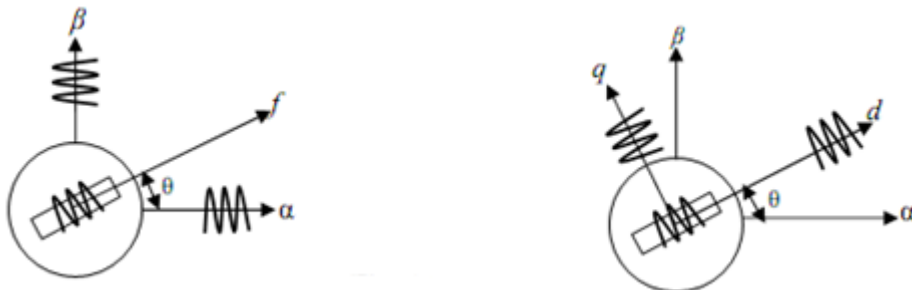


Figure I-8 : Enroulement diphasé solidaire au rotor

**I-5-2-5 Modèle de la machine dans le plan de Concordia :**

A partir du système d'équations ( I-5 ) on peut écrire :

$$[V_s]=[R_s][I_s]+\frac{d}{dt}([L_s].[I_s]+[M_{sr}][I_f]) \quad (\text{I-24})$$

Avec :

$$[R]=\begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \quad [M_{sr}]=M_{fs} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot M_{fs} T_{32} \cdot P(\theta) \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Posont :  $M_{fd} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot M_{fs}$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_0 & M_0 & M_0 \\ M_0 & L_0 & M_0 \\ M_0 & M_0 & L_0 \end{bmatrix} + L_s \cdot \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos 2(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos 2(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

En appliquant la transformation de Concordia au système ( I-13 ) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = R \cdot \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + (L_0 - M_0) \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + \frac{3L_s}{2} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \sin(2\theta) \\ \sin(2\theta) & -\cos(2\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + M_{fd} \cdot \omega \cdot I_f \cdot \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = R \cdot \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + 3 \cdot \omega \cdot L_s \cdot \begin{bmatrix} -\sin(2\theta) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta) & \sin(2\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + (L_0 - M_0) \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + \frac{3}{2} L_s \left( \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \sin(2\theta) \\ \sin(2\theta) & -\cos(2\theta) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \right) + M_{fd} \cdot \omega \cdot \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix}$$

En posant :

$$L_c = L_0 - M_0, L_\alpha = L_c + \frac{3}{2} L_c \cdot \cos(2\theta), L_\beta = L_c - \frac{3}{2} L_c \cdot \cos(2\theta), L_{\alpha\beta} = L_c \cdot \sin(2\theta).$$

Le modèle de la machine dans le plan de concordia est :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + s \cdot L_\alpha & s \cdot L_{\alpha\beta} \\ s \cdot L_{\alpha\beta} & R + s \cdot L_\beta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + M_{fd} \cdot I_f \cdot \omega \cdot \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I-25})$$

s : designe l'operateur de Laplace.

Note :  $s \cdot L_\alpha \cdot I_\alpha$  : désigne la dérivée du produit, ( $s \cdot L_\alpha \cdot I_\alpha = L_\alpha \frac{dI_\alpha}{dt} + I_\alpha \cdot \frac{dL_\alpha}{dt}$ ) ;

Même chose pour ( $s \cdot L_\beta \cdot I_\beta, s \cdot L_{\alpha\beta} I_\alpha, s \cdot L_{\alpha\beta} \cdot I_\beta$ ).

**I-5-2-6 Modèle de la machine dans le plan de park :**

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -\omega(L_c - \frac{3}{2}L_s) \\ \omega(L_c + \frac{3}{2}L_s) & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (L_c + \frac{3}{2}L_s) & 0 \\ 0 & (L_c - \frac{3}{2}L_s) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + M_{fd} \cdot I_f \cdot \omega \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

On posant  $L_d = L_c + \frac{3}{2} \cdot L_s$  et  $L_q = L_c - \frac{3}{2} \cdot L_s$

On obtient le modele de la machine a poles saillants dans le plan de park :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + s \cdot L_d & -\omega L_d \\ \omega L_d & R + s \cdot L_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + M_{fd} \cdot I_f \cdot \omega \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I-26})$$

Le modèle d'état est donné par le système suivant :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L_d} & \frac{\omega L_q}{L_d} \\ \frac{-\omega L_d}{L_q} & \frac{-R}{L_q} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q - M_{fd} \cdot I_f \cdot \omega \end{bmatrix} \quad (\text{I-27})$$

**I-5-2-7 Cas de la machine à aimants permanents :**

Le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est identique à celui de la machine synchrone classique (à rotor bobiné), sauf que pour une machine à aimants permanents, au lieu d'avoir un flux ( $M_{fd} \cdot I_f$ ) créée par le courant ( $I_f$ ), on a un flux constant créée par les aimants permanents et donc on remplace  $M_{fd} \cdot I_f$  par  $\Phi_f$ . [7,9]

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L_d} & \frac{\omega L_q}{L_d} \\ \frac{-\omega L_d}{L_q} & \frac{-R}{L_q} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q - \omega \cdot \Phi_f \end{bmatrix} \quad (\text{I-28})$$

**I-5-2-8 Expression du couple électromagnétique :**

Une expression du couple électromagnétique exprimé dans le repère ( $\alpha, \beta$ ) peut être donnée par la relation suivante:

$$C_{em} = P \cdot (\Phi_\alpha \cdot I_\beta - \Phi_\beta \cdot I_\alpha) \quad (\text{I-29})$$

Dans le plan de Park l'expression du couple devient:

$$C_{em} = P \cdot (\Phi_d \cdot I_q - \Phi_q \cdot I_d) \quad (\text{I-30})$$

$\Phi_d$  et  $\Phi_q$ : désignent les flux totaux selon les deux axes d et q :

$$\Phi_d = L_d \cdot I_d + M_{fd} \cdot I_f \qquad \Phi_q = L_q \cdot I_q$$

Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents il suffit de remplacer  $M_{fd} \cdot I_f$  par  $\phi_f$

$$C_{em} = P \cdot (\phi_f \cdot I_q + (L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q) \tag{I-31}$$

En défini ces couples :

$P \cdot \phi_f \cdot I_q$  : couple crée par l'interaction des champs rotoriques et statorique.

$P \cdot (L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q$  : couple résultante dû à la saillance de la machine.

L'équation mécanique du moteur s'écrit :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r \cdot f_v \cdot \Omega \tag{I-32}$$

$f_v$  : facteur de viscosité,  $C_r$  : couple de charge,  $J$  : moment d'inertie,  $\Omega$  : vitesse mécanique.

La pulsation électrique  $\omega = P \cdot \Omega$ . (I-33)

A partir des équations ( I-26 ), ( I-31), ( I-32) on peut déduire le schéma bloc suivant Figure(I-9)

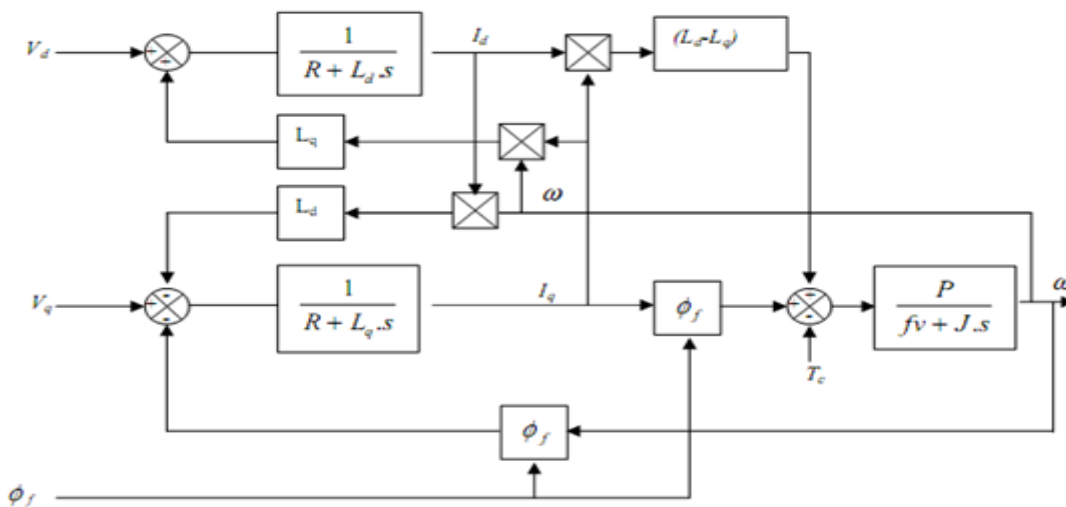


Figure I-9 : Schéma bloc du moteur synchrone à aimants permanents.

**I-5-2-9 Cas de la machine à pôles lisses :**

En remplaçant,  $L_d = L_q = L_c$  dans les équations précédentes on trouve les équations de la machines à pôles lisses.

**Expression de couple électromagnétique :**

$$C_{em} = P\phi_f I_q \quad (\text{I-34})$$

**I-6 Conclusion:**

Cette partie nous a permis de définir les différents modèles de la machine synchrone. La représentation qui permet d'avoir un système plus facile à résoudre est celle de Park (inductances constantes). En ce qui concerne le couple électromagnétique, la machine à pôles saillants délivre un couple plus fort que celle de la machine à pôles lisses.

# Chapitre II

**Commande vectorielle de la MSAP**

## II-1 Onduleur de tension-modulation vectorielle de la largeur d'impulsion :

### II-1-1 Introduction :

L'onduleur de tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif (DC/AC). Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie électrique aujourd'hui. L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie, ou à fréquence (MLI) variable pour la variation de vitesse des machines électriques.

L'onduleur est commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), appelée en anglais (Pulse Width Modulation PWM). Il existe plusieurs techniques PWM, dont on mentionne l'une des ces techniques, la MLI vectorielle où (space vector PWM) abrégée (SVPWM).

### II-1-2 Modulation de l'onduleur de tension :

L'onduleur de tension alimentant la machine synchrone à aimants permanents peut être idéalement représenté selon la figure suivante, où  $T_i$  et  $T'_i$  ( $i=1, 2, 3$ ) sont des transistors et ( $c_i, c'_i$ ) les commandes logiques qui leur sont associées telles que :

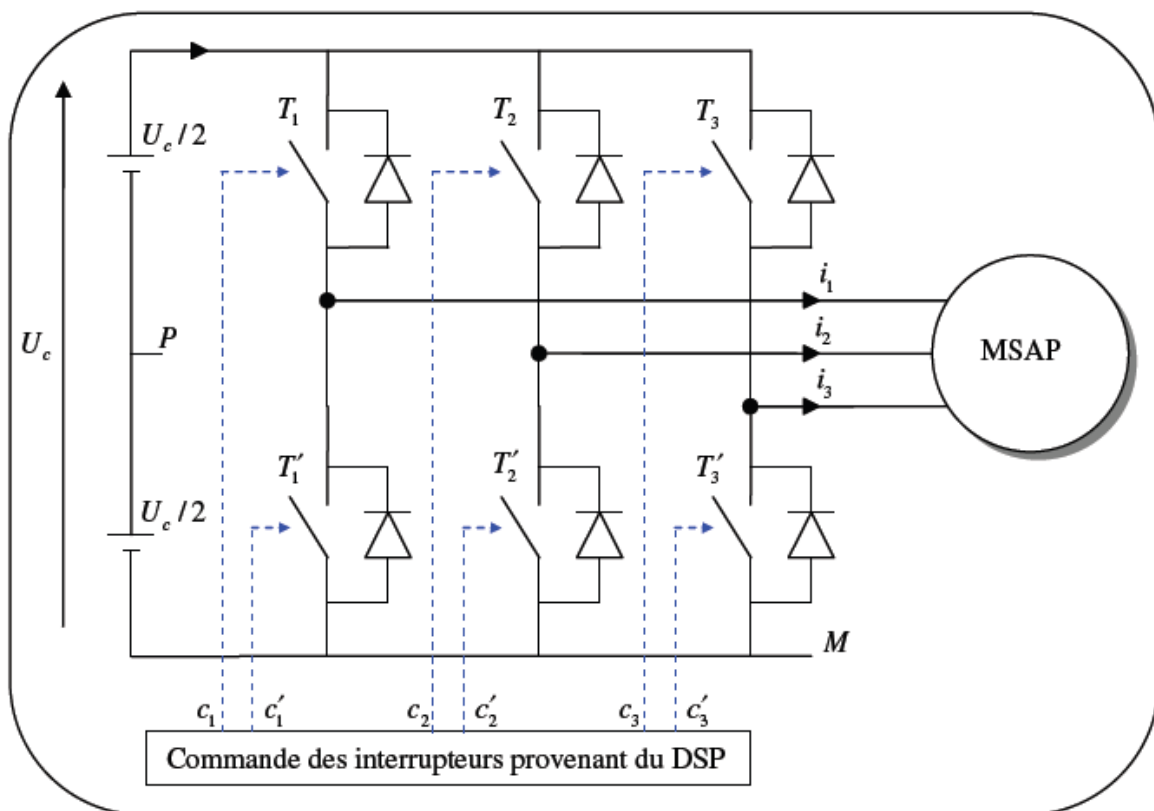


Figure II-1 onduleur de tension triphasé alimentant la MSAP

- si  $c_1=1$  l'interrupteur  $T_1$  est passant et  $T'_1$  est ouvert.
- si  $c_1=0$  l'interrupteur  $T_1$  est ouvert et  $T'_1$  est passant.

La machine synchrone est connectée en étoile.  $U_c$  est la tension continue alimentant l'onduleur de tension. Les tensions de référence par rapport aux points M (point bas de la source) et P (point milieu de la source  $U_c$ ) sont directement connues :

$$\begin{bmatrix} V_{1m} \\ V_{2m} \\ V_{3m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \cdot U_c \text{ et } \begin{bmatrix} V_{1p} \\ V_{2p} \\ V_{3p} \end{bmatrix} = \left( \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} - \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \right) \cdot U_c$$

La machine MSAP étant une charge équilibrée, les grandeurs homopolaires sont nulles ceci permet d'écrire le résultat classique suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \cdot U_c$$

Le tableau II-1 donne les valeurs de la tension simples de la charge ainsi que les valeurs effectivement atteintes par les tensions déphasée équivalentes.

$c_1$	$c_2$	$c_3$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_\alpha$	$V_\beta$	$\vec{V}_i$
0	0	0	0	0	0	0	0	$\vec{V}_0$
0	0	1	$-U_c/3$	$-U_c/3$	$2U_c/3$	$-U_c/3$	$-2U_c/\sqrt{3}$	$\vec{V}_1$
0	1	0	$-U_c/3$	$2U_c/3$	$-U_c/3$	$-U_c/3$	$U_c/3$	$\vec{V}_2$
0	1	1	$-2U_c/3$	$U_c/3$	$U_c/3$	$-2U_c/3$	0	$\vec{V}_3$
1	0	0	$2U_c/3$	$-U_c/3$	$-U_c/3$	$2U_c/3$	0	$\vec{V}_4$
1	0	1	$U_c/3$	$-2U_c/3$	$U_c/3$	$U_c/3$	$-U_c/\sqrt{3}$	$\vec{V}_5$
1	1	0	$U_c/3$	$U_c/3$	$-2U_c/3$	$U_c/3$	$U_c/\sqrt{3}$	$\vec{V}_6$
1	1	1	0	0	0	0	0	$\vec{V}_7$

**Tableau II-1 Tensions triphasées ( $V_1, V_2, V_3$ ) et déphasées ( $V_\alpha, V_\beta$ ) générées par l'onduleur de tension.**

Les vecteurs  $\vec{V}_i$  des composantes ( $V_\alpha, V_\beta$ ) sont de module ( $2.U_c/3$ ) et se situent sur un hexagone régulier (figure II-2) ils définissent les secteurs (I, II, III, VI, V, VI) utilisée par la suite dans la modulation vectorielle de cette onduleur de tension.[9,13]

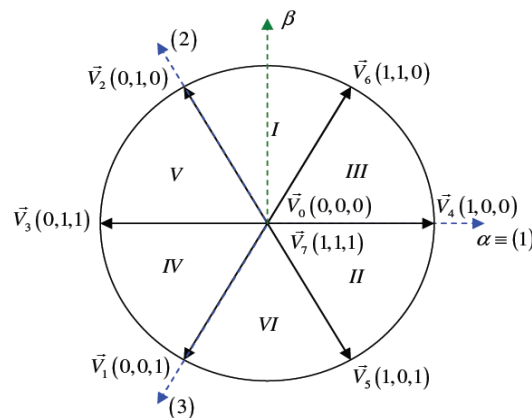
### II-1-3 Modulation vectorielle de l'onduleur de tension :

Plusieurs stratégies de commande peuvent être considérées dans le cas d'un onduleur de tension alimentant une machine dans le cadre d'une application industrielle : les commandes en régimes permanent et les commandes en régime transitoire. Dans le cas de commande en régime permanent, les critères d'estimation électrotechnique dominant : élimination d'harmonique pour éviter les ondulations de couples dans les machines, minimisation des pertes dans les interrupteurs des onduleurs. Et dans le cas de commande en régime transitoire, les critères de type automatique dominant : rapidité, temps de réponse, toutefois, il est souvent difficile de répondre parfaitement et simultanément aux deux types de critères.

