

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة عين تموشنت بلحاج بوشعيب

Université de Ain Témouchent- Belhadj Bouchaib

كلية العلوم والتكنولوجيا

Faculté des Sciences et de la Technologie

قسم الإلكتروتقني

Département d'Électrotechnique



Projet de Fin d'Études

Pour l'obtention du diplôme de Master en Électrotechnique

Domaine : Électrotechnique

Filière : Électrotechnique

Spécialité : Commandes Électriques

Thème

Etude comparative entre techniques de commande par mode glissant et backstepping pour la régulation de la vitesse d'une machine synchrone à aimant permanent

**Présenté par :**

- 1) GUENFOUD Malak
- 2) SIDI AISSA Kawther

**Devant le jury :**

Dr. ALLAM Mohamed  
Pr. MENDAZ Kheira  
Dr. ZEGAI Mohammed Lamine

UAT.B.B (Ain Témouchent) Président  
UAT.B.B (Ain Témouchent) Examinatrice  
UAT.B.B (Ain Témouchent) Encadrant

*Année Universitaire 2024/2025*

# Remerciements

بِسْمِ اللّٰهِ الرَّحْمٰنِ الرَّحِیْمِ

قال الله تعالى:

{وَأَنْ لَّيْسَ لِلْإِنْسَانِ إِلَّا مَا سَعَى \* وَأَنْ سَعْيُهُ سَوْفَ يُرَى }

Nous exprimons nos sincères remerciements à Allah, le Seigneur de l'univers, pour sa volonté et notre bonne santé tout au long de ces années. À Lui toute louange.

Nous tenons également à exprimer notre profond respect et notre reconnaissance envers notre superviseur, **Dr. ZEGAI Mohammed Lamine**, pour sa bienveillance, sa gentillesse, ses encouragements et ses conseils. Nous sommes également très reconnaissants envers les membres du jury d'avoir accepté d'évaluer ce modeste mémoire, de juger notre travail et de présider le jury. Enfin, nous souhaitons remercier tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à ce travail.



# Dédicaces

﴿ و آخر دعوانهم أن الحمد لله رب العالمين ﴾

Nous tenons en premier lieu à remercier ce modeste travail :

Nos chers parents, Aucune dédicace ne saurait exprimer notre respect, notre amour éternel et notre considération pour les sacrifices que vous avez consentis pour notre instruction et notre bien-être. Nous vous remercions pour tout le soutien et l'amour que vous nous portez depuis notre enfance et nous espérons que votre bénédiction nous accompagne toujours.

Que ce modeste travail soit l'exaucement de vos vœux tant formulés, le fruit de vos innombrables sacrifices, bien que nous ne pourrions en acquitterai jamais assez. Puisse Dieu, le Très Haut, vous accorder santé, bonheur et longue vie et faire en sorte que jamais nous ne vous déçoivions.

A tous les membres de notre grande famille maternelle et paternelle.

A tous nos amis, présents de loin ou de près.

Respectueusement, à tous ceux qui nous connaissent.

***GUENFOUD Malak***

***SIDI AISSA kawther***



## *Sommaire*

<b>Introduction générale</b>	<b>I</b>
<b>Chapitre I : MODÉLISATION DE L'ENSEMBLE</b> <b>MSAP-CONVERTISSEURS STATIQUES</b>	
<b>I.1 Introduction.....</b>	<b>19</b>
<b>I.2 Généralités sur les machines synchrones à aimant permanent.....</b>	<b>19</b>
<b>I.2.1 Les types de la machine synchrone.....</b>	<b>19</b>
<b>I.2.2 Machine à aimant permanent.....</b>	<b>19</b>
<b>I.2.3 Les différents types d'aimants permanents.....</b>	<b>19</b>
<b>I.2.3.1 Aimants permanents.....</b>	<b>19</b>
<b>I.2.3.2 Electroaimants.....</b>	<b>20</b>
<b>I.2.4 Machine synchrone à aimant permanent.....</b>	<b>20</b>
<b>I.2.5 Caractéristiques principales.....</b>	<b>20</b>
<b>I.2.6 Structure de la machine synchrone à aimant permanent.....</b>	<b>21</b>
<b>I.2.7 Avantages et inconvénients de la MSAP.....</b>	<b>21</b>
<b>I.2.8 Les domaines d'application de MSAP.....</b>	<b>22</b>
<b>I.3 Modélisation de machine synchrone à aimant permanent.....</b>	<b>23</b>
<b>I.3.1 Présentation de MSAP.....</b>	<b>23</b>
<b>I.3.2 Hypothèses simplificatrices.....</b>	<b>23</b>
<b>I.3.3 Mise en équations de la MSAP dans le repère (abc).....</b>	<b>24</b>
<b>I.3.4 Transformation de Park.....</b>	<b>26</b>
<b>I.3.5 Mise en équations de la MSAP dans le repère (d,q).....</b>	<b>27</b>

<b>I.3.6 Les convertisseurs statique.....</b>	<b>29</b>
<b>I.3.6.1 Modélisation du redresseur triphasé.....</b>	<b>29</b>
<b>I.3.6.2 Modélisation de filtre.....</b>	<b>30</b>
<b>I.3.6.3 Onduleur.....</b>	<b>31</b>
<b>I.3.6.3.1 L'onduleur autonome.....</b>	<b>32</b>
<b>I.3.6.3.2 L'onduleur non autonome.....</b>	<b>32</b>
<b>I.3.6.3.3 Modélisation d'onduleur.....</b>	<b>33</b>
<b>I.3.6.3.4 Domaines d'application.....</b>	<b>35</b>
<b>I.3.6.3.5 Les inconvénients de l'onduleur.....</b>	<b>35</b>
<b>I.3.6.3.6 Les avantages d'utiliser un onduleur.....</b>	<b>35</b>
<b>I.3.7 Modélisation de largeur d'impulsion (MLI).....</b>	<b>36</b>
<b>I.3.7.1 La commande par modulation sinus-triangle.....</b>	<b>37</b>
<b>I.3.7.2 Caractéristique de MLI.....</b>	<b>37</b>
<b>I.3.7.3 Avantages de la MLI.....</b>	<b>38</b>
<b>I.3.7.4 Intérêt de la commande MLI.....</b>	<b>38</b>
<b>I.3.7.5 Commande en MLI de l'onduleur.....</b>	<b>38</b>
<b>I.3.8 Alimentation du MSAP avec réseau triphasé.....</b>	<b>39</b>
<b>I.3.8.1 Simulation du comportement du MSAP.....</b>	<b>39</b>
<b>I.3.8.2 Interprétations des résultats.....</b>	<b>39</b>
<b>I.3.9 Alimentation du MSAP avec l'onduleur.....</b>	<b>40</b>
<b>I.3.9.1 Simulation du comportement du MSAP associé avec l'onduleur.....</b>	<b>40</b>
<b>I.3.9.2 Interprétations des résultats.....</b>	<b>41</b>

I.4 Conclusion.....	41
<b>Chapitre II : la commande vectorielle du MSAP</b>	
II.1 Introduction.....	43
II.2 La Commande vectorielle.....	43
II.2.1 Principe de la commande vectorielle d'une MSAP.....	43
II.2.2 Les deux types de la commande vectorielle.....	44
II.2.3 Les avantages et les inconvénients de la commande vectorielle.....	44
II.2.4 Découplage.....	45
II.2.4.1 Découplage par compensation.....	45
II.2.5 Description du système global.....	47
II.2.6 Synthèse des régulations.....	47
II.2.6.1 Réglage par régulateur PI.....	48
II.2.7 Résultats de simulation.....	53
II.2.7.1 Simulations du comportement du MSAP associé à la commande (Sens direct).....	53
II.2.7.1.1 Interprétation des résultats.....	54
II.2.7.2 Simulations du comportement du MSAP associé à la commande (Inversion de sens de rotation).....	55
II.2.7.2.1 Interprétation des résultats.....	56
II.2.7.3 Simulations du comportement du MSAP associé à la commande (Variation de vitesse).....	56
II.2.7.3.1 Interprétation des résultats.....	57
II.3 Conclusion.....	57

<b>Chapitre III : La commande par mode glissant et backstepping de MSAP</b>	
<b>III.1 Introduction.....</b>	<b>60</b>
<b>III.2 La commande par mode glissant.....</b>	<b>60</b>
<b>III.2.1 Définition de la Commande par mode glissant.....</b>	<b>60</b>
<b>III.2.2 Système a structure variable.....</b>	<b>61</b>
<b>III.2.2.1 Principe de Système a structure variable.....</b>	<b>61</b>
<b>III.2.3 Le phénomène de chattering.....</b>	<b>62</b>
<b>III.2.4 Mode de la trajectoire dans le plan de phase.....</b>	<b>62</b>
<b>III.2.5 Conception de la surface de glissement.....</b>	<b>63</b>
<b>III.2.5.1 Choix de la surface de glissement.....</b>	<b>63</b>
<b>III.2.5.2 Conditions de convergence.....</b>	<b>64</b>
<b>III.2.5.3 Détermination de la loi de commande.....</b>	<b>65</b>
<b>III.2.6 Utilisation d'une surface augmentée.....</b>	<b>68</b>
<b>III.2.7 Application de la commande par mode de glissement a la MSAP.....</b>	<b>69</b>
<b>III.2.8 Stratégie de réglage a trois surfaces.....</b>	<b>69</b>
<b>III.2.9 Les avantages et les inconvénients de la Commande par mode glissant...</b>	<b>71</b>
<b>III.2.10 Résultats des simulations.....</b>	<b>71</b>
<b>III.2.10.1 Simulations de comportement du MSAP associé à la commande (Sens direct).....</b>	<b>71</b>
<b>III.2.10.1.1 Interprétation des résultats.....</b>	<b>72</b>
<b>III.2.10.2 Simulations de comportement du MSAP associé à la commande (Inversion de sens de rotation).....</b>	<b>73</b>

