

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE  
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

## Mémoire de Fin d'Etude de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

**Spécialité : MACHINES ELECTRIQUES**

*Présenté par*

**Mohand Saïd BOUHALI**  
**Ferhat BOUZIDI**

Thème

# Contribution à l'étude de la commande de la MSAP sans capteur par injection de signal de haute fréquence dimensionnement et choix des filtres utilisés

*Mémoire soutenu publiquement le 25 juin 2014 devant le jury composé de :*

**Mr Meziane AOUES**

Maitre-assistant classe A, UMMTO, Président

**Mme Ouiza MANSOURI-TOUDERT**

Maitre-assistante classe A, UMMTO, Rapporteur

**Mme Malika IMADOUCHE**

Maitre-assistante classe A, UMMTO, Examineur

**Melle Naima AIT RAMDANE**

Doctorante, UMMTO, Examineur

# Remerciement

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

|   |    |
|---|----|
| Introduction générale .....   | 1  |
| <b><u>Chapitre I : Modélisation et simulation du variateur de vitesse</u></b>             |    |
| I Introduction .....  | 3  |
| I-1 Modélisation du variateur de vitesse .....  | 3  |
| I-2 Modélisation de la MSAP .....   | 3  |
| I-3 Contribution d'une MSAP .....   | 3  |
| I-4 Différentes structures du rotor .....   | 4  |
| I-5 Equation électriques de la MSAP.....  | 4  |
| I-6 Equation mécanique .....  | 6  |
| I-7 Expression du couple électromagnétique de la MSAP .....                               | 6  |
| I-8 Modèle équivalent d'une machine synchrone triphasée dans le système des axes d,q..... | 6  |
| I-8-a Equations électriques dans le repère d,q .....                                      | 7  |
| I-8-b Equation de flux .....  | 8  |
| I-9 Modèle d'état de la MSAP .....  | 8  |
| I-9-a Axes de repère lié au stator .....  | 9  |
| I-9-b Modèle dans un référentiel lié au stator .....                                      | 9  |
| I-10 Onduleur de tension .....  | 10 |
| I-10-a Onduleur de tension-modulation vectorielle de la largeur d'impulsion .....         | 10 |
| I-10-b MLI vectorielle .....  | 10 |
| I-10-c Introduction .....   | 10 |
| I-10-d Calcul des temps d'application des états de l'onduleur .....                       | 12 |
| I-10-e Autopilotage .....   | 13 |
| I-11 Choix de la commande .....   | 14 |
| I-12 Commande vectorielle de la MSAP .....  | 14 |
| I-13 Structure de la régulation .....   | 15 |
| I-14 Découplage.....  | 15 |
| I-15 LA régulation en boucle multiple (cascade .....                                      | 16 |
| I-16 Choix des régulateurs .....  | 16 |
| I-16-a Calcul des régulateurs par la méthode de placement de pôles .....                  | 17 |
| I-16-a-1 Boucle de courant $I_d$ .....  | 17 |
| I-16-a-2 Boucle de courant $I_q$ .....  | 18 |

|   |    |
|---|----|
| I-16-a-3 Boucle de la vitesse.....                            | 18 |
| I-17 schéma générale de la simulation .....                   | 19 |
| I-18 Résultats de la simulation du variateur de vitesse ..... | 20 |
| I-19 Interprétation des résultats.....                        | 22 |
| I-20 Conclusion .....   | 22 |

## **Chapitre II : Synthèse des filtres à topologies courantes**

|   |    |
|---|----|
| II- Définition.....   | 23 |
| II-1 Différents types de filtres .....  | 23 |
| II-1-a Filtres numérique .....  | 23 |
| II-1-b Filtres analogiques .....  | 23 |
| II-2 Filtrage analogique .....  | 23 |
| II-3 Représentation du signal.....  | 24 |
| II-4 Les filtres de base .....  | 24 |
| II-4-1 Filtre passe- bas .....  | 24 |
| II-4-2 Filtre passe-haut .....  | 25 |
| II-4-3 Filtre passe-bande .....   | 26 |
| II-4-4 Filtre coupe-bande.....  | 26 |
| II-5 Etude des filtres à topologies courantes .....                           | 27 |
| II-5-1 Etude comparatives des trois filtres d'ordre 2.....                    | 27 |
| II-5-1-a Filtre de Butterworth passe- bas d'ordre 2.....                      | 27 |
| II-5-1-b Interprétation des courbes .....                                     | 28 |
| II-5-2-a Filtre de Bessel passe-bas d'ordre 2 .....                           | 28 |
| II-5-2-b Interprétation des courbes.....                                      | 29 |
| II-5-3-a Filtre de Tchebychev passe-bas d'ordre 2(caractéristique -3db) ..... | 30 |
| II-5-3-b Interprétation des courbes .....                                     | 31 |
| II-5-4 Représentation temporelle des trois filtres étudiés .....              | 31 |
| II-5-5 Choix du type de filtre pour notre application .....                   | 31 |

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

|   |    |
|---|----|
| III-1 Introduction .....  | 34 |
| III-2 Principe de la technique d'injection d'un signal à haute fréquence .....  | 34 |
| III-3 Injection d'une tension à haute fréquence dans la machine .....   | 35 |
| III-4 Calcul des courants à hautes fréquences .....   | 35 |
| III-5 Extraction de la séquence négative du courant à haute fréquence .....   | 36 |
| III-5-1 Extraction de la composante négative par un filtre synchrone passe-bas .....  | 36 |
| III-5-2 Extraction de la composante négative par deux filtres synchrones passe-haut .....   | 37 |
| III-5-3 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) ..... | 38 |
| III-6 Estimation de la position du rotor .....  | 38 |
| III-6-a-Estimation par la fonction Arctan .....   | 39 |
| III-6-b Estimation de la position du rotor par un observateur en boucle fermé .....   | 39 |
| III-7 Résultat de la simulation en injectant une tension de haute fréquence.....  | 40 |
| III-8 Interprétation.....   | 45 |
| III-9 Conclusion .....  | 45 |
| Conclusion générale.....  | 46 |

# Introduction générale

## Introduction générale :

Ces dernières années les moteurs synchrones à aimants permanents ont été utilisés dans un grand nombre d'applications industrielles nécessitant de très bonnes performances.

Les avantages de ces machines sont liés principalement à leurs hautes performances, leur robustesse et à la possibilité de produire un couple massique plus élevé. Le fait de ne pas utiliser les collecteurs mécaniques ou les contacts glissants leur permet de travailler dans les milieux les plus difficiles et d'avoir un faible coût d'entretien.

La machine à courant continu a régné en maître jusqu'à ces dernières années car bien que le coût de fabrication soit assez élevé, les possibilités de réglage (découplage naturel entre le courant dans l'induit et le flux) sont simples à mettre en œuvre, ce qui n'est pas le cas pour les machines à courant alternatif.

L'apparition des thyristors GTO (Gate Turn Off) et des transistors IGBT (Insolated Gate Bipolar Transistor) a permis la conception d'onduleurs travaillant à des fréquences de commutation plus élevées et par conséquent une meilleure maîtrise de la conversion d'énergie. Parallèlement, les moyens de calcul ont considérablement évolué. Tous ces progrès ont permis l'implémentation de lois de commandes les plus performantes et par la suite, ils ont constitué un grand pas en avant vers l'utilisation des machines à courant alternatif, notamment des moteurs synchrones à aimants permanents.

Cependant, puisque la mise en œuvre de ces lois de commande nécessite la connaissance précise de la position et de la vitesse de l'arbre du rotor permettant leur autopilotage. Ce qui requière alors l'utilisation de capteur de position ou de vitesse placé sur l'arbre de la machine. Toutefois, ces résolveurs constituent un inconvénient majeur pour la machine, en effet, leurs emplois génèrent une augmentation non négligeable du coût et du volume, une diminution de sa fiabilité et une sensibilité aux perturbations électromagnétiques [1]

Tenant compte de toutes ces limites, de nombreuses études ont été faites pour supprimer ces capteurs mécaniques tout en conservant le bon fonctionnement de la machine. Ces études ont fait apparaître plusieurs méthodes de commande sans capteur. En effet, on peut distinguer dans la littérature trois techniques de base pour l'estimation de la position du rotor :

- Méthode basée sur la saillance de la machine.
- Méthode utilisant un observateur d'état.
- Méthode fondée sur l'estimation de la F.E.M.

La première exploite la variation des inductances statoriques due à la saturation locale du circuit magnétique crée par les aimants.

La seconde est basée sur l'utilisation d'observateurs d'état qui sont capables de reconstruire des grandeurs non mesurées à partir d'un modèle dynamique du système et des mesures des grandeurs d'entrée et de sortie.

La dernière est basée sur l'estimation de la F.E.M. et elle est la seule grandeur électrique capable de fournir des informations instantanées sur les variables mécaniques à savoir la vitesse et la position. Cependant, cette méthode basée sur l'observation de la force électromotrice n'est pas adaptée à basse

vitesse en raison de la proportionnalité de la F.E.M à la vitesse de rotation, en effet, il devient impossible d'extraire sa forme d'onde à basse vitesse car elle est noyée dans le bruit de mesure (la F.E.M est très petite).

Afin de s'affranchir de ce problème, plusieurs approches ont été proposées et parmi elles on note la commande sans capteur par injection d'un signal à haute fréquence qui fera l'objet de notre travail, elle consiste à extraire la composante haute fréquence du courant qui contient l'information sur la position rotorique pour cela un traitement de signal s'impose ainsi un choix judicieux des filtres à utiliser s'avère nécessaire.

Une fois la composante haute fréquence du courant est isolée nous avons besoin d'un estimateur de position soit par la fonction arctangente2 ou bien par le processus hyterodyning.

L'objectif de notre travail est le choix judicieux des filtres à utiliser ainsi que la comparaison des deux estimateurs de la position cités ci-dessus.

Dans ce contexte, ce mémoire est scindé en 3 chapitres principaux :

- Dans le premier chapitre, nous avons présenté le variateur de vitesse, la modulation vectorielle de l'onduleur de tension et à l'étude de la commande vectorielle de la MSAP en utilisant des régulateurs de type PI dimensionnés par la méthode de placement de pôles. Le modèle du variateur est ainsi simulé sous l'environnement Matlab/Simulink.
- Le deuxième chapitre est consacré l'étude comparative de trois types de filtres à savoir le filtre de Betterworth, de Bessel et de Tchebychev.
- Le troisième portera sur la simulation de la commande vectorielle sans capteur par injection d'une tension à haute fréquence en estimant la position par la fonction arctangente2 et par le processus hyterodyning.
- Nous terminons notre étude par une conclusion générale.

# Chapitre I

**Modélisation et simulation du variateur de vitesse**

## I-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, les machines synchrones se divisent en deux catégories : [1,5]

- Les machines synchrones à aimants surfaciques (ou à pôles lisses).
- Les machines synchrones à aimants permanents enterrés (ou à pôles saillants).

Nous nous sommes intéressés dans notre étude plus particulièrement à cette dernière catégorie qui constitue un élément dans notre variateur de vitesse à étudier.

Afin de simuler notre variateur de vitesse, la modélisation de chaque bloc s'avère nécessaire.

### I-1 Modélisation du variateur de vitesse :

Le variateur est constitué d'une source d'alimentation triphasée, un onduleur à MLI vectorielle, des régulateurs de type PI et de la machine synchrone à aimants permanents.

### I-2 Modélisation de la MSAP :

Pour l'application de la commande en vitesse variable, la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents repose sur les équations électriques et mécaniques. [1,6 ,7]

Afin de simplifier la modélisation de la machine ,les hypothèses suivantes sont adoptées :

- La répartition des forces magnétomotrices est sinusoïdale
- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé
- L'effet d'amortissement au rotor est négligé
- Les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches statoriques sont ignorées
- Les phénomènes d'hystérésis et de courants de Foucault sont négligés
- Les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés

### I-3 Constitution d'une MSAP :

Le schéma de la MSAP peut être représenté par trois enroulements a, b et c au stator avec les aimants permanents au rotor. L'alimentation des enroulements statoriques donne naissance à une force magnétomotrice tournante à la vitesse angulaire  $\omega_r$  , le rotor ou la roue polaire à aimants permanents dont le nombre de pôles est égale à celui du stator permet de produire la force magnétomotrice d'excitation, le schéma de la figure (I-1) illustre la MSAP. [1,8]

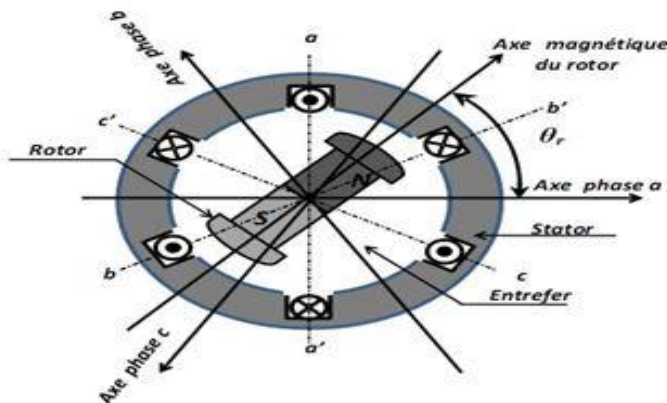
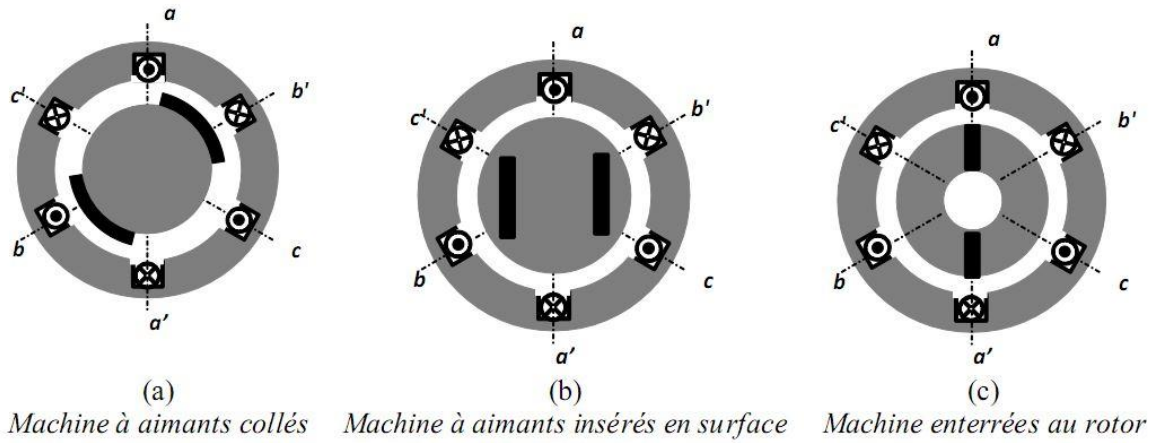


Fig re I-1 : représentations de la machine synchrone à aimants permanents

### I-4 Différentes structures du rotor :

La figure suivante représente la MSAP avec les différentes structures possibles du rotor à pôles lisses et à pôles saillants :



**Figure I-2 : Differentes structures du rotor de la (MSAP)**

La figure (I-2 (a)) représente une machine à aimants collés en surface à pôles lisses (l'inductance d'axe direct est égale à l'inductance d'axe en quadrature ( $L_d=L_q$ )) elle est caractérisée par un grand entrefer. De plus, la figure (I-2 (b)) représente une machine à aimants insérés, cette machine est caractérisée par une saillance directe (l'inductance d'axe direct est inférieure à l'inductance d'axe en quadrature ( $L_d < L_q$ )) par conséquent l'effet de saillance provoque l'augmentation du couple maximal. Pour finir la figure (I-2(c)) représente une machine à aimants enterrés au rotor, dite aussi à concentration de flux, elle est caractérisée par une saillance inversée (l'inductance d'axe en quadrature est inférieure à l'inductance d'axe direct ( $L_d > L_q$ )).

**I-5 Equations électriques de la MSAP :**

Les équations électriques régissant le fonctionnement d'une machine synchrone dans un repère fixe lié au stator (a,b,c) s'écrivent sous la forme suivante :

$$[V_s] = [R_s] [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \tag{I-1}$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}; [I_s] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}; [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

- ✓  $[V_s]$  : vecteur des tensions statoriques
- ✓  $[I_s]$  : Vecteur des courants statoriques
- ✓  $[R_s]$  : Matrice des résistances statoriques
- ✓  $[\Phi_s]$  : Vecteur des flux statoriques

Les flux totalisés  $[\Phi_s]$  des phases statoriques s'écrivent dans le repère lié au stator sous forme matricielle suivante :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [\Phi_{sf}] \tag{I-2}$$

Avec ;

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{sa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{sb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{sc} \end{bmatrix}$$

Ou :  $\Phi_{sf} = [\Phi_{af} \ \Phi_{bf} \ \Phi_{cf}]^t$  représente le vecteur de projection du flux de l'aimant permanent sur les trois phases (a,b,c),  $[L_{sf}]$  correspond à la matrice des inductances mutuelles stator-aimants, et  $[L_{ss}]$  est la matrice des inductances statoriques.

D'après la figure (I-1) la forme matricielle des inductances statoriques en fonction de  $\theta_r$  est donnée par la forme suivante :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{1s} + L_{0s} + L_{2s} \cos(2\theta_r) & -\frac{L_{0s}}{2} + L_{2s} \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & -\frac{L_{0s}}{2} + L_{2s} \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{L_{0s}}{2} + L_{2s} \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{1s} + L_{0s} + L_{2s} \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{L_{0s}}{2} + L_{2s} \cos(2\theta_r) \\ -\frac{L_{0s}}{2} + L_{2s} \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{L_{0s}}{2} + L_{2s} \cos(2\theta_r) & L_{1s} + L_{0s} + L_{2s} \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{I-3}$$

Pour l'étude du fonctionnement de la machine dans tous les régimes, nous allons utiliser le système d'équation suivant :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d\{[L_{ss}][I_s]\}}{dt} + \frac{d\{[L_{sf}]\}}{dt} \quad (\text{I-4})$$

Il est possible d'aboutir à l'expression des tensions en fonction des courants, flux et vitesse :

$$\left[ [V_s] = [R_s][I_s] + [L_{ss}] \frac{d[I_s]}{dt} + \omega_r \frac{d[L_{ss}]}{d\theta_r} [I_s] + \omega_r \frac{d[\Phi_{sf}]}{d\theta_r} \right] \quad (\text{I-5})$$

A partir des équations précédentes, nous remarquons que l'étude du système est assez difficile vu le nombre d'équations différentielles à coefficients variables. Pour résoudre ce problème nous allons utiliser les deux transformations (Park et Clark), qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants, ainsi nous allons présenter la modélisation de la MSAP dans un repère lié au champ tournant lié au stator en utilisant respectivement la transformation de Park et de Clark.