Les méthodes d'autopilotage en modulation de largeur d'impulsion (MLI) avec porteuses en différentes variantes peuvent être appliquées aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire. Elles sont habituellement conçues directement sur les grandeurs triphasées et leur transposition en numérique conduit à diverses solutions qui ont des caractéristiques (souvent définis en termes d'harmoniques) différentes. Le principe est le suivant :

Les différents motifs en MLI sont mis en mémoire sous forme de tables élémentaires et à chaque impulsion d'horloge une configuration des états logiques des interrupteurs de l'onduleur est transporté un port de sortie L'inconvénient majeur de cette MLI vient de la nécessité de calculer au préalable et d'enregistrer en mémoire les différentes configurations possible de l'onduleur. Cette stratégie vise clairement les applications où se l'en contentent de performance limitée, afin de garder un coût limité.

Il est de plus en plus fréquent de concevoir directement des modulations à partir des transformés de CLARCK des tensions désirées : il s'agit alors de modulation vectorielle, qui s'affranchit de la notion de porteuse et donne naissance à une méthode de conception très puissante. Dans le cadre de notre étude, c'est cette stratégie qui est adoptée puisque c'est une méthode de commande numérique permettant d'obtenir les résultats souhaités en régimes permanent et transitoire. [9,13]



**Figure II-2 Représentation dans le repère  $(\alpha, \beta)$  des tensions générées par l'onduleur de tension**

### II-1-4 Principe de la modulation vectorielle :

L'usage des technologies numériques permet le recours à des stratégies de commande de modulation triphasé spécifique, non déduites des techniques analogiques initialement conçus en monophasé. La modulation vectorielle traite les signaux directement dans le plans diphasé de la transformée de CLARCK. Elle suppose que l'on travaille dans le cadre d'une commande numérique et qu'un algorithme de régulation a déjà déterminé les composante souhaités  $V_\alpha, V_\beta$ .

La modulation de l'onduleur de tension a montré que pour les différentes combinaisons de commande ( $C_1, C_2, C_3$ ) , l'onduleur peut seulement générer huit vecteurs de tension  $\vec{V}_i$  ( $i=0, \dots, 7$ ) dans le plan de la transformé de CLARCK ( $\alpha, \beta$ ) dont deux sont nulles et deux ont un module  $2*U_c/3$  et une direction donnée.

L'onduleur ne peut donc fournir de façon exacte et instantanée que des tensions de type  $\vec{V}_i$  . On ne peut réaliser une tension quelconque ( $V_\alpha, V_\beta$ ) qu'en valeur moyenne et sur une période de hachage  $T_h$  afin de minimiser les ondulations de tension et par voie de conséquence les harmoniques, on admet qu'il faut réaliser ( $V_\alpha, V_\beta$ ) avec les deux vecteurs de tension  $\vec{V}_i$  les plus proches.

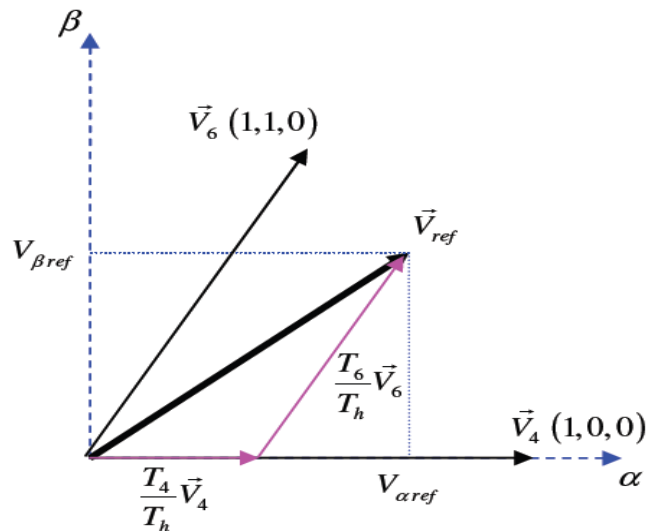
La figure II-3 montre un exemple d'application de cette méthode. Supposant que le vecteur de référence  $V_{ref}$  se trouve dans le secteur III.  $T_4$  et  $T_6$  étant les temps d'application des vecteurs adjacents  $V_4$  et  $V_6$  . Et  $T_0$  est le temps d'application des vecteurs nuls  $V_0$  et/ou  $V_7$  on obtient :

$$\begin{cases} T_h = T_4 + T_6 + T_0 \\ \vec{V}_{ref} = \frac{T_4}{T_h} \vec{V}_4 + \frac{T_6}{T_h} \vec{V}_6 \end{cases}$$

### II-1-5 Calcul des temps d'application :

Ayant les composantes de référence dans le référentiel ( $\alpha, \beta$ ),  $T_4$  et  $T_6$  sont calculés par simple projection de vecteur de référence sur les vecteurs adjacents suivants :

$$\begin{cases} T_4 = \frac{T_h}{2.U_c} (3V_\alpha - \sqrt{3}V_\beta) \\ T_6 = \sqrt{3} \frac{T_h}{U_c} V_\beta \end{cases}$$



**Figure II-3 Temps d'application par projection du vecteur de la tension désirée.**

Le vecteur nul est appliqué pendant la fin de la période de modulation. Un calcul identique réalisé pour les différents secteurs montrent que les différents secteurs d'application des différents vecteurs de référence sont proportionnelle au variable (X, Y, Z) suivantes :

$$\begin{cases} X = \sqrt{3} \frac{T_h}{U_c} V_\beta \\ Y = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_h}{U_c} (V_\beta + \sqrt{3}V_\alpha) \\ Z = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_h}{U_c} (V_\beta - \sqrt{3}V_\alpha) \end{cases}$$

Pour le calcul du temps d'application des différents vecteurs, il est nécessaire de connaître le secteur dans lequel se trouve le vecteur de référence donné. A cet fin les projections ( $V_{ai}, V_{bi}, V_{ci}$ ) suivantes sont comparées à zéro :

$$\begin{cases} v_{ai} = v_\beta \\ v_{bi} = \frac{1}{2}(\sqrt{3} \cdot v_\alpha - v_b) \\ v_{ci} = \frac{1}{2}(-\sqrt{3}v_\alpha - v_b) \end{cases}$$

### II-1-6 Algorithme de modulation vectorielle :

L'algorithme de l'implémentation de la modulation vectorielle dans le DSP comprend les étapes suivantes :

- Première étape : Détermination du secteur où se trouve le vecteur tension de référence défini par ses composantes ( $V_\alpha, V_\beta$ ):

$$\left. \begin{array}{l} \text{Si } V_{ai} > 0 \\ \text{Si } V_{bi} > 0 \\ \text{Si } V_{ci} > 0 \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{alors } A = 1, \\ \text{alors } B = 1, \\ \text{alors } C = 1, \end{array} \quad \left. \begin{array}{l} \text{sinon } A = 0 \\ \text{sinon } B = 0 \\ \text{sinon } C = 0 \end{array} \right\} \Rightarrow \text{Secteur} = A+2B+4C$$

Cette méthode permet de déterminer les secteur I à VI d'après les variables ( $V_{ai}, V_{bi}, V_{ci}$ ), ce qui explique le choix de la numérotation de chaque secteur.

- Deuxième étapes : Calcule et saturation des temps d'application  $t_1$  et  $t_2$  de chaque vecteur adjacent au secteur calculé en partant ayant l'indice le plus petit tableau (tableau II-2).

Secteur	I	II	III	IV	V	VI
$t_1$	Z	Y	-Z	-X	X	-Y
$t_2$	Y	-X	X	Z	-Y	-Z

**Tableau II-2 Temps d'application des vecteurs adjacents au secteur calculé.**

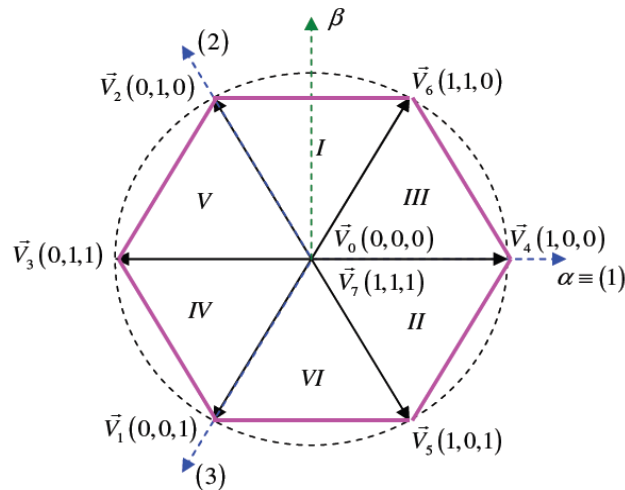
Les durée  $T_0$  à  $T_7$  devant être positives ou nulles (et évidemment jamais négatives), la zone accessible dans le plan diphasé ( $\alpha, \beta$ ) est limité par l'hexagone des tensions de la (figure II-2). Si la référence sort de cet hexagone, c'est-à-dire au cas où  $t_1 + t_2 > T_h$ , la commande est irréalisable et il est nécessaire de saturer ces temps de commutation selon :

$$\begin{cases} t_{1sat} = t_1 \frac{T_h}{t_1+t_2} \\ t_{2sat} = t_2 \frac{T_h}{t_1+t_2} \end{cases}$$

- Troisième étape : Calcul des rapports cycliques conformes à la configuration du DSP utilisé.

En pratique, les durées d'application des deux vecteurs nulles sont souvent choisit égales, telles qu'au final :

$$\begin{cases} t_x = \frac{T - t_1 - t_2}{2} \\ t_y = t_x + t_1 \\ t_z = t_y + t_2 \end{cases}$$



**Figure II-4 Tension générées par l'onduleur dans le repère  $(\alpha, \beta)$  et limite de la modulation**

## II -2 Autopilotage :

Dans une machine synchrone, le couple électromagnétique est engendré par l'interaction des deux champs magnétiques, un champ créé par le courant qui circule dans l'enroulement de rotor (au par les aimants permanents) et un champ tournant produit par les courants sinusoïdaux qui parcourent les enroulements du stator, (pour une machine à pôles saillants en plus de couple principal, il existe un autre couple crée par la saillance du rotor). Pour que la valeur moyenne du couple soit non nulle il faut que le champ rotorique tourne en synchronisme avec le champ statorique.

Si on procède a une variation de vitesse, ou si le moteur est soumis a une surcharge, le système peut subir des grandes instabilités, et risque de perde le synchronisme entre les champs statorique et rotorique. Le synchronisme est donc difficile à maintenir dans le cas d'un fonctionnement à fréquence variable en boucle ouverte.il est alors nécessaire de travailler en autopilotage.

Pour ce faire en fonction de la position de rotor, il faut imposer à la machine des tensions de telle sorte que le champ statorique soit en synchronisme avec le champ rotorique. Donc le rôle d'autopilotage est de générer les grandeurs de référence de l'onduleur de façon à lier la fréquence des courants délivrées par l'onduleur à fréquence à la fréquence de rotation du moteur.

## II-3 Choix d'une commande :

Le choix d'une commande dépend essentiellement du type d'application :

- Dans le cas d'application à vitesse variable peut exigeantes, on fait appel à la commande scalaire. Ces avantages sont liées principalement à la simplicité et donc a faible coût de sa mise en œuvre, ses handicaps résident essentiellement dans les régimes transitoires et les basses vitesses, de fait qu'elles se basent sur un modèle en régime permanent.

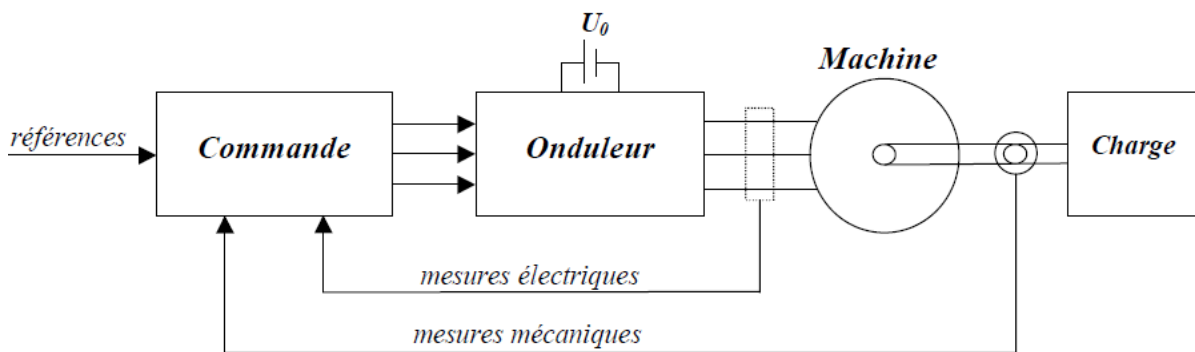
- Dans le cas où le système nécessite de bonnes performances à la fois statique et dynamiques, la commande vectorielle, se révèle la plus adaptée. Elle permet d'avoir de très bonnes performances de couple aussi bien aux basses vitesses qu'aux grandes vitesses avec un temps de réponse rapide. Ses inconvénients sont liés à sa complexité de mise en œuvre, c'est à dire ce type que nous nous intéressons dans notre étude.

## II-4 Commande vectorielle des MSAP :

### II-4-1 Introduction :

L'asservissement des machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques pour en faire des actionneurs à vitesse variable devient de plus en plus courant. Parmi des machines électriques utilisées les machines électriques à aimants permanents (MSAP) qui ont des inductances relativement faibles, ce qui entraîne des réponses rapides des courants et donc du couple. Pour diminuer le taux d'ondulation de courant et de couple, elles sont alimentées par des onduleurs de tension, à base de composants de haute fréquence de découplage (IGBT) par exemple. En outre, grâce aux progrès de l'électronique numérique et l'application des processeurs rapides de traitement numérique (DSP), la réalisation de leur commande est devenue de plus en plus simple. L'ensemble de ces propriétés leur donne un avantage incontestable dans la motorisation d'actionneurs de forte puissance massique et de hautes performances, notamment dans les systèmes embarqués.[8]

La figure (II-6) représente l'ensemble commande- onduleur-machine.



**Figure II-6 Ensemble Commande-Onduleur-Machine**

### II-4-2 Principe :

Quelque soit le but de la commande (régulation de couple, de vitesse, ou de position), le contrôle de couple du moteur est nécessaire. Celui-ci, dépendant des deux variables  $i_d$  et  $i_q$  selon la relation (I-20), on laisse un degré de liberté. Cette liberté peut être exploitée afin de satisfaire un critère d'optimisation. L'objectif principal de la commande

vectorielle des MSAP est donc de contrôler le couple de manière optimale selon un critère choisi. Compte tenu de l'importance de la contrainte thermique dans les machines électriques, le critère choisi correspond souvent à la minimisation des pertes Joule à couple donné. Celles-ci, étant proportionnelles au courant efficace, nous amènent à minimiser  $(i_d^2 + i_q^2)$  à couple voulu. Mais ce critère demande la solution d'un problème d'optimisation qui impose le contrôle simultané de  $i_d$  et  $i_q$ . Pour simplifier la commande, on fixe souvent le courant  $i_d$  de manière que le couple soit proportionnel à  $i_q$  (relation (I-20)) dans une plage de vitesse donnée.

Dans les machines à rotor lisse, ou le couple ne dépend que de la composante en quadrature du courant selon (I-27) la valeur optimale du courant direct est évidemment zéro :

$$i_{d\ ref} = 0 \tag{II-1}$$

Mais dans les machines à pôles saillants ( $L_d \neq L_q$ ), elle peut être fixée à une valeur qui correspond au couple maximal à courant maximal

$$i_{d\ ref} = \frac{\phi_f - \sqrt{\phi_f^2 + 8(L_q - L_d)^2 I_{max}^2}}{2(L_q - L_d) I_{max}} \tag{II-2}$$

Le couple est contrôlé par la composante en quadrature,  $i_{q\ ref}$  est donc proportionnel au couple demandé. La commande vectorielle revient alors à contrôler les deux composantes  $i_d$  et  $i_q$  du courant statorique en imposant les tensions  $v_d$  et  $v_q$  qui conviennent, par conséquent pour imposer les tensions  $v_d$  et  $v_q$ , il suffira d'imposer les tensions de référence  $v_{dr}$  et  $v_{qr}$  à l'entrée de l'onduleur. A l'aide des régulateurs, on obtient les tensions de référence permettant de maintenir les courants direct et en quadrature au voisinage de leurs valeurs de référence  $i_{d\ ref}$  et  $i_{q\ ref}$ . [8]

Le schéma bloc du principe de la commande vectorielle des MSAP est représenté sur la figure II-7.