III.2.10.2.1 Interprétation des résultats.....	74
III.2.10.3 Simulations de comportement du MSAP associé à la commande (Variation de vitesse).....	74
III.2.10.3.1 Interprétation des résultats.....	75
III.3 La commande Backstepping.....	76
III.3.1 Définition de la Commande.....	76
III.3.2 Méthode de Lyapunov.....	76
III.3.3 Principe de la commande Backstepping.....	77
III.3.4 Application de Backstepping au MSAP.....	77
III.3.5 Les principaux avantages et les inconvénients de la commande Backstepping.....	78
III.3.6 Résultats des simulations.....	79
III.3.6.1 Simulations de comportement du MSAP associé à la commande (Sens direct).....	79
III.3.6.1.1 Interprétation des résultats.....	80
III.3.6.2 Simulations de comportement du MSAP associé à la commande (Inversion de sens de rotation).....	81
III.3.6.2.1 Interprétation des résultats.....	81
III.3.6.3 Simulations de comportement du MSAP associé à la commande (Variation de vitesse).....	82
III.3.6.3.1 Interprétation des résultats.....	83
I.4 Conclusion.....	83
<b>Chapitre IV : Etude comparative entre les différentes méthodes de la commande</b>	
IV.1 Introduction.....	85

<b>IV.2 Schéma global.....</b>	<b>85</b>
<b>IV.3 Résultats de simulation.....</b>	<b>86</b>
<b>IV.4 La comparaison les différentes méthodes de commande.....</b>	<b>89</b>
<b>IV.5 Comparaison de la réponse dynamique.....</b>	<b>91</b>
<b>IV.6 Conclusion .....</b>	<b>91</b>
<b>Conclusion générale et perspectives .....</b>	<b>92</b>
<b>Annexe.....</b>	
<b>Références bibliographiques.....</b>	

## *Liste des figures*

### **Chapitre I : MODÉLISATION DE L'ENSEMBLE MSAP-CONVERTISSEURS STATIQUES**

<b>Figure (I.1) : Classement des machines synchrones.....</b>	<b>19</b>
<b>Figure (I.2) : Machine synchrone à aimant permanent.....</b>	<b>21</b>
<b>Figure (I.3) : Schéma de la MSAP dans le repère (abc).....</b>	<b>24</b>
<b>Figure (I.4) : Représentation angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique...26</b>	
<b>Figure (I.5) : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q).....</b>	<b>28</b>
<b>Figure (I.6) : Redresseur triphasée à diodes.....</b>	<b>29</b>
<b>Figure (I.7) : Schéma bloc de simulation du redresseur triphasé.....</b>	<b>30</b>
<b>Figure (I.8) : Filtre passe bas.....</b>	<b>30</b>
<b>Figure (I.9) : Formes des tensions redressée et filtrée.....</b>	<b>31</b>
<b>Figure (I.10) : Onduleur.....</b>	<b>31</b>
<b>Figure(I.11) : Représentation schématique d'un onduleur de tension.....</b>	<b>33</b>
<b>Figure (I.12) : Onduleur triphasé à deux niveaux avec sa charge.....</b>	<b>33</b>
<b>Figure(I.13) : Schéma bloc de MLI.....</b>	<b>36</b>
<b>Figure(I.14) : Principe de la commande MLI.....</b>	<b>37</b>
<b>Figure (I.15) : Schéma globale d'alimentation de MSAP avec réseau triphasé.....</b>	<b>39</b>
<b>Figure(I.16) : Vitesse de rotation [Rad /Sec].....</b>	<b>39</b>
<b>Figure(I.17) : Couple électromagnétique [N.m].....</b>	<b>39</b>
<b>Figure(I.18) : Courant direct [A].....</b>	<b>39</b>
<b>Figure(I.19) : Courant quadratique [A].....</b>	<b>39</b>
<b>Figure(I.20) : Schéma globale d'alimentation de MSAP avec l'onduleur.....</b>	<b>40</b>
<b>Figure (I.21) : Vitesse de rotation [Rad/Sec].....</b>	<b>40</b>
<b>Figure(I.22) : Couple électromagnétique [N.m].....</b>	<b>40</b>
<b>Figure (I.23) : Courant direct [A].....</b>	<b>41</b>
<b>Figure (I.24) : Courant quadratique [A].....</b>	<b>41</b>

## Chapitre II : La commande vectorielle de MSAP

Figure(II.1) : Principe de la commande vectorielle.....	44
Figure (II.2) : Découplage par compensation.....	46
Figure (II.3): Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.....	47
Figure (II.4) : Régulateur PI.....	48
Figure (II.5) : Boucle de régulation de vitesse.....	49
Figure (II.6) : Boucle de régulation de courant $I_q$ .....	50
Figure (II.7) : Boucle de régulation de courant $I_d$ .....	52
Figure (II.8) : Vitesse de rotation [Rad/Sec].....	53
Figure (II.9) : Couple électromagnétique [N.m].....	53
Figure (II.10) : $I_{dq}$ [A].....	54
Figure (II.11) : Courants [A].....	54
Figure (II.12) : Vitesse de rotation [Rad /Sec].....	55
Figure (II.13) : Couple électromagnétique [N.m].....	55
Figure (II.14) : $I_{dq}$ [A].....	55
Figure (II.15) : Courants [A].....	55
Figure (II.16) : Vitesse de rotation [Rad/Sec].....	56
Figure (II.17) : Couple électromagnétique [N.m].....	56
Figure (II.18) : $I_{dq}$ [A].....	57
Figure (II.19) : Courants [A].....	57

## Chapitre III : LA commande par mode glissant et backstepping de MSAP

Figure (III.1) : Explication du phénomène du glissement.....	61
Figure (III.2): Les modes de trajectoire dans le plan de phase.....	63
Figure (III.3) : Commande équivalente $U_{eq}$ .....	66
Figure (III.4) : Fonction signe.....	68
Figure (III.5) : Fonction signe de la commande avec un seul seuil.....	68

<b>Figure (III.6) : Schéma global de réglage par mode glissant.....</b>	<b>69</b>
<b>Figure(III.7): Vitesse de rotation [Rad/Sec].....</b>	<b>71</b>
<b>Figure (III.8) : Couple électromagnétique [N.m].....</b>	<b>71</b>
<b>Figure (III.9) : <math>I_{dq}</math> [A].....</b>	<b>72</b>
<b>Figure (III.10) : Courants [A].....</b>	<b>72</b>
<b>Figure(III.11): Vitesse de rotation [Rad/Sec].....</b>	<b>73</b>
<b>Figure (III.12) : Couple électromagnétique [N.m].....</b>	<b>73</b>
<b>Figure (III.13) : <math>I_{dq}</math> [A].....</b>	<b>73</b>
<b>Figure (III.14) : Courants [A].....</b>	<b>73</b>
<b>Figure (III.15) : Vitesse de rotation [Rad/Sec].....</b>	<b>74</b>
<b>Figure (III.16) : Couple électromagnétique [N.m].....</b>	<b>74</b>
<b>Figure (III.17) : <math>I_{dq}</math> [A].....</b>	<b>75</b>
<b>Figure (III.18) : Courants [A].....</b>	<b>75</b>
<b>Figure (III.19) : Schéma globale de la commande Backstepping de la MSAP.....</b>	<b>77</b>
<b>Figure (III.20) : Vitesse de rotation [Rad/Sec].....</b>	<b>79</b>
<b>Figure (III.21) : Couple électromagnétique [N.m].....</b>	<b>79</b>
<b>Figure (III.22) : <math>I_{dq}</math> [A].....</b>	<b>80</b>
<b>Figure (III.23) : Courants [A].....</b>	<b>80</b>
<b>Figure (III.24) : Vitesse de rotation [Rad/Sec].....</b>	<b>81</b>
<b>Figure (III.25) : Couple électromagnétique [N.m].....</b>	<b>81</b>
<b>Figure (III.26) : <math>I_{dq}</math> [A].....</b>	<b>81</b>
<b>Figure (III.27) : Courants [A].....</b>	<b>81</b>
<b>Figure (III.28) : Vitesse de rotation [Rad/Sec].....</b>	<b>82</b>
<b>Figure (III.29) : Couple électromagnétique [N.m].....</b>	<b>82</b>
<b>Figure (III.30) : <math>I_{dq}</math> [A].....</b>	<b>82</b>
<b>Figure (III.31) : Courants [A].....</b>	<b>82</b>

## **Chapitre IV: Etude comparative entre les différentes méthodes de la commande**

<b>Figure (IV.1) : Schéma global de d'asservissement en vitesse avec divers méthode de commande .....</b>	<b>86</b>
<b>Figure(IV.2): Couple électromagnétique [N.m].....</b>	<b>86</b>
<b>Figure (IV.3) : Vitesse de rotation [Rad/Sec].....</b>	<b>87</b>
<b>Figure(IV.4): Couple électromagnétique [N.m].....</b>	<b>87</b>
<b>Figure (IV.5) : Vitesse de rotation [Rad/Sec].....</b>	<b>88</b>
<b>Figure(IV.6): Couple électromagnétique [N.m].....</b>	<b>88</b>
<b>Figure (IV.7) : Vitesse de rotation [Rad/Sec].....</b>	<b>89</b>

### *Liste des tableaux*

<b>Tableau(IV.1): La comparaison les différentes méthodes de commande.....</b>	<b>89</b>
<b>Tableau(IV.2): Comparaison de la réponse dynamique.....</b>	<b>91</b>

## *Notation et symbole*

$[V_s]$  : Vecteur tension statorique.