### I-6 Equation mécanique :

La conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique dans la machine synchrone à aimants permanents, est régie par l'équation différentielle suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (\text{I-6})$$

Avec :

$\Omega$  : la vitesse mécanique

$\omega_r = N_p \Omega$ ,  $\omega_r$  est la vitesse électrique

J : le moment d'inertie sur l'arbre du moteur ;

f : coefficient de frottement visqueux ;

$C_{em}$  : le couple électromagnétique délivré par le moteur ;

$C_r$  : le couple résistant appliqué sur l'arbre du moteur ;

### I-7 Expression du couple électromagnétique de la MSAP :

L'expression du couple électromagnétique dans la machine synchrone à aimants permanents

Est donnée par :

$$\begin{cases} C_{em} = N_p (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d) \\ C_{em} = N_p (\Phi_f I_q + (L_d - L_q) I_d I_q) \end{cases} \quad (\text{I-7})$$

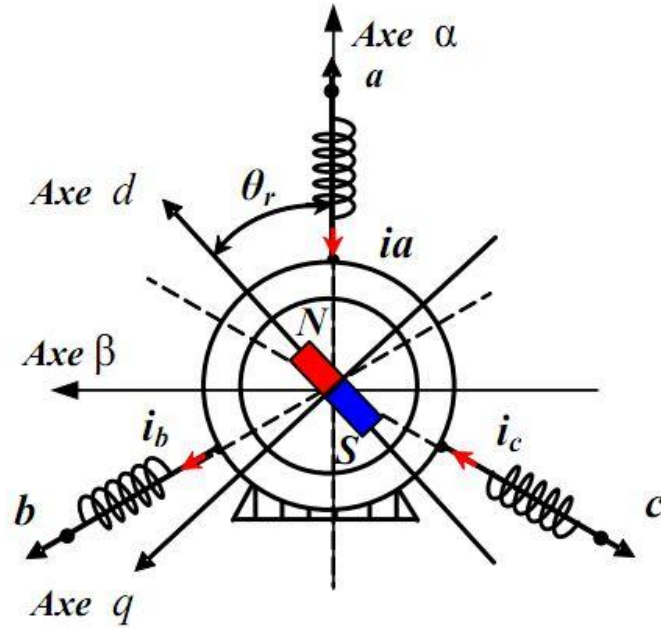
On définit ces couples :

$N_p \cdot \Phi_f \cdot I_q$  : couple créé par l'interaction des champs rotorique et statoriques.

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

### I-8 Modèle équivalent d'une machine synchrone triphasée dans le système des axes d,q :

Le modèle de la machine le plus utilisé est basé sur la théorie unifiée des machines. Cette théorie est basée sur la transformation de Park et qui permet d'obtenir un système équivalent formé de deux enroulements orthogonaux qui sont situés dans le même plan que les enroulements a,b et c. Avec cette transformation, nous pouvons passer d'une représentation dans le repère triphasé (a,b,c) à une représentation dans un repère cartésien d'axes (d,q) comme nous le montre la figure(I-3):[1,8,9]



**Figure I-3 Représentation du moteur synchrone à aimant dans le repère d-q et  $\alpha$  et  $\beta$**

**I-8-a Equations électriques dans le repère d,q :**

✓ Le passage du système triphasé au système biphasé est donné par la matrice suivante :

$$[P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{pmatrix} \quad (I-8)$$

Le calcul de l'inverse de  $[P(\theta_r)]$  vient donc:

$$[P(\theta_r)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{pmatrix} \quad (I-9)$$

Soit  $[P(\theta_r)]$  la matrice de transformation de Park, cette transformation fait correspondre les vecteurs  $[V_{dq0}]$ ,  $[I_{dq0}]$  et  $[\Phi_{dq0}]$

Le vecteur  $V_0$  représente la composante homopolaire et les vecteurs  $V_d$  et  $V_q$  représentent les vecteurs diphasés des tensions  $V_a, V_b$  et  $V_c$ .

Après transformation et simplification, le système d'équations des tensions dans le repère de Park est donné par :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \left[ \frac{d\Phi_d}{dt} \right] - \omega_r \Phi_q \\ V_q = R_s I_q + \left[ \frac{d\Phi_q}{dt} \right] + \omega_r \Phi_d \\ V_0 = R_s I_0 + \left[ \frac{d\Phi_0}{dt} \right] \end{cases} \quad (I-10)$$

Ce système représente le modèle électrique dynamique dans le repère de Park, dans notre cas, les enroulements statoriques sont montés en étoile et donc la composante homopolaire s'annule le système est équilibré ( la somme instantanée des courants statoriques est nulle).

**I-8-b Equations de flux :**

De même pour le flux,  $[\Phi_{dq}] = [P(\theta_r)][\Phi_{abc}]$  en multipliant l'équation (I-3) à gauche et à droite par la matrice de Park  $[P(\theta_r)]$ , nous aurons :

$$\begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \end{bmatrix} = [P(\theta_r)] \begin{bmatrix} L_{sa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{sb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{sc} \end{bmatrix} ([P(\theta_r)]^{-1}) \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + [P(\theta_r)] I_f \begin{bmatrix} L_{af} \\ L_{bf} \\ L_{cf} \end{bmatrix} = [P(\theta_r)] \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-11})$$

Les flux dans chaque phase s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d I_d + \Phi_f \\ \Phi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (\text{I-12})$$

$\Phi_f$  : représente le flux de l'aimant permanent

$L_d, L_q$  sont respectivement des inductances directe et en quadrature. Après transformation et arrangement des équations, on aboutit aux équations électriques de la MSAP dans le repère lié au rotor :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \left( \frac{dI_d}{dt} \right) - \omega_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \left( \frac{dI_q}{dt} \right) + \omega_r L_d I_d + \Phi_f \omega_r \end{cases} \quad (\text{I-13})$$

### I-9 Modèle d'état de la MSAP :

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, on a un flux constant créé par les aimants permanents. Après simplification, les équations électriques de la MSAP peuvent être modélisées sous la forme suivante : [2]

$$\frac{d}{dt} [I_{dq}] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\tau_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & \frac{-1}{\tau_q} \end{bmatrix} [I_{dq}] + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} [V_{dq}] + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega_r \Phi_f \end{pmatrix} \quad (\text{I-14})$$

Avec :  $\tau_d = \frac{L_d}{R_s}$  et  $\tau_q = \frac{L_q}{R_s}$  sont respectivement les constantes de temps d'axe direct et en quadrature.

### I-9-a Axes de repère lié au stator :

Pour avoir une modélisation dans un référentiel lié au stator, il est indispensable d'utiliser la transformation de Clark qui utilise les repère d'axes  $(\alpha, \beta)$  à condition de connaître parfaitement la position initiale du rotor.

Pour  $\theta_r = 0$ , les matrices de transformation de Park deviennent les matrices de Concordia

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I-15})$$

La matrice inverse  $[C]^{-1}$  est donnée par :

$$[C]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I-16})$$

La transformation de Clark nous permet de passer d'un système triphasé (a,b,c) à un système diphasé  $(\alpha, \beta)$ . A partir du modèle dq nous pouvons déterminer le modèle de Clark  $(\alpha, \beta)$  de la MSAP lié au stator en utilisant la transformation de Clark suivante :

$$[C(\theta_r)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{I-17})$$

La matrice inverse de  $[C(\theta_r)]$  est définie comme suit :

$$[C(\theta_r)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{I-18})$$

### I-9-b Modèle d'état dans un référentiel lié au stator :

Pour une modélisation dans le repère fixe  $(\alpha, \beta)$  toutes les équations s'écrivent en fonction des nouvelles variables électriques  $I_\alpha$  et  $I_\beta$  et des nouvelles entrées  $V_\alpha$  et  $V_\beta$  ce qui nous conduit aux équations électriques suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha s} \\ \Phi_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{I-19})$$

Avec :  $\begin{bmatrix} \Phi_{\alpha s} \\ \Phi_{\beta s} \end{bmatrix} = L_{\alpha\beta}(\theta_r) \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} + \Phi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) \end{bmatrix}$

Et :  $L_{\alpha\beta}(\theta_r) = \begin{bmatrix} L - \Delta L \cos(2\theta_r) & -\Delta L \sin(2\theta_r) \\ -\Delta L \sin(2\theta_r) & L + \Delta L \cos(2\theta_r) \end{bmatrix}$

$L = \frac{L_d + L_q}{2}$  : représente la valeur moyenne des inductances statoriques

$\Delta L = \frac{L_d - L_q}{2}$  : représente la moyenne de la différence des inductances statoriques.

### I-10 Onduleur de tension :

Dans l'étude de l'ensemble onduleur-machine, nous supposons que la charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé et la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable. Du fait que les constantes de temps de la machine sont très grandes devant le temps de passage d'un état ON à l'état OFF des composants semi-conducteurs, on peut faciliter et diminuer le temps de simulation en modélisant l'onduleur par ensemble d'interrupteurs idéaux :

Pour modéliser l'onduleur, on considère les hypothèses suivantes :

- Transistors parfaits : la commutation des transistors est instantanée (temps de fermeture et ouverture est nul) et sans pertes et la chute de tension dans les transistors est considérée nulle.
- Alimentations parfaites : la tension aux bornes du bus continu est constante ne varie pas avec la puissance échangée.[5,9]

La modélisation de l'onduleur consiste à trouver une relation entre les grandeurs de commande des transistors et les grandeurs électriques de la machine.

#### I-10-a Onduleur de tension-modulation vectorielle de la largeur d'impulsion :

#### I-10-b MLI vectorielle :

#### I-10-c Introduction :

L'usage des technologies numériques permet le recours à des stratégies de commande de modulation triphasée spécifique, non déduites des techniques analogiques initialement conçues en monophasé. La modulation vectorielle traite les signaux directement dans le plan diphasé de la transformée de Clark.

Elle suppose que l'on travaille dans le cadre d'une commande numérique et qu'un algorithme de régulation a déjà déterminé les composantes souhaitées  $V_\alpha$  et  $V_\beta$  son principe consiste à considérer un vecteur tension quelconque comme étant, dans un intervalle de temps T, la combinaison de deux vecteurs adjacents et du vecteur nul, autrement dit pour appliquer la tension X pendant le temps T, il est équivalent d'appliquer :

- la tension A pendant  $T_1$
- la tension B pendant  $T_2$
- une tension nulle pendant  $T_0$

Avec  $T = T_0 + T_1 + T_2$  et l'algorithme de calcul a pour objet de fournir les valeurs de  $T_0, T_1$  et  $T_2$

L'intérêt de ce type de modulation est de pouvoir être facilement implanté dans un microprocesseur. Toutefois, comme tous les types de modulation, la qualité de celle-ci réside dans la possibilité d'obtenir une fréquence élevée de modulation.

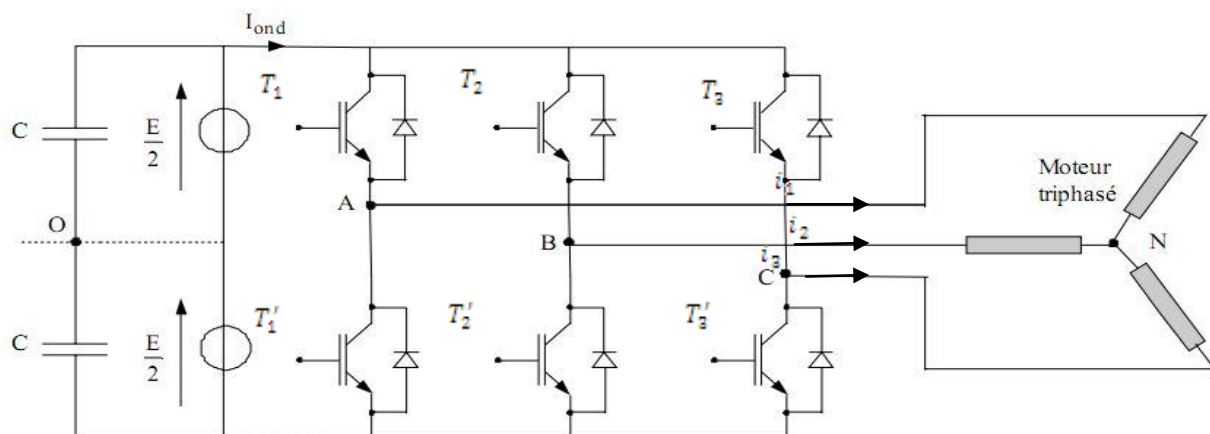
La modélisation de l'onduleur de tension a montré que pour les différentes combinaisons de commande  $(C_1, C_2, C_3)$ , l'onduleur peut générer seulement huit vecteurs de tension  $\vec{V}_i$  ( $i=0, \dots, 7$ ) dans le plan  $(\alpha, \beta)$ , dont deux sont nuls et six ont un module de  $\frac{2E}{3}$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

L'onduleur ne peut donc fournir de façon exacte et instantanée que des tensions de type  $V_i$

On ne peut réaliser une tension quelconque  $(V_\alpha, V_\beta)$  qu'en valeur moyenne sur une période de hachage  $T_h$ . Afin de minimiser les ondulations de tensions, 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 (voir figure I-6). [8]

Pour un montage étoile (le cas de notre machine) le potentiel du neutre varie en fonction des commutations, les tensions  $V_{aN}, V_{bN}, V_{cN}$  diffèrent de  $V_{a0}, V_{b0}, V_{c0}$  [10]



**Figure I-4 onduleur à deux niveaux de tension associé à une charge en étoile(MSAP)**

Avec une charge équilibrée les tensions aux bornes des enroulements peuvent s'exprimer à partir des tensions  $V_{a0}, V_{b0}, V_{c0}$  par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{bmatrix} \quad (I - 20)$$

À partir de la relation (I- 20) nous pouvons définir les tensions aux bornes des enroulements du moteur. Pour obtenir ces tensions dans le repère  $(\alpha, \beta)$  nous utiliserons l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (I - 21)$$

On définit le vecteur  $\vec{V}_s$  par la relation suivante :

$$V_s = \frac{2}{3} (V_a(t) + V_b(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_c(t)e^{-j\frac{2\pi}{3}}) \quad (I - 22)$$

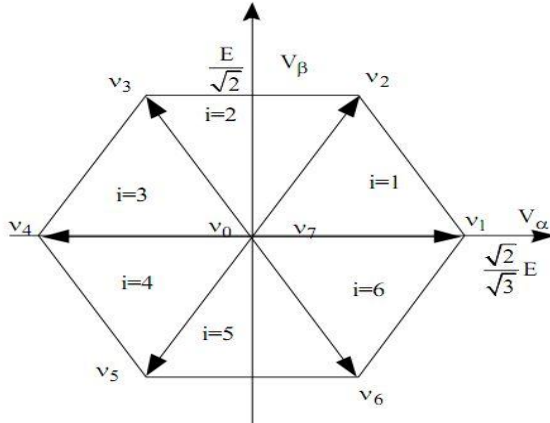
Ce qui pour les huit vecteurs de commutations de l'onduleur, fourniront le résultat tableau I-1

| Etats | $C_1, C_2, C_3$ | $V_s$                               | Tensions par rapport au point milieu de la source multipliées par $\frac{E}{2}$ |          |          | Tensions des phases |                  |                  |
|-------|-----------------|-------------------------------------|---|----------|----------|---------------------|------------------|------------------|
|       |                 |                                     | $V_{a0}$  | $V_{b0}$ | $V_{c0}$ | $V_{aN}$            | $V_{bN}$         | $V_{cN}$         |
| 0     | 000             | 0                                   | -1  | -1       | -1       | 0                   | 0                | 0                |
| 1     | 100             | $\frac{2}{3} E e^{j0}$              | 1   | -1       | -1       | $\frac{2}{3} E$     | $-\frac{E}{3}$   | $-\frac{E}{3}$   |
| 2     | 110             | $\frac{2}{3} E e^{j\frac{\pi}{3}}$  | 1   | 1        | -1       | $\frac{E}{3}$       | $\frac{E}{3}$    | $-\frac{2}{3} E$ |
| 3     | 010             | $\frac{2}{3} E e^{j\frac{2\pi}{3}}$ | -1  | 1        | -1       | $-\frac{E}{3}$      | $\frac{2}{3} E$  | $-\frac{E}{3}$   |
| 4     | 011             | $\frac{2}{3} E e^{j\pi}$            | -1  | 1        | 1        | $-\frac{2}{3} E$    | $\frac{E}{3}$    | $\frac{E}{3}$    |
| 5     | 001             | $\frac{2}{3} E e^{j\frac{4\pi}{3}}$ | -1  | -1       | 1        | $-\frac{E}{3}$      | $-\frac{E}{3}$   | $\frac{2}{3} E$  |
| 6     | 101             | $\frac{2}{3} E e^{j\frac{5\pi}{3}}$ | 1   | -1       | 1        | $\frac{E}{3}$       | $-\frac{2}{3} E$ | $\frac{E}{3}$    |
| 7     | 111             | 0                                   | 1   | 1        | 1        | 0                   | 0                | 0                |

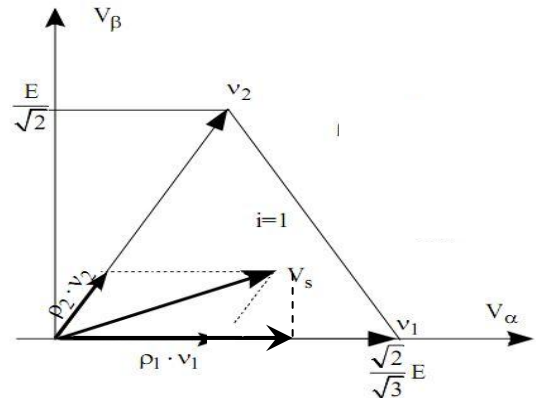
**Tableau I-1 Tensions triphasées ( $V_{aN}, V_{bN}, V_{cN}$ ) et diphasées  $V_s(V_\alpha, V_\beta)$  générées par l'onduleur de tension**

**I-10-d Calcul des temps d'application des états de l'onduleur :**

Dans ce plan, les vecteurs  $\vec{V}_0$  à  $\vec{V}_7$  définissent un domaine de tension (figure I-5) à l'intérieur duquel doit se trouver le vecteur  $\vec{V}_s$



**Figure I- 5 : Six vecteurs actifs et deux nuls**



**Figure I- 6**

**Fig**

Avec :  $\rho_1 = \frac{T_1}{T_h}$  et  $\rho_2 = \frac{T_2}{T_h}$

Les tensions à fournir à la charge peuvent s'exprimer dans le plan  $(\alpha, \beta)$  par un vecteur  $\vec{V}_s$   
Tel que :

$$\vec{V}_s = V_{s\alpha} + j V_{s\beta} = \frac{T_1}{T_h} \vec{V}_1 + \frac{T_2}{T_h} \vec{V}_2 \quad (I-23)$$

Pour le secteur 1 nous pouvons exprimer la tension dans le repère statorique :

$$V_{s\alpha} + j V_{s\beta} = \frac{T_1 \sqrt{2}}{T_h \sqrt{3}} E (\cos(0) + j \sin(0)) + \frac{T_2 \sqrt{2}}{T_h \sqrt{3}} E \left( \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) + j \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \right)$$

Après résolution nous obtenons :

$$T_1 = \left( \sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{T_h}{E} \text{ et } T_2 = \sqrt{2} V_{s\beta} \frac{T_h}{E} \quad (I-24)$$

Pour l'ensemble des secteurs les temps d'application des vecteurs non nuls sont tabulés ci-après :

| i=1   | i=2  | i=3  |
|---|--|--|
| $T_1 = \left( \sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{T_h}{E}$ $T_2 = \sqrt{2} V_{s\beta} \frac{T_h}{E}$   | $T_2 = \left( \sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{T_h}{E}$ $T_3 = \left( -\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{T_h}{E}$ | $T_3 = \sqrt{2} V_{s\beta} \frac{T_h}{E}$ $T_4 = \left( -\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{T_h}{E}$ |
| i=4   | i=5  | I=6  |
| $T_4 = \left( -\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{T_h}{E}$ $T_5 = -\sqrt{2} V_{s\beta} \frac{T_h}{E}$ | $T_5 = \left( -\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{T_h}{E}$ $T_6 = \left( \sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{T_h}{E}$ | $T_6 = -\sqrt{2} V_{s\beta} \frac{T_h}{E}$ $T_1 = \left( \sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{T_h}{E}$ |

**Tableau I-2 Calcul des temps d'application des vecteurs non nuls**

**I-10-e Autopilotage :**

Pour les applications à vitesse variable, la machine synchrone pilotée en boucle ouverte de vitesse et de position présente un comportement très instable. Une variation brutale de charge, crée des

oscillations de couple et de vitesse très peu amorties qui provoquent généralement le décrochage de la machine. L'objectif, dans un premier temps, est d'étudier le comportement de la machine par une mise en équation simple, basée sur la résolution de l'équation fondamentale de la dynamique appliquée aux systèmes en rotation. Cette approche, peu connue, nous amènera naturellement, dans un second temps à envisager une solution plus « robuste », bien connue sous le nom d'autopilotage, dont le principe est de maintenir les champs statoriques et rotorique en parfait synchronisme. [9]

Donc le rôle d'autopilotage est de générer les grandeurs de référence de l'onduleur de façon à lier la fréquence des courants délivrés par l'onduleur à la fréquence de rotation du moteur.