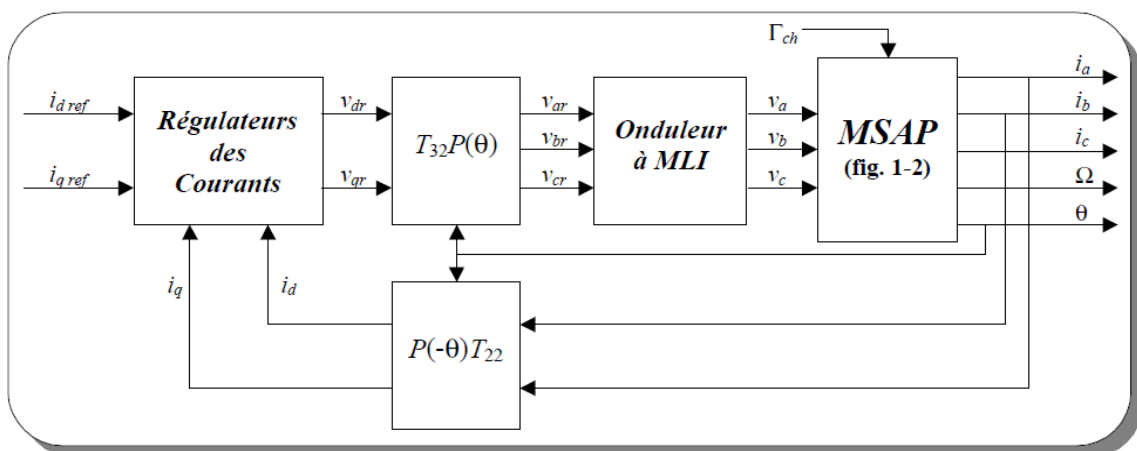


Figure II-7 : Schéma principal de la commande vectorielle des MSAP.

Sur ce schéma la matrice  $T_{22}$  est défini par :

$$T_{22} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \sqrt{3} & 0 \\ 1 & 2 \end{bmatrix}$$

En réalité nous n'avons accès qu'aux tensions et courants de trois phases de la machine. Le passage aux grandeurs intermédiaires (tensions et courants de Park) se fait à l'aide des transformations de Park et Concordia (directe et inverse). [8]

### **II-5 Conclusion :**

Classiquement, la commande vectorielle, dite structure de régulation de type cascade, a été largement utilisée. Les principaux avantages de cette configuration font que la régulation cascade d'un usage industriel très répandu. Pour ce faire, deux boucles sont adoptées afin d'obtenir la réponse souhaitées. Dans un premier temps, on réalise la boucle interne qui assure la maîtrise du courant ensuite la synthèse d'une boucle externe permet d'asservir la vitesse.

# Chapitre III

**Structures de la régulation**

**III -1 Introduction :**

Le rôle d'un système de régulation est d'obliger les grandeurs de sorties à conserver des valeurs aussi proches que possible de celle de la consigne, faire fonctionner notre moteur à une vitesse constante indépendante de la variation de la charge et aussi assurer la protection du moteur contre les surintensités. [14]

**III -2 Découplage :**

Nous mettrons en œuvre le contrôle vectoriel en boucle fermée et ceci peut se faire en incorporant à la machine une commande. Différentes lois de commande sont établies en utilisant des régulateurs de type proportionnel- intégral (PI) et des régulateurs de type intégral- proportionnel (IP). En effet cette partie de travail traite essentiellement d'une étude comparative mettant en évidence l'intérêt de chacun des régulateurs ainsi que leurs dimensionnement et ceci en continu.

Le couplage qui existe entre les deux équations (I-15), est éliminé en général par une méthode de compensation classique. Ceci consiste à effectuer une régulation des courants en négligeant les termes de couplage, ces derniers étant rajoutés à la sortie des correcteurs des courants afin d'obtenir les tensions de référence qui attaquent l'onduleur. Pour cela, on réécrira les équations suivantes :

$$V_{ds} = F_d(t) \cdot X_d(t) - e_q$$

$$V_{qs} = F_q(t) \cdot X_q(t) - e_d$$

Avec :

$X_d$  et  $X_q$  sont les grandeurs à contrôler.

$e_q(t)$  et  $e_d(t)$  sont considérées comme les perturbations mesurables ayant des dynamiques inférieures à régler.

$$R_d I_d + L_d \frac{d}{dt} I_d = V_d - \omega_r L_q I_q \quad \text{(III -1)}$$

$$e_q = \omega_r L_q I_q \quad \text{(III -2)}$$

$$R_q I_q + L_q \frac{d}{dt} I_q = V_q - \omega_r L_q I_q + \omega_r \phi_f \quad \text{(III -3)}$$

$$e_d = \omega_r L_q I_q - \omega_r \phi_f \quad \text{(III -4)}$$

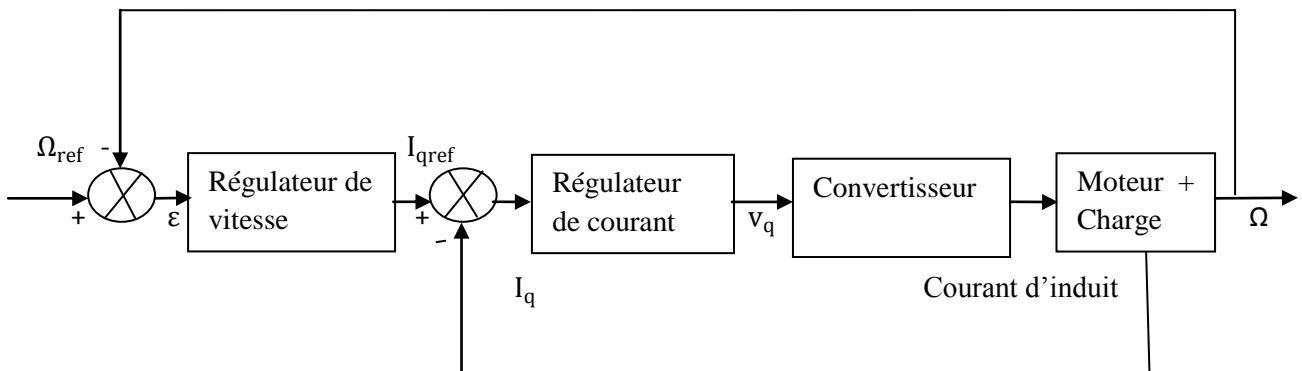
$$\begin{cases} V_{d1} = V_d + e_q \\ V_{q1} = V_q + e_d \end{cases} \quad \text{(III -5)}$$

**III -3 La régulation en boucle multiple (cascade) :**

Elle comporte un régulateur individuel pour chacune des variables contrôlées, la variable principale (la vitesse) est réglée par la boucle externe.

La variable secondaire (le courant) est contrôlée par la boucle interne.

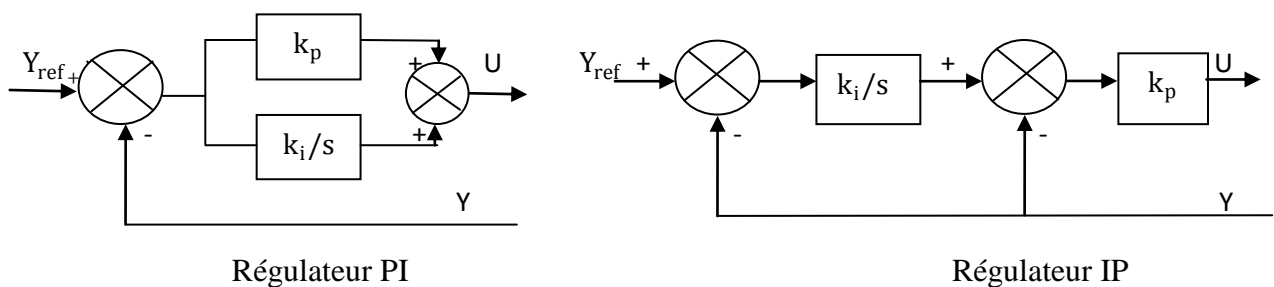
La sortie de régulateur de vitesse est ( $I_{qref}$ ) considérée comme entrée de référence du régulateur de courant. [12,14]



**Figure (III -1) Régulateur à boucle cascade**

**III -4 Choix des régulateurs :**

Pour commander la machine, on utilise deux types de régulateur PI et IP représenté sur la figure :



**Figure III-2 Schémas fonctionnels des régulateurs PI et IP**

Dans notre étude nous avons utilisé des régulateurs PI dans les trois boucles et des régulateurs IP pour la boucle de vitesse seulement.

Nous avons adopté la méthode de placement de pôles pour leur dimensionnement.

### III -4-1 Calcul des régulateurs :

Les régulateurs à calculer sont :

- Le régulateur du courant  $I_d$  (Reg d).
- Le régulateur du courant  $I_q$  (Reg q).
- Le régulateur de vitesse  $\Omega_r$  (Reg  $\Omega$ ).

### III -4 -2 Calcul des régulateurs par la méthode de placement de pôles :

Cette méthode calcule les paramètres de régulateur PI à partir de la spécification des pôles désirés en boucle fermée. [12,14]

#### III -4 -2-1 Boucle du courant $I_d$ :

$$\frac{I_d(s)}{V_{ds}(s)} = \frac{G_0}{1+T_d s} \quad \text{(III-6)}$$

Avec :

$$G_0 = \frac{1}{R} \quad \text{et} \quad T_d = \frac{L_d}{R}$$

Avec un régulateur PI :

Donc :

$$FTBO = \left( k_{pd} + \frac{k_d}{s} \right) \left( \frac{G_0}{T_d s^2 + s} \right) \quad \text{(III-7)}$$

$$FTBF = \frac{\frac{G_0 K_{pd}}{T_d} s + \frac{G_0 K_{pd}}{T_d}}{s^2 + \frac{G_0 K_{pd} + 1}{T_d} s + \frac{G_0 K_{pd}}{T_d}} \quad \text{(III-8)}$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique d'un système de 2<sup>ème</sup> ordre.

En identifiant le dénominateur à la forme canonique :

$$F(s) = \frac{k\omega_n^2}{s^2 + 2z\omega_n s + \omega_n^2} \quad \text{(III-9)}$$

On obtient le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \omega_{nd}^2 = \frac{G_0 K_{pd}}{T_d} \\ 2z\omega_{nd} = \frac{G_0 k_{pd} + 1}{T_d} \end{cases} \quad \text{(III-10)}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} k_{id} = \frac{T_d \omega_{nd}}{G_0} \\ k_{pd} = \frac{2z \omega_{nd} T_d - 1}{G_0} \end{cases} \quad \text{(III-11)}$$

Ainsi  $k_{id}$  et  $k_{pd}$  peuvent être déterminées en fixant  $\omega_{nd}$  et  $z$ .

### III -4 -2-2 Boucle du courant $I_q$ :

$$\frac{I_q(S)}{V_q(S)} = \frac{G_0}{1+T_{id}S} \quad \text{(III-12)}$$

Avec :

$$G_{0q} = \frac{1}{R} \text{ et } T_q = \frac{L_q}{R}$$

$$FTBF = \frac{\frac{G_0 K_{pq}}{T_q} s + \frac{G_0 K_{pq}}{T_q}}{s^2 + \frac{G_0 K_{pq} + 1}{T_q} s + \frac{G_0 K_{pq}}{T_q}} \quad \text{(III-13)}$$

D'où:

$$\begin{cases} K_{iq} = \frac{T_q \omega_{nq}^2}{G_0} \\ K_{pq} = \frac{2z \omega_{nq} T_{iq} - 1}{G_0} \end{cases}$$

### III -4 -2-3 Boucle de la vitesse :

$$\frac{\Omega_r(S)}{I_{qerf}(S)} = \frac{3}{2} p \phi_f \frac{1}{JS+f} = \frac{G_{0\omega r}}{1+T_{\omega r}S} \quad \text{(III-14)}$$

Avec :

$$G_{0\omega r} = \frac{3}{2} p \frac{\phi_f}{f} \text{ et } T_{\omega r} = \frac{J}{f}$$

Avec un régulateur :

$$FTBO = \left( k_{p\omega r} + \frac{k_{i\omega r}}{S} \right) \left( \frac{G_{0\omega r}}{T_{\omega r}S+1} \right) = \frac{(k_{p\omega r} S + k_{i\omega r}) G_{0\omega r}}{T_{\omega r} S^2 + S} \quad \text{(III-15)}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF = \frac{\frac{K_{p\omega} K_0}{T_\omega} S + \frac{K_{i\omega} K_0}{T_\omega}}{S^2 + \frac{K_{p\omega} K_0 + 1}{T_\omega} S + \frac{K_{i\omega} K_0}{T_\omega}} \quad \text{(III-16)}$$

D'ou:

$$\begin{cases} \omega_n^2 = \frac{K_{i\omega} K_0}{T_\omega} \\ 2z\omega_{n\omega} = \frac{K_{p\omega} K_0 + 1}{T_\omega} \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} K_{i\omega} = \frac{T_\omega \omega_n^2}{K_0} \\ K_{p\omega} = \frac{2z\omega_{n\omega} T_\omega - 1}{K_0} \end{cases}$$

Ainsi  $k_{i\omega}$  et  $k_{p\omega}$  peuvent être déterminés en fixant  $\omega_{n\omega}$  et  $z$ .

### Remarque :

Nous remarquons que la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée possède un zéro.

Les pôles peuvent être fixés par les paramètres du régulateur et le zéro se place automatiquement à une valeur  $Z_0$ .

Influence de la méthode de calcul des régulateurs PI calculé avec la méthode de placement de pôles sur le comportement de la vitesse en boucle fermée :

On a toujours la sortie qui est donnée par :

$$\Omega_r(S) = \frac{1}{J_s + f_r} [(\Omega_{ref}(S) - \Omega_r(S)) \frac{3}{2} \phi_f p (K_{p\omega} + \frac{K_{i\omega}}{S}) - T_r] \quad \text{(III-17)}$$

Après développement on obtient:

$$\Omega_r = \frac{K_e K_{p\omega} S + K_{i\omega}}{J S^2 + (K_e K_{p\omega} + f_r) f_s + K_e K_{i\omega}} \Omega_{ref} - \frac{S}{J S^2 + (K_e K_{p\omega} + f_r) f_s + K_e K_{i\omega}} C_r \quad \text{(III-18)}$$

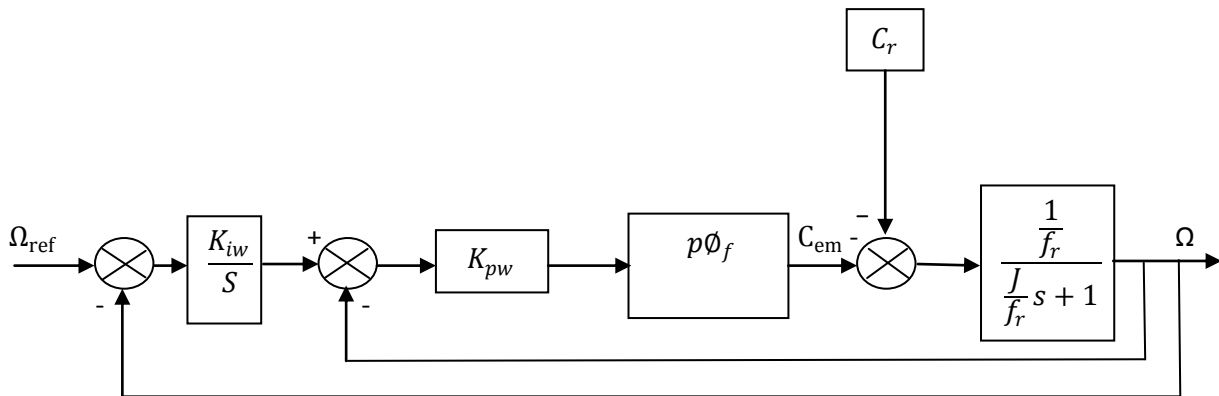
Au régime permanent on aura:  $\Omega_r = \Omega_{ref}$

La dynamique de rejet de perturbation est imposée par la pulsation  $W_n$  de la fonction de transfert  $A(s)$  du second ordre suivante :

$$A(S) = \frac{S}{J S^2 + (K_e K_{p\omega} + f_r) f_s + K_e K_{i\omega}} = \frac{\frac{1}{J} S}{S^2 + 2zW_n S + W_n^2} \quad \text{(III-19)}$$

**III -5 Calcul du régulateur de vitesse en utilisant le régulateur IP :**

Soit le schéma de régulateur représenté par la figure :



**Figure III-3 Boucle de régulation de vitesse.**

La fonction de transfert en boucle fermé :

$$FTBF = \frac{K_{iw} K_{pw} K_0 / T_w}{s^2 + \left(\frac{1 + K_{pw} K_0}{T_w}\right)s + \frac{K_{iw} K_{pw} K_0}{T_w}} \tag{III-20}$$

Par identification avec un système de deuxième ordre, on aura :

$$\begin{cases} K_{pw} = \frac{2zW_{nw} T_w}{K_0} \\ K_{iw} = \frac{T_w W_{nw}^2}{2zW_{nw} T_w - 1} \end{cases}$$

Remarque :

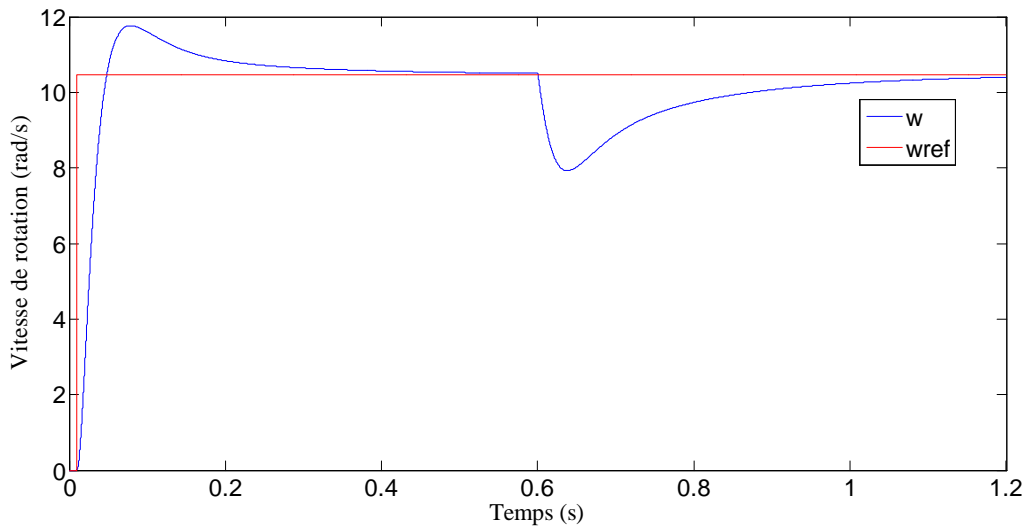
La relation (III-20) ne possède pas un zéro.