$[I_s]$  : Vecteur courant statorique.

$[\varphi_s]$  : Vecteur flux statorique.

$[R_s]$  : Matrice résistance du stator.

$[L_s]$  : Matrice inductance du stator.

$[\varphi_{sf}]$  : Vecteur flux engendré par l'aimant.

$\theta$  : Angle de charge.

$\omega$  : Pulsation électrique.

$\Omega_r$  : La vitesse de rotor.

$P$  : Nombre de paires de poles.

$J$  : Moment d'inertie.

$Cem$  : Couple électromagnétique.

$Cr$  : Couple résistant.

$V_d$  : Tension statorique sur l'axe d.

$V_q$  : Tension statorique sur l'axe q.

$I_d$  : Courant statorique sur l'axe d.

$I_q$  : Courant statorique sur l'axe q.

$L_d$  : Inductance statorique sur l'axe d.

$L_q$  : Inductance statorique sur l'axe q.

$f(x), g(x)$  : Champs de vecteurs.

$u$  : Vecteur de commande.

$x$  : Vecteur d'état.

$P(\theta)$  : Matrice de passage direct de Park.

$P^{-1}(\theta)$  : Matrice de passage inverse de Park.

$f$  : Fréquence d'alimentation.

$\tau$  : Constante de temps électrique.

$k_p$  : Gain proportionnel.

$k_i$  : Gain intégral.

$r$  : Degré relatif.

$n$  : L'ordre du système à contrôler.

$T_1, T_2$  : Constant de temps.

$e_q, e_d$  : Termes de découplages.

$M$  : Mutuelle inductance entre phase du stator.

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

$M_f \cdot I_f$  : Flux constant dû aux aimants permanents.

## *Abréviations*

**PI** : Correcteur proportionnel intégrale.

**FTBO** : Fonction de transfert en boucle ouverte.

**FTBF** : Fonction de transfert en boucle fermée.

**MSAP** : Machine synchrone à aimants permanents.

**MCC**: Machine à courant continu.

**(abc)** : Modèle réelle de la machine triphasé.

**(d,q)**: Modèle de Park.

**MLI** : Modulation de largeur d'impulsion.

**RPM**: Point de repère.

**PID**: régulateur Proportionnel Integrative Derivative.

**MATLAB**: Matrix Laboratory.

**FOC**: Field-Oriented Control

## *Introduction générale*

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents sont largement utilisés dans l'industrie en raison de leur fiabilité et de leur capacité. En effet, ce type de moteur présente l'avantage d'avoir une vitesse de rotation directement proportionnelle à la fréquence d'alimentation, sans nécessiter de source d'excitation externe comme les moteurs à courant continu. Cela en fait des machines plus petites et plus légères que ces derniers, ce qui explique leur popularité croissante sur le marché.

Ainsi, leur construction est simplifiée car ils ne possèdent pas de collecteur mécanique, ce qui élimine des inconvénients majeurs tels que la limitation de puissance, l'usure des balais et les pertes rotoriques. Cela contribue à prolonger leur durée de vie et à réduire les besoins en entretien. Les moteurs synchrones à aimants permanents se distinguent par leur robustesse, permettant des contrôles précis de la vitesse et du couple, ainsi que des performances dynamiques intéressantes (comme dans les actionneurs robotiques). Cependant, leur commande est plus complexe que celle des moteurs à courant continu, car le système est non linéaire, rendant difficile le découplage entre le courant induit et le courant inducteur.

Il existe de nombreux principes de commande des MSAP, parmi lesquels l'application des techniques de la commande vectorielle qui se distingue comme un outil puissant et efficace, dotant la MSAP de performances dynamiques aussi satisfaisantes que les MCC.

L'étude comparative entre la commande vectorielle classique de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) et les approches basées sur le mode glissant et Backstepping met en lumière les avantages et inconvénients de chaque méthode. Ces techniques visent à améliorer la performance et la robustesse des systèmes de contrôle dans des environnements dynamiques. La commande vectorielle classique repose sur des principes bien établis, permettant un contrôle précis du couple et du flux de la machine. Cependant, elle peut être sensible aux variations des paramètres du système et aux perturbations externes. En revanche, la commande basée sur le mode glissant offre une meilleure robustesse face aux incertitudes et aux perturbations, en garantissant une convergence rapide vers l'état désiré. D'autre part, la méthode Backstepping, qui utilise une approche de contrôle, permet de traiter des systèmes non linéaires complexes et d'assurer une stabilité globale. Cette étude vise à évaluer l'efficacité de ces méthodes dans divers scénarios d'application, en tenant compte des performances en termes de réponse dynamique, de robustesse et de complexité de mise en œuvre. Les résultats de cette étude comparative seront présentés à travers des simulations, permettant d'illustrer les différences de performance entre les trois approches. Les critères d'évaluation incluront la rapidité de réponse, la précision du contrôle, ainsi que la capacité à gérer les perturbations et les variations de charge. En outre, des recommandations seront formulées pour le choix de la méthode de commande la

# INTRODUCTION GENERALE

---

plus appropriée en fonction des exigences spécifiques des applications industrielles. L'objectif est de fournir une compréhension approfondie de chaque technique, afin d'orienter les ingénieurs et les chercheurs dans le développement de systèmes de contrôle plus efficaces pour les machines synchrones à aimants permanents.

Ce mémoire est divisé en quatre chapitres :

**Dans le premier chapitre**, nous avons fourni des généralités sur les machines synchrones à aimants permanents, avec des explications détaillées sur toutes les pièces de cette machine. Ensuite, nous présentons un aperçu des aimants permanents. Enfin les avantages et les inconvénients de MSAP, ainsi que ses domaines d'application.

Nous avons entamé la modélisation de la MSAP, la conversion le système triphasé à biphasé, via la transformation de Park, et à la fin de ce chapitre nous traiterons les modélisations de l'association convertisseur-machine. On présentera le principe de l'onduleur de tension commandée par la technique MLI.

**Dans le deuxième chapitre**, nous parlons de l'application de la commande vectorielle à la machine synchrone à aimants permanents, avec ces avantages et inconvénients, et dimensionnement des régulateurs classique de vitesse de type PI.

**Dans le troisième chapitre**, sera consacré à l'application de la commande par mode glissant classique d'ordre un à la MSAP, on a utilisé la stratégie à trois surfaces, l'une pour la vitesse et l'autre pour les courants. En plus, porte essentiellement sur la commande Backstepping appliquée à la MSAP. Elle offre une méthode systématique pour effectuer la conception d'un contrôleur, pour des systèmes non linéaires. Une démonstration de la théorie du Lyapunov de la loi de commande sera détaillée.

**Dans le quatrième chapitre**, sera consacré sur une étude comparative approfondie entre les trois stratégies de commande appliquée à la machine synchrone à aimant permanents.

Et en terminera par la suite avec une conclusion générale sur l'ensemble de cette étude et nous proposerons des perspectives de travail.

**Chapitre I**  
**MODÉLISATION DE L'ENSEMBLE**  
**MSAP-CONVERTISSEURS STATIQUES**

## I.1 Introduction:

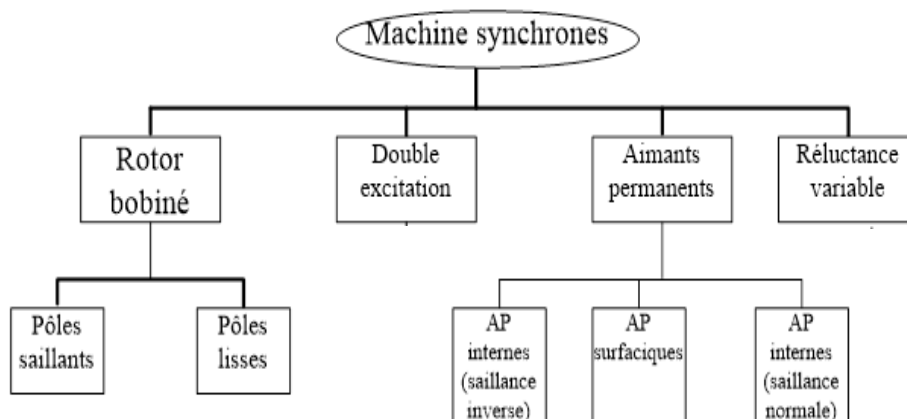
Une machine synchrone est une machine électrique tournante dont le rotor est entraîné à la même vitesse que celle du champ magnétique tournant statorique, appelée vitesse de synchronisme. Cette caractéristique est rendue possible grâce au fait qu'un champ magnétique rotorique (aimants ou électroaimants de champ) est maintenu fixe par rapport au rotor. Ainsi, en régime normal de fonctionnement (générateur ou moteur). On peut observer que les machines synchrones et des machines électriques réversibles peuvent à la fois fonctionner en moteur et en générateur.

Pour analyser et comprendre le comportement de ces systèmes, la modélisation est une étape essentielle. Elle permet d'exprimer ses comportements électriques, magnétiques et mécaniques.

Dans ce chapitre on va projeter la lumière sur les généralités et la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents et ainsi son alimentation directe et par les convertisseurs statiques afin de valider son modèle [1] [39].

## I.2 Généralités Sur les moteurs synchrones à aimant permanent :

### I.2.1 Les types de la machine synchrone :



**Figure (I.1) :** Classement des machines synchrones.

### I.2.2 Machine à aimant permanent :

Un aimant est un objet capable de générer un champ magnétique, attirant ainsi des matériaux ferromagnétiques tels que le fer, le cobalt ou le nickel. Les aimants peuvent être naturels, comme la magnétite, ou artificiels, fabriqués à partir de divers matériaux [2].