### I-11 Choix de la 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 liés principalement à la simplicité et donc à faible coût de sa mise en œuvre, ses handicaps résident essentiellement dans les régimes transitoires et les basse 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 dynamique, 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 ce type auquel nous nous intéressons dans notre étude. [6,8]

### I-12 Commande vectorielle de la MSAP :

#### Principe :

Quelque soit le but de la commande (régulation de couple, de vitesse ou de position), le contrôle du couple du moteur est nécessaire. Celui-ci, dépendant des deux variables  $I_d$  et  $I_q$ , 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 amène 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  $I_q$  dans une plage de vitesse donnée. Dans les machines à rotor lisse, où le couple ne dépend que de la composante en quadrature du courant, la valeur optimale du courant direct est évidemment nulle :

$$i_{d\text{ref}} = 0 \quad (\text{I} - 25)$$

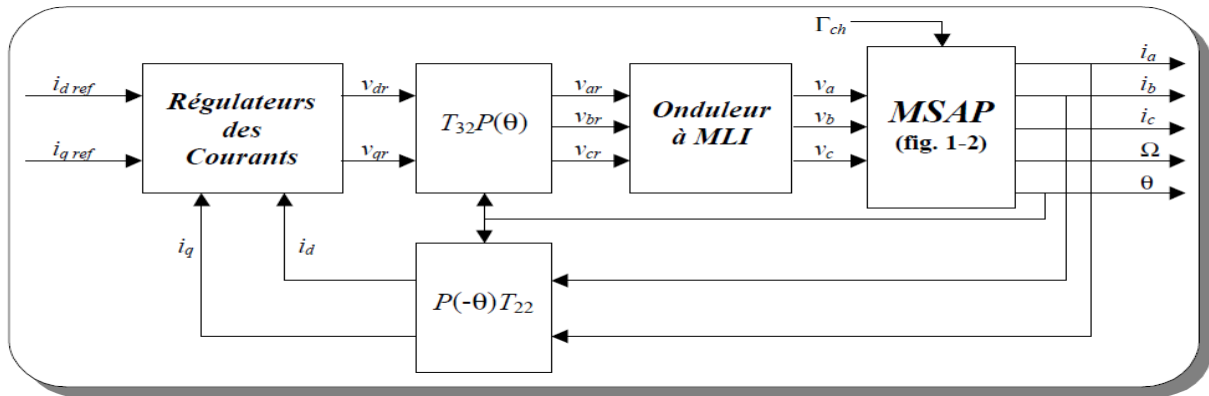
Mais dans les machines à pôles saillants ( $L_d \neq L_q$ ), elle peut être fixée à une valeur qui correspond au couple maximale à courant maximale.

$$i_{d\text{ref}} = \frac{\Phi_f - \sqrt{\Phi_f^2 + 8(L_q - L_d)^2 I_{\text{max}}^2}}{2(L_q - L_d)I_{\text{max}}} \quad (\text{I} - 26)$$

Le couple est contrôlé par la composante en quadrature,  $i_{q\text{ref}}$  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 directs et en quadrature au voisinage de leurs valeurs de référence  $i_{d\text{ref}}$  et  $i_{q\text{ref}}$ . [5,7,8]

Le schéma bloc du principe de la commande vectorielle des MSAP est représenté sur la figure (I – 8)



**Figure I-8 : Schéma principal de la commande vectorielle des MSAP.**

Avec :  $\Gamma_{ch} = C_r$

Sur ce schéma la matrice  $T_{22}$  est définie 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 de Concordia (directe et inverse).

### I-13 Structures de la régulation :

Le rôle d'un système de régulation est d'obliger les grandeurs de sortie 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.

### I-14 Découplage:

En passant à la transformée de Laplace, on obtient les expressions relatives aux composantes directes et en quadrature des tensions statoriques :

$$V_d = (R_s + L_d p) I_d - \omega_r L_q I_q \quad (\text{I-27})$$

$$V_q = (R_s + L_q p) I_q + \omega_r L_d I_d + \omega_r \Phi_f \quad (\text{I-28})$$

L'analyse des ces équations montre l'existence de termes couplés qui induisent une forte interaction entre les deux axes. Les équations précédentes permettent d'aboutir à deux systèmes linéaires, du premier ordre à coefficients constants :

$$V_d = V_d^{\text{lin}} + V_d^{\text{dec}} = \left[ R_s I_d + L_d \frac{d}{dt} I_d \right] - L_q \omega_r I_q \quad (\text{I-29})$$

$$V_q = V_q^{\text{lin}} + V_q^{\text{dec}} = \left[ R_s I_q + L_q \frac{d}{dt} I_q \right] + (L_d I_d + \Phi_f) \omega_r \quad (\text{I-30})$$

Avec :  $V_d^{\text{lin}} = R_s I_d + L_d \frac{d}{dt} I_d$ ,  $V_q^{\text{lin}} = R_s I_q + L_q \frac{d}{dt} I_q$

$$V_d^{\text{dec}} = -L_q \omega_r I_q, V_q^{\text{dec}} = (L_d I_d + \Phi_f) \omega_r$$

Nous mettrons en œuvre le contrôle vectoriel en boucle fermée et ceci peut se faire on incorpore à la machine une commande, en utilisant des régulateurs de type proportionnel- intégral (PI) et des régulateurs de type intégral- proportionnel (IP).

### I-15 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. [7,15]

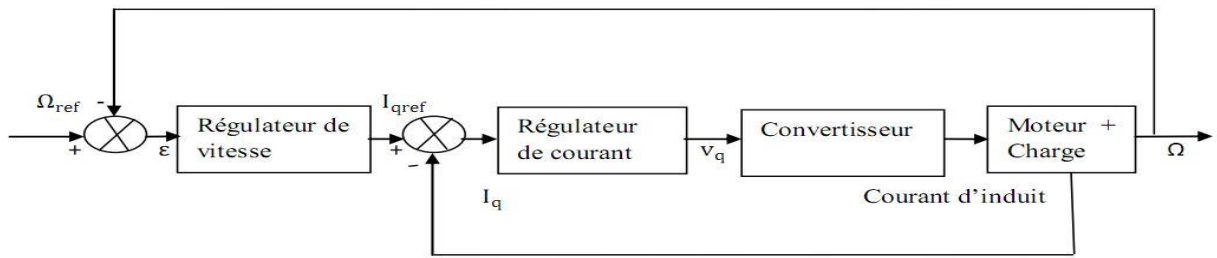


Figure I- 9: Régulateur à boucle cascade (boucle de vitesse)

**I-16 Choix des régulateurs :**

Pour commander notre machine, nous avons utilisé deux types de régulateurs PI et IP  
La figure (I-10) illustre ces régulateurs.

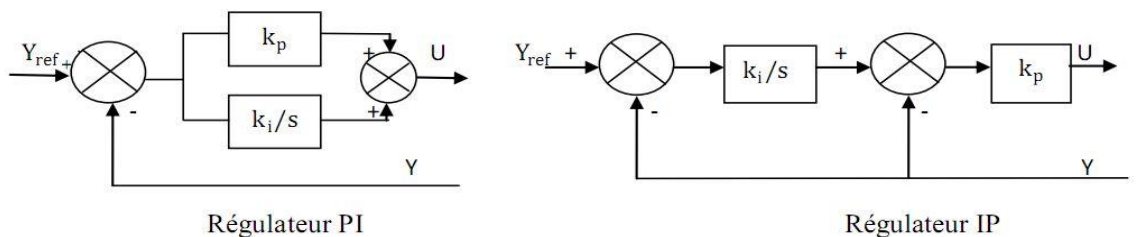


Figure I-10 Schéma fonctionnel des régulateurs PI et IP

Notre étude a pour but d'analyser les méthodes de la commande vectorielle sans capteur mécanique des MSAP. Nous nous contenterons donc aux régulateurs de type PI, Ces derniers nous permettent de contrôler séparément les courants I<sub>d</sub> et I<sub>q</sub> (et donc le couple) et la vitesse Ω, nous avons adopté la méthode de placement de pôles pour leur dimensionnement.

**I-16-a Calcul des régulateurs par la méthode de placement de pôles :**

- Les régulateurs à calculer sont :
- Le régulateur du courant I<sub>d</sub> (Reg d).
  - Le régulateur du courant I<sub>q</sub> (Reg q).
  - Le régulateur de vitesse Ω<sub>r</sub> (Reg Ω).

Cette méthode calcule les paramètres de régulateur PI à partir de la spécification des pôles désirés en boucle fermée.

**I-16-a-1 Boucle du courant I<sub>d</sub> :**

$$\frac{I_q(s)}{V_q(s)} = \frac{G_{0d}}{1 + T_{id}s} \tag{I - 31}$$

Avec :

$$G_{0d} = \frac{1}{R_s} \text{ et } T_q = \frac{L_d}{R_s}$$

Avec un régulateur PI :

$$FTBO = \left( K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \right) \left( \frac{G_{0d}}{T_d s + 1} \right) \tag{I - 32}$$

$$FTBF = \frac{\frac{G_{0d}K_{pd}}{T_d} s + \frac{G_{0d}K_{pd}}{T_d}}{s^2 + \frac{G_{0d}K_{pd} + 1}{T_d} s + \frac{G_{0d}K_{id}}{T_d}} \quad (\text{I-33})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique d'un système de 2eme ordre.

En identifiant le dénominateur à la forme canonique :

$$F(s) = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2z\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{I-34})$$

On obtient le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \omega_{nd}^2 = \frac{G_{0d}K_{id}}{T_d} \\ 2z\omega_{nd} = \frac{G_{0d}K_{pd} + 1}{T_d} \end{cases} \quad (\text{I-35})$$

$$\begin{cases} K_{id} = \frac{T_d\omega_{nd}^2}{G_{0d}} \\ K_{pd} = \frac{2z\omega_{nd}T_d - 1}{G_{0d}} \end{cases} \quad (\text{I-36})$$

Ainsi  $K_{id}$  et  $K_{pd}$  peuvent être déterminés en fixant  $\omega_{nd}$  et  $z$

Avec :

$\omega_{nd}$  ; Pulsation

$z$  ; l'amortissement

### I-16-a-2 Boucle de courant $I_q$ :

$$\frac{I_q(s)}{V_q(s)} = \frac{G_{0q}}{1 + T_{iq}s} \quad (\text{I-37})$$

Avec :

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

$$FTBF = \frac{\frac{G_{0q}K_{pq}}{T_q} s + \frac{G_{0q}K_{pq}}{T_q}}{s^2 + \frac{G_{0q}K_{pq} + 1}{T_q} s + \frac{G_{0q}K_{pq}}{T_q}} \quad (\text{I-38})$$

D'où :

$$\begin{cases} K_{iq} = \frac{T_q\omega_{nq}^2}{G_{0q}} \\ K_{pq} = \frac{2z\omega_{nq}T_q - 1}{G_{0q}} \end{cases}$$

### I-16-a-3 : Boucle de la vitesse :

$$\frac{\Omega_r(s)}{I_{qref}(s)} = \frac{3}{2} N_p \phi_f \frac{1}{Js + f} = \frac{G_0}{1 + T_{\omega r}s} \quad (\text{I-39})$$

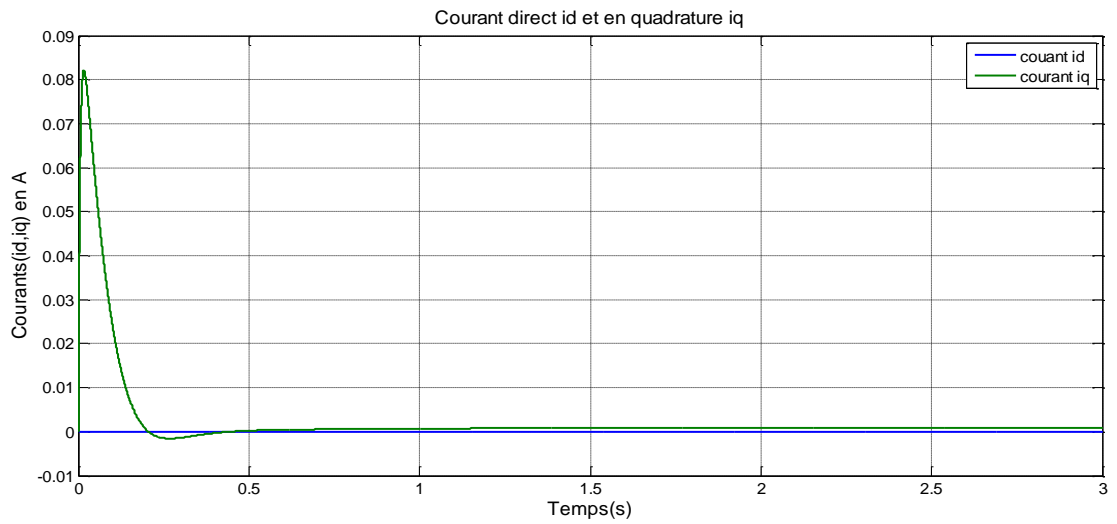
Avec :

$$G_0 = \frac{3}{2} N_p \frac{\phi_f}{f} \quad \text{et} \quad T_{\omega r} = \frac{J}{f}$$

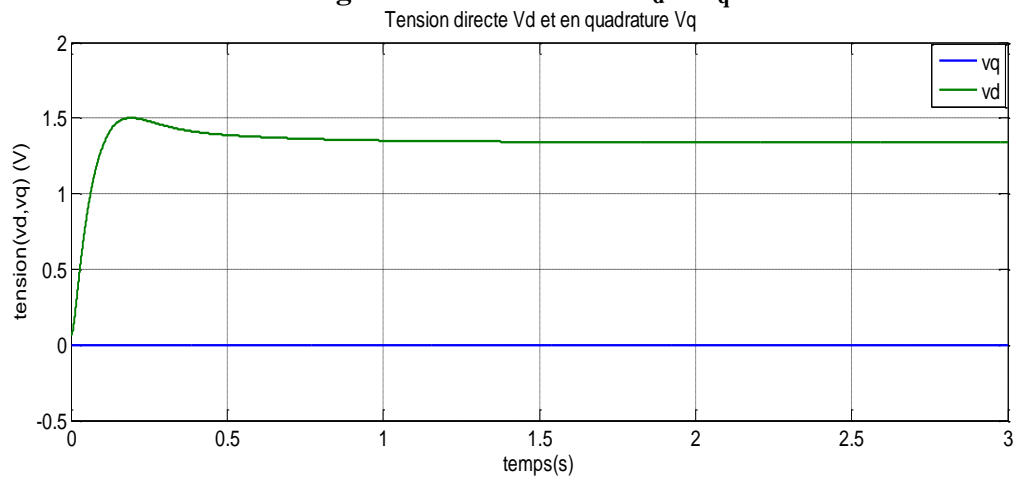
Avec un régulateur :



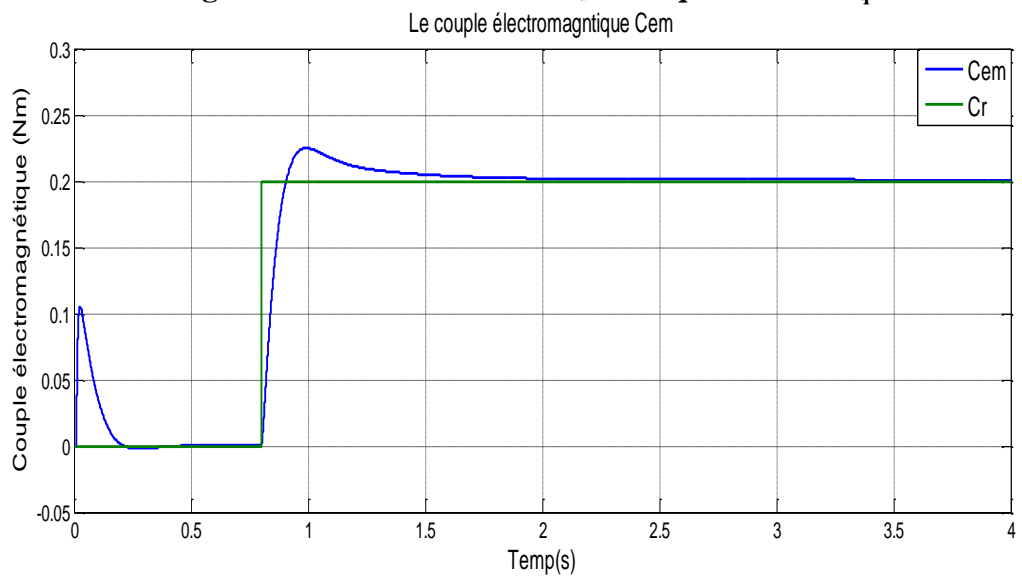




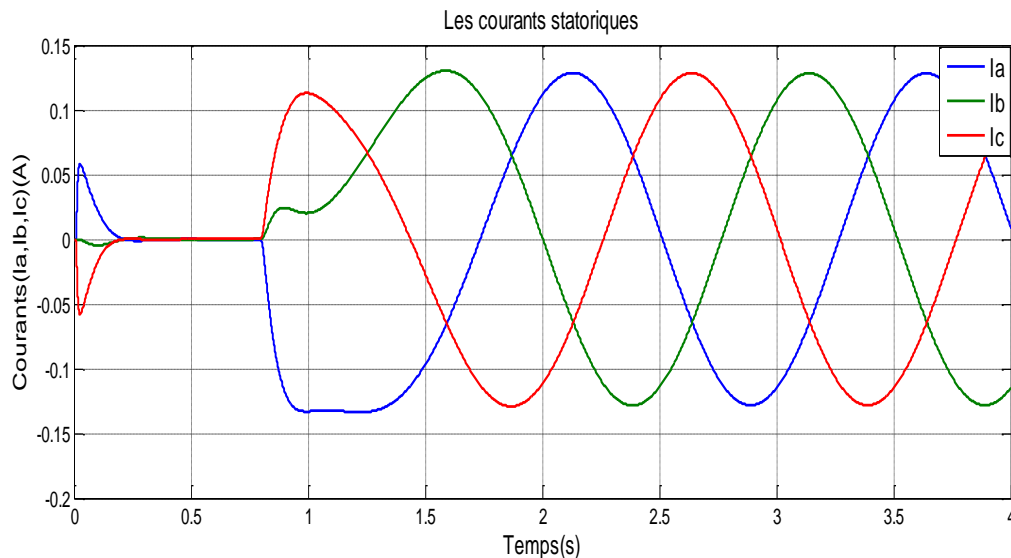
**Figure I-14 les courants  $I_d$  et  $I_q$**