**III -6 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP (sous logiciel Matlab) :**

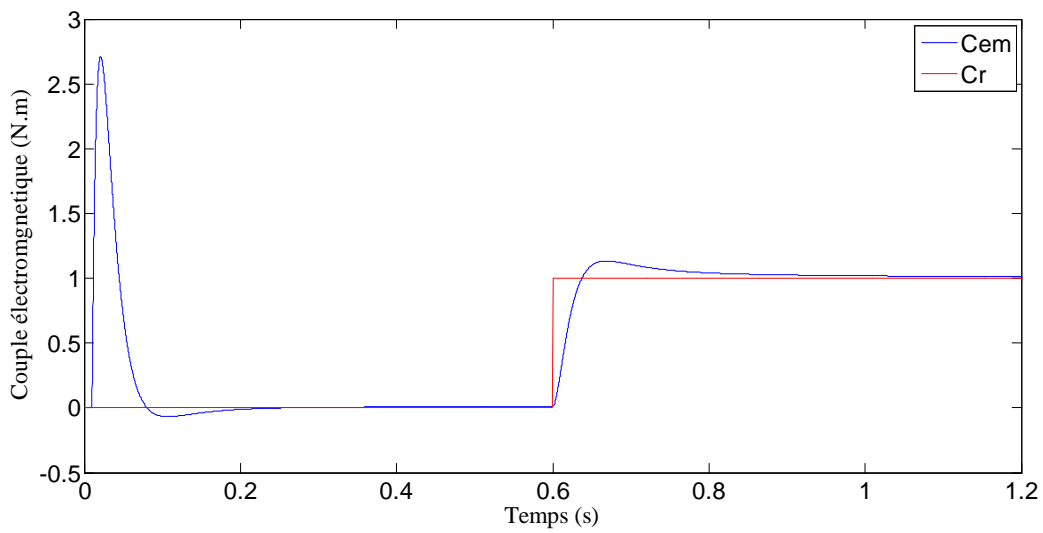
(Pour le schéma simulink voir annexe III).

On effectue un démarrage à vide de la MSAP puis on applique un échelon de couple de charge de valeur  $C_r = 1N.m$  à l'instant  $t = 0.6s$ . La consigne de vitesse est de  $100 tr/min$  ( $10.47rad/s$ ).

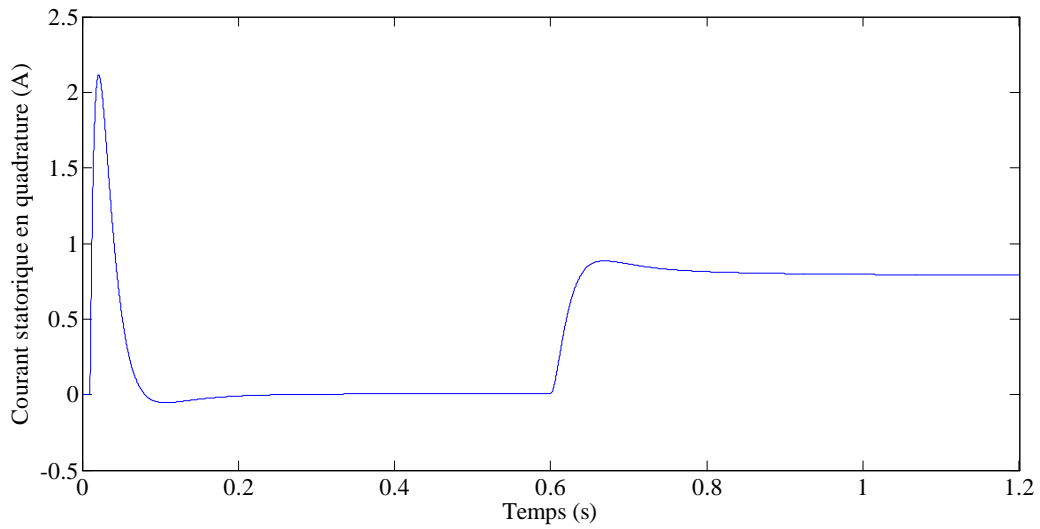
**III- 6-a Avec les régulateurs PI pour la boucle de vitesse et les boucles de courants  $I_d$  et  $I_q$ :**



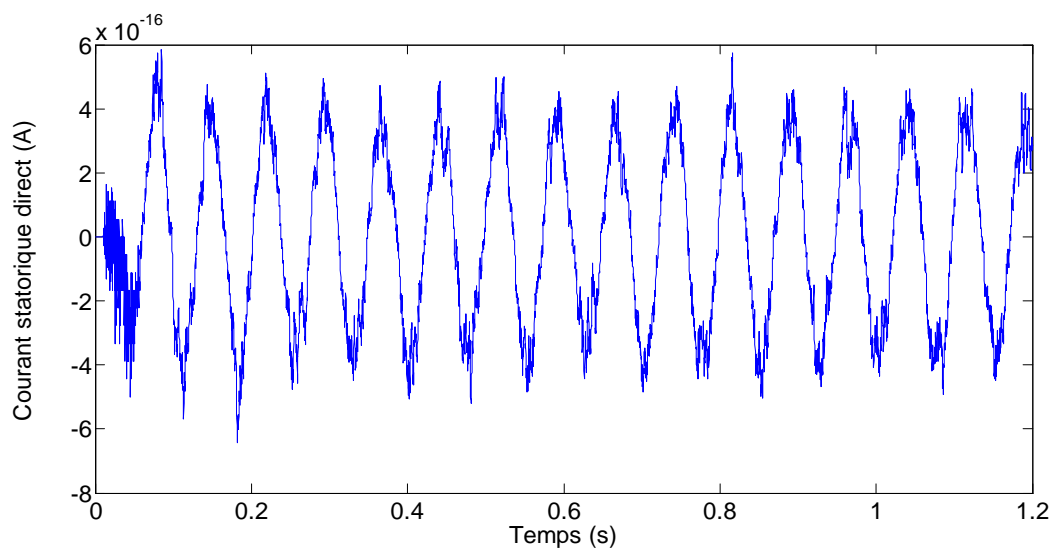
**Figure III- 1 : Réponse de la vitesse à une consigne de 100 tr/min (10.47rad/s) et application d'un couple  $C_r=1N.m$ .**



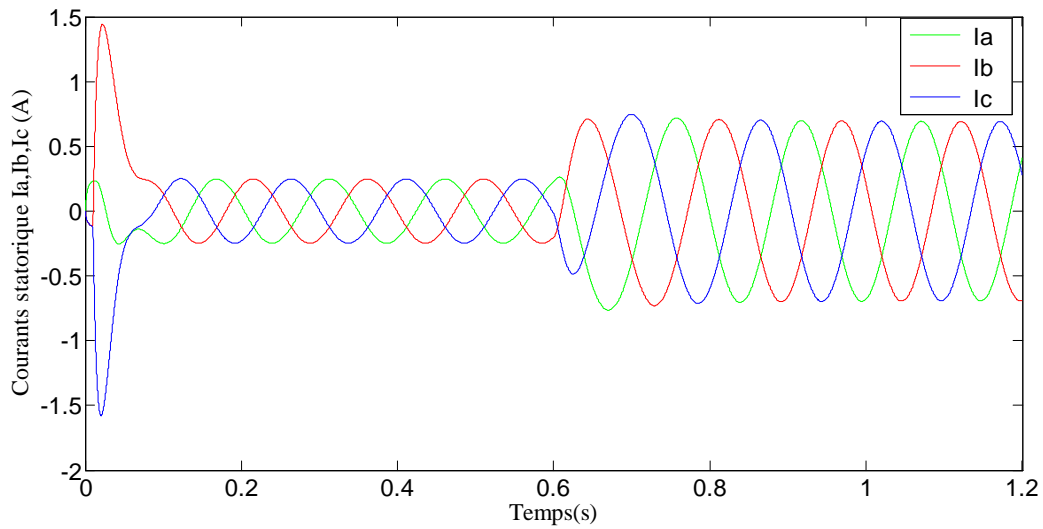
**Figure III- 2 : Le couple électromagnétique  $C_{em}$  (N.m).**



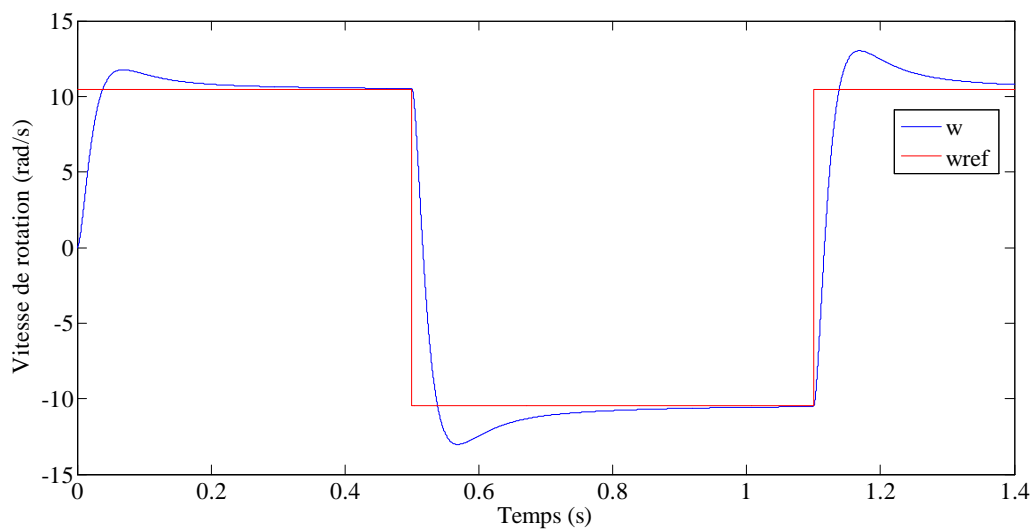
**Figure III- 3 : Le courant statorique en quadrature  $I_q$  (A).**



**Figure III- 4 : Le courant statorique directe  $I_d$  (A).**



**Figure III- 5 : Les courants statorique  $I_{a,b,c}$  (A).**

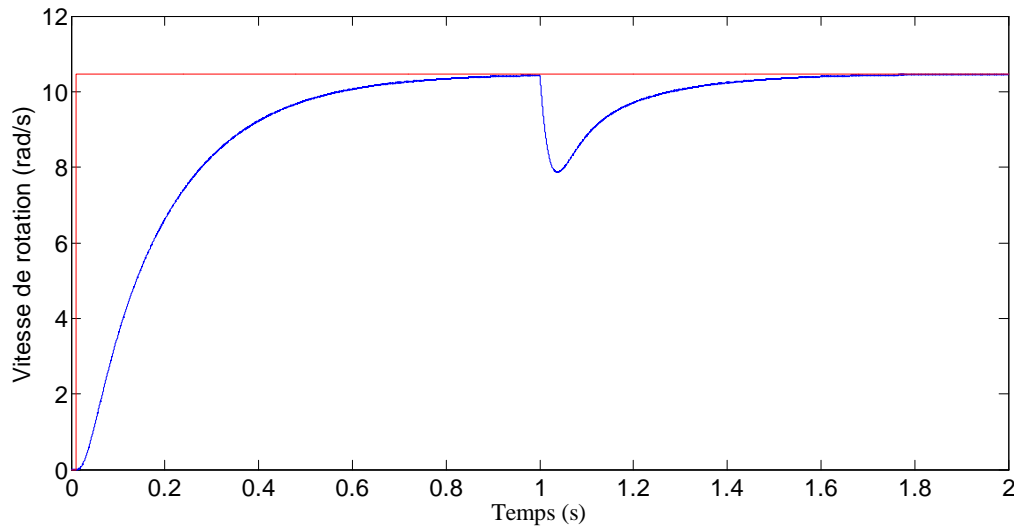


**Figure III- 6 : Réponse de la boucle vitesse de rotation  $W$  (rad/s) à une consigne variable.**

### III -6-b Avec le régulateur IP pour la boucle de vitesse :

On effectue un démarrage à vide de la MSAP puis on applique un échelon de couple de charge de valeur  $Cr = 1N.m$  à l'instant  $t = 1s$ . La consigne de vitesse est de  $100 \text{ tr/min}$ .

- Les résultats de la simulation :

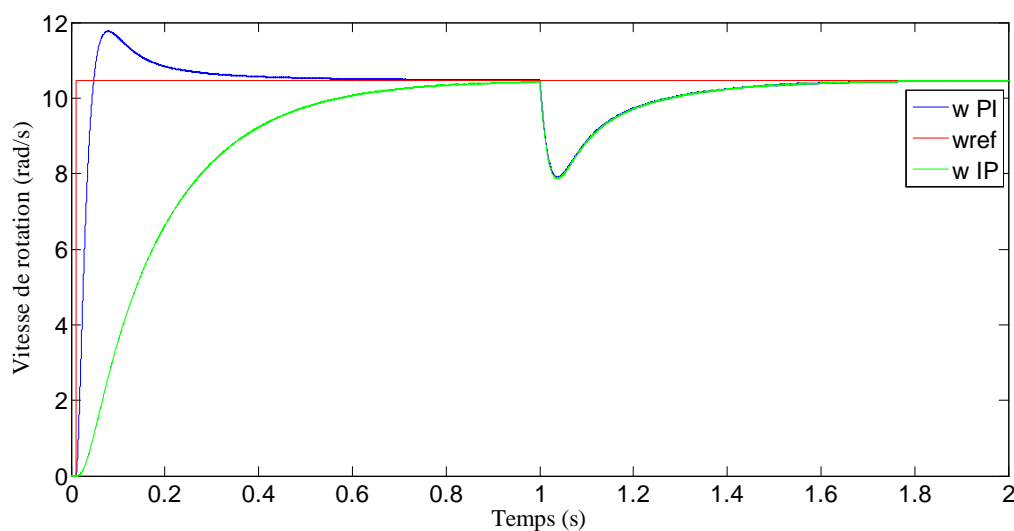


**Figure III- 7 : Réponse à une consigne de vitesse de 100 *tr/min* (10.47rad/s) et application  $C_r = 1N.m$  à  $t = 1s$**

### III -6-c Comparaison entre les allures de la vitesse de rotation avec le régulateur PI et avec le régulateur IP pour la vitesse:

On effectue un démarrage à vide de la MSAP puis on applique un échelon de couple de charge de valeur  $C_r = 1N.m$  à l'instant  $t = 1s$ . La consigne de vitesse est de 100 *tr/min*.

- Les résultats de la simulation :



**Figure III- 8 : Réponse à une consigne de vitesse constante avec le régulateur PI et IP pour la boucle de vitesse.**

**III-7 Interprétation des courbes :****a- Avec le régulateur PI :**

Les figures (III-1),(III-2), (III-3) , (III-4) et (III-5), montrent les résultats du démarrage à vide suivis par une perturbation du couple de charge à  $t=0,6$  s et la vitesse de référence est fixé à  $10.47\text{rad/s}$ .

La figure (III-1) montre l'allure de la vitesse de rotation qui présente un dépassement de 10.73% ( $11.75\text{rad/s}$ ) au démarrage puis il rejoint la vitesse de référence ( $10.47\text{ rad/s}$ ) à  $t=0.45\text{s}$ .