### I.2.3 Les différents types d'aimants permanents :

**I.2.3.1 Aimants permanents :** Ils conservent leur aimantation sans nécessiter de source d'énergie externe. Les matériaux couramment utilisés pour ces aimants incluent [3] [4] :

**Alnico :** Alliage d'aluminium, de nickel et de cobalt, ces aimants possèdent une induction rémanente élevée mais une coercivité relativement faible, ce qui les rend sensibles à la désaimantation.

**Ferrites dures** : Composées principalement d'oxydes de fer, elles sont économiques et offrent une bonne résistance à la corrosion, mais avec une induction rémanente plus faible que les aimants métalliques.

**Aimants aux terres rares** : Incluent les aimants au néodyme-fer-bore et au samarium-cobalt, connus pour leur forte induction rémanente et leur haute coercivité. Ces aimants sont utilisés dans des applications nécessitant des champs magnétiques puissants.

Le choix des aimants permanents dépend des facteurs suivants :

- Performance du moteur.
- Poids du moteur.
- Dimension du moteur.
- Rendement du moteur.
- Facteur économique.

**I.2.3.2 Électroaimants** : Ils génèrent un champ magnétique lorsqu'un courant électrique les traverse. L'aimantation cesse dès que le courant est interrompu. Ils sont largement utilisés dans les moteurs électriques, les transformateurs et les dispositifs de levage électromagnétiques.

### **I.2.4 Machine synchrone à aimant permanent :**

Le Moteur Synchrone à Aimant Permanent (MSAP), appelé encore moteur à courant continu sans collecteur, se développent de manière importante à l'heure actuelle, grâce à la mise au point d'aimants permanents de grande qualité permettant d'obtenir un couple volumique élevé et une inertie très faible. De plus, est un type de machine synchrone où le champ magnétique du rotor est généré par des aimants permanents au lieu d'un enroulement d'excitation alimenté par un courant continu. Cela supprime le besoin d'un système d'excitation externe (balais, bagues collectrices ou exciteur). Lorsque le nombre de pôles est élevé, les puissances peuvent atteindre quelque centaines de kilowatts. Les machines synchrones à aimants permanents occupent une place importante dans les équipements industriels [2].

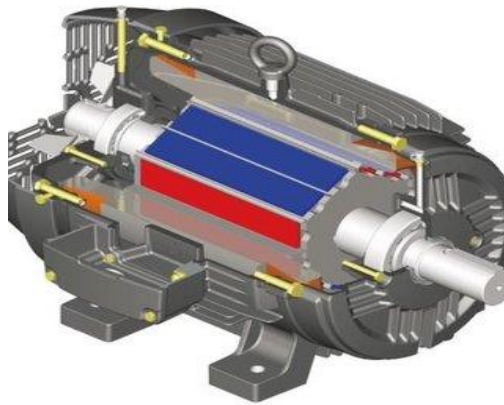
### **I.2.5 Caractéristiques principales : [5]**

- Absence d'excitation externe : les aimants permanents remplacent les bobinages d'excitation, supprimant ainsi les pertes Joule associées.
- Efficacité énergétique élevée : grâce à la réduction des pertes électriques et à un meilleur rendement.
- Fonctionnement synchrone : en mode moteur, la vitesse de rotation du rotor est strictement égale à celle du champ magnétique statorique.

- Utilisation en mode moteur ou générateur : employée dans les véhicules électriques, éoliennes, alternateurs et machines industrielles.

### I.2.6 La structure de la machine synchrone à aimant permanent :

Le moteur synchrone est constitué de deux parties, une partie mobile ou rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit. La mince zone localisée entre deux éléments est appelée entrefer [6].



**Figure (I.2) :** Machine synchrone à aimant permanent.

Le stator est la partie fixe de la machine, qui crée un champ magnétique tournant. Il est constitué de :

- Circuit magnétique (noyau en fer feuilleté) : réduit les pertes par courants de Foucault et améliore le rendement.
- Bobinages statoriques : enroulements triphasés placés dans des encoches pour générer le champ magnétique tournant lorsqu'ils sont alimentés par un courant alternatif.
- Carcasse : enveloppe métallique qui protège les composants internes.

Au rotor, nous avons l'inducteur (ou excitation) : C'est un aimant ou un électro-aimant alimenté en courant continu par l'intermédiaire de balais. L'inducteur crée un champ tournant.

Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes dans le fer. Il est généralement construit en tôle à base d'alliage fer-silicium qui permet l'obtention d'un inducteur élevé.

### I.2.7 Les avantages et les inconvénients de la MSAP :

#### I.2.7.1 Avantages :

- a. Rendement élevé : Grâce à l'absence de pertes par excitation, elle offre un rendement supérieur aux machines à excitation bobinée.

- b. Densité de puissance élevée : Elle est plus compacte et légère pour une même puissance par rapport aux moteurs classiques.
- c. Couple élevé : Les aimants permanents permettent une réponse dynamique rapide et un couple élevé à bas régime.
- d. Faible entretien : Pas de balais ni de collecteur, ce qui réduit l'usure et les besoins de maintenance.
- e. Meilleure efficacité énergétique : Très efficace, surtout dans les applications à vitesse variable.
- f. Faible bruit et vibrations : Conception optimisée réduisant les nuisances sonores.

### I.2.7.2 Inconvénients :

- a. Coût élevé : Les aimants permanents, souvent en terres rares (comme le néodyme), sont coûteux.
- b. Sensibilité aux hautes températures : Les aimants perdent leur magnétisation à des températures élevées.
- c. Dépendance aux terres rares : L'approvisionnement en terres rares est limité et soumis aux fluctuations du marché.
- d. Complexité du contrôle : Nécessite des onduleurs et des algorithmes avancés pour la commande.
- e. Démagnétisation possible : Un courant de court-circuit ou une surchauffe peuvent détériorer les aimants de manière irréversible.

### I.2.8 Les domaines d'applications de MSAP :

Les machines synchrones à aimants permanents (PMSM - Permanent Magnet Synchronous Machine) ont plusieurs domaines d'application grâce à leur rendement élevé, leur densité de puissance élevée et leur faible maintenance [9].

Leurs principaux domaines d'utilisation sont :

#### 1. Industrie et automatisation :

- a. Moteurs d'entraînement pour machines-outils, convoyeurs, pompes et compresseurs.
- b. Robotique industrielle, avec des moteurs précis et réactifs.
- c. Générateurs pour systèmes de récupération d'énergie.

#### 2. Transport et mobilité :

- a. Véhicules électriques et hybrides (EV, HEV) : moteurs de traction pour voitures, motos et vélos électriques.
- b. Trains et tramways, grâce à leur efficacité énergétique.
- c. Aviation et drones, notamment pour des moteurs légers et puissants.
- d. Production d'énergie.

- e. Éoliennes : les générateurs synchrones à aimants permanents sont utilisés dans les éoliennes à entraînement direct.
  - f. Micro turbines et hydroliennes, pour la production d'électricité en milieu maritime et fluvial.
  - g. Systèmes de cogénération, où ils servent de génératrice haute efficacité.
3. Électronique et électroménager :
- a. Compresseurs pour climatiseurs et réfrigérateurs.
  - b. Appareils électroménagers haut de gamme, nécessitant des moteurs silencieux et performants.
  - c. Disques durs et lecteurs optiques, où la précision est essentielle.
4. Applications médicales :
- a. IRM (Imagerie par Résonance Magnétique) : les moteurs synchrones à aimants permanents sont utilisés pour le mouvement des bobines.
  - b. Pompes médicales, pour assurer une régulation précise des fluides.
  - c. Robots chirurgicaux, nécessitant un contrôle précis des mouvements.

### **I.3 La modélisation de machine synchrone à aimant permanent :**

#### **I.3.1 Présentation de MSAP :**

La machine de synchronisation magnétique permanente se compose d'un stator triphasé et d'un rotor monté avec des aimants permanents qui fournissent un flux de champ. Cette machine ne nécessite pas de source d'alimentation externe pour exciter le rotor. Il se caractérise par un faible moment d'inertie [10].

**Stator:** Similaire à un moteur asynchrone. Parce qu'il se compose d'enroulements distribués en trois phases, la force électrique générée par la rotation du champ magnétique du rotor est soit sinus ou trapézoïdal.

**Rotor:** composé d'aimants permanents. Les aimants permanents ont l'avantage d'éliminer la perte de pinceau et de rotors et de fournir une source d'excitation.

#### **I.3.2 Hypothèses simplificatrices :**

Elle s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses [11] :

- Le circuit magnétique de la machine est non saturé.
- Répartition sinusoïdale de la f.é.m.
- l'effet de la température sur les résistances et hystérésis et courants de Foucault est négligé.
- L'effet de peau qui augmente les résistances et réduit les inductances est négligé.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.

- L'effet d'encoche est négligé.

### I.3.3 Mise en équations de la MSAP dans le repère (abc) :

La figure (I.3) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents [12].

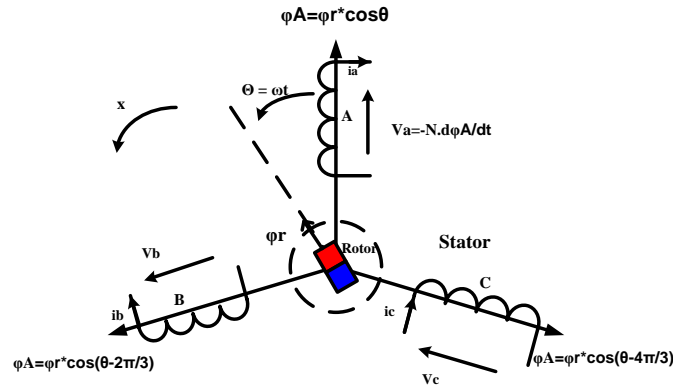


Figure (I.3) : Schéma de la MSAP dans le repère (abc).

Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types d'équations à savoir [41] :

- Equations électriques.
- Equations magnétique.
- Equations mécaniques.

#### a. Équations électriques :

L'équation du stator électrique pour une machine synchrone triphasée avec des aimants permanents en l'absence de traités de réception et d'amortisseurs est écrite [43] :

$$V_{sa} = R_{sa} \cdot I_{sa} + \frac{d \varphi_{sa}}{dt} \quad (I.1)$$

$$V_{sb} = R_{sb} \cdot I_{sb} + \frac{d \varphi_{sb}}{dt} \quad (I.2)$$

$$V_{sc} = R_{sc} \cdot I_{sc} + \frac{d \varphi_{sc}}{dt} \quad (I.3)$$

Avec :

$R_s$  : Résistance statorique.

$V_a, V_b, V_c$  : Tension d'alimentation.

La forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_s & V & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

**b. Équation magnétique :**

Puisque la machine est non saturé et équilibré les flux sont lies aux courants par [37] :

$$\begin{cases} \varphi_{sa} = L_{sa} \cdot I_{sa} + M_{sab} \cdot I_{sb} + M_{sac} \cdot I_{sc} + M_{saf} \cdot I_{sf} \\ \varphi_{sb} = L_{sb} \cdot I_{sb} + M_{sba} \cdot I_{sa} + M_{sbc} \cdot I_{sc} + M_{sbf} \cdot I_{sf} \\ \varphi_{sc} = L_{sc} \cdot I_{sc} + M_{sca} \cdot I_{sa} + M_{scb} \cdot I_{sb} + M_{scf} \cdot I_{sf} \end{cases} \quad (I.5)$$

Pour un réseau symétrique :  $L_{sa} = L_{sb} = L_{sc} = L$

$$\begin{aligned} M_{saf} &= M_{sf} \cdot \cos(\theta) \\ M_{sbf} &= M_{sf} \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{scf} &= M_{sf} \cdot \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (I.6)$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + M_f \cdot I_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Tel que :

- $M$  : mutuelle inductance entre phase du stator.
- $L$  : inductance propre d'une phase statorique.
- $M_f \cdot I_f$  : Flux constant dû aux aimants permanents.

**c. Équation mécanique :**

L'équation mécanique de la machine synchrone est donnée par :

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = (C_{em} - C_r - f \cdot \Omega_r) \quad (I.8)$$

Avec :

- $\Omega_r$  : vitesse mécanique de la rotation de la machine.
- $P$  : nombres des paires de pole.
- $f$  : Coefficient de frottement.

- $C_{em}$  : Couple électromagnétique.
- $J$  : moment d'inertie.
- $C_r$  : Couple résistant.

La connaissance du couple électromagnétique est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande [39]:

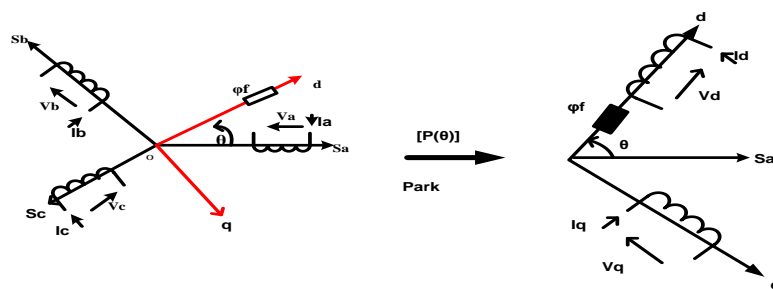
$$C_e = P [i_s]^T \cdot \frac{d}{dt} [M_{sr}] \cdot [i_r] \quad (I.9)$$

### I.3.4 Transformation de Park :

La transformation de Park est un outil mathématique fondamental en électrotechnique, permettant de simplifier l'analyse et la commande des machines électriques tournantes. Son rôle principal est de transformer un système triphasé de courants ou de tensions en un système biphasé, facilitant ainsi les Principe de base [13] :

- La transformation de Park consiste à projeter les grandeurs triphasées (a, b, c) du stator sur un repère biphasé (d, q) tournant à la même vitesse que le rotor.
- L'axe 'd' (direct) est aligné avec le flux magnétique du rotor, tandis que l'axe 'q' (quadrature) est en quadrature avec l'axe 'd'.
- Cette transformation permet de passer d'un système de grandeurs alternatives sinusoïdales à un système de grandeurs continues ou quasi-continues.

La matrice de Park  $[P(\theta)]$  est donnée sous la forme suivante :  $[X_{dq}] = P(\theta) \cdot [X_{abc}]$



**Figure (I.4) :** Représentation angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique.

#### ➤ Passage triphasé au biphasé :

La transformation de Park réalise un passage d'un système triphasé (trois courants ou tensions déphasés de 120 degrés) à un système biphasé (deux composantes orthogonales).

$P(\theta)$  : La matrice de passage direct de Park.

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

Où, X représente les variables considérées de la machine qui sont tensions, courants ou flux.

Alors :

$$\begin{aligned} [U_d \quad U_q \quad U_0] &= P(\theta)[U_a \quad U_b \quad U_c]^T \\ [\varphi_d \quad \varphi_q \quad \varphi_0] &= P(\theta)[\varphi_a \quad \varphi_b \quad \varphi_c]^T \\ [I_a \quad I_q \quad I_0] &= P(\theta)[I_a \quad I_b \quad I_c]^T \end{aligned} \quad (\text{I.11})$$

$X_0$  : La composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le système est en équilibre.

➤ **Passage biphasé au triphasé :**

La transformation d'un parc de stationnement (parking) d'une alimentation biphasée à triphasée est un projet complexe qui nécessite une planification rigoureuse et l'intervention de professionnels qualifiés.

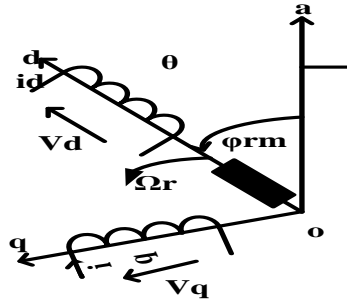
La matrice de Park  $[P(\theta)]^{-1}$  est donnée sous la forme suivante :  $[X_{abc}] = P(\theta)^{-1} \cdot [X_{dq}]$

$[P(\theta)]^{-1}$ : La matrice de passage direct de Park

$$P(\theta)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

**I.3.5 Mise en équations de la MSAP dans le repère (dq) :**

La mise en équations d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) dans le repère (dq) est une étape cruciale pour la modélisation et la commande de ces machines. Le repère (dq) est un repère rotorique, c'est-à-dire qu'il est lié au rotor de la machine et tourne à la même vitesse que lui [14].



**Figure (I.5) :** Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q).

**a. Équations électriques :**

➤ Tension sur l'axe d (direct) :

$$V_d = R_s \cdot I_d + L_d \cdot \frac{d I_d}{dt} - \Omega_e \cdot L_q \cdot I_q \quad (\text{I.13})$$

➤ Tension sur l'axe q (quadrature) :

$$V_q = R_s \cdot I_q + L_q \cdot \frac{d I_q}{dt} + \Omega_e \cdot L_d \cdot I_d + \Omega_e \cdot \varphi_f \quad (\text{I.14})$$

Où :

- $V_d$  et  $V_q$  sont les tensions statoriques sur les axes d et q.
- $I_d$  et  $I_q$  sont les courants statoriques sur les axes d et q.
- $R_d$  et  $R_q$  sont les résistances statoriques sur les axes d et q ( $R_d = R_q = R$ ).
- $L_d$  et  $L_q$  sont les inductances statoriques sur les axes d et q.
- $\Omega_e$  est la vitesse électrique du rotor.
- $\varphi_f$  est le flux magnétique des aimants permanents.

**b. Équation mécanique :**

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \cdot \frac{d \Omega_r}{dt} + f \cdot \Omega_r = C_{em} - C_r \quad (\text{I.15})$$

**Couple électromagnétique :**

$$C_{em} = \left( \frac{3}{2} \right) \cdot P \cdot (\varphi_f \cdot I_q + (L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q) \quad (\text{I.16})$$

Avec :

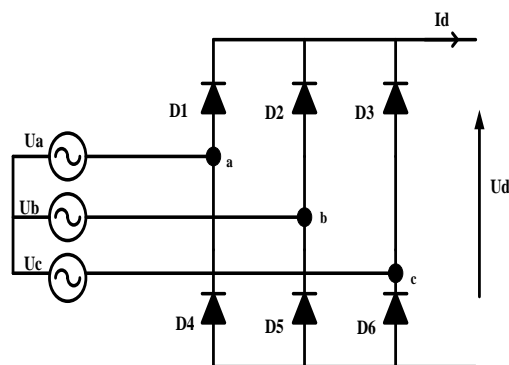
- $C_{em}$  : Couple électromagnétique délivré par le moteur.
- $C_r$  : Couple résistant.
- $f$  : Coefficient de frottement.
- $J$  : Moment d'inertie du moteur.
- $P$  : est le nombre de paires de pôles.
- $\Omega_m$  : est la vitesse mécanique du rotor.

### I.3.6 Les convertisseurs statiques :

Les convertisseurs statiques sont des dispositifs à composants électroniques semi-conducteurs aptes à modifier la forme et/ou la fréquence d'une onde électrique. Ils sont réalisés à l'aide de circuits électroniques qui permettent le raccordement entre deux réseaux électriques parcourus par des courants de natures distinctes, cette liaison est obtenue en reliant entre elles, d'une manière déterminée périodique et unidirectionnelle. Les bornes des deux réseaux afin d'obtenir la conversion désirée[15] [16].