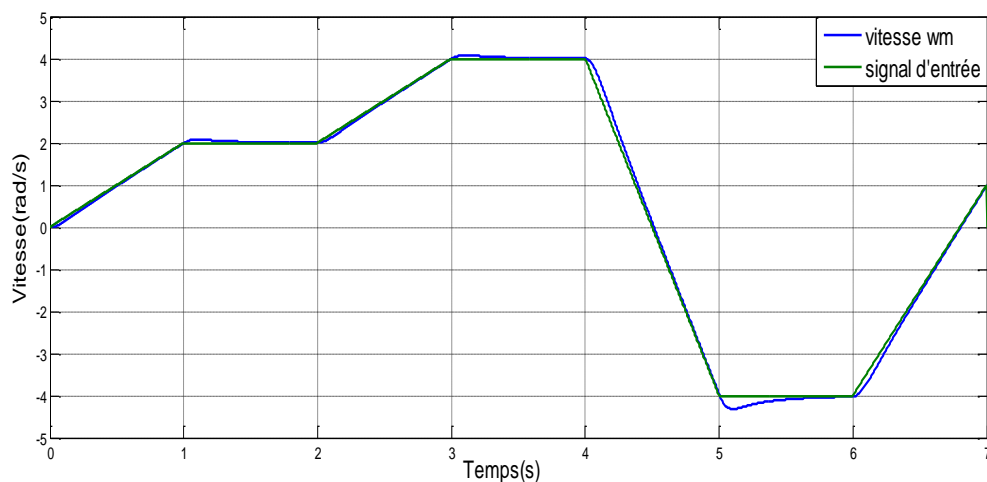
**Figure I-15 Tension directe  $V_d$  et en quadrature  $V_q$**



**Figure I-16 Le couple électromagnétique**



**Figure I-17 Les courants statoriques  $I_a, I_b, I_c$**



**Figure I-18 Réponse de la vitesse à un Benchmark de vitesse**

**I-19 Interprétation des résultats :**

Nous remarquons que notre variateur fonctionne selon le cahier de charge à savoir le suivi de consigne que se soit à un échelon de vitesse et le rejet de perturbation figure (I-13) ou à une entrée variable y compris l'inversion du sens de rotation figure (I-18).

La figure (I-14) illustre le respect de la commande vectorielle cela veut dire que le courant direct  $I_d$  est imposé à zéro.

**I-20 Conclusion :**

Ces simulations sont faites en utilisant un capteur de vitesse et en l'intégrant on obtient la position. Afin de substituer ce capteur on utilise un estimateur basé sur la méthode d'injection d'un signal de haute fréquence qui nécessite l'utilisation des filtres, pour le choix de ces filtres nous menons dans le prochain chapitre une étude comparatives de trois filtres les plus courants.

# Chapitre II

## **Synthèse des filtres à topologies courantes**

## II- Définition :

Un filtre est un dispositif électronique dont le gain dépend de la fréquence. De ce fait il va laisser passer certaines composantes spectrales et en arrêter d'autres et ne fait pas apparaître d'autres composantes inexistantes dans le signal d'entrée (cas des filtres linéaire). [11]

Les spécifications d'un filtre idéal sont données ci-dessous :

- Une ou des bandes passantes à gain unité
- Une ou des bandes d'arrêt à gain nul
- Une transition infiniment raide entre les bandes passantes et d'arrêt
- Un temps de propagation du signal d'entrée vers la sortie indépendant de la fréquence de celui-ci ou l'uniformité du temps de propagation dans la bande passante (phase linéaire).

Il est bien clair qu'en réalité aucune de ces qualités n'est réalisable on doit se contenter d'en approcher l'une ou l'autre et de rechercher des compromis.

Les domaines d'utilisation des filtres sont très nombreux citons les systèmes de télécommunications (télévision, radio, transmission de données, ...etc.).

### II-1 Différents types de filtres :

On distingue par ailleurs les filtres numériques et les filtres analogiques.

#### II-1-a Filtres numériques :

**Les filtres numériques :** requièrent une numérisation préalable du signal d'entrée, dont ils modifient les valeurs ainsi numérisées à l'aide d'un ensemble opérateurs numériques (multiplieurs, additionneurs, éléments à délai). Ils sont totalement intégrables, souples et performants.

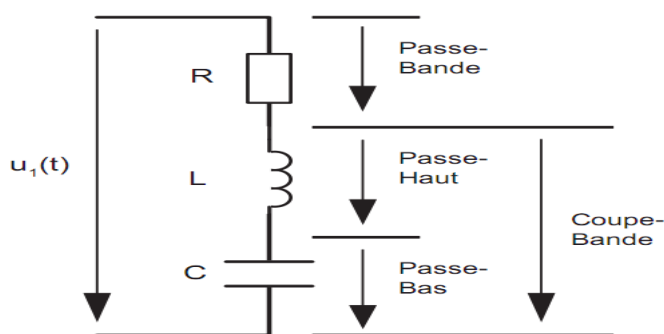
#### II-1-b Filtres analogiques :

Les filtres analogiques agissent directement sur le signal analogique d'entrée. Ils sont constitués d'un ensemble de composants analogiques (résistances, condensateurs, inductances, éléments actifs). Ils se divisent eux-mêmes en plusieurs catégories :

- **Filtres passifs :** on y trouve des résistances, des bobines et des condensateurs.
- **Filtres actifs :** on y trouve une alimentation externe, des transistors et des amplificateurs opérationnels.

### II-2 Filtrage analogique :

Les quatre filtres fondamentaux d'ordre 2 peuvent être déduits à partir d'un simple circuit RLC série figure (II.1) appelé filtre universel.



**Figure II.1 : Circuit RLC et filtres fondamentaux**

En effet, comme le montre la figure (II.1) ce circuit contient l'ensemble des quatre filtres de base ceci suivant l'endroit où est prélevée la tension de sortie qui sont les filtres passe-bas, passe-haut, passe bande et coupe bande. Il peut alors servir de base à la présentation et à l'analyse des divers filtres analogiques.[12]

### II-3 Représentation du signal :

Il existe deux représentations du signal :

- La représentation temporelle qui consiste à représenter la variation de l'amplitude d'un signal en fonction du temps.
- Une représentation fréquentielle ou représentation harmonique ou tout simplement le spectre du signal qui consiste à représenter la variation de l'amplitude du signal ainsi que sa phase en fonction de la fréquence, ces deux représentations nous informent respectivement comment

chaque harmonique sera atténué et la phase nous informe de combien cet harmonique sera déphasé.

La fonction de transfert isochrone ou en fréquence est donnée par :

$$H(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} \quad (\text{II-1})$$

La réponse en amplitude est  $A(\omega)$  et la réponse en phase est  $\beta(\omega)$  tel que :

$$H(\omega) = A(\omega)e^{i\beta(\omega)} \quad (\text{II-2})$$

D'autres caractéristiques d'un filtre peuvent être aussi définies qui sont l'affaiblissement  $A_f(\omega)$  mesuré en décibels et le délai de groupe ou retard  $\tau(\omega)$  mesuré en secondes tel que :

$$A_f(\omega) = -20 \log(A(\omega)) \quad (\text{II-3})$$

$$\tau(\omega) = \frac{\partial(-\beta(\omega))}{\partial\omega} \quad (\text{II-4})$$

La forme générale de la fonction de transfert d'un filtre opérationnelle est donnée par :

$$H(p) = \frac{N(p)}{D(p)} = \frac{b_m p^m + \dots + b_1 p + b_0}{p^n + \dots + a_1 p + a_0} \quad (\text{II-5})$$

- L'ordre du filtre est  $n$  ( $n \geq m$ )
- Les zéros du filtre sont les zéros de  $N(p)$
- Les pôles de  $D(p)$  sont les pôles du filtre

Pour que le filtre soit stable il faut que ses pôles se situent à gauche de l'axe imaginaire.

#### II-4 Les filtres de base :

##### II-4-1 Filtre passe-bas :

Sa fonction de transfert est donnée par :

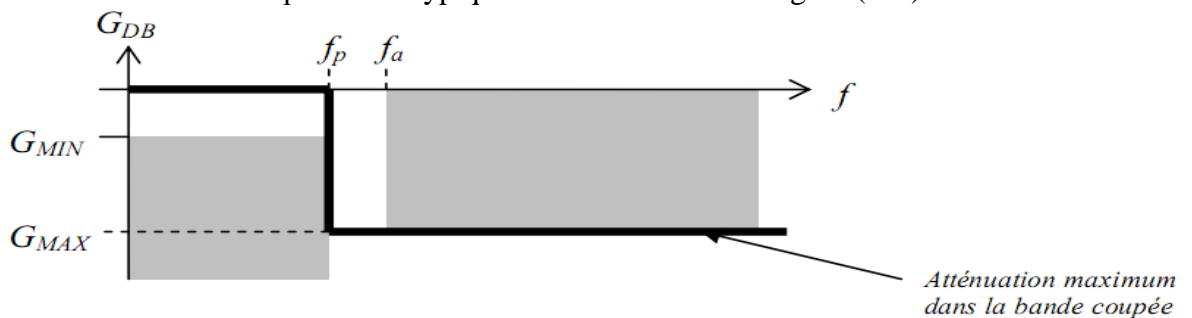
$$H_b(p) = \frac{w_b^2}{p^2 + (w_b/Q_b)p + w_b^2} \quad (\text{II-6})$$

Avec :

$Q_b$  : Le facteur de qualité, il influence sur la forme du coude de la réponse en fréquence.

$w_b$  : La pulsation caractéristique du filtre

Les spécifications d'un filtre passe-bas typique sont données sur la figure (II.2).



Fig

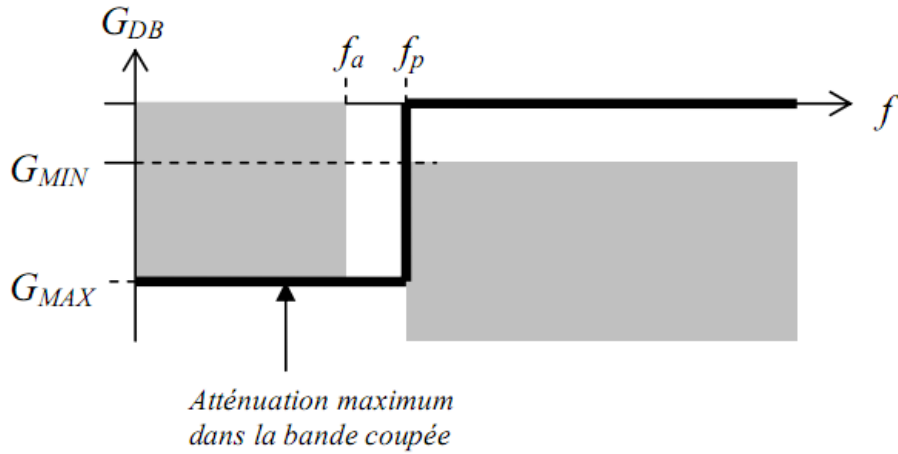
#### Figure (II-2) Gabarit du filtre passe-bas

Il est caractérisé par la fréquence de coupure  $f_p$  et sa bande passante est l'intervalle  $[0 f_p]$

##### II-4-2 Filtre passe-haut :

La fonction de transfert d'un filtre passe-haut est donnée par :

$$H(p) = \frac{p^2}{p^2 + (w_h/Q_h)p + w_h^2} \quad (\text{II-7})$$



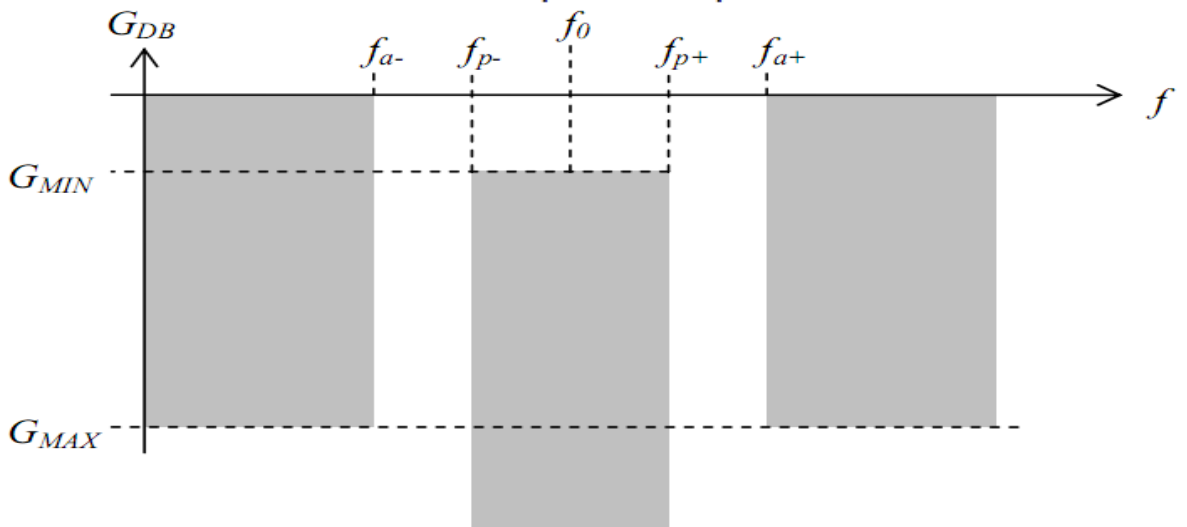
**Figure II-3 Gabarit d'un filtre passe-haut**

Les spécifications du filtre passe-haut sont inversées, sa bande atténuée va de 0 à la fréquence de coupure  $f_p$  et la bande passante va de  $f_p$  à l'infini.

**II-4-3 Filtre passe-bande :**

La fonction de transfert du filtre passe- bande et donnée par :

$$H(p) = \frac{(w_p/Q_p) \cdot P}{p^2 + ((w_p/Q_p) \cdot P + w_p^2)} \quad (\text{II} - 8)$$



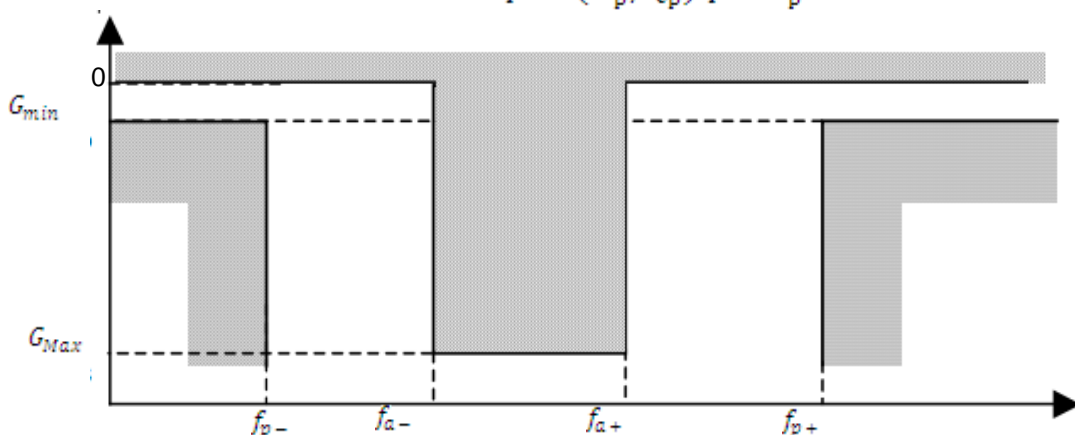
**Figure II.4 : Gabarit d'un filtre passe-bande**

Un filtre passe-bande figure (II-4) a deux bandes atténuées, de 0 à  $f_{a-}$  et de  $f_{a+}$  à l'infini. Il laisse passer les fréquences entre  $f_{p-}$  et  $f_{p+}$ . En général, la largeur des bandes de transition est quelconque. On parle de filtre à symétrie géométrique lorsqu'on a  $f_{a+}/f_{p+} = f_{p-}/f_{a-}$ , ce qui implique que les bandes de transition soient de même largeur sur un graphique logarithmique.