La figure (III-3) et la figure (III-4) montrent les composantes des courants direct  $i_d$  et en quadrature  $i_q$  lors d'un démarrage à vide, et après l'application de couple résistant ( $C_r = 1\text{N.m}$ ) à  $t=0,6$  s le courant  $i_d$  est maintenu égale à zéro par le régulateur de courant (la commande vectorielle est assurée) la composante  $i_q$  présente un pic très important au démarrage (2.2A) puis il s'annule (pas du couple de charge), lorsque on appliquant un couple résistant, d'un échelon d'amplitude 1N.m le courant  $i_q$  atteint son régime permanent au bout de 0.1s c'est due à la présence du régulateur de courant. La courbe de couple est a la même allure que celle du courant  $i_q$ , car le couple est l'image du courant  $i_q$  ( $C_{em} = p\Phi_f i_q$ ) (figure III-2).

Comme on peut le constater la perturbation du couple de charge a été rapidement rejetée par le régulateur de vitesse dans les figures (III-1),(III-2),et(III-3), la figure (III-4) montre également que le courant  $i_d$  est toujours égal à zéro et le courant  $i_q$  atteint une valeur de 0.8 A.

**b- Avec le régulateur IP :**

La figure (III-8) représente l'allure de la vitesse au démarrage à vide suivie par une perturbation du couple de charge à  $t=1\text{s}$  de 1(N.m), et la vitesse de référence est fixé à  $10.47\text{rad/s}$ .

La vitesse atteint son régime permanent après  $t=0.97\text{s}$  sans dépassement et la perturbation est rejetée.

**III-8 Conclusion :**

Le dimensionnement des régulateurs effectué a réglé le courant à sa valeur de référence (donc la commande vectorielle est réalisée) est le courant règle la vitesse par l'intermédiaire du couple. Nous constatons aussi que le régulateur IP est mieux pour la régulation de vitesse car il s'effectue sans dépassement, c'est ce régulateur qui est choisi pour la suite de notre travail.

# **Chapitre IV**

**Commande sans capteur de la machine synchrone à  
aimants permanents par la technique d'injection  
d'un signal à haute fréquence**

## **Commande sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents par la technique d'injection d'un signal à haute fréquence :**

### **IV-1 Introduction :**

Comme on a vu précédemment, l'implémentation d'une loi de commande nécessite connaissance de la position de rotor. Cette information est souvent délivrée par des capteurs. Malheureusement, le surcoût amené par leur utilisation, leur fragilité ou les problèmes de fragilité ou les problèmes de fiabilité limitent leur mise en œuvre dans les applications industrielles.

Il est donc nécessaire de trouver des stratégies de commande qui permettent d'éliminer ces capteurs ; cela fait l'objet de nouveaux travaux de recherche durant ces dernières années. Principalement il ya deux méthodes : estimation par observateurs et estimation par injection de signal de haute fréquence.

### **IV -2 Les observateurs :**

Un observateur est un capteur logiciel basé sur la connaissance du modèle décrivant le comportement du système et utilisant les mesures acquises sur le système afin de reconstruire les mesures manquantes.

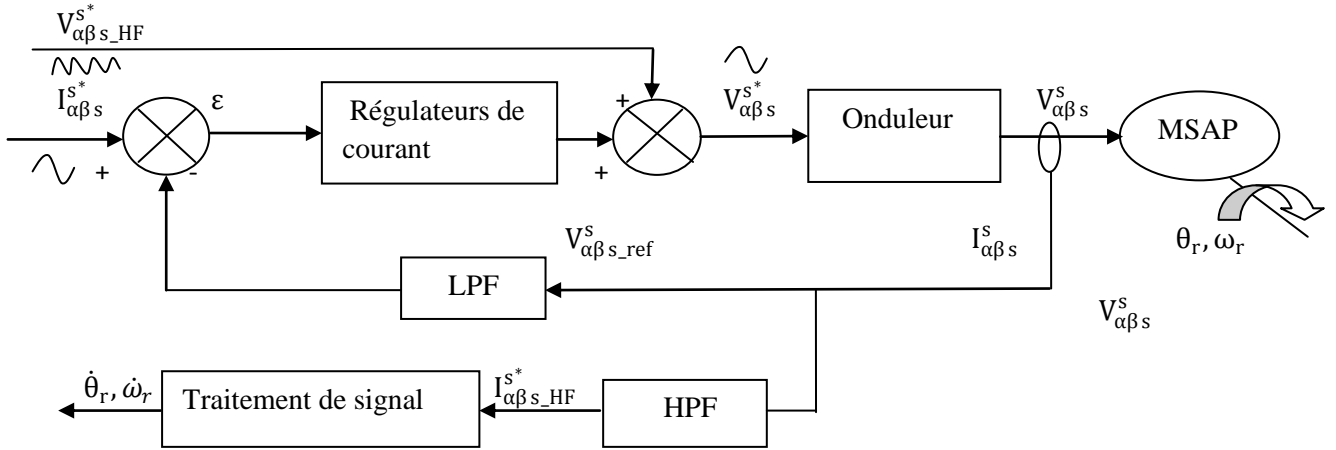
Le choix du type d'observateur dépend de l'application. Pour les processus déterministes l'observateur de Luenberger donne de bons résultats, par contre dans le cas de processus stochastiques où les systèmes sont affectés de bruits aléatoires, le filtre de Kalman est le mieux adapté. On fait alors appel au filtre de Kalman étendu s'il s'agit de systèmes non linéaires. Bien sur qu'il existe d'autres observateurs tels que l'observateur par mode de glissement, observateur par logique floue...etc

### **IV-3 Commande sans capteur mécanique par l'injection d'un signal à haute fréquence :**

#### **IV-3-1 Principe :**

Cette méthode est basée sur l'injection d'une tension (ou d'un courant) de haute fréquence. Cette tension injectée est ajoutée à la tension calculée par les régulateurs de courants (figure (IV-1)). En effet, il suffit d'ajouter les tensions  $V_{abc\ HF}$  du signal à haute fréquence aux tensions  $V_{abc}$  à la sortie des régulateurs de courants. Ensuite, la tension résultante est appliquée aux bornes de la machine via un onduleur commandé en MLI.

L'interaction entre la tension à haute fréquence et la saillance présente dans la machine produit un courant triphasé contenant des informations sur la position du rotor. [2, 3]



LPF : filtre passe –bas ; HPF : filtre passe haut.

**Figure (IV-1) : Schéma de principe de la commande sans capteur par injection d'une tension à haute fréquence.**

**IV-3-2 Injection d'une tension à haute fréquence dans la machine :**

La forme la plus simple de signal injecté est une tension sinusoïdale triphasée équilibrée d'amplitude  $V_{HF}$  et de pulsation  $\omega_{HF}$ , (équation VI-1) superposée à l'alimentation fondamentale de la machine. Cette méthode ne demande pas d'équipements supplémentaires pour effectuer l'injection. En effet, il ne suffit d'ajouter les tensions  $V_{\alpha\beta s\_HF}^s$  du signal à haute fréquence aux tensions  $V_{\alpha\beta s\_f}^s$  de l'alimentation fondamentale de la machine des régulateurs de courant. Ensuite, la tension résultante est appliquée aux bornes de la machine synchrone via un onduleur (figure VI-1)

$$V_{\alpha\beta s\_HF}^s = V_{HF} \begin{pmatrix} -\sin \omega_{HF} t \\ \cos \omega_{HF} t \end{pmatrix} = V_{HF} e^{j(\omega_{HF} t + \frac{\pi}{2})} \tag{VI-1}$$

**IV-4 Calcul des courants hautes fréquences :**

Le modèle électrique de la MSAP est représenté par le système d'équation. (Voir annexe)

En transformant les équations (I-15) dans le repère statique  $(\alpha, \beta)$  lié au champ statorique, on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} s & -\omega_r \\ \omega_r & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{bmatrix} \quad (\text{IV-2})$$

Et le flux magnétique est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV-3})$$

Après transformation dans le repère  $(\alpha, \beta)$ , ces équations peuvent être écrites par :

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{\alpha s} \\ \phi_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-4})$$

$$\text{avec } \begin{bmatrix} \phi_{\alpha s} \\ \phi_{\beta s} \end{bmatrix} = L_{\alpha\beta}(\theta_r) \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \phi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{IV-5})$$

$$\text{et } L_{\alpha\beta}(\theta_r) = \begin{bmatrix} L - \Delta L \cos(2\theta_r) & -\Delta L \sin(2\theta_r) \\ -\Delta L \sin(2\theta_r) & L + \Delta L \cos(2\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{IV-6})$$

Où :

$L = (L_d + L_q)/2$  : représente la valeur moyenne des inductances statoriques.

$\Delta L = (L_q - L_d)/2$  : représente la différence des inductances statoriques.

Etant donné que la fréquence du signal injecté est beaucoup plus grande que la fréquence de la tension de commande, le modèle de la machine peut être simplifié en hautes fréquences, ceci permet d'omettre les termes de couplage. A partir de toutes les hypothèses précédentes et en négligeant la résistance devant la réactance, le modèle de la MSAP se simplifie comme suit : [3,10]

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha-HF} \\ V_{\beta-HF} \end{bmatrix} = \left( R I_2 + \frac{dL_{\alpha\beta}}{dt}(\theta_r) \right) \begin{bmatrix} I_{\alpha-HF} \\ I_{\beta-HF} \end{bmatrix} + L_{\alpha\beta}(\theta_r) \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{\alpha-HF} \\ I_{\beta-HF} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-7})$$

$$\approx L_{\alpha\beta}(\theta_r) \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{\alpha-HF} \\ I_{\beta-HF} \end{bmatrix}$$

HF désigne les termes hautes fréquences et  $V_{\alpha-HF}$ ,  $V_{\beta-HF}$ ,  $I_{\alpha-HF}$ ,  $I_{\beta-HF}$  désignent les valeurs de tension et de courant haute fréquence suivant les axes  $\alpha$  et  $\beta$ .

En prenant en compte des hypothèses citées ci-dessus et en intégrant l'équation (IV-7) suivant les axes, le courant à haute fréquence a pour expression :

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha-HF} \\ I_{\beta-HF} \end{bmatrix} = \frac{V_{HF}}{j\omega_{HF}(L^2-\Delta L^2)} \begin{bmatrix} L \cos(\theta_H) + \Delta L \cos 2(\theta_r - \theta_H) \\ L \sin(\theta_H) + \Delta L \sin 2(\theta_r - \theta_H) \end{bmatrix} \quad (\text{IV-8})$$

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha-HF} \\ I_{\beta-HF} \end{bmatrix} = \frac{V_{HF}}{j\omega_{HF}(L^2-\Delta L^2)} \begin{bmatrix} L \cos(\theta_H - \frac{\pi}{2}) + \Delta L \cos 2(\theta_r - \theta_H + \frac{\pi}{2}) \\ L \sin(\theta_H - \frac{\pi}{2}) + \Delta L \sin 2(\theta_r - \theta_H + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (\text{IV-9})$$

Où :

$\theta_H$  : représente l'angle entre la tension à haute fréquence injecté et l'axe de repère statique.

Le courant  $i_{\alpha\beta-HF} = i_{\alpha-HF} + j i_{\beta-HF}$  résulte de l'injection de la tension de haute fréquence.

$$I_{\alpha\beta} \approx I_{HFp} e^{j(\omega_{HF} t - \frac{\pi}{2})} + I_{HFn} e^{j(-\omega_{HF} t + 2\theta_r + \frac{\pi}{2})} + I_{\alpha\beta-s} \quad (\text{IV-10})$$

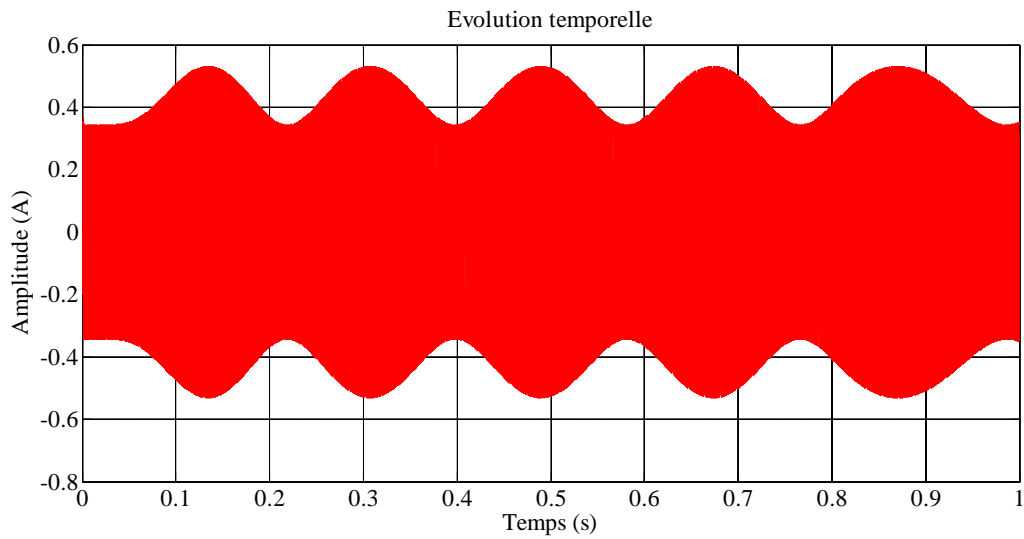
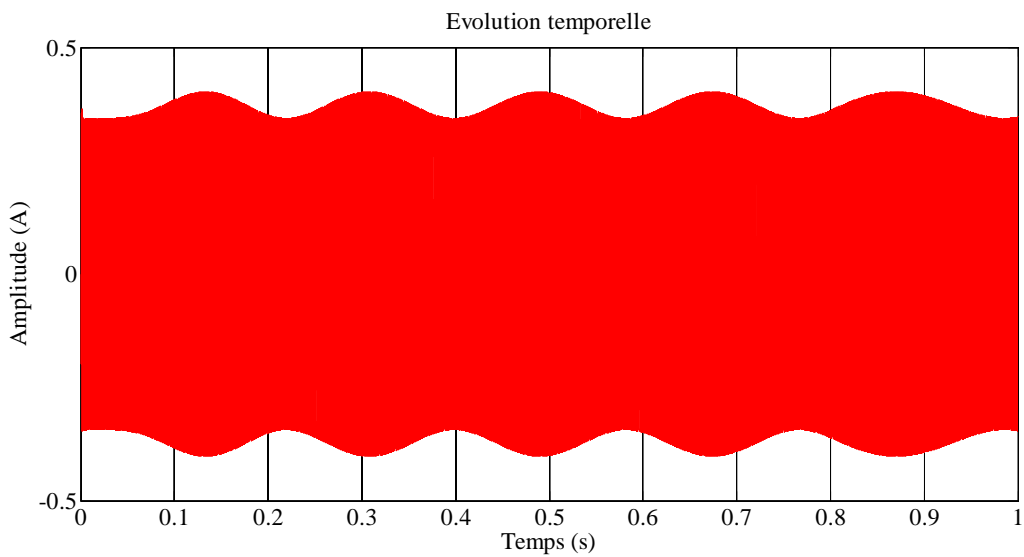
Où les amplitudes des composantes positive et négative sont données respectivement par :

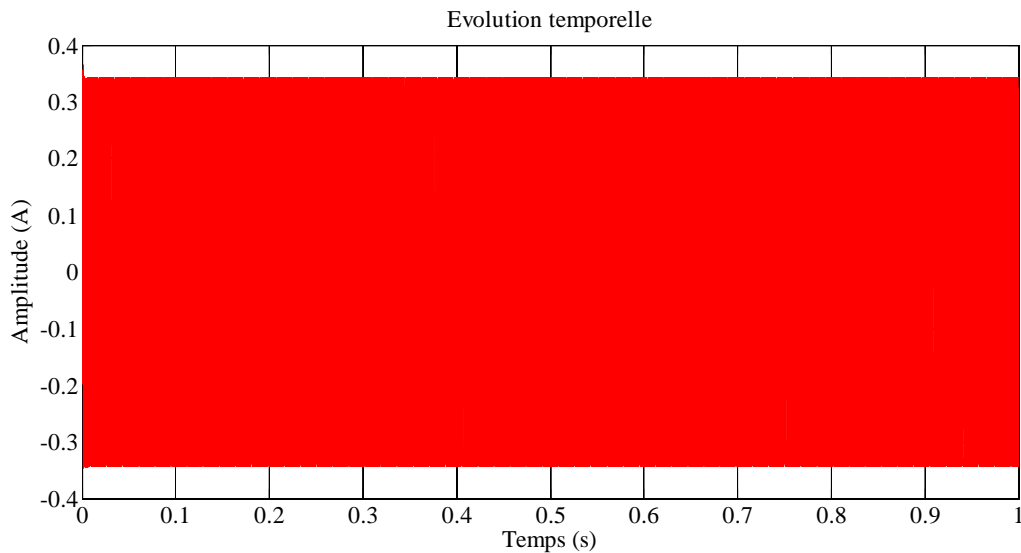
$$I_{HFp} = \frac{L.V_{HF}}{(L^2-\Delta L^2)\omega_{HF}}, \quad I_{HFn} = \frac{\Delta L.V}{(L^2-\Delta L^2)(\omega_{HF}-2)}$$

On Remarque que seulement le terme  $I_{HFn} e^{j(-\omega_{HF} t + 2\theta_r + \frac{\pi}{2})}$  contient l'information sur la position.