#### I.3.6.1 La modélisation du redresseur triphasé :

Le redresseur est un dispositif statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source alternative en une source continue. Diverses configurations de montage sont proposées, et la sélection se réalise en fonction des performances désirées. Ce genre de redresseur est constitué de trois diodes à cathode commune (D1, D2 et D3) qui garantissent le passage du courant, et trois diodes à anode commune (D4, D5 et D6) qui assurent la restitution du courant continu [15] [16].



**Figure (I.6) :** Redresseur triphasé à diodes.

Nous supposons que la source d'alimentation à trois phases est stable, avec des tensions et une fréquence uniformes. Nous ne tenons pas compte non plus des baisses de tension dues à l'encrassement anodique et aux pertes qui se produisent dans les diodes. Ainsi, le redresseur reçoit son alimentation du système triphasé ci-après[17] :

$$V_1 = V_m \sin(2\pi ft)$$

$$V_2 = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \tag{I.17}$$

$$V_3 = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}\right)$$

Deux diodes ayant le même bras ne peuvent pas fonctionner en même temps. Quand D1 est active, l'une des deux diodes D2 ou D3 s'active également. Ainsi, D1 se met à conduire  $V(t)$  lorsque celle-ci dépasse  $V_2$  et  $V_3$ . La tension redressée à la sortie de redresseur, est donnée par :

$$V_{red} = \max[v_1(t), v_2(t), v_3(t)] - \min[v_1(t), v_2(t), v_3(t)] \tag{I.18}$$

La figure ci-dessous représente le schéma bloc de simulation du redresseur :

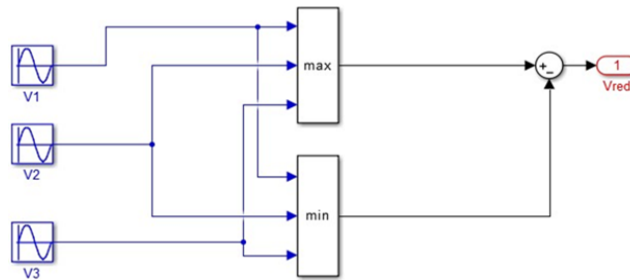


Figure (I.7) : Schéma bloc de simulation du redresseur triphasé.

### I.3.6.2 La modélisation du filtre :

Pour purifier la tension redressée, on ajoute à l'entrée de l'onduleur un filtre passe-bas ayant des caractéristiques  $(R_f, L_f \text{ et } C_f)$ . Ce dispositif capte la différence entre le courant unidirectionnel  $i_{ch}$  et le courant  $i_d$ , et élimine les fluctuations soudaines de la tension  $V_{fu}$  durant la mise en service.

En revanche, afin de diminuer l'ondulation du courant  $i_d$ , on installe en série une inductance de lissage accompagnée d'une résistance, formant ainsi un filtre passe-bas [17].

Le schéma illustratif est présenté par la figure :

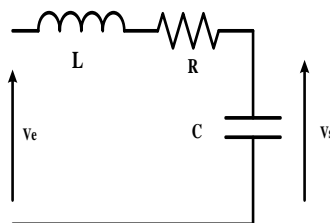


Figure (I.8) : Filtre passe bas.

Le modèle du filtre est défini par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} U_{red}(t) = R_f \cdot i_d + L_f \frac{d i_d(t)}{dt} + U_{fil}(t) \\ \frac{dU_{fil}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_d(t) - i_{ch}(t)) \end{cases} \quad (I.19)$$

En combinant les deux équations précédentes, nous obtenons la fonction de transfert du filtre :

$$F(s) = \frac{V_{fil}}{V_{red}} = \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (I.20)$$

La pulsation correspondante de coupure est :

$$\omega_c = \sqrt{\frac{2}{L_f C_f} - \frac{R^2}{L^2 f}} \quad (I.21)$$

La figure suivante illustre le résultat de simulation la tension redressée et la tension filtrée :

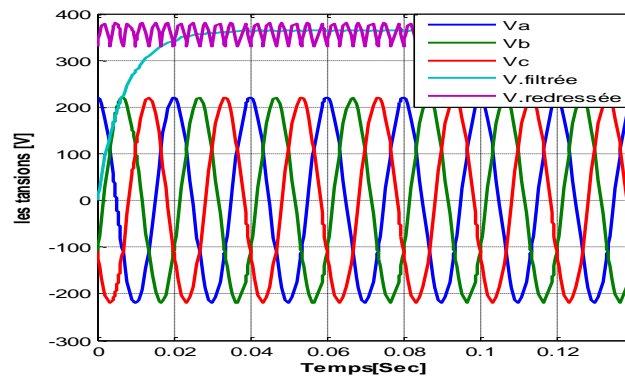


Figure (I.9) : Formes des tensions redressée et filtrée.

I.3.6.3 Onduleur :

Un onduleur est un dispositif électronique qui convertit le courant continu (DC) en courant alternatif (AC). Cette conversion est essentielle pour de nombreux systèmes industriels, assurant une alimentation stable et fiable pour une variété d'applications [18].

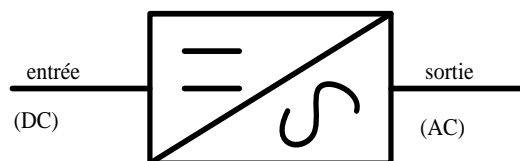


Figure (I.10) : Onduleur.

On distingue plusieurs types d'onduleurs[19] :

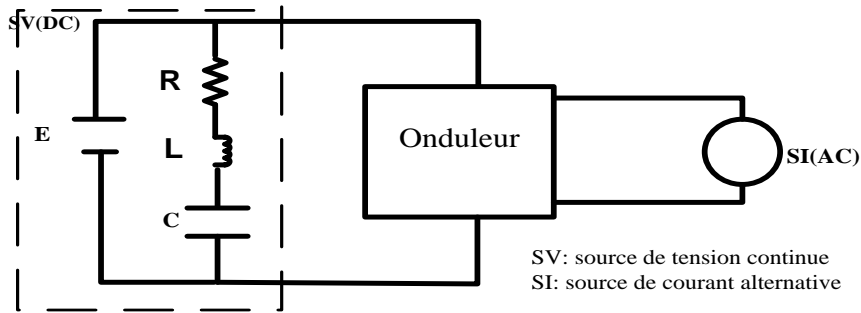
- Selon le nombre de niveaux : On trouve des onduleurs multi niveaux 3, 5, 7, 9, 11.....etc, dans notre cas en travailler avec un onduleur à deux niveaux.
- Selon la source :
  - Onduleur de courant : également appelé alimentation sans interruption (ASI) ou UPS (UN interruptible Power Supply) en anglais, est un dispositif électronique qui fournit une alimentation électrique de secours.
  - Onduleur de tension : Un onduleur de tension est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue (source d'impédance interne négligeable), la tension «  $u$  » n'est pas affectée par les Variations du courant «  $i$  » selon la fréquence et la forme d'onde de sortie.
- Selon le choix des interrupteurs commandés : les onduleurs présentent des avantages les uns par rapport aux autres. C'est pourquoi un onduleur de tension à transistors présente des avantages par rapport à celui à thyristors pour ces raisons :
  - a. Facilité de commande (le transistor est commandé à l'ouverture et à la fermeture).
  - b. Élimination du circuit de commutation forcée.
  - c. Faibles pertes de commutation.
  - d. Possibilité de fonctionnement à des fréquences plus élevées.

Il existe deux types d'onduleurs, à savoir :

**I.3.6.3.1 L'onduleur autonome :** Un onduleur autonome, également appelé onduleur hors réseau ou onduleur indépendant, qui fournit un courant fixe, mais ajustable qui peut fonctionner sans réseau électrique. Les onduleurs autonomes génèrent leur propre courant alternatif (CA) à partir de sources d'énergie renouvelables ou de batteries. Quand les panneaux sont reliés au courant électrique, l'onduleur solaire permet de transformer le courant continu des panneaux solaires en courant alternatif [22].

**I.3.6.3.2 L'onduleur non autonome :** Un onduleur non autonome, également appelé onduleur qui dépend d'un réseau électrique alternatif pour son fonctionnement. L'onduleur non autonome se distingue par le fait qu'il nécessite un réseau électrique.

- Selon le nombre de phases :(monophasé, triphasé, etc)



Figure(I.11) : Représentation schématique d'un onduleur de tension.

### I.3.6.3.3 Modélisation de l'onduleur :

L'onduleur de tension est un appareil statique qui permet de produire des signaux de tension réglables en amplitude et en fréquence pour la machine à partir d'un réseau usuel de 220/380V, 50Hz. Après la phase de redressement, la tension filtrée est appliquée directement à l'onduleur comme une source de tension continue .

Le choix des éléments de l'électronique de puissance (interrupteurs) est déterminé par les niveaux de puissance et la fréquence de commutation. En général, plus les composants sont prompts, plus la puissance commutée est faible, et vice versa. À titre d'exemple, les transistors MOSFET sont considérés comme très rapides mais de puissance relativement basse. Les transistors bipolaires sont moins prompts que les transistors MOSFET, mais ils ont une capacité de puissance plus élevée (de quelques kHz à une dizaine de kW). Les transistors IGBT sont des éléments standards (jusqu'à 20 kHz à plusieurs dizaines de kW). Pour un onduleur triphasé, les contrôles des interrupteurs d'un bras sont complémentaires donc deux états autonomes .Ces deux états peuvent être vus comme une grandeur booléenne [20] [21].

- $S_{a,b,c} = 1$  : Interrupteur du demi-bras haut (a, b ou c) Fermé.
- $S_{a,b,c} = 0$  : Interrupteur du demi-bras bas (a, b ou c) Ouvert.