**II-4-4 Filtre coupe-bande :**

La fonction de transfert du filtre coupe- bande est donnée par :

$$H(p) = \frac{p^2 + (w_z/Q_z) \cdot p + w_z^2}{p^2 + (w_p/Q_p) \cdot p + w_p^2} \quad (\text{II} - 9)$$



## Figure II.5 : Gabarit d'un filtre coupe-bande

Les spécifications d'un filtre coupe-bande sont inverses de celles d'un passe-bande (figure II-5)

### II-5 Etude des filtres à topologies courantes :

Il existe plusieurs types de caractéristiques d'ordre supérieurs correspondant à des agencements particuliers de filtres du second ordre (choix stratégique des coupures et de facteur Q). On distingue trois principales caractéristiques : Butterworth, Tchebychev et Bessel.[14]

#### II-5-1 Etude comparatives des trois filtres d'ordre 2:

##### II-5-1-a Filtre de Butterworth passe- bas d'ordre 2 :

La fonction de transfert de ce filtre peut être écrite par :

$$H(p) = \frac{wb^2}{p^2 + 2m_b w_b p + w^2} \quad (\text{II} - 10)$$

Avec :

$$m_b = 1/2Q$$

$$W_b = 2\pi \cdot \text{FSF} \cdot f_c$$

FSF : facteur de fréquence scaling

Les valeurs de Q et FSF sont données par le tableau I de l'annexe I

$$Q = 0.7071$$

$$\text{FSF} = 1.000$$

Les réponses fréquentielles du diagramme d'amplitude et le diagramme de la phase (pour une fréquence de coupure de 100Hz) et le lieu des pôles de ce filtre sont donnés respectivement par les figures (II.6.a et II.6.b)

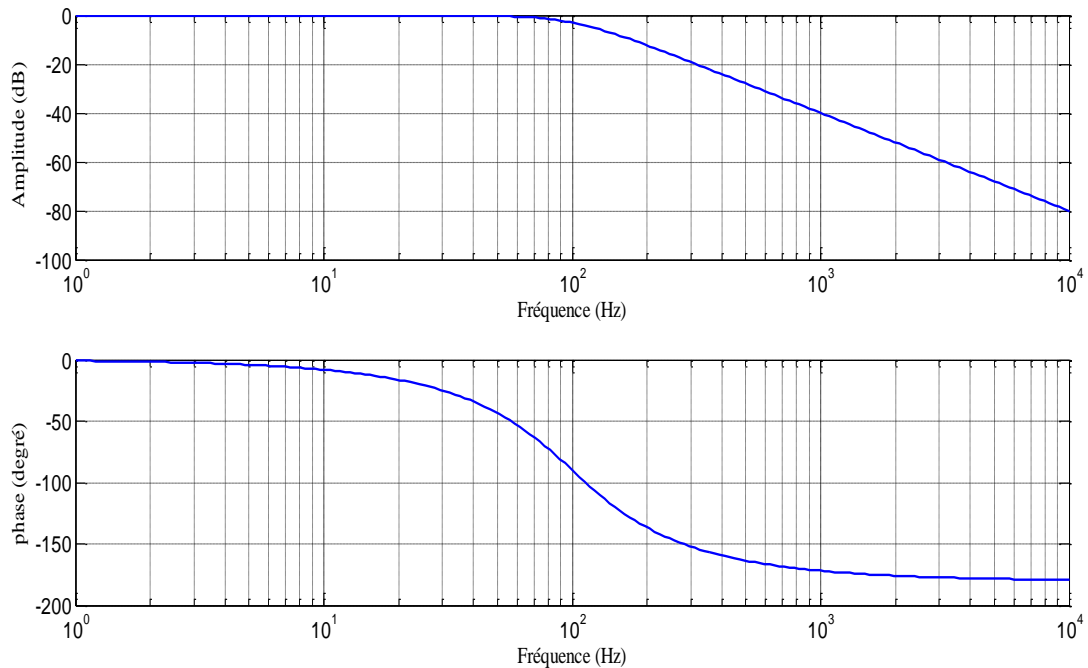
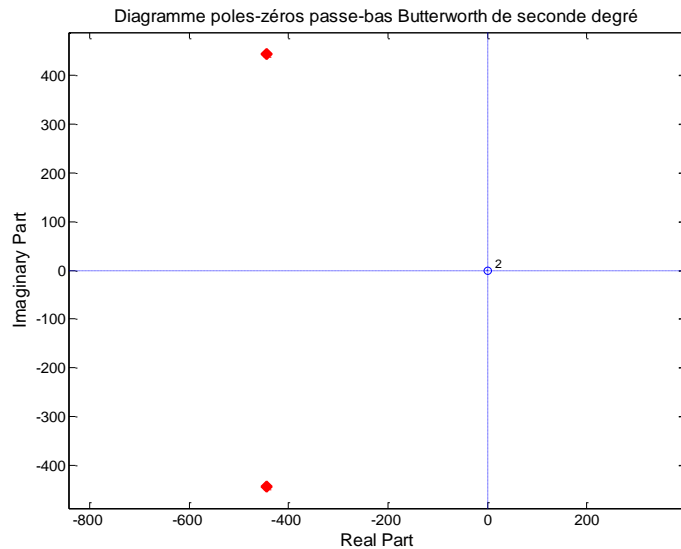


Figure II.6.a : Réponse fréquentielle d'un filtre de Butterworth d'ordre 2



**Figure II.6.b : Diagramme pôles-zéros d'un filtre de Butterworth d'ordre 2**

**II-5-1-b Interprétation des courbes :**

La figure (II.6.a) montre que dans la bande passante, la réponse en fréquence est la plus plate possible (il n'y a pas d'ondulation). En dehors de la bande transmise, et à des fréquences très supérieures à la fréquence de coupure (100Hz), on retrouve les caractéristiques classiques d'un filtre d'ordre n, avec une croissance de 40 dB/dec. Quelque soit la valeur de l'ordre n, l'affaiblissement à la fréquence de coupure est de -3dB. La phase est assez linéaire c'est-à-dire les signaux ne sont pas déformés.

La figure (II.6.b) montre que les pôles du filtre sont à partie réelle négative. (il est stable)

**II-5-2-a Filtre de Bessel passe-bas d'ordre 2 :**

La fonction de transfert de ce filtre peut être écrite par :

$$H(p) = \frac{w^2}{p^2 + 2m_s w_s p + w^2} \quad (\text{II} - 11)$$

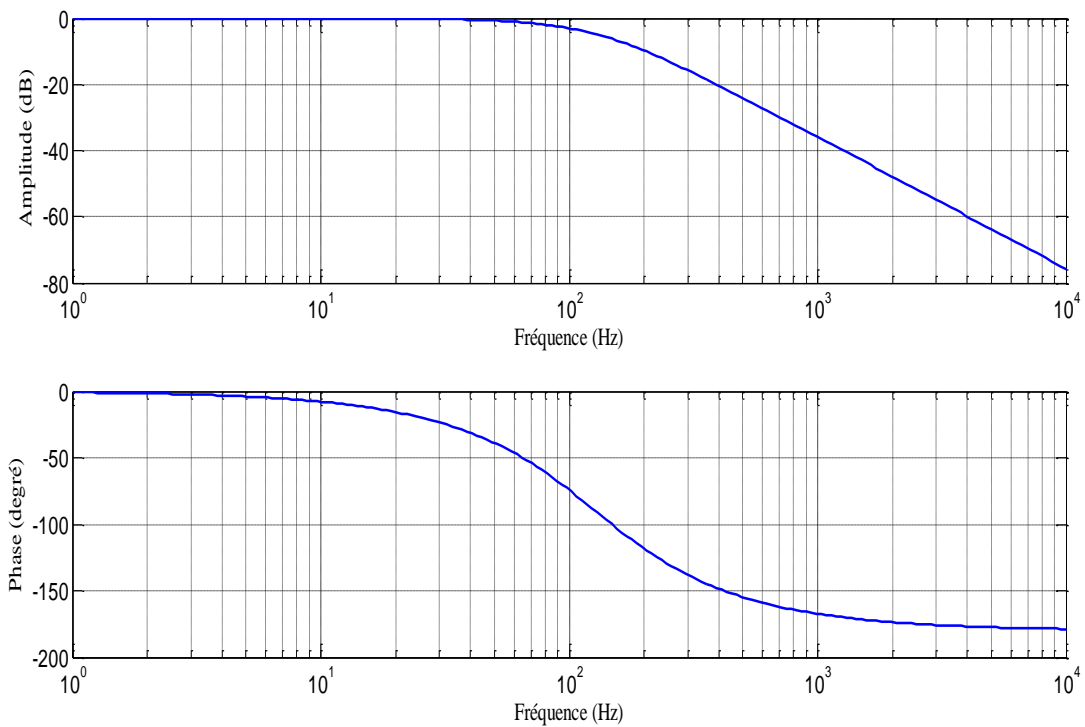
Avec :

$$Q = 0.5773$$

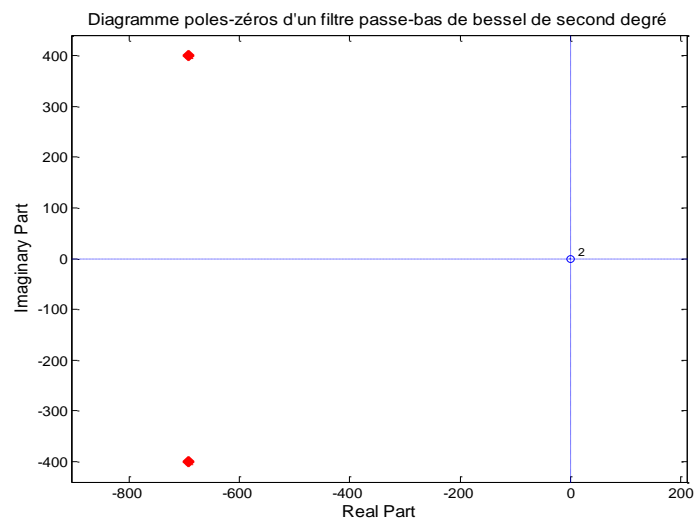
$$FSF = 1.2736$$

Les valeurs de Q et FSF sont données par le tableau II de l'annexe II

Les réponses fréquentielles digramme d'amplitude et le diagramme de phase (pour une fréquence de coupure de 100Hz) et le lieu des pôles de ce filtre sont donnés respectivement par les figures (II.7.a, II.7.b).



**Figure II.7.a : Réponse fréquentielle d'un filtre de Bessel d'ordre 2**



**Figure II.7.b : Diagramme pôles-zéros d'un filtre de Bessel d'ordre 2**

#### II-5-2-b Interprétation des courbes :

La figure (II.7.a) montre que dans la bande passante le filtre permet d'obtenir un déphasage pratiquement linéaire pour les fréquences à l'intérieur de la bande passante. La linéarité de la courbe de phase réduit la déformation des ondes complexes contenant beaucoup d'harmonique comme par exemple des ondes carrées. La réponse à ces ondes ne contiennent pas de résonance "ringing", par contre les coupures en fréquence sont beaucoup moins raides que le type Butterworth.

La figure (II.7.b) donne les pôles stables du filtre

#### II-5-3-a Filtre de Tchebychev passe-bas d'ordre 2(caractéristique -3db) :

La fonction de transfert de ce filtre peut être écrite par :

$$H(p) = \frac{w^2}{p^2 + 2m_t w_t p + w^2} \quad (\text{II} - 12)$$

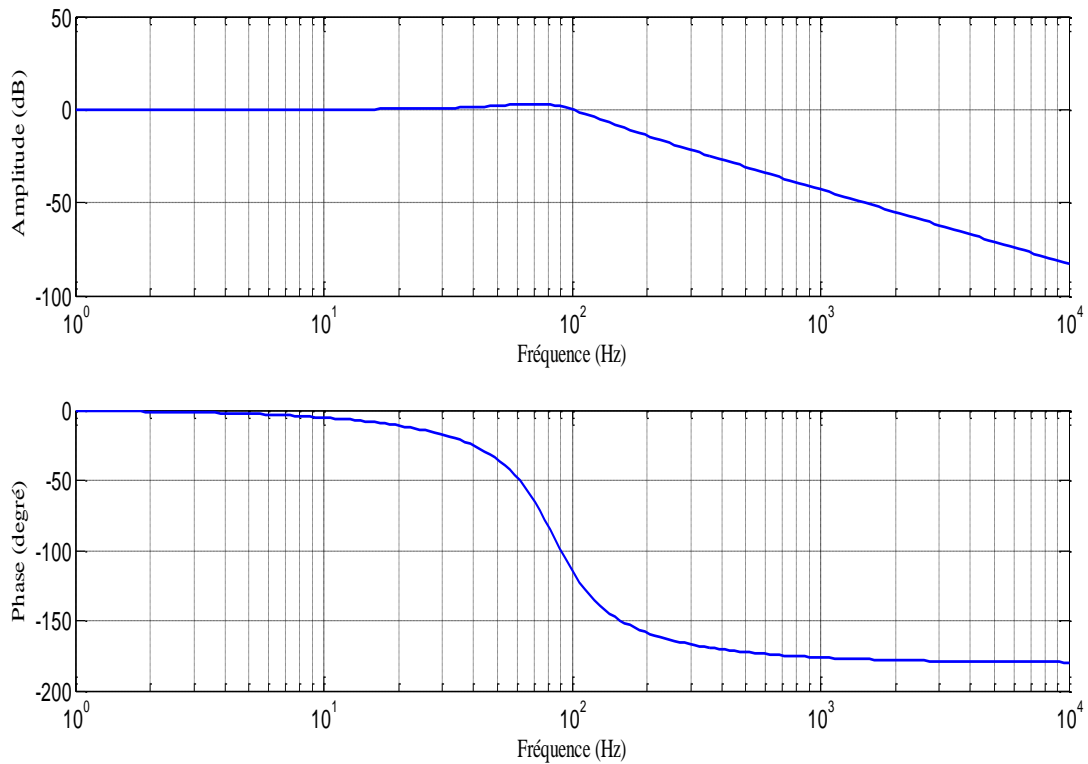
Avec :

$$Q = 1.3049$$

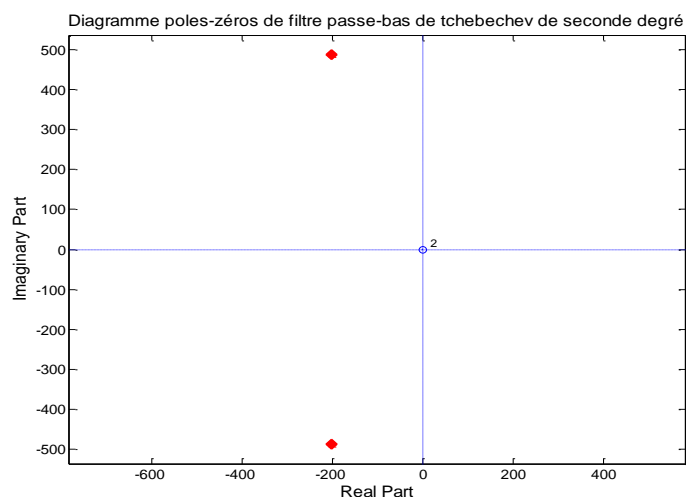
$$FSF = 0.8414$$

Les valeurs de Q et FSF sont données par le tableau III de l'annexe I

Les réponses fréquentielles digramme d'amplitude et le diagramme de phase (pour une fréquence de coupure de 100Hz) et le lieu des pôles de ce filtre sont donnés respectivement par les figures (II.8.a, II.8.b).



**Figure II.8.a : Réponse fréquentielle d'un filtre de Tchebychev d'ordre 2**



**Figure II.8.b : Diagramme pôles-zéros d'un filtre de Tchebychev d'ordre 2**

#### II-5-3-b Interprétation des courbes :

La figure (II.8.a) montre que dans la bande passante il y a des ondulations, la coupure est très raide autour de la fréquence de coupure  $F_c$ , la pente est de  $-40$  dB/dec, la phase est moins linéaire que pour les filtres de Butterworth et celui de Bessel (il y a une légère déformation du signal).

La figure (II.8.b) représente les lieux des pôles de ce filtre qui sont stables

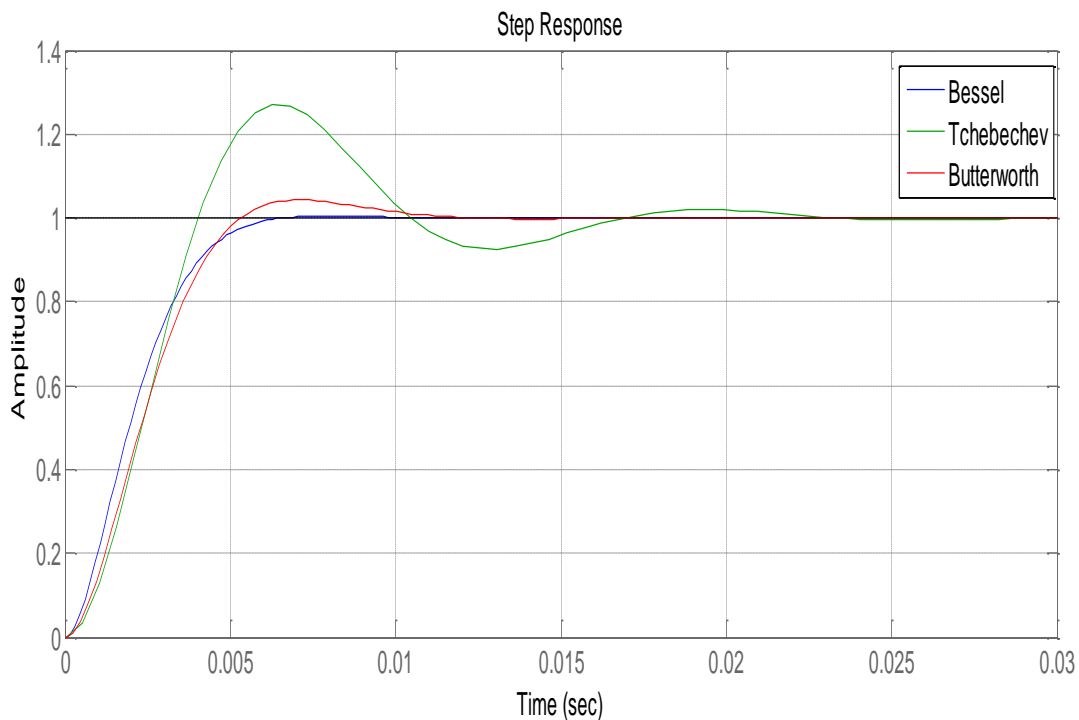
#### II-5-4 Représentation temporelle des trois filtres étudiés :

La réponse à une entrée en échelon pour les trois filtres étudiés permet d'obtenir la figure II-9. Cette figure montre que le dépassement est beaucoup plus important pour le filtre de Tchebychev comparativement aux filtres de Butterworth et de Bessel, on remarque aussi la présence des oscillations pour ce filtre.