D'après l'équation (IV-10), on constate que le courant à haute fréquence induit est composé de deux termes, le premier terme qui est un vecteur tournant dans le même sens que la pulsation du signal injecté, a une amplitude proportionnelle à la valeur moyennes des inductances statoriques, à l'amplitude du signal injecté et inversement proportionnelle à la fréquence du signal injecté. Cette composante ne contient pas d'information sur la position du rotor, le deuxième terme est un vecteur tournant dans le sens inverse de celui de la tension injectée et dont l'amplitude est proportionnelle à la différence des inductances statoriques, à l'amplitude du signal injecté et inversement proportionnel à la fréquence du signal injecté.

Cette composante contient des informations sur la position de rotor. [2,3]

**IV-5 Résultats comparative de simulation avec la variation de la saillance de la MSAP sous logiciel Matlab :****Figure IV-1: Amplitude du courant haute fréquence  $L_d=4.8$  mH ;  $L_q=3.1$  mH****Figure IV-2: Amplitude du courant haute fréquence  $L_d=4.8$  mH ;  $L_q=4.1$  mH**



**Figure IV-3 : Amplitude du courant haute fréquence  $L_d = L_q = 4.8 \text{ mH}$**

Nous remarquons qu'en faisant varier la saillance de la machine, le courant statorique à haute fréquence varie.

#### **IV-6 Extraction de la séquence négative du courant à haute fréquence :**

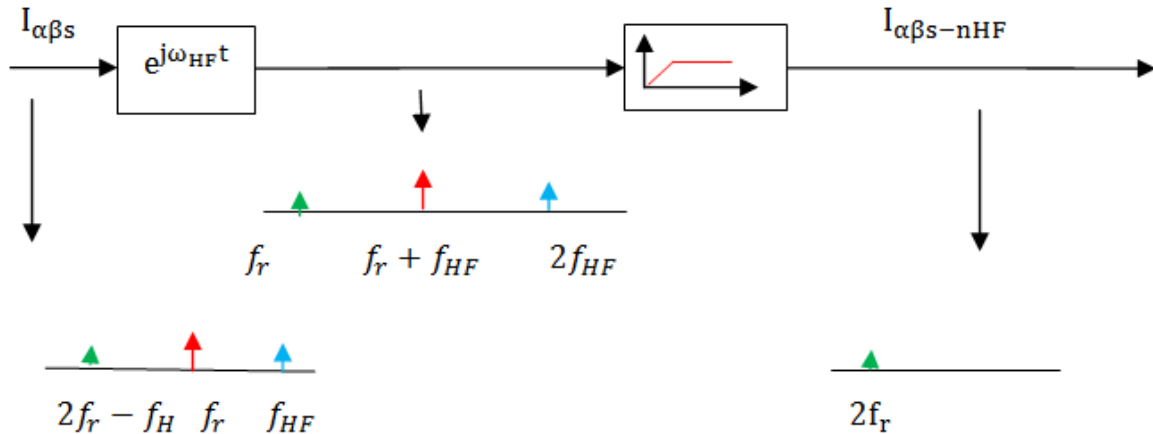
En plus des deux composantes du courant à haute fréquence, le courant de la machine mesuré contient d'autres composantes à savoir ; la composante fondamentale et des composantes harmoniques qui sont dues à la commutation des composants semi-conducteurs de l'onduleur. L'extraction de la position du rotor à partir de cette mesure nécessite l'élimination de ces différents termes perturbateurs. Cela peut se faire à l'aide de différentes techniques. On trouve dans la littérature trois stratégies pour l'extraction de la séquence négative du courant à haute fréquence. Elles sont représentées de la manière suivante :

##### **IV-6-1 Extraction de la composante négative par un filtre synchrone passe-bas :**

Pour faire face aux différentes contraintes rencontrées par les stratégies d'extraction précédentes, une autre technique a été mise au point. Celle – ci consiste à extraire la séquence négative du courant à haute fréquence par un filtre synchrone passe bas.

Le principe de ce filtrage est le suivant : le courant mesuré est transférée, en premier lieu, dans un référentiel lié à la pulsation de la tension injectée à haute fréquence ( $-f_{HF}$ ). Ce changement de repère a pour conséquence de transférer la composante négative de courant à fréquence dans le domaine des bases fréquences et les composantes « fondamentale et positive » passent en haute fréquence. Par la suite, un filtre passe bas est employé pour éliminer les termes « fondamentale et positive ».

Cette stratégie de filtrage est très efficace, elle élimine en une seule fois toutes les composantes inutiles à savoir la composante fondamentale, positive et harmonique dans le courant mesuré. Cependant ce filtre introduit un déphasage important sur le signal filtré qu'il est possible de compenser.



**Figure (IV-2): Schéma d'extraction des composantes inverses par un filtre synchrone passe bas.**

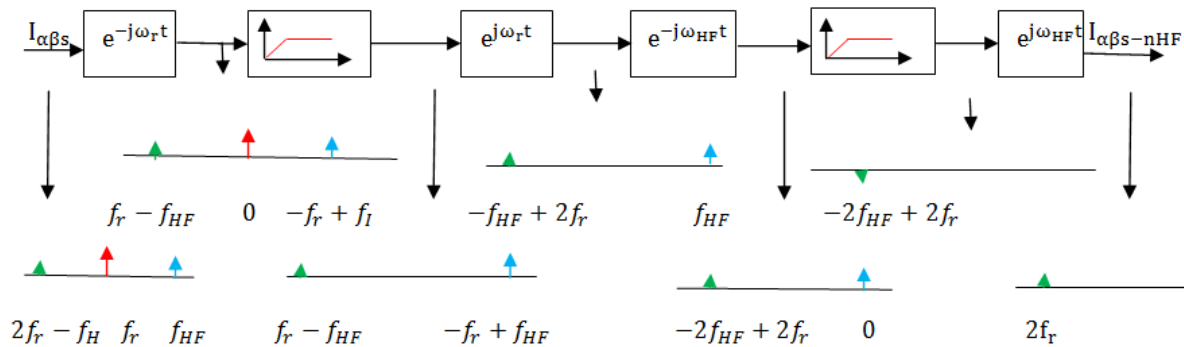
Nous utilisons un filtre passe bas pour extraire le courant fondamental ensuite un filtre passe haut qui permet l'extraction des composantes hautes fréquences (la composante positive et la composante négative) ; on leur fait subir une rotation de  $-\omega_{HF}$  (filtre synchrone passe haut) cela permet d'isoler la composante positive (elle devient continue) et ensuite la faire passer à travers un filtre passe haut pour ne faire passer que la composante négative qui devient à une fréquence  $2f_{HF}$ , ensuite faire une deuxième rotation à la pulsation  $2\omega_{HF}$  qui permet d'isoler le signal ne comportant que la position  $\theta_r$ .

#### IV-6-2 Extraction de la composante négative par deux filtres synchrones passe-haut :

Cette structure est caractérisée par l'utilisation de deux filtres synchrones passe-haut. Le premier élimine la composante fondamentale et le deuxième la composante positive.

Le courant mesuré de la machine est transféré, en premier lieu dans le référentiel lié à la pulsation d'extraction ( $f_r$ ), ce qui ramène la composante fondamentale à la fréquence nulle continue est éliminé. Le signal résultant de ce filtre est ramené dans un référentiel lié à la pulsation de la tension haute fréquence injectée ( $f_{HF}$ ), ce qui permet de transformer la séquence positive du courant haute fréquence en une composante continue avant son élimination à travers un filtre passe haut. Par suite, le signal est transféré vers un référentiel lié au champ statorique par transformation inverse.

Cette structure de filtrage est facile à implanter numériquement et elle permet d'éliminer d'une façon efficace et totale la composante fondamentale et la séquence positive du courant à haut fréquence. Cependant, l'utilisation de filtre de 1<sup>er</sup> ordre augmente le temps de réponse du système. D'autre part, cette topologie de filtrage présente une contrainte si le courant filtré contient d'autre composant à savoir des termes harmoniques. [2]



**Figure (IV-3): schéma d'extraction des composants par deux filtres synchrones passe haut.**

**IV-6-3 Extraction de la composante négative par un filtre passe bande suivi d'un filtre synchrone passe-haut :(cette méthode qu'on a adoptée pour notre étude)**

Cette structure est constitué d'un filtre passe bande suivi d'un filtre synchrone passe-haut. Le filtre passe bande, dont la bande passante est choisie égale à la fréquence du signal à haute fréquence, permet d'éliminer la composante fondamentale. Quand au filtre synchrone passe haut, il isole la composante négative du courant à HF. Ce filtre exploite la conséquence de rotation des deux vecteurs de courant à HF dans deux directions différentes. En effet, il a pour principe le transfert de vecteur courant à haute fréquence dans un référentiel en rotation synchrone avec la fréquence de la tension haute fréquence à injecter. Ce passage permet de transformer la séquence positive du courant à HF en une composante continue facile à éliminer à l'aide d'un filtre passe haut. Ensuite, une transformation inverse est appliquée à la composante résultante pour transférer à nouveau le signal dans le repère statorique .

Malgré la facilité d'implantation de cette structure présente un inconvénient qui réside dans le degré de filtre passe haut utilisé. En effet, l'utilisation d'un filtre passe haut de 1<sup>er</sup> ordre accroît le temps de réponse, et cette conséquence dégrade l'estimation de la position de rotor durant les transitoires. [2]

**IV-7 Estimation de la position de rotor :**

Après l'extraction de la composante utile du courant mesuré contenant la position du rotor, il ne reste qu'à estimer cette position. Cela peut se faire suivant deux méthodes à savoir :

- Estimation de la position par la fonction Arctan
- Estimation de la position par un observateur en boucle fermé

**IV-7-a-Estimation par la fonction Arctan :**

Cette technique d'estimation se base sur la forme de la composante négative du courant à haute fréquence. En effet, à partir de l'équation représentant le terme négative du courant à haute fréquence, on peut extraire la position du rotor. La composante négative du courant à haut fréquence dans le repère  $(-f_{HF})$  est donnée par l'expression suivante :

$$I_{\alpha\beta-HF}^{-\omega_{HF}} = I_{nHF} e^{-j(2\theta_r - \frac{\pi}{2})} \tag{IV-11}$$

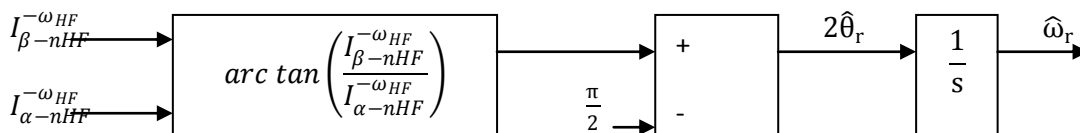
Elle peut s'écrire sous la forme :

$$I_{\alpha\beta-HF}^{-\omega_{HF}} = I_{\alpha-nHF}^{-\omega_{HF}} \cos(2\theta_r + \frac{\pi}{2}) + j I_{\beta-nHF}^{-\omega_{HF}} \sin(2\theta_r + \frac{\pi}{2}) \tag{IV-12}$$

On peut extraire la position de rotor :

$$2\theta_r = \arctan\left(\frac{I_{\beta-nHF}^{-\omega_{HF}}}{I_{\alpha-nHF}^{-\omega_{HF}}}\right) + \frac{\pi}{2} \tag{IV-13}$$

- La figure suivante montre l'estimation de la position du rotor par la fonction arctan :



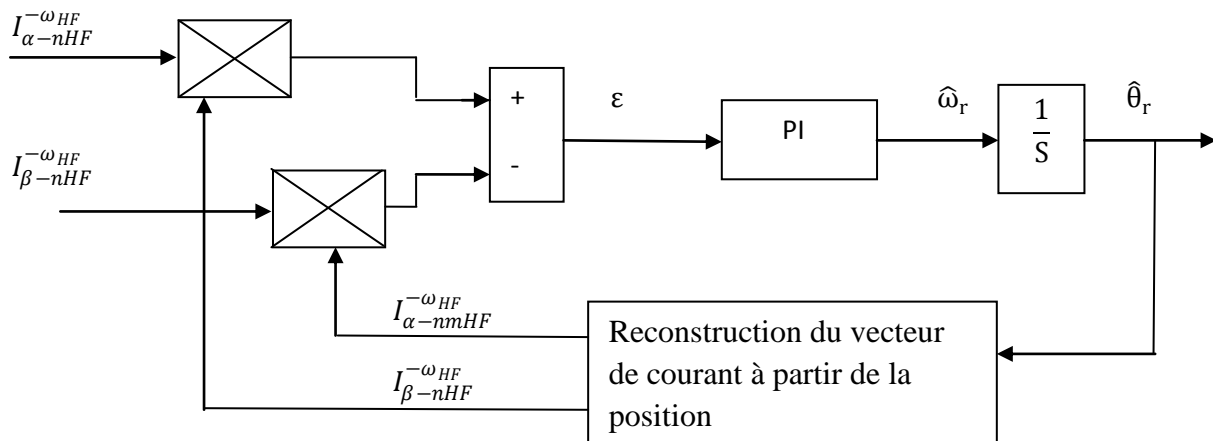
**Figure (IV-4) : Estimation de la position du rotor par la fonction arctan.**

Cette stratégie a pour avantage sa réponse instantanée car elle ne se base pas sur un contrôleur ou sur un régime en boucle. Cependant elle dispose d'un inconvénient qui réside dans la division par zéro, mais qui peut être résolu en utilisant la fonction « atan2 qui calcul l'angle à partir des coordonnées dans le plan euclidien. [2,10]

**IV-6-b Estimation de la position du rotor par un observateur en boucle fermé :**

Le principe de cette boucle est d'utiliser l'erreur résultant de la multiplication croisée entre un vecteur réel issu de la mesure et un vecteur issu de l'estimation, dans le but de forcer la convergence du vecteur issu de l'estimation vers celle du vecteur réel.

Le principe de cette méthode est représenté par la figure ci-dessous :



**Figure (IV-5): Estimation de la position de rotor par un observateur en boucle fermé**

Dans le cas d'une seule saillance, le vecteur de courant estimé est donné par l'équation :

$$I_{\alpha\beta s\_mnHF}^{-\omega_{HF}} = I_{nHF} e^{j(2\hat{\theta}_r - \frac{\pi}{2})} \tag{IV-14}$$

L'erreur résultante de la multiplication croisée entre le vecteur issu de l'estimation et le vecteur issu de la mesure est représentée par la relation suivante :

$$\epsilon = I_{\alpha s - HF}^{-\omega_{HF}} * I_{\beta - nmHF}^{-\omega_{HF}} - I_{\beta - nHF}^{-\omega_{HF}} * I_{\alpha - nHF}^{-\omega_{HF}} = I_{nHF} \sin(2(\theta_r - \hat{\theta}_r)) \tag{IV-15}$$

L'observateur en boucle fermée par l'intermédiaire du régulateur PI va forcer l'erreur à converger vers zéro afin de faire coïncider le vecteur issu de la mesure et celui issu de l'estimation.

Pour des faibles valeurs de l'erreur, l'approximation suivante peut être faite :

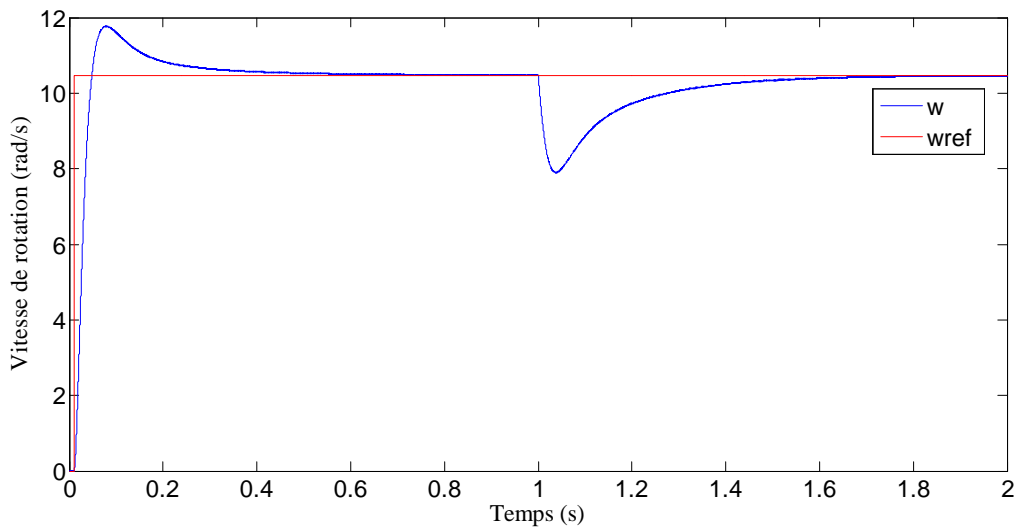
$$\varepsilon = I_{n_{HF}} \sin(2(\theta_r - \hat{\theta}_r)) \quad (\text{IV-16})$$

Cette erreur converge vers zéro si :

$$\hat{\theta}_r \rightarrow \theta_r \quad (\text{IV-17})$$

On peut ainsi estimer la position de rotor.