La figure montre le schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge :

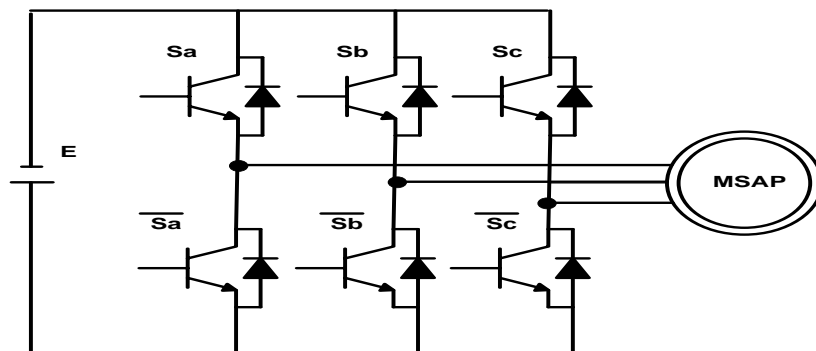


Figure (I.12) : Onduleur triphasé à deux niveaux avec sa charge.

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec isolé.

Pour les tensions composées  $U_{ab}$ ,  $U_{bc}$  et  $U_{ca}$ , on a :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} + U_{ob} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} + U_{oc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} + U_{oa} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

$U_{ao}$ ,  $U_{bo}$  et  $U_{co}$  peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continues).

Soit «  $n$  » l'indice du point neutre du coté alternatif .On a :

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases}$$

(I.23)

$U_{an}$ ,  $U_{bn}$  et  $U_{cn}$  sont les tensions simples de la machine et  $U_{no}$  est la tension fictive entre le neutre de la MASP et le point fictif d'indice 'o'

Sachant que charge est équilibrée et le neutre isolé alors :

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0$$

La substitution de (I.24) dans (I.23) aboutit à :

$$U_{no} = \frac{1}{3}(U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (\text{I.24})$$

En remplaçant (I.25) et (I.24) on obtient :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{bn} = -\frac{1}{3}U_{ao} + \frac{2}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{cn} = -\frac{1}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} + \frac{2}{3}U_{co} \end{cases} \quad (\text{I.25})$$

Alors :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_0}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_0}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_0}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (\text{I.26})$$

Donc :

$$\begin{pmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{pmatrix} = \frac{U_0}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} \quad (\text{I.27})$$

### I.3.6.3.4 Les domaines d'application :

- Appareils électroménagers.
- Les systèmes d'énergie renouvelable comme les panneaux solaires.
- Les alimentations de secours.
- Eclairage extérieur.

### I.3.6.3.5 Les inconvénients de l'onduleur :

- Un cout initial plus élevé.
- Une pose complexe sur une installation existante.
- L'importance de batteries de qualité.
- Un système un peu plus encombrant.

### I.3.6.3.6 Les avantages d'utiliser un onduleur :

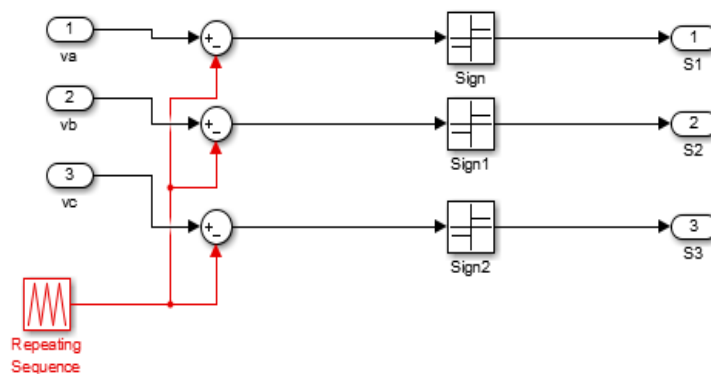
L'utilisation d'onduleur offre de multiples avantages, essentiels tant pour les environnements professionnels que domestiques.

Les principaux bénéfices :

- Prévention de la perte de Données.
- Prévention des interruptions.
- Régulation des Fluctuations de tension.
- Absorption des pics de tension.
- Amélioration de la qualité de l'alimentation.
- Optimisation de la consommation d'énergie.

I.3.7 Modulation de largeur d'impulsions (MLI) :

La commande MLI utilise des tensions modulées pour piloter les interrupteurs. Grâce à cette technique, la tension de sortie est découpée, ce qui permet d'obtenir un courant quasiment sinusoïdal. La méthode de modulation de largeur d'impulsions (MLI en français et PWM pour Pulse Width Modulation en anglais) offre la possibilité de reconstruire ces grandeurs à partir d'une source à fréquence et tension fixes (généralement une tension continue), grâce à un convertisseur direct. Il assure la connexion électrique entre la source et la charge. L'ajustement est réalisé par les durées d'ouverture et de fermeture des commutateurs ainsi que par les rapports cycliques[23].



Figure(I.13) : Schéma bloc de MLI.

Il existe diverses techniques de modulation de largeur d'impulsions, néanmoins, quatre catégories de MLI ont été élaborées:

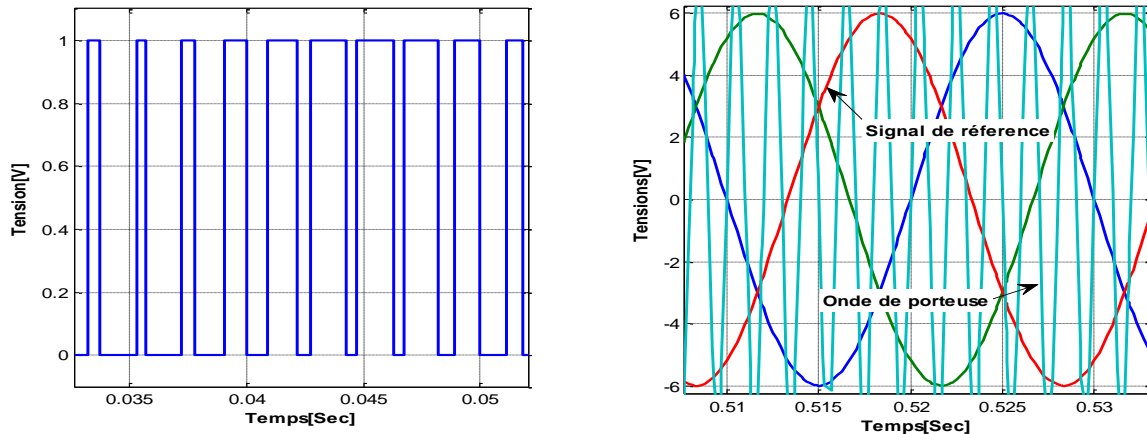
1. Les modulations sinus-triangle qui comparent un signal de référence à une porteuse, généralement de type triangulaire.

Alors :

$$\text{Si } V_m > V_p, S \text{ sortie}=1$$

$$\text{Si } V_m < V_p, S \text{ sortie}=0$$

2. Les modulations pré calculées où les angles de commutation sont déterminées hors ligne afin d'éliminer certaines composantes du spectre.
3. Les MLI régulières symétriques ou MLI vectorielles, également connues sous le nom de modulations post calculées, sont celles dans lesquelles les angles de commutation sont déterminés en temps réel.
4. Les modulations aléatoires dont l'objectif principal est l'aplatissement du spectre (bruit constant et minimal sur tout le spectre). Les largeurs d'impulsions sont distribuées en fonction d'une densité de probabilité qui représente la loi de commande.



Figure(I.14) : Principe de la commande MLI.

### I.3.7.1 La commande par modulation sinus-triangle:

L'idée fondamentale est de convertir une tension modulante (tension de référence au niveau commande), habituellement sinusoïdale, en une tension échelonnée, produite à la sortie de l'onduleur (niveau puissance) [24].

Cette technique se base sur la comparaison entre deux signaux :

- La première ( $V_r$ ) : désigné comme signal de référence, correspond à l'image de la sinusoïde. Qu'on a voulu à la sortie de l'onduleur. Ce signal peut être ajusté en termes d'amplitude et de fréquence.
- La deuxième ( $V_m$ ): nommé signal porteuse, détermine la fréquence de commutation des commutateurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de fréquence élevée comparativement au signal de référence. L'intersection de ces signaux fournit les moments de basculement des interrupteurs [25].

### I.3.7.2 Les caractéristiques de MLI :

Deux paramètres caractérisent cette commande :

$$m = \frac{f_p}{f_r}$$

$$r = \frac{V_r}{V_p}$$

Avec :

- $m$  : L'indice de modulation.
- $r$  : Le taux de modulation (ou coefficient de réglage).

**Le taux de distorsion harmonique** : encore appelé distorsion harmonique totale est défini comme le rapport de la valeur efficace globale des harmonique a la valeur efficace de la composante fondamentale.

$$th = THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1}$$

- $I_n$  : Les composantes d'harmoniques.
- $I_1$  : Le composant fondamental.

Le THD ne dépend pas de rapport des fréquences m, mais il dépend que de r.

### I.3.7.3 Les avantages de MLI :

Il permet de générer un courant de charge proche d'une sinusoïde. De plus, il offre la possibilité d'obtenir une tension  $U_c(t)$  aux bornes de la charge, dont la décomposition en série de Fourier ne présente ni harmonique à basse fréquence difficilement filtrable, ni harmonique interdit, susceptible de provoquer des résonances.

### I.3.7.4 Intérêt de la commande MLI :

La modulation des largeurs d'impulsion vectorielle n'est pas compensée par l'avantage sensible par rapport à la modulation sous-optimale du lien sinusal associé aux déchets de tension ou le résidu harmonique. Avec des vitesses variables avec des moteurs synchrones ou asynchrones fournis par les rivières de tension, il donne de plus en plus de préférence pour la modulation des vecteurs dans la région d'entraînement. C'est parce que ce type de modulation s'intègre de façon naturelle dans les systèmes de régulation de ces entraînements [26].