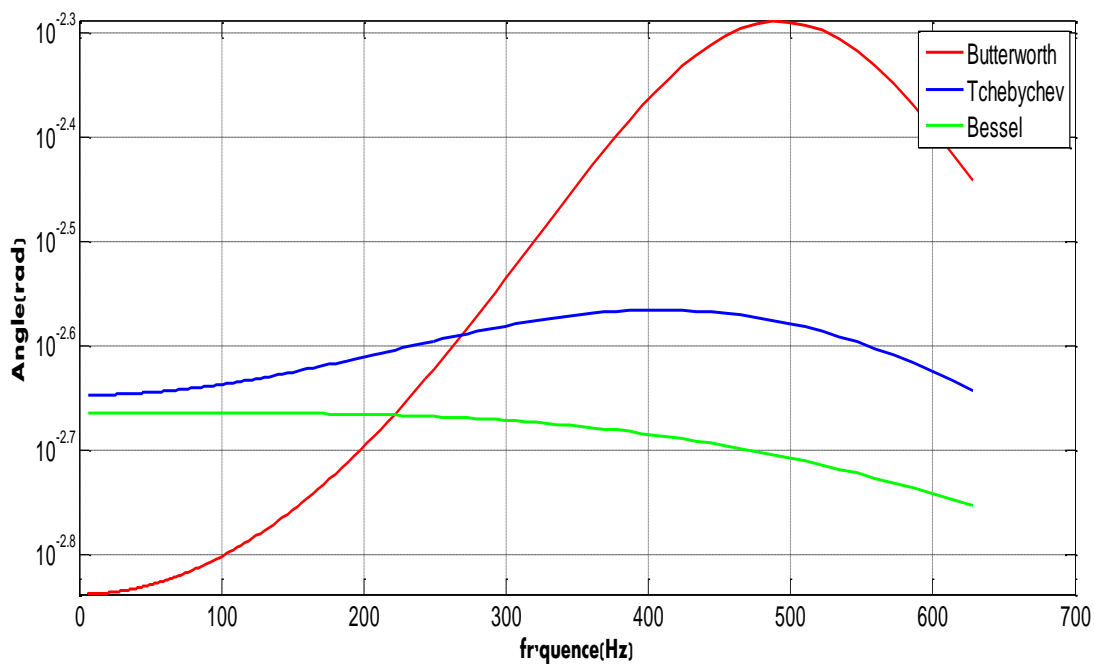
#### II-5-5 Choix du type de filtre pour notre application :

Cette étude nous a permis une comparaison des différentes caractéristiques de ces trois filtres. Notre application consiste en l'extraction de la position du rotor d'une MSAP à partir d'un courant haute fréquence en se basant sur la méthode d'estimation de la position par injection d'un signal haute fréquence. Cette extraction nécessite un traitement de signal approprié utilisant des filtres de deuxième ordre à savoir le filtre passe-bande, le filtre passe-haut et le filtre passe-bas. Cette technique exige que les signaux ne soient pas déformés et que le retard (le délai de groupe) soit constant la figure (II-10) représente le délai de groupe pour les trois types de filtres étudiés et elle donne une meilleure courbe

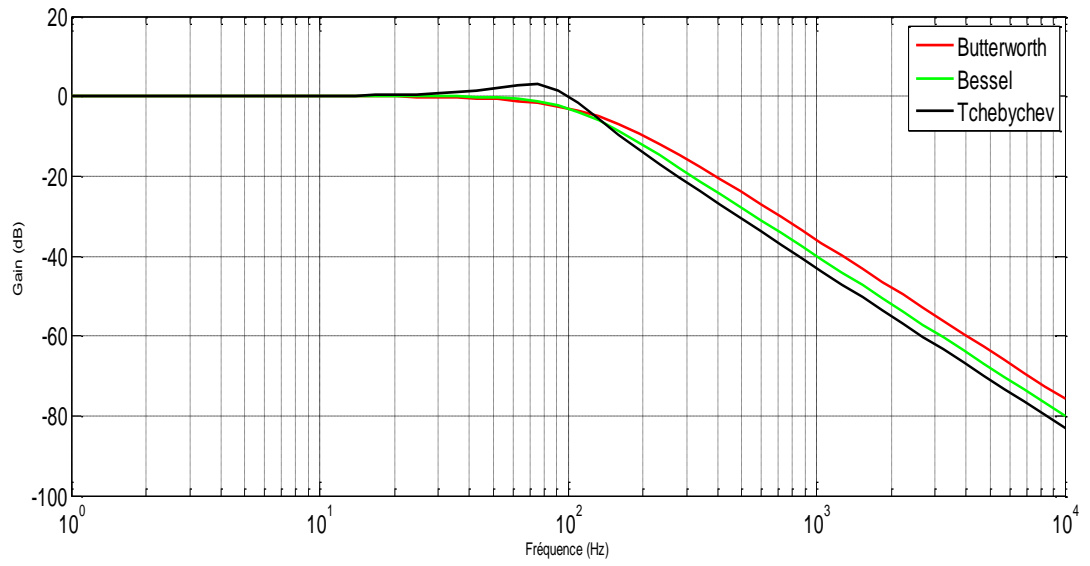
pour le filtre de Bessel, pour ces raisons le filtre de Bessel est celui qui répond parfaitement à nos exigences.



**Figure II.9 : Réponse temporelle des trois filtres**



**Figure II.10 : Le délai de groupe des trois filtres**



**Figure II.11 : réponse de gain en fonction de la fréquence des trois filtres**

# Chapitre III

**Commande sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents**

**par la technique d'injection d'un signal à haute fréquence**

### III-1 Introduction :

La machine synchrone occupe un domaine très important dans l'industrie et les transports. Elle est appréciée pour sa robustesse, son faible coût d'achat et d'entretien. Sa commande est par contre plus difficile à réaliser que pour d'autres machines électriques. De nombreuses stratégies ont été développées pour en faire une machine qui dépasse les autres, même dans les systèmes commandés.

En général, la commande de la machine synchrone se divise en deux classes.

- Commande de faible coût et faible performance
- Commande à haute performance comme la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique qui assure une dynamique élevée.

Cette commande requiert l'installation d'un codeur incrémental afin de mesurer la position rotorique. L'association de ce codeur entraîne un surcoût qui peut être plus important que celui de la machine pour les faibles puissances. Il faut de plus prévoir une place supplémentaire pour l'installation du codeur. Chose qui n'est pas toujours souhaitable ou possible. Enfin, la fiabilité du système diminue à cause de ce dispositif fragile qui requiert un soin particulier pour lui-même et pour sa connectique.

C'est à partir de cette constatation que l'idée d'éliminer le codeur incrémental est née et que les recherches sur la commande sans capteur de la machine synchrone ont commencé.

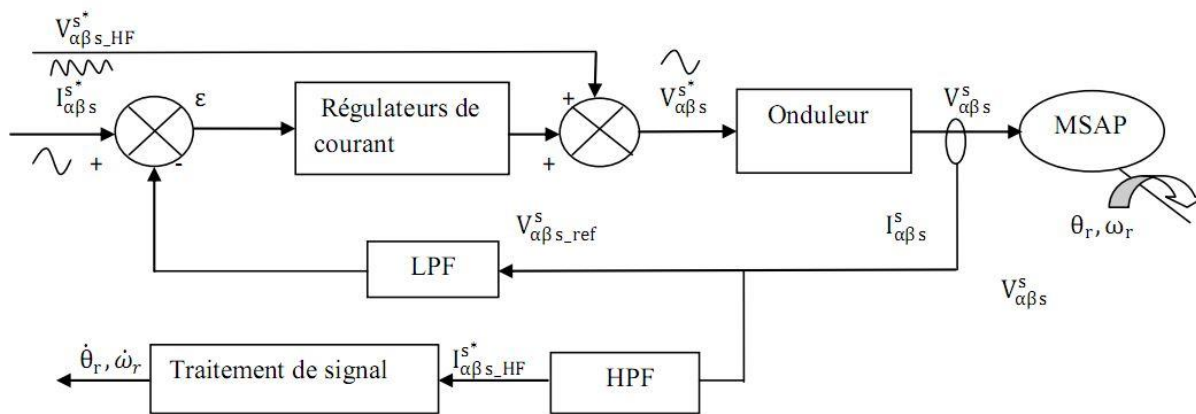
Plusieurs stratégies ont été proposées dans la littérature pour atteindre ce but. Une grande partie des méthodes proposées est basée sur des observateurs qui dépendent du modèle de la machine synchrone, c'est pour cette raison que ces techniques échouent à se substituer au codeur incrémental dans le domaine des basses vitesses. D'autres recherches reposent sur l'estimation de la position des saillances de la machine. Puisque ces saillances sont, en général, dues à la saturation (créée par le flux principal) ou à la variation de l'entrefer, des informations sur la position du flux principal ou du rotor peuvent être obtenues. Si elles se basent sur l'alimentation fondamentale de la machine, ces techniques échouent également à basse vitesse et à l'arrêt. La troisième partie des méthodes proposées est celle qui se base sur l'estimation de la position des saillances via une excitation supplémentaire à haute fréquence indépendante de l'alimentation fondamentale de la machine. Ces techniques promettent de donner de meilleurs résultats dans le domaine des basses vitesses y compris à l'arrêt. [3]

L'objet de notre étude est d'investiguer l'estimation de la position en utilisant une excitation à haute fréquence indépendante de l'alimentation principale.

### III-2 Principe de la technique d'injection d'un signal à haute fréquence :

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 (III-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.[7]



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

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

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

Ils existent plusieurs formes de tension à injecter, la forme la plus simple du signal injecté est une tension sinusoïdale triphasée équilibrée d'amplitude  $V_{HF}$  et de pulsation  $\omega_{HF}$ , équation (III-1) superposée à l'alimentation fondamentale de la machine. Cette méthode ne demande pas d'équipements supplémentaires pour effectuer l'injection. En effet, il suffit d'ajouter les tensions  $V_{\alpha\beta s\_HF}^s$  équation (III-1) 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 (III-1)

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

**III-4 Calcul des courants à hautes fréquences :**

Nous prenons les équations de la machine dans le référentiel ( $\alpha\beta$ ) représentées par l'équation (I-9). 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 :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha\_HF} \\ V_{\beta\_HF} \end{bmatrix} = \left( R_s I_2 + \frac{dL_{\alpha\beta}}{dt}(\theta_r) \right) \begin{bmatrix} I_{\alpha\_HF} \\ I_{\beta\_HF} \end{bmatrix} + L_{\alpha\beta}(\theta_r) \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{\alpha\_HF} \\ I_{\beta\_HF} \end{bmatrix} \approx L_{\alpha\beta}(\theta_r) \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{\alpha\_HF} \\ I_{\beta\_HF} \end{bmatrix} \quad (III - 2)$$

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 (III- 2) suivant les axes, le courant à haute fréquence a pour expression :

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha\_HF} \\ I_{\beta\_HF} \end{bmatrix} = \frac{V_{HF}}{j\omega_{HF}(L^2 - \Delta L^2)} \begin{bmatrix} L \cos(\theta_H) + \Delta L \cos 2(\theta_r - \theta_H) \\ L \sin(\theta_H) + \Delta L \sin 2(\theta_r - \theta_H) \end{bmatrix} \quad (III - 3)$$

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha\_HF} \\ I_{\beta\_HF} \end{bmatrix} = \frac{V_{HF}}{j\omega_{HF}(L^2 - \Delta L^2)} \begin{bmatrix} L \cos\left(\theta_H - \frac{\pi}{2}\right) + \Delta L \cos 2\left(\theta_r - \theta_H + \frac{\pi}{2}\right) \\ L \sin\left(\theta_H - \frac{\pi}{2}\right) + \Delta L \sin 2\left(\theta_r - \theta_H + \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix} \quad (III - 4)$$

Avec ;

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

Le courant  $I_{\alpha\beta\_HF} = I_{\alpha\_HF} + jI_{\beta\_HF}$  résulte de l'injection de la tension de haute fréquence

$$I_{\alpha\beta \approx I_{HFp}} e^{j(\omega_{HF} t - \frac{\pi}{2})} + I_{HFn} e^{j(-\omega_{HF} t + 2\theta_r + \frac{\pi}{2})} + I_{\alpha\beta\_s} \quad (III - 5)$$

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

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

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 (III-5), 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 moyenne 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 du rotor.

### III-5 Extraction de la séquence négative du courant à haute fréquence :

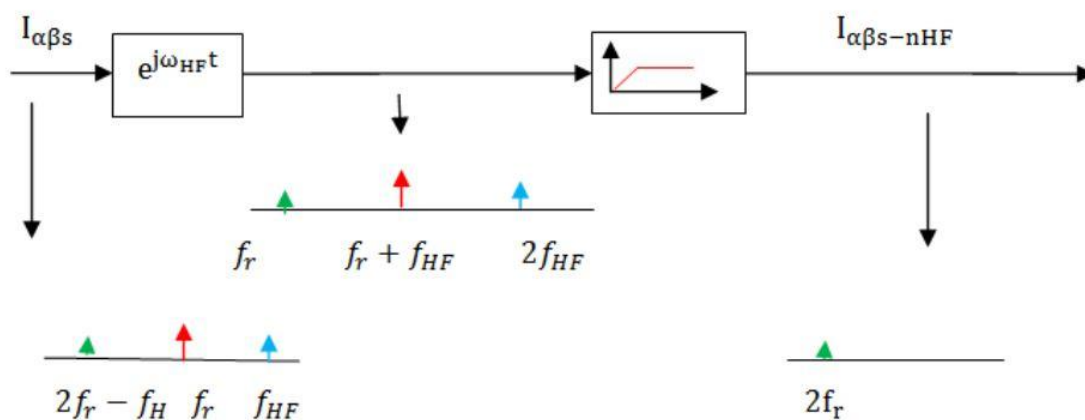
En plus des deux composantes du courant à haute fréquence, le courant de la machine mesuré contient d'autres composantes à savoir ; la composante fondamentale et des composantes harmoniques qui sont dues à la commutation des composants semi-conducteurs de l'onduleur. L'extraction de la position du rotor 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 :

#### III-5-1 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 transféré, 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 du courant à fréquence dans le domaine des basses fréquences et les composantes « fondamentales et positives » passent en haute fréquence. Par la suite, un filtre passe bas est employé pour éliminer les termes « fondamentaux et positifs ».

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 (III-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  $\theta_r$ .

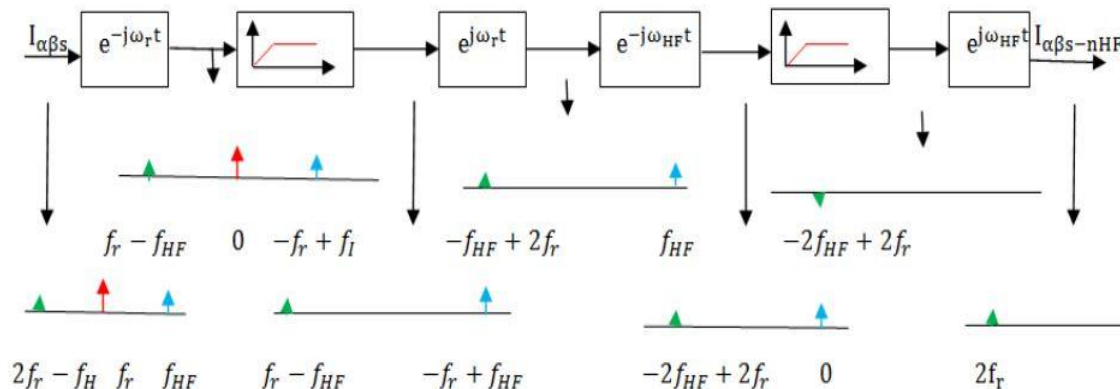
#### III-5-2 Extraction de la composante négative par deux filtres synchrones passe-haut :

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 que ramène la composante fondamentale à la fréquence nulle continue est éliminée. 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 à 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 haute 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.



**Figure (III-3): Schéma d'extraction des composants par deux filtres synchrones passe-haut**

### III-5-3 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 constituée 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 du 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.

Le schéma d'extraction de la séquence négative du courant à haute fréquence est présenté par la figure (III-3) schéma d'extraction des composants inverses par un filtre synchrone passe-haut

Malgré la facilité d'implantation de cette structure présente un inconvénient qui réside dans le degré du 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 du rotor durant les transistors.[7,10]

### III-6 Estimation de la position du 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 fermée.

#### III-6-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 négatif du courant à haute fréquence, on peut extraire la position du rotor. La composante négative du courant à haute fréquence dans le repère ( $-f_{HF}$ ) est donnée par l'expression suivante :

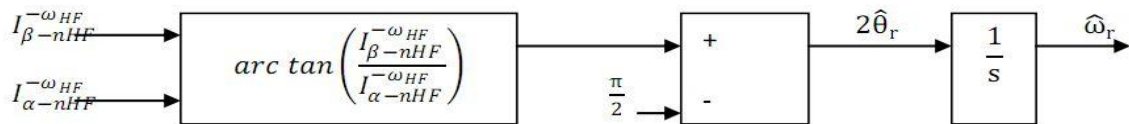
$$I_{\alpha\beta s\_HF}^{-\omega HF} = I_{nHF} e^{-j(2\theta_r - \frac{\pi}{2})} \quad (\text{III} - 6)$$

Elle peut s'écrire sous la forme suivante :

$$I_{\alpha\beta s\_HF}^{-\omega HF} = I_{\alpha\beta s\_HF}^{-\omega HF} \cos(2\theta_r + \frac{\pi}{2}) + j I_{\alpha\beta s\_HF}^{-\omega HF} \sin(2\theta_r + \frac{\pi}{2}) \quad (\text{III} - 7)$$

On peut extraire la position du rotor :

$$2\theta_r = \arctan\left(\frac{I_{\beta-nHF}^{-\omega HF}}{I_{\alpha-nHF}^{-\omega HF}}\right) + \frac{\pi}{2} \quad (\text{III} - 8)$$



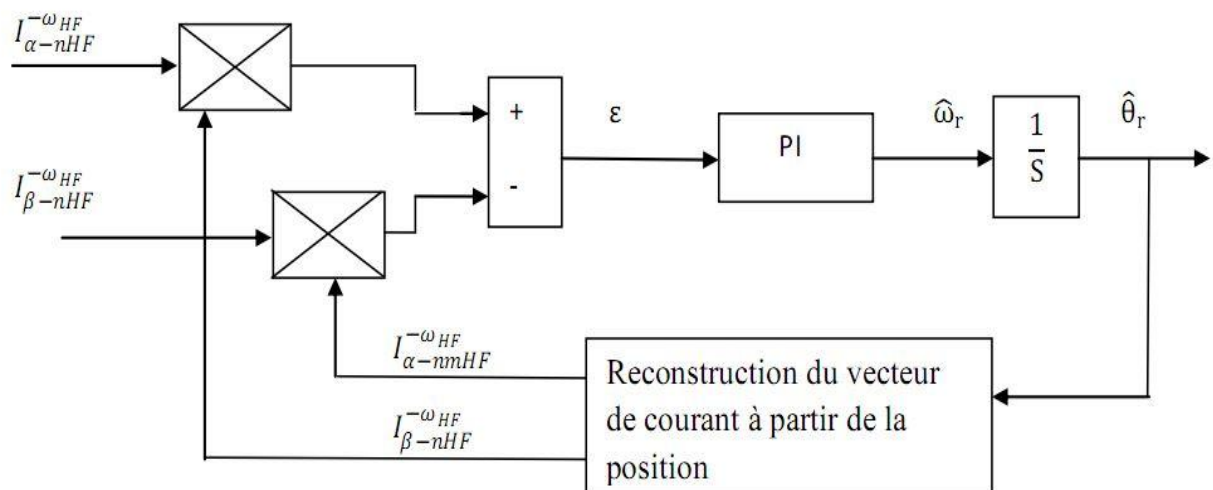
**Figure (III-4) : Estimation de la position du rotor par la fonction arctan.**

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 «arctan2» qui calcul l'angle à partir des coordonnées dans le plan euclidien.