**IV-8 Résultats de simulation en injectant une tension de haute fréquence :** On effectue un démarrage à vide de la MSAP puis on applique un échelon de couple de charge de valeur  $Cr = 1N.m$  à l'instant  $t = 1s$ . La consigne de vitesse est de  $100 \text{ tr/min}$  ( $10.47 \text{ rad/s}$ ) avec l'injection d'une tension à haute fréquence ( $V_{HF} = 400 \text{ V}$ ) :



**Figure IV-4 : La vitesse de rotation W (rad/s)**

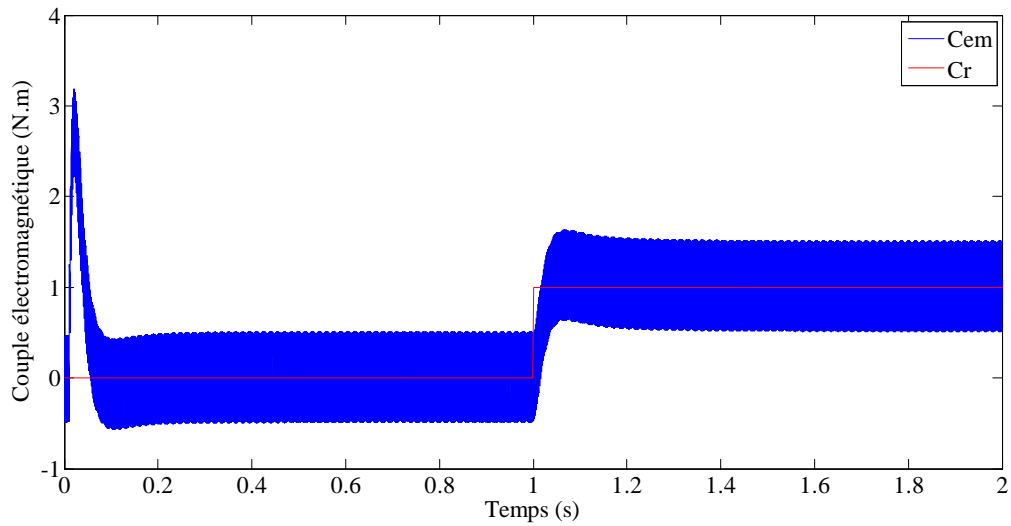


Figure IV-5 : Couple électromagnétique (N.m)

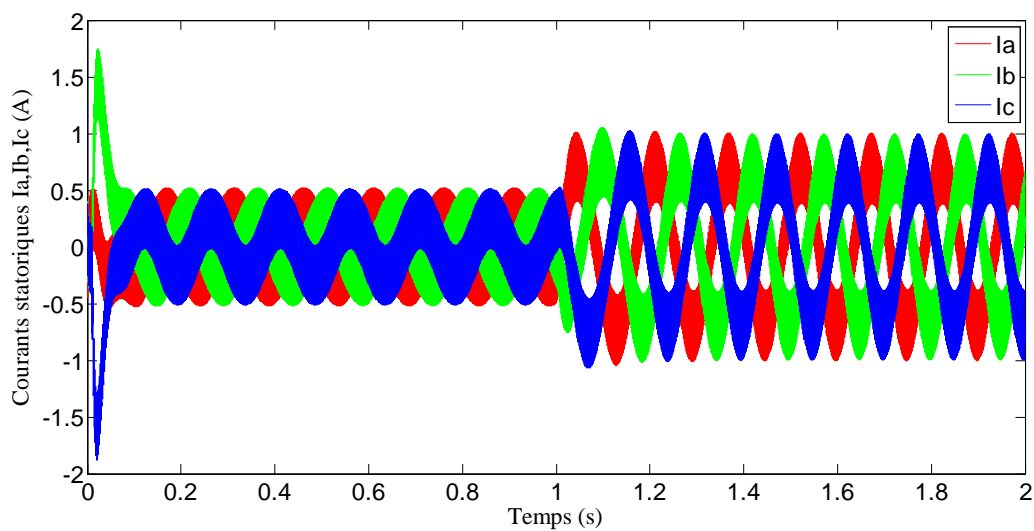


Figure IV-6 : Les courants statoriques de phases  $I_a$ ,  $I_b$ ,  $I_c$  (A)

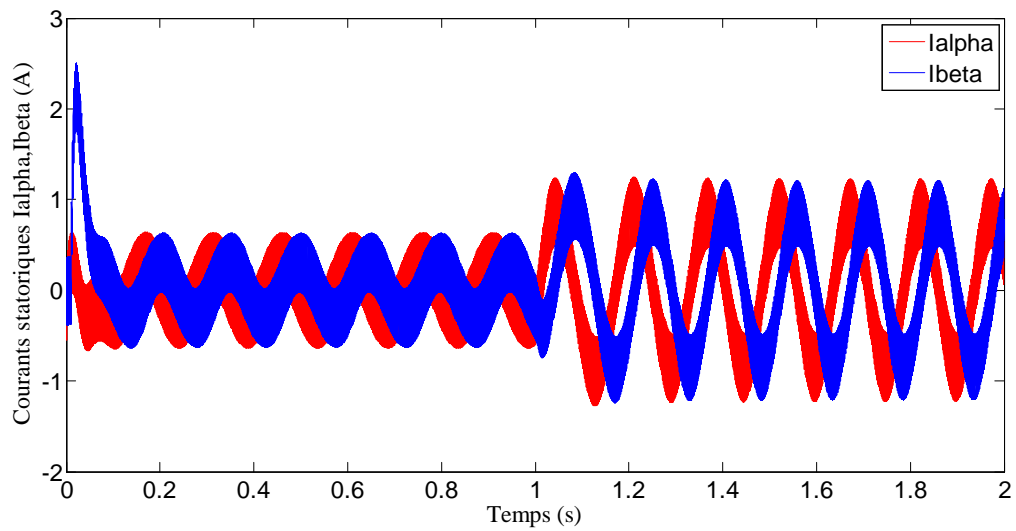


Figure IV-7 : Les courants statoriques  $I_{\alpha}$ ,  $I_{\beta}$  (A)

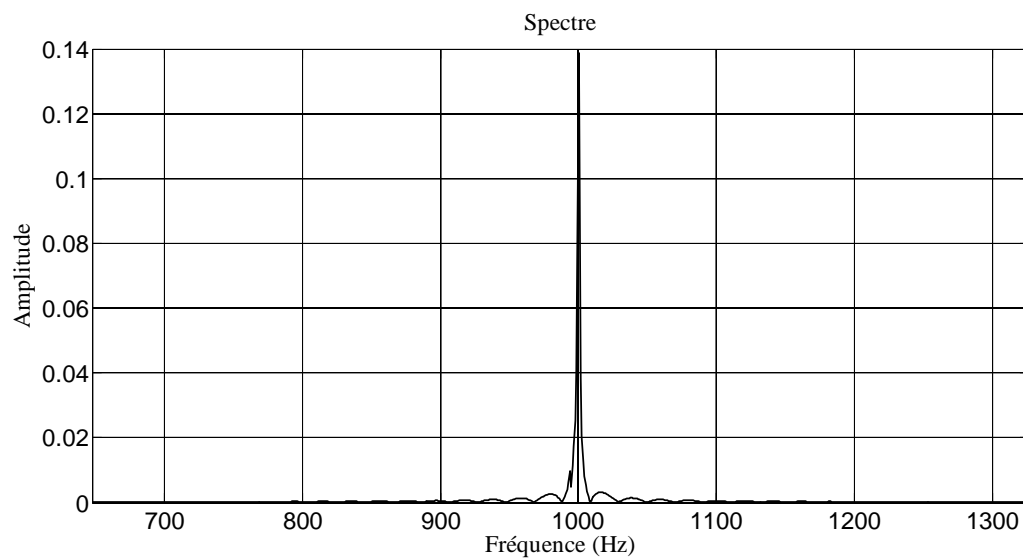


Figure IV-8 : Le spectre après le filtre passe bande

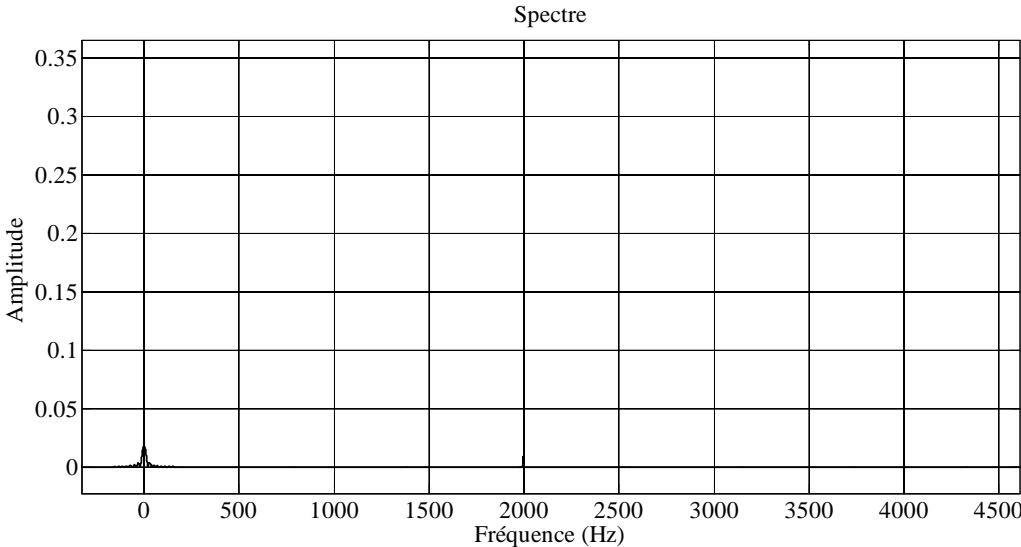


Figure IV-9 : Le spectre de signal après la 1<sup>ère</sup> rotation

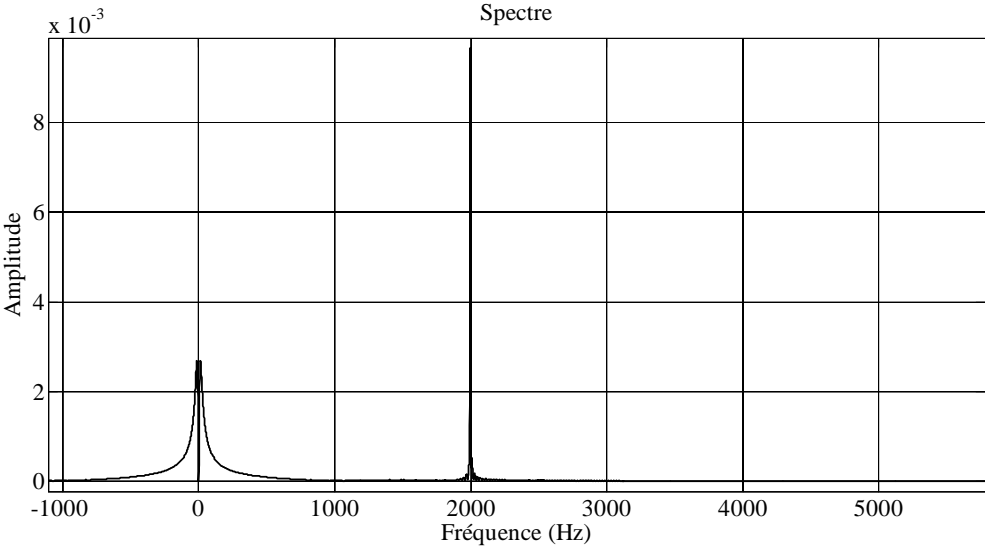


Figure IV-10 : Le spectre du signal après le filtre passe haut

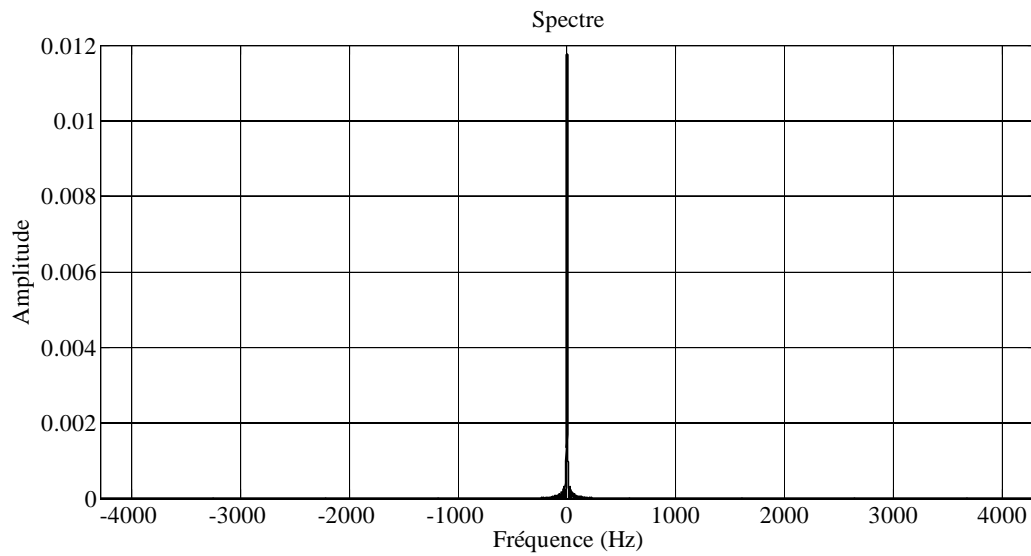


Figure IV-11 : Le spectre du signal après la 2<sup>ème</sup> rotation

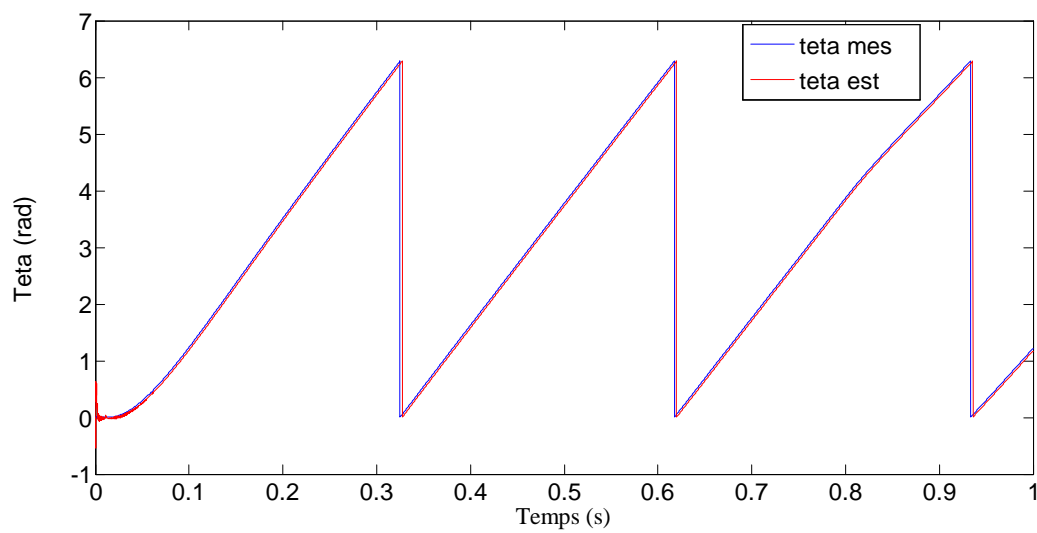
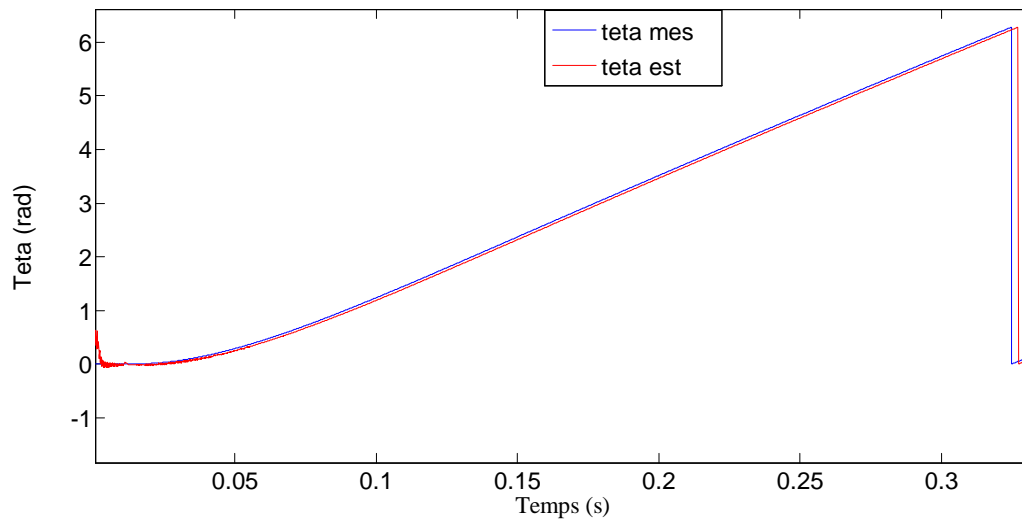


Figure IV-12 : La position rotorique mesurée et la position rotorique estimée



**Figure IV-13 : La position rotorique mesurée et la position rotorique estimée (zoomé)**

#### **IV-9 Conclusion :**

Nous avons décrit les différentes étapes nous permettons l'extraction de la composante négative du courant haute fréquence qui contient l'information sur la position du rotor, et nous remarquons que l'erreur sur la position réel et estimée est très faible (0.01%).