### III-6-b Estimation de la position du rotor par un observateur en boucle fermée :

Le principe de cette boucle est d'utiliser l'erreur résultante 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 (III-5): Estimation de la position de rotor par un observateur en boucle fermé**

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

$$I_{\alpha\beta s\_mnHF}^{-\omega HF} = I_{nHF} e^{(2\hat{\theta}_r - \frac{\pi}{2})} \quad (\text{III} - 9)$$

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 :

$$\varepsilon = I_{\alpha s-HF}^{-\omega HF} * I_{\beta-nmHF}^{-\omega HF} - I_{\beta nHF}^{-\omega HF} * I_{\alpha-nHF}^{-\omega HF} = I_{nHF} \sin\left(2(\theta_r - \hat{\theta}_r)\right) \quad (\text{III} - 10)$$

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 :

$$\varepsilon = I_{nHF} \sin\left(2(\theta_r - \hat{\theta}_r)\right) \quad (\text{III} - 11)$$

Cette erreur converge vers zéro si :

$$\hat{\theta}_r \rightarrow \theta_r \quad (\text{III} - 12)$$

On peut ainsi estimer la position du rotor

### III-7 Résultat de la simulation en injectant une tension de haute fréquence :

Nous avons simulé la commande sans capteur par injection d'un signal de haute fréquence d'amplitude de 10V et d'une fréquence de 1000Hz nous avons obtenu les figures suivantes :

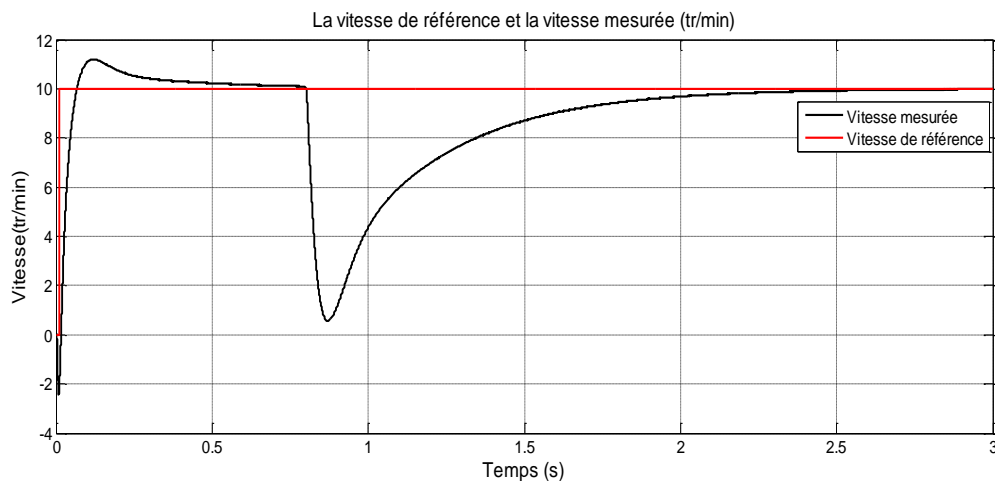
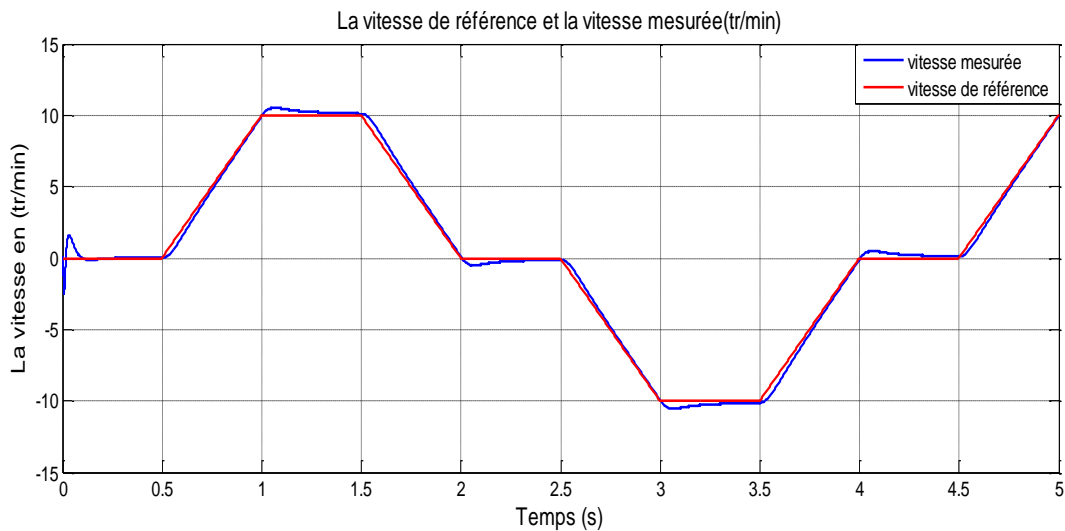
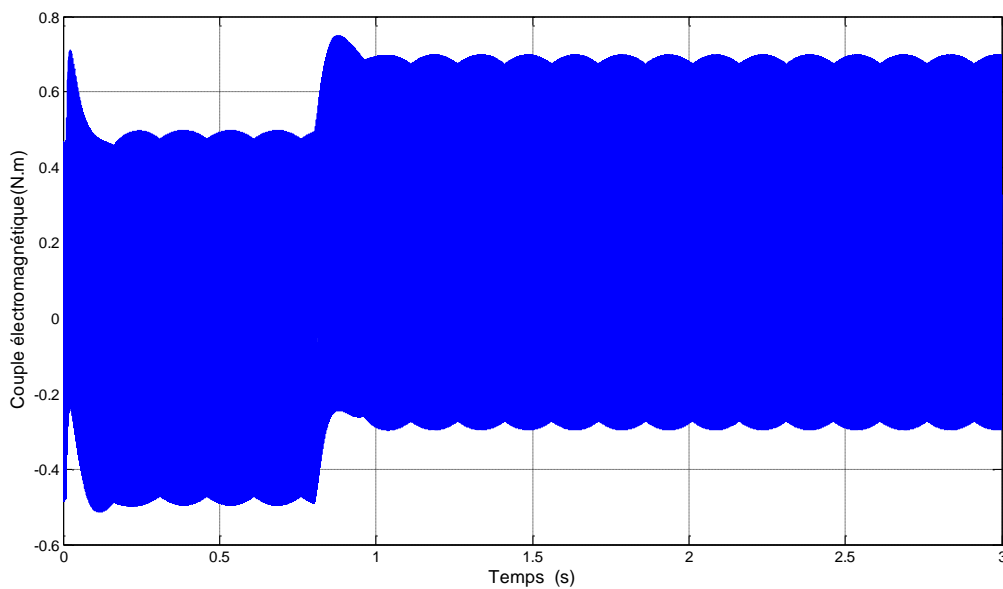


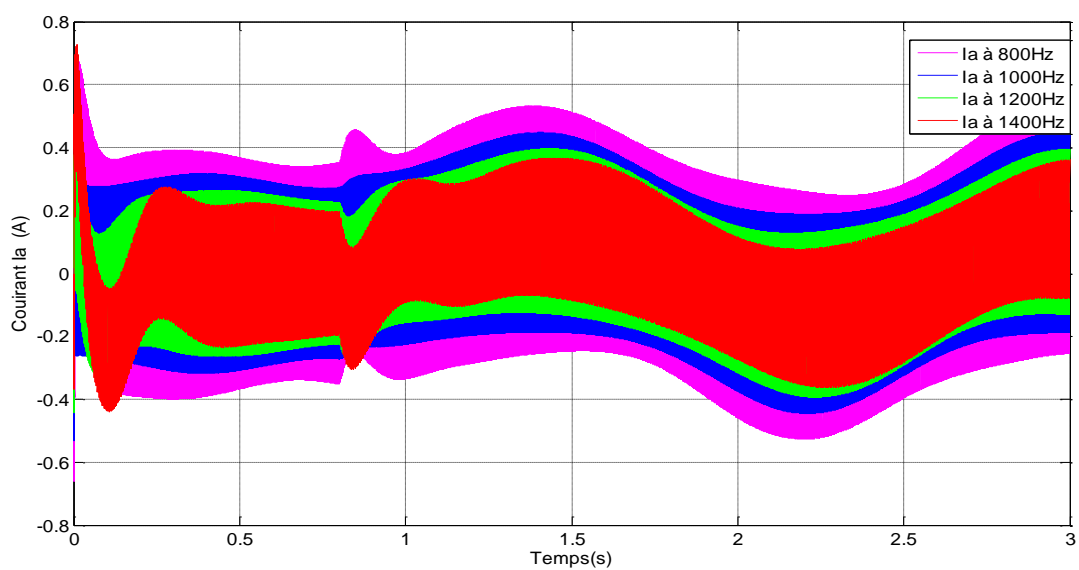
Figure III-6 Réponse à un échelon de vitesse de 10tr/mn



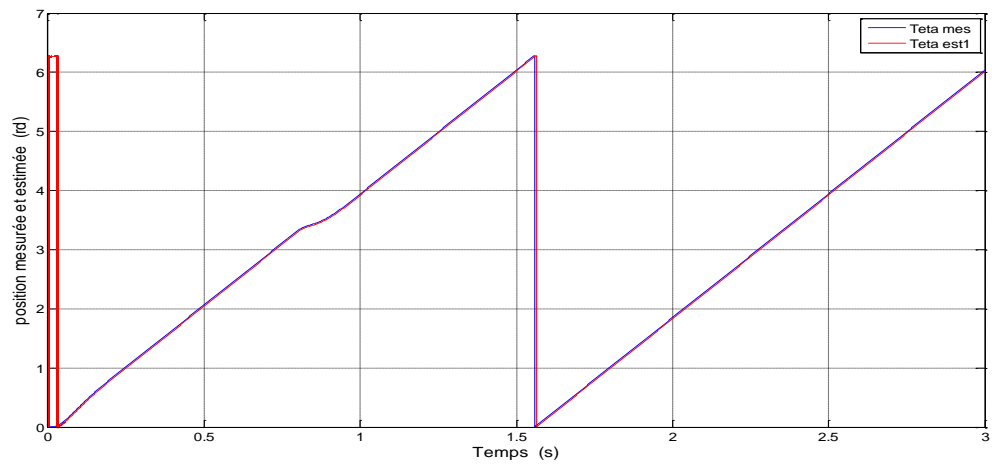
**Figure III-7 Réponse de la vitesse de rotation à un Benchmark de vitesse pour Cr=0**



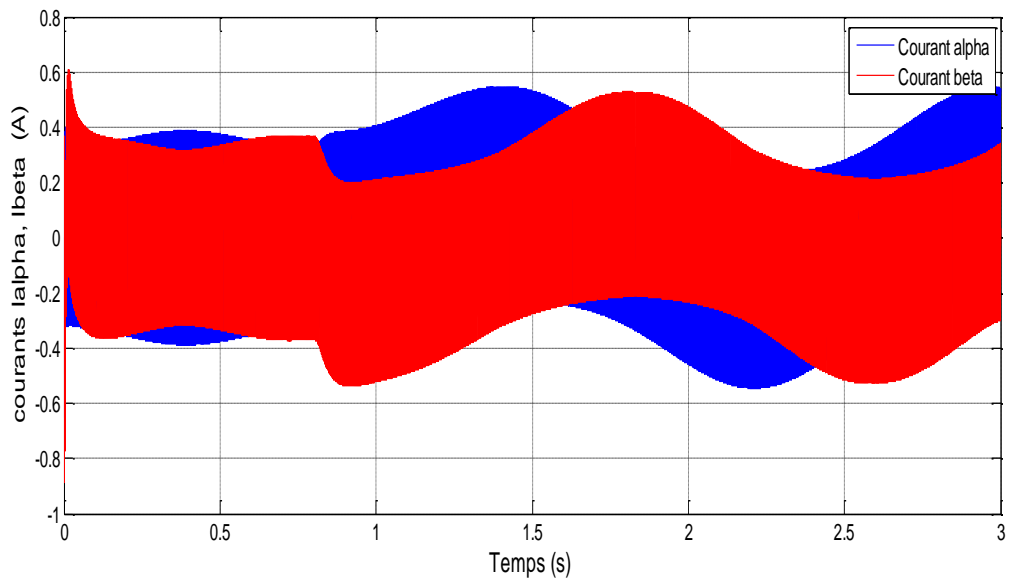
**Figure III-8 Couple électromagnétique en N.m**