# Conclusion Générale

## **Conclusion générale**

Dans notre travail, nous avons commandé notre machine synchrone à aimants permanents avec des régulateurs PI dimensionnés par la méthode de placements de pôles, ensuite avec un régulateur IP dans la boucle de vitesse. Pour estimer la position de rotor, nous avons utilisé la technique d'injection d'un signal de haute fréquence. Nous avons constaté que la saillance de la machine est modulé par la position de rotor. Enfin nous avons pu extraire la position de rotor grâce au bloc de traitement de signal ainsi on peut remplacer le capteur de position par notre estimateur de position.

Ce travail peut être complété par un estimateur de vitesse en se basant sur notre estimateur de position.

## Symboles utilisées

$V_d, V_q$ : Tension direct et en quadrature statorique.

$I_d, I_q$ : Courant direct et en quadrature statorique.

$i_a, i_b, i_c$ : Courant statorique de trois phases.

$\Phi_d, \Phi_q$ : Flux direct et en quadrature.

$M_0$ : mutuelle propre.

$k_p$ : Paramètre de l'action proportionnelle.

$k_i$ : Paramètre de l'action integrale.

$L_d, L_q$ : Inductance propre direct et en quadrature.

$\omega_n$ : Pulsation propre non amortie des courants.

$F(s)$ : Fonction de transfert.

$f_r$ : Fréquence de la référence.

$V_{\alpha, \beta}$ : Projection des tensions statoriques dans le plan  $\alpha, \beta$ .

$R$ : Résistance d'une phase statorique.

$C_{em}$ : Couple électromagnétique.

$d, q$ : Axe direct et axe en quadrature lié au rotor.

$R$ : Résistance d'enroulement statorique lié par phase.

$p$ : Nombre de paire de pôles.

$C_r$ : Couple résistant.

$f_v$ : Coefficient de frottement visqueux.

$V$ : Tension.

$I$ : Courant.

$S$ : Operateur de Laplace.

$\omega_{HF}$ : Pulsation à haute fréquence.

$V_{HF}$ : Tension à haute fréquence.

$V_{dref}$ ,  $V_{qref}$ : Tension de référence statorique de la MSAP.

$V_{aref}$ ,  $V_{bref}$ ,  $V_{cref}$ : Tensions de référence de phases statoriques.

$\theta$ : Angle électrique rotorique.

$\omega_r$ : Vitesse de rotation électrique de rotor.

$\Omega$ : Vitesse de rotation mécanique.

$\Phi_r$ : Flux de l'aimant permanent.

$J$ : Moment d'inertie de la partie tournante.

$\Phi_a = L_s i_a$ : Flux propre de la phase a .

$\Phi_b = M_s i_b$ : Flux mutuelle de la phase b.

$\Phi_c = M_s i_c$ : Flux mutuelle de la phase c.

$\Phi_f$ : Flux mutuelle de l'aimant.

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

$L_s$ : Inductance propre d'une phase statorique.

$M_s$ : Mutuelle propre d'une phase statorique.

$R_e$ : Réductance de l'entre fer.

$R_a$ : Réductance des aimants permanents.

# Bibliographie

## Bibliographie

- [1] Z. Boulbair, « Mise en œuvre d'une commande sans capteur d'une machine synchrone à aimants permanents », Stage DEA électronique et génie électrique de l'université Nantes, « 2002 ».
- [2] A. Chibah, « Commande sans capteur de machine synchrone à aimants permanents et à pôles saillants par injection de tension de haute fréquence », Master en électronique de l'université Nantes, « 2011 ».
- [3] Imad Al-Rouh, « Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone », Thèse doctorat à l'université Henri Poincaré, Nancy-I, « 2004 ».
- [4] M. Bendjedia, « synthèse d'algorithme de commande sans capteurs de moteurs pas à pas et implantation sur architecture programmable », Thèse doctorat à l'université Franche-Comté, « 2007 ».
- [5] S. Benamrouche/H. Saigh « Commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents commandé en tension », Mémoire ingénieur à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, « 2000 ».
- [6] S. Boussa/H. Alioua « Commande numérique en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents à f.e.m. sinusoïdale par dsp », e d'ingénieur de USTHB, « 2002 »
- [7] A. Benbrahim, « Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents », Magistère en électrotechnique à l'université de Batna, « 2009 »
- [8] Nahid Mobarakeh « Commande Vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants méthodes, convergence, robustesse, identification en ligne des paramètres », Thèse doctorat à l'université Téhéran, de Iran, « 2001 ».
- [9] Ferroudj Abdelmalek « Commande non linéaire de la MSAP sans capteur de vitesse. Apport des méthodes de l'intelligence artificielle », Mémoire de Magister à l'université EL Hadj Lakhdar Batna, « 2012 ».
- [10] M.W. Degner, « flux, position, and velocity estimation in AC machines using carrier signal injection », Thèse doctorat à l'université Wisconsin-madison, « 1998 ».
- [11] Boukhers Djamil « Optimisation d'un système d'énergie photovoltaïque application au pompage » Mémoire Magister à l'université Mentouri de Costantine, « 2007 ».
- [12] S. Kessi/F. Terkmani, « Etude comparative des différents types de régulateurs PI, IP et PIP appliqués à la commande de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents », Mémoire d'ingénieur en électrotechnique à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, « 2000 ».

[13] Flavia Khatoumian « Contribution à la modélisation, l'identification et à la commande d'une interface haptique à un degré de liberté entraînée par une machine synchrone à aimants permanents », Thèse doctorat à l'école normale supérieure de Cachan, France, « 2006 ».

[14] B. Ouikene « Modélisation et simulation de l'ensemble : machine synchrone à aimants permanents-MLI (Naturelle et vectorielle), commande vectorielle sous logiciel Matlab », Mémoire DEUA en électrotechnique à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, « 2009 ».

[15] Fadli Ouahiba « Modélisation et commande non linéaire de l'association : machine synchrone à aimants permanents – onduleur de tension à trois niveaux » Magistère en électrotechnique à l'université de Batna, « 2006 ».

[16] M<sup>r</sup> Talha Abdelaziz « Etude de différentes cascades de l'onduleur à sept niveaux à structure NPC. Application à la conduite d'une machine synchrone à aimants permanents » Thèse doctorat en génie électrique option : électrotechnique, « 2004 ».

**Annexe**

## Annexe I

### Fonction Arctan incrémentale

Nous utilisons la fonction arctan ( $y/x$ ) pour calculer la phase d'un vecteur. Ou  $y$  et  $x$  sont les axes d'abscisses et d'ordonnée. Néanmoins, cette fonction a deux lacunes. Tout d'abord, il ya le risque de division par zéro quand  $y$  est nul.

Ensuite, la position résultante est incluse dans l'intervalle  $[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$  ces problèmes ont été résolus en remplaçant la fonction Arctan par une autre fonction que l'on appelle Arctan2 (en programmation atan2). Cette fonction calcule la position à partir des coordonnées dans le plan euclidien (atan2(x,y)).

Pourtant, dans un cas comme le notre, quand l'angle calculé  $\theta$  vaut  $h$  fois l'angle réel  $\theta_r$ , ce dernier est inclus dans l'intervalle  $[-\frac{\pi}{h}, \frac{\pi}{h}]$

Ce problème est présenté sur les figures (C.1). Pour  $h=2$ , nous trouvons que l'angle calculé par la fonction arctan est inclus dans l'intervalle  $[-\frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{4}]$  et celui calculé par la fonction arctan2 est inclus dans l'intervalle  $[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$

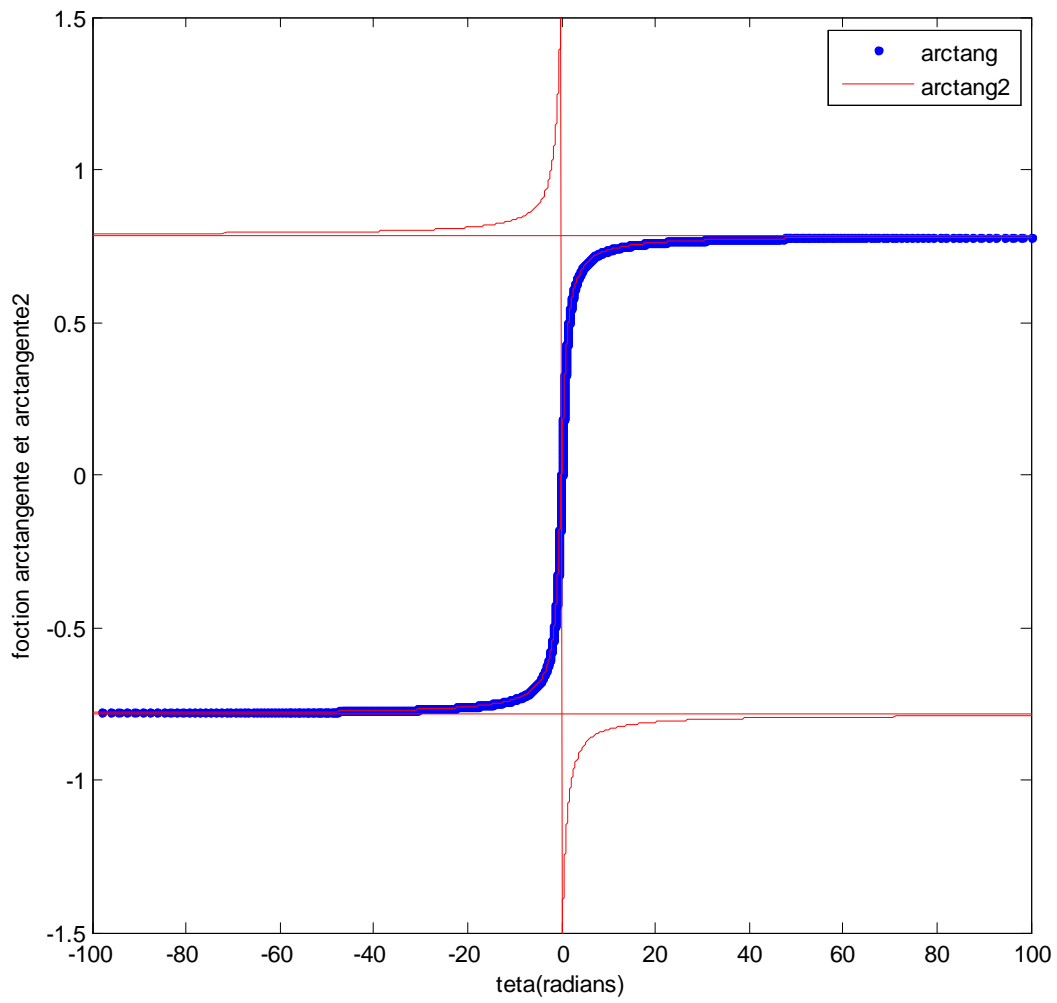


Figure (C.1) angle  $\theta_r$  calculée avec la fonction arctan et arctan2.

## Annexe II

### Paramètres de la machine :

$N = 100 ;$	vitesse de référence en tr/mn
$w_{ref} = N \cdot \pi / 30 ;$	vitesse de référence en rad/s
$R = 4 ;$	résistance statorique en ohm
$n_{pp} = 4 ;$	nombre de paire de pôles
$L_d = 4.8 \cdot 10^{-3} ;$	inductance d'axe d en H
$L_q = 4.1 \cdot 10^{-3} ;$	inductance d'axe q en H
$T_e = 1 \cdot 10^{-4} ;$	fréquence d'échenillage en Hz
$V_n = 400 ;$	tension efficace maximale en volt
$V_{bus} = 400 ;$	tension de bus continu en volt
$J_m = 0.067 ;$	inertie de la machine
$\text{Flux} = 0.32 ;$	flux rotorique en Wb
$f_v = 0.001 ;$	coefficient de frottement
$C_{em\_max} = 71.1$	couple maximal en N.m
$I = 42$	courant nominale en A
$P=4 ;$	puissance en kw

### Annexe III

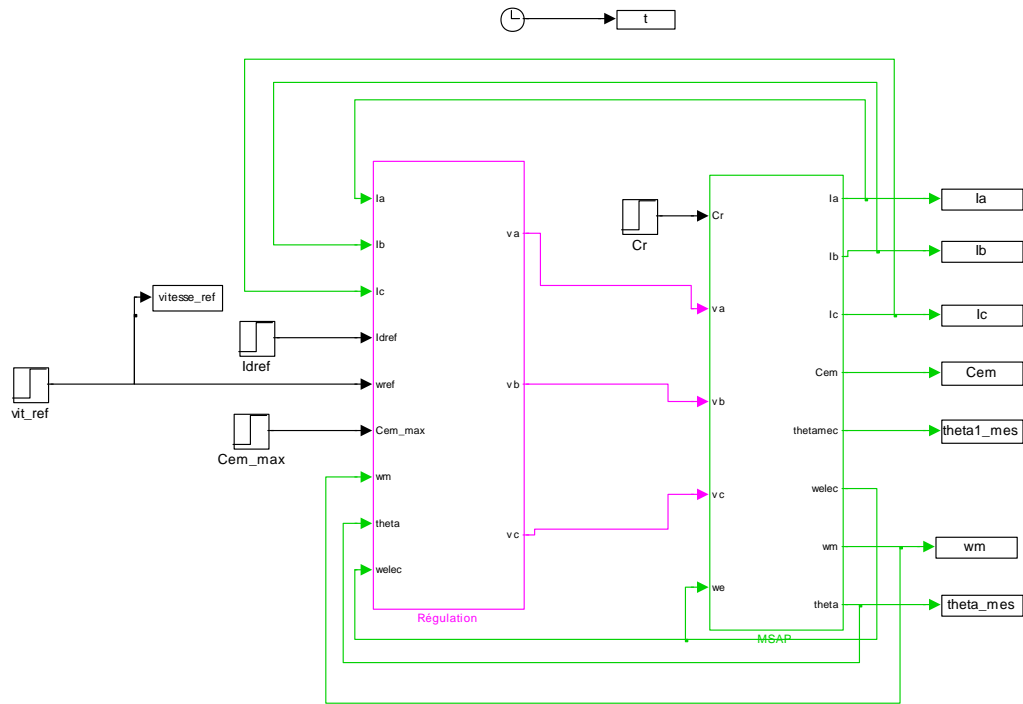


Figure I : Schéma bloc de la MSAP avec régulateur.

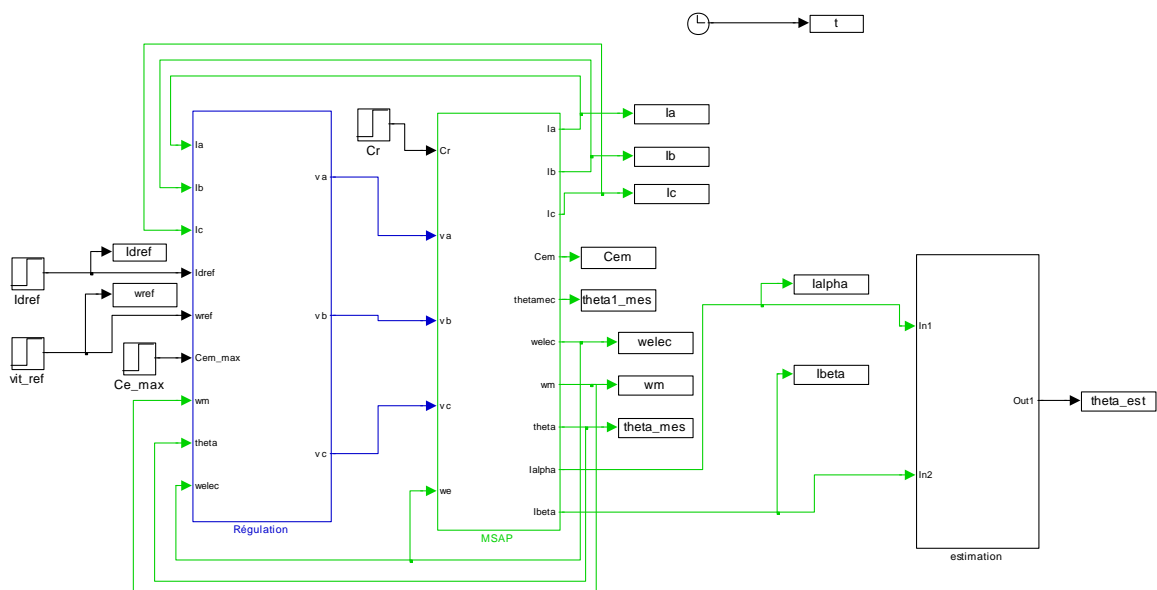


Figure II : Schéma bloc de la MSAP avec estimateur de position.