**Figure III-9 Le courant Ia pour différentes valeurs de fréquences du signal injecté**

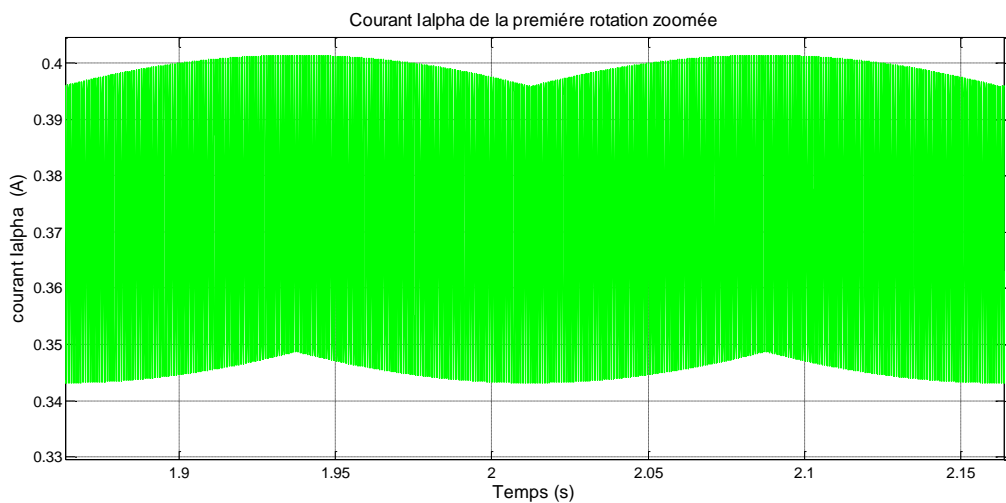


**Figure III-10 La position mesurée, estimée par l'observateur hydrodynamique**

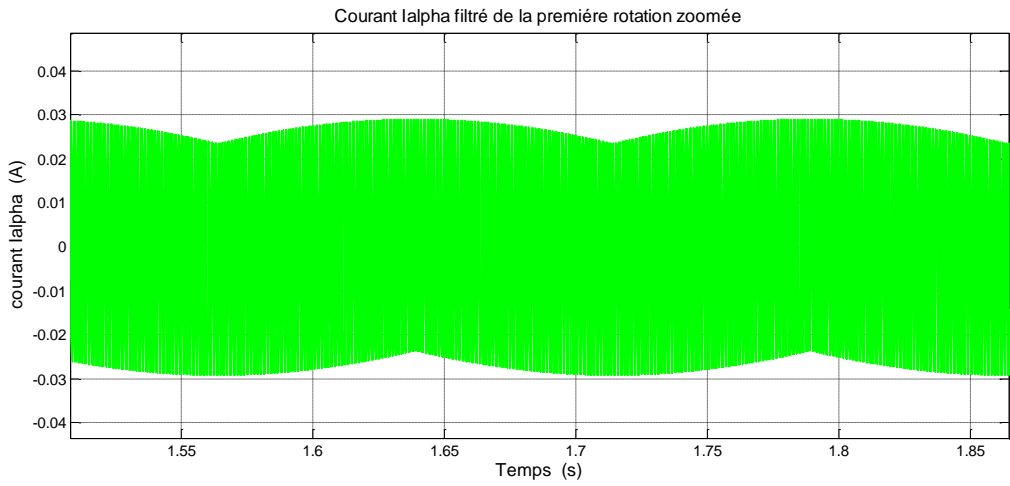


**III-11 Les courants statoriques Ialpha, Ibeta**

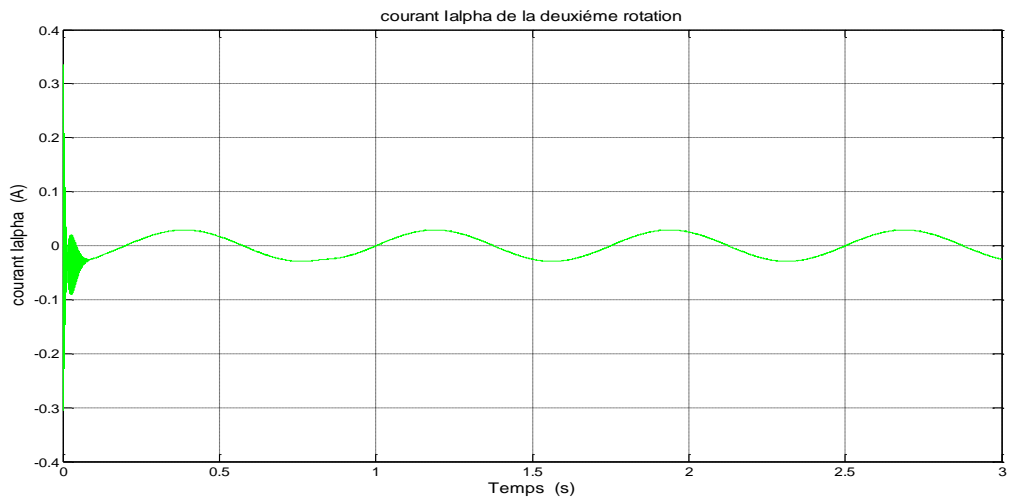
Figure



**Figure III-12 Le courant Ialpha de la première rotation**

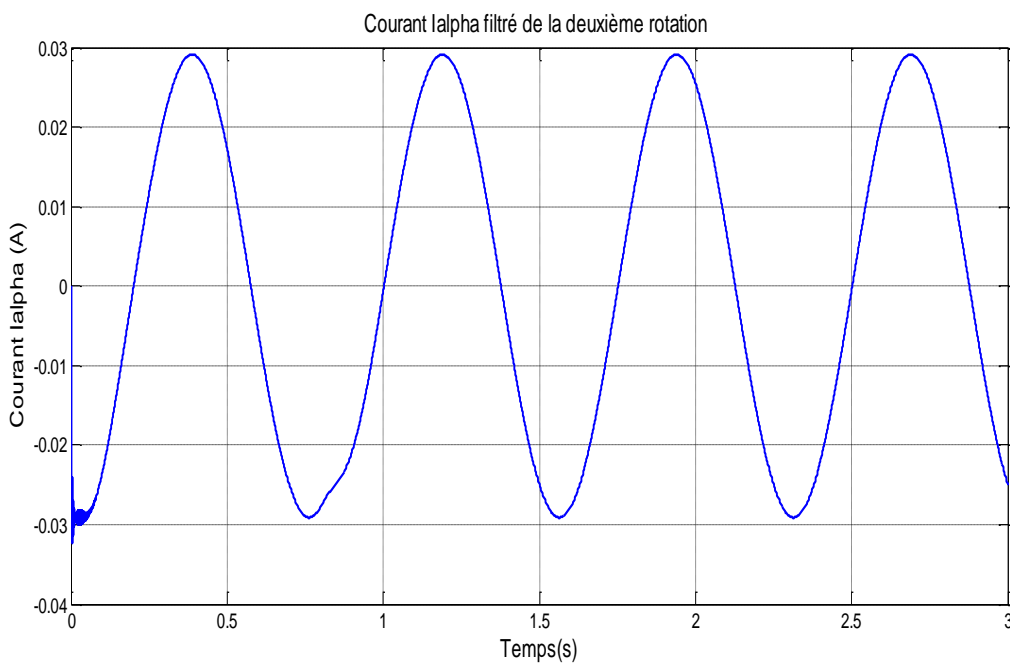


**Figure III-13 Courant I<sub>alpha</sub> filtré de la première rotation**

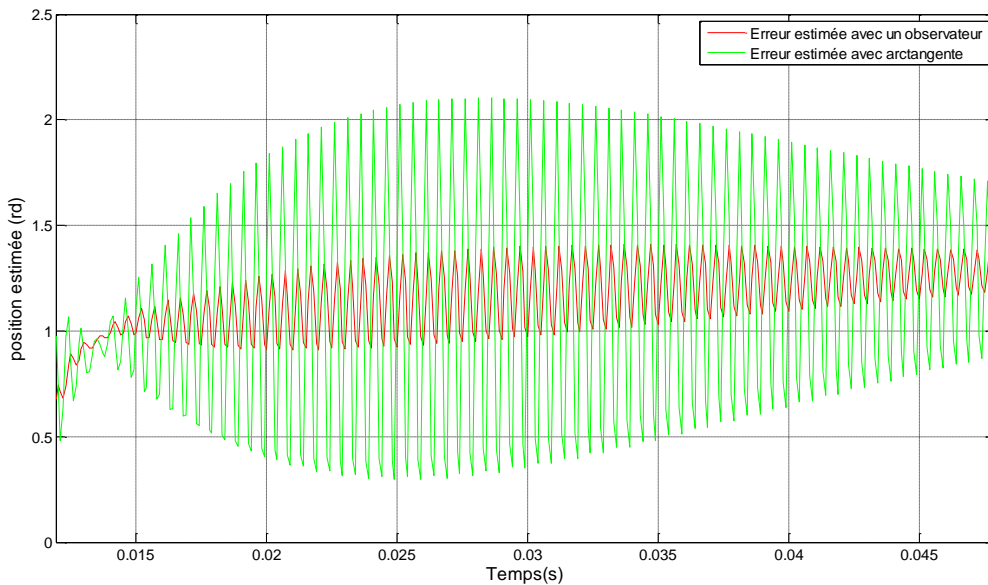


**III-14 Courant I<sub>alpha</sub> de la deuxième rotation**

**Figure**



**Figure III-15 Courant I<sub>alpha</sub> filtré de la deuxième rotation**



**Figure**

**III-16 : L'erreur sur la position estimée avec les deux estimateurs étudiés**

### III-8 Interprétation :

Nous remarquons des courbes III-6 et III-7 que le variateur de vitesse n'est pas affecté par l'injection de signal de haute fréquence, par contre il y a une apparition de quelques oscillations du couple électromagnétique (figure III-8). Nous avons effectué des simulations avec plusieurs valeurs de la fréquence du signal injecté à savoir (800Hz, 1000Hz, 1200Hz et 1400Hz), et la figure (III-9) nous permet de déduire que plus on augmente en fréquence plus l'amplitude du courant haute fréquence diminue et ceci est dû au comportement même des régulateurs PI à haute fréquence.

La figure III-10 montre l'efficacité de cette technique pour l'estimation de la position, la position estimée et mesurée sont presque confondues.

Les courbes des figures (III-12, III-13, III-14 et III-15) illustrent la composante à haute fréquence après chaque étape de démodulation et de filtrage, et nous constatons que les filtres sont bien adaptés pour l'extraction de l'information recherchée.

L'erreur d'estimation de la position avec les deux techniques d'estimation de la position est représentée sur la figure III-16, nous constatons que l'utilisation de la fonction arctangente induit des oscillations dans les premiers temps plus importantes que l'observateur hétérodyné.

### III-9 Conclusion :

Nous avons simulé la technique d'estimation de la vitesse par l'injection d'une tension de haute fréquence, nous avons constaté qu'elle n'affecte pas les performances de notre variateur de vitesse, la fréquence du signal injecté est limitée par la bande passante des régulateurs, les filtres dimensionnés dans le chapitre précédent sont bien adaptés à l'extraction de la composante contenant l'information sur la position. L'observateur hétérodyné présente de meilleures performances que la fonction arctangente vu les oscillations introduites par cette dernière.

# Conclusion générale

### **Conclusion générale :**

Le travail présenté dans ce mémoire, porte essentiellement sur la commande vectorielle sans capteur mécanique de la machine synchrone à aimants permanents à pôles saillants.

L'objectif fixé au début de notre étude, est le choix et le dimensionnement des filtres à utiliser dans le bloc d'extraction de composante négative contenant la position, est atteint moyennant du logiciel Matlab simulink , nous avons opté pour le filtre de Bessel présentant le principal avantage d'avoir une phase plate ,nous avons simulé deux estimateurs de position : l'arctangente et l'observateur basé sur le processus hyterodyning , les résultats de simulation obtenus montrent que l'observateur hyterodyning présente moins d'oscillations que la fonction arctangente .

Cette étude ouvre un certain nombre de perspectives. Nous proposons par exemple d'ajouter des bruits de mesure afin de voir la robustesse de cette commande aux basses vitesses.

# **Symboles utilisés**

## Symboles utilisés

- $V_d$  : Tension directe statorique
- $V_q$  : Tension en quadrature statorique.
- $I_d$  : Courant direct statorique
- $I_q$  : Courant en quadrature statorique.
- $i_a, i_b, i_c$  : Courants statoriques de trois phases.
- $\Phi_d, \Phi_q$  : Flux direct et en quadrature.
- $k_p$  : Paramètre de l'action proportionnelle.
- $k_i$  : Paramètre de l'action intégrale.
- $L_d, L_q$  : Inductance propre directe et en quadrature.
- $L_{0s}$  : Terme constant de l'inductance propre.
- $L_{2s}$  : Amplitude du premier harmonique de l'inductance propre d'une phase
- $\omega_n$  : 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  $\alpha,\beta$ .
- $R_s$  : 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.
- $N_p$  : Nombre de paire de pôles.
- $C_r$  : Couple résistant.
- $f_v$  : Coefficient de frottement visqueux.
- $V$  : Tension.
- $I$  : Courant.
- $S$  : Operateur de Laplace.
- $W_{HF}$  : Pulsation à haute fréquence.
- $V_{HF}$  : Tension à haute fréquence.
- $V_{dref}, V_{qref}$  : Tension de référence statorique de la MSAP.
- $\theta_r$  : 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.
- $R_e$  : Réluctance de l'entre fer.
- $R_a$  : Réluctance des aimants permanents.

## Symboles utilisés

- $A_f(\omega)$  : L'affaiblissement (dB)
- $A(\omega)$  : Réponse en amplitude
- $\beta(\omega)$  : Réponse en phase
- $H(j\omega)$  : Fonction de transfert isochrone
- $Y(j\omega)$  : La fonction de signal de sortie
- $X(j\omega)$  : La fonction de signal d'entrée
- $\tau(\omega)$  : Le délai de groupe (s)
- $n$  : L'ordre du filtre
- $N(p)$  : Les zéros du filtre
- $D(p)$  : Les pôles du filtre
- $H(p)$  : Fonction de transfert opérationnelle d'un filtre
- $Q$  : Le facteur de qualité
- $\omega$  : La pulsation caractéristique du filtre
- $f_c$  : Fréquence de coupure (Hz)
- FSF : Facteur de fréquence scaling

# Annexe

## Annexe I

### Algorithme de programmation pour la 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 de tension de référence défini par ses composantes  $(V_{\alpha}, V_{\beta})$  :

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

Cette méthode permet de déterminer les secteurs 1 à 6 d'après les variables  $(V_{ai}, V_{bi}, V_{ci})$ , ce qui explique le choix de la numération de chaque secteur.

- Deuxième étapes : Calcul 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 I-).

| secteur | 1 | 2  | 3  | 4  | 5  | 6  |
|---------|---|----|----|----|----|----|
| $t_1$   | Z | Y  | -Z | -X | X  | -Y |
| $t_2$   | Y | -X | X  | Z  | -Y | -Z |

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

Les durées  $T_0$  et  $T_7$  devant être positives ou nulles (et évidemment jamais négative). la zone accessible dans le plan déphasé  $(\alpha, \beta)$  est limité par l'hexagone des tensions de la figure (I-5) . 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 :

$$\left\{ \begin{array}{l} t_{1sat} = t_1 \frac{T_h}{t_1+t_2} \\ t_{2sat} = t_2 \frac{T_h}{t_1+t_2} \end{array} \right.$$

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

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

$$\left\{ \begin{array}{l} t_x = \frac{T_h - t_1 - t_2}{2} \\ t_y = t_x + t_1 \\ t_z = t_y + t_2 \end{array} \right.$$

## Annexe II

**I-Table de filtre Butterworth:**

| Ordre De filtre | Stage 1 |        | Stage2 |        | Stage 3 |        | Stage 4 |        | Stage 5 |        |
|-----------------|---------|--------|--------|--------|---------|--------|---------|--------|---------|--------|
|                 | FSF     | Q      | FSF    | Q      | FSF     | Q      | FSF     | Q      | FSF     | Q      |
| 2               | 1.000   | 0.7071 |        |        |         |        |         |        |         |        |
| 3               | 1.000   | 1.000  | 1.000  |        |         |        |         |        |         |        |
| 4               | 1.000   | 0.5412 | 1.000  | 1.3065 |         |        |         |        |         |        |
| 5               | 1.000   | 0.6180 | 1.000  | 1.6181 | 1.000   |        |         |        |         |        |
| 6               | 1.000   | 0.5177 | 1.000  | 0.7071 | 1.000   | 1.9320 |         |        |         |        |
| 7               | 1.000   | 0.5549 | 1.000  | 0.8019 | 1.000   | 2.2472 | 1.000   |        |         |        |
| 8               | 1.000   | 0.5098 | 1.000  | 0.6013 | 1.000   | 0.8999 | 1.000   | 2.5628 |         |        |
| 9               | 1.000   | 0.5321 | 1.000  | 0.6527 | 1.000   | 1.0000 | 1.000   | 2.8802 | 1.000   |        |
| 10              | 1.000   | 0.5062 | 1.000  | 0.5612 | 1.000   | 0.7071 | 1.000   | 1.1013 | 1.000   | 3.1969 |

**II-Table de filtre Bessel :**

| Ordre De filtre | Stage 1 |        | Stage2 |        | Stage 3 |        | Stage 4 |        | Stage 5 |        |
|-----------------|---------|--------|--------|--------|---------|--------|---------|--------|---------|--------|
|                 | FSF     | Q      | FSF    | Q      | FSF     | Q      | FSF     | Q      | FSF     | Q      |
| 2               | 1.2736  | 0.5773 |        |        |         |        |         |        |         |        |
| 3               | 1.4524  | 0.6910 | 1.3270 |        |         |        |         |        |         |        |
| 4               | 1.4192  | 0.5219 | 1.5912 | 0.8055 |         |        |         |        |         |        |
| 5               | 1.5611  | 0.5635 | 1.7607 | 0.9165 | 1.5069  |        |         |        |         |        |
| 6               | 1.6060  | 0.5103 | 1.6913 | 0.6112 | 1.9071  | 1.0234 |         |        |         |        |
| 7               | 1.7174  | 0.5310 | 1.8235 | 0.6608 | 2.0507  | 1.1262 | 1.6853  |        |         |        |
| 8               | 1.7837  | 0.5060 | 2.1953 | 1.2258 | 1.9591  | 0.7109 | 1.8376  | 0.5596 |         |        |
| 9               | 1.8794  | 0.5197 | 1.9488 | 0.5894 | 2.0815  | 0.7606 | 2.3235  | 1.3220 | 1.8575  |        |
| 10              | 1.9490  | 0.5040 | 1.9870 | 0.5380 | 2.0680  | 0.6200 | 1.2110  | 0.8100 | 2.4850  | 1.4150 |

**III-Table de filtre Tchebychev :**

| Ordre De filtre | Stage 1 |        | Stage2 |        | Stage 3 |         | Stage 4 |         | Stage 5 |        |
|-----------------|---------|--------|--------|--------|---------|---------|---------|---------|---------|--------|
|                 | FSF     | Q      | FSF    | Q      | FSF     | Q       | FSF     | Q       | FSF     | Q      |
| 2               | 0.8414  | 1.3094 |        |        |         |         |         |         |         |        |
| 3               | 0.9160  | 3.0678 | 0.2986 |        |         |         |         |         |         |        |
| 4               | 0.4426  | 1.0765 | 0.9503 | 5.5770 |         |         |         |         |         |        |
| 5               | 0.6140  | 2.1380 | 0.9675 | 8.8111 | 0.1775  |         |         |         |         |        |
| 6               | 0.2980  | 1.0441 | 0.7224 | 3.4597 | 0.9771  | 12.7899 |         |         |         |        |
| 7               | 0.4519  | 1.9821 | 0.7920 | 5.0193 | 0.9831  | 17.4929 | 0.1265  |         |         |        |
| 8               | 0.2228  | 1.0558 | 0.5665 | 3.0789 | 0.8388  | 6.8302  | 0.9870  | 22.8481 |         |        |
| 9               | 0.3559  | 1.9278 | 0.6503 | 4.3179 | 0.8716  | 8.8756  | 0.9897  | 28.9400 | 0.0983  |        |
| 10              | 0.1796  | 1.0289 | 0.4626 | 2.9350 | 0.7126  | 5.7012  | 0.8954  | 11.1646 | 0.9916  | 35.927 |

### Paramètres de la machine

| Paramètre     | Signification                                    | Valeur |
|---------------|--|--------|
| N             | Vitesse nominale en <b>tr/min</b>                | 1500   |
| $R_s$         | Résistance statorique en <b>ohm</b>              | 0.25   |
| npp           | Nombre de paires de pôles                        | 4      |
| $L_d$         | Inductance d'axe d en <b>H</b>                   | 4.8e-3 |
| $L_q$         | Inductance d'axe q en <b>H</b>                   | 4.1e-3 |
| $V_n$         | Tension efficace maximale en <b>volt</b>         | 400    |
| $V_{bus}$     | Tension du bus continu en <b>volt</b>            | 400    |
| $J_m$         | Inertie de la machine en <b>Kg.m<sup>2</sup></b> | 0,0067 |
| Flux          | Flux rotorique en <b>Wb</b>                      | 0,32   |
| $F_v$         | Coefficient de frottement en <b>Nm.s/rd</b>      | 0,001  |
| $C_{em\_max}$ | Couple électromagnétique maximal <b>N.m</b>      | 71,1   |
| I             | Courant nominal en <b>A</b>                      | 42     |
| Pu            | Puissance de la machine en <b>Kw</b>             | 4      |

### Paramètres des filtres utilisés

| Paramètre                          | Signification   | Valeur  |
|------------------------------------|---|---|
| Filtre passe- bande<br>Q, wlp, whp | Q : facteur de qualité<br><br>wlp : pulsation caractéristique du filtre passe-bas<br><br>whp : pulsation caractéristique du filtre passe-haut | Q =0.7071<br><br>wlp=7.6529e+3<br>whp=5.1396e+3 |
| Filtre passe-haut<br>Q, w          | Q : facteur de qualité<br><br>w : pulsation d'un filtre   | Q=0.577<br>w=79.9975                            |
| Filtre passe- bas<br>Q, w          | Q : facteur de qualité<br><br>w : pulsation d'un filtre   | Q=0.577<br>W=1.5998e+3                          |

**Remarque :** le filtre passe- bande est la mise en cascade d'un filtre passe-bas et le filtre passe- haut

# Bibliographie

## Bibliographie

- [1] Kh. Amor, " Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents". Thèse de doctorat école supérieur des sciences et techniques de Tunis, 2012
- [2] N.M. Babak, " Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents méthodes, convergence, robustesse, identification "en ligne" des paramètres". Thèse de doctorat de l'INPL, lorraine, décembre 2001.
- [3] I. Al-Rouh, " Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone". Thèse de doctorat université Henri Poincaré, Nancy-I, juillet 2004.
- [4] N. Choug, " Etude de la robustesse des contrôleurs flous d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel". Mémoire de magister université de Al Hadj Lakhdar Batna, 2001.
- [5] M.M. Marwa, " Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents". Thèse de doctorat école centrale de Nantes, Mai 2011.
- [6] S. Kessi/F.Terkani, "Etude comparative des différents types de régulateurs PI, IP et PID appliqués à la commande de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents". Mémoire d'ingénieur en électrotechnique à UMMTO, 2000.
- [7] A. Amrani/H. Seghir, " Estimation de la position rotorique de la machine synchrone aimants permanents par la technique d'injection d'un signal de haute fréquence". Mémoire de master à en électrotechnique UMMTO, 2013.
- [8] F. 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 de doctorat à l'école normale supérieur de Cachan, France, 2006.
- [9] J.M. Retif, " Commande vectorielle des machines asynchrones & synchrones". Cours, Institut national des sciences appliquées de Lyon, 2008.
- [10] M.W. Degner, " Flux, position, and velocity estimation in AC machine using carrier signal injection". Thèse de doctorat à l'université Wisconsin- Madison, 1998.
- [11] DJ. Ouhocine, " Méthodes de conception des filtres passe bande passifs à bande étroite en technologie micro ruban". Mémoire d'ingénieur en électronique UMMTO, 2003.
- [12] A. Benoit, " Etude des filtres actifs analogiques microondes transversaux et stop bande". Thèse de doctorat université de Limoges, octobre 2005.
- [13] F. Mudry, " Electronique analogique". Cours, Haute école d'ingénierie et de gestion du Canton de Vaud, 2008.
- [14] E. Montigny, " Filtrage analogique". Cours, université de Québec, juin 2006.
- [15] D. Thierry, " Introduction à la synthèse des filtres actifs". Cours, Faculté polytechnique de Mons, 2000.

## **Résumé**

Le travail présenté dans ce mémoire, porte essentiellement sur la commande vectorielle sans capteur mécanique de la machine synchrone à aimants permanents à pôles saillants.

L'objectif fixé au début de notre étude, est le choix et le dimensionnement des filtres à utiliser dans le bloc d'extraction de composante négative contenant la position, est atteint moyennant du logiciel Matlab simulink , nous avons opté pour le filtre de Bessel présentant le principal avantage d'avoir une phase plate ,nous avons simulé deux estimateurs de position : l'arctangente et l'observateur basé sur le processus hyterodyning , les résultats de simulation obtenus montrent que l'observateur hyterodyning présente moins d'oscillations que la fonction arctangente .

Cette étude ouvre un certain nombre de perspectives. Nous proposons par exemple d'ajouter des bruits de mesure afin de voir la robustesse de cette commande aux basses vitesses.