### I.3.7.5 La commande en MLI de l'onduleur :

Le but de l'onduleur MLI est de livrer une machine de synchronisation qui mène à un capteur de position. Le capteur traverse la mémoire et déclenche trois ondes sinusoïdales près du programme, formant un système triphasé direct et équilibré. Cette onde sinusoïdale de référence attaque le multiplicateur. La modulation des grandes impulsions MLI aide à atténuer les effets des ondes de couple harmonieuses 5 et 7 (période  $T/6$ ). En fait, cette technologie est utilisée pour livrer en permanence, comme une machine synchrone avec une gamme de machines très élevée. Il peut y avoir un problème à vitesse lente [27].

I.3.8 Alimentation du MSAP avec réseau triphasé :

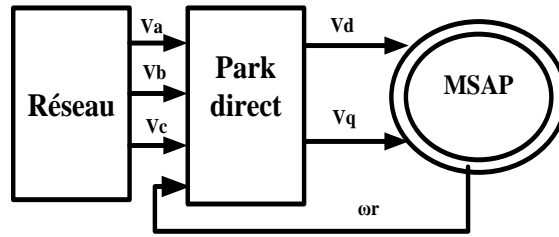
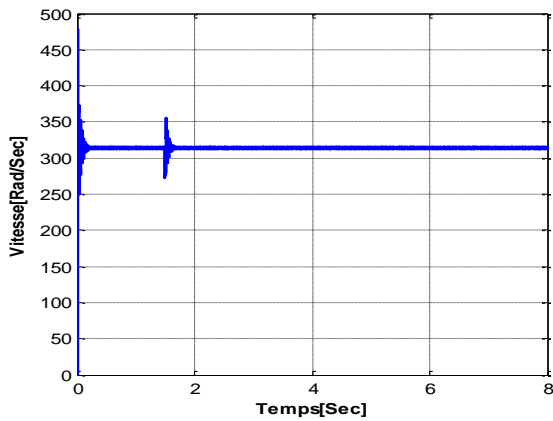
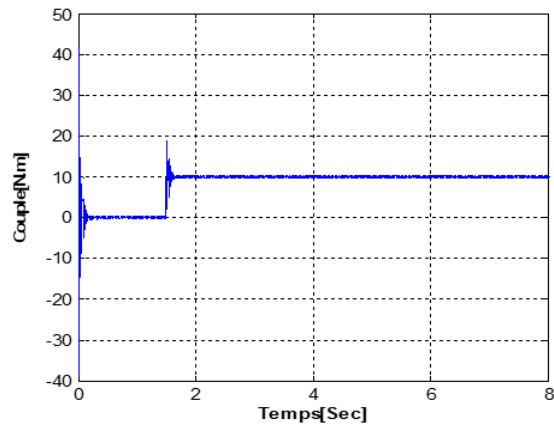


Figure (I.15) : Schéma globale d'alimentation de MSAP avec réseau triphasé.

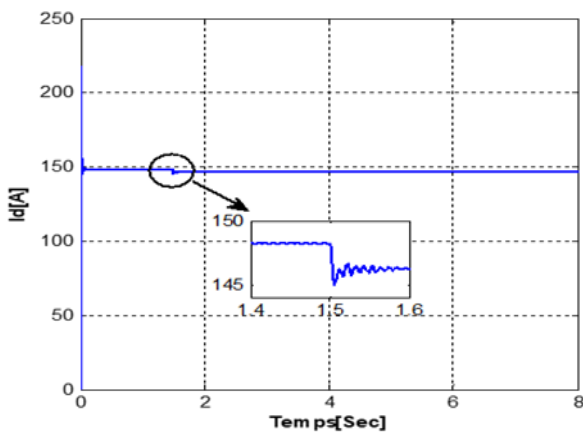
I.3.8.1 Simulations du comportement du MSAP :



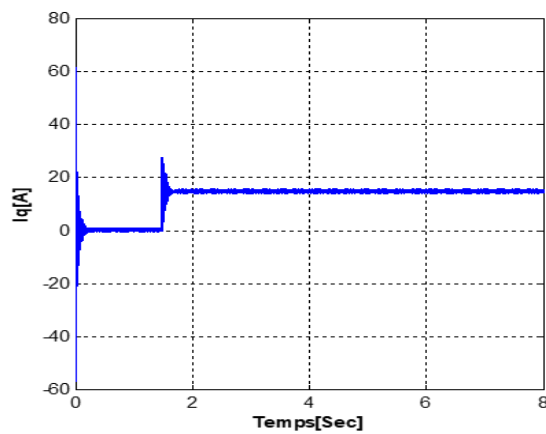
Figure(I.16) : Vitesse de rotation [Rad /Sec].



Figure(I.17) : Couple électromagnétique [N.m].



Figure(I.18) : Courant direct [A].



Figure(I.19) : Courant quadratique [A].

I.3.8.2 Interprétations des résultats :

Les résultats de simulation illustrés par les figures précédents, présentent des grandeurs

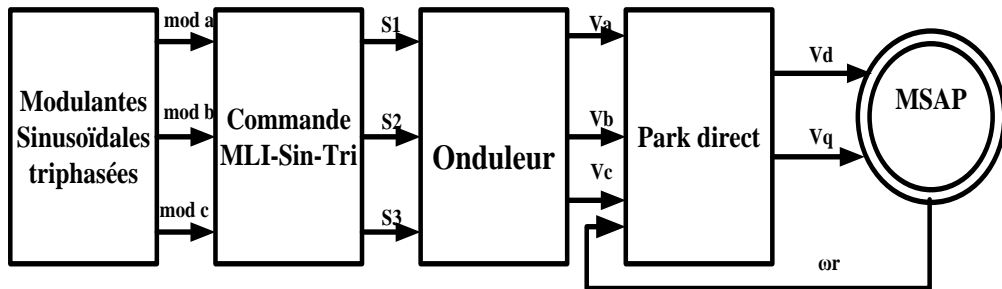
physiques de la machine synchrone à aimant permanent tels que la vitesse de rotation  $\Omega_r$ , le couple électromagnétique, les courants  $I_d$  et  $I_q$ .

Pendant le régime transitoire on remarque que l'allure de vitesse présente des oscillations puis atteint sa valeur nominale en régime permanent avec une très faible influence de charge.

L'allure de couple électromagnétique présente des oscillations important au démarrage et lorsqu'on applique un couple de charge on remarque que le couple augmente en oscillant. Pendant un temps très court puis tend vers la valeur de la charge appliqué avec des faibles oscillant et se stabilise.

L'allure des courants  $I_d$  et  $I_q$  présent des pics assez importants pendant un temps puis s'établit à la valeur du régime permanent avec des faibles oscillations.

**I.3.9 Alimentation du MSAP associé avec l'onduleur :**



Figure(I.20) : Schéma globale d'alimentation de MSAP avec l'onduleur.

**I.3.9.1 Simulations du comportement du MSAP associé avec l'onduleur :**

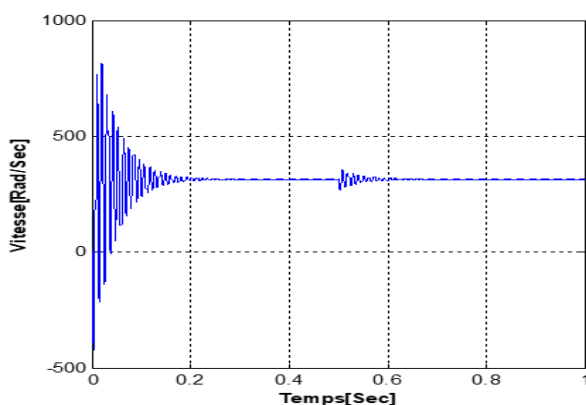
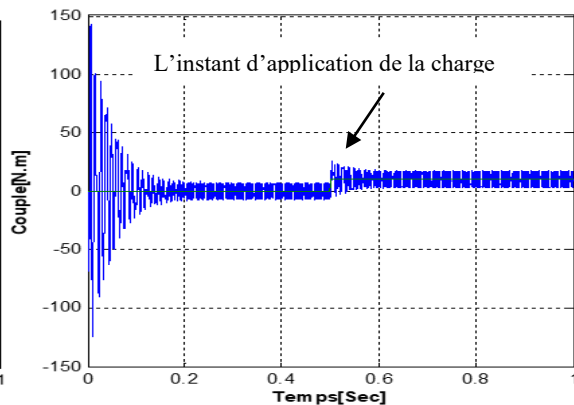


Figure (I.21) : Vitesse de rotation [Rad/Sec].



Figure(I.22) : Couple électromagnétique [N.m].

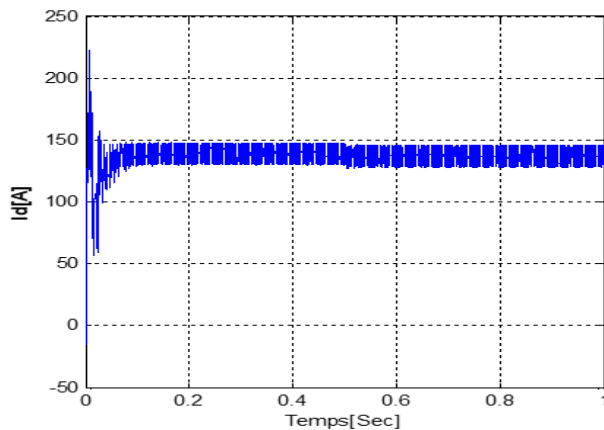


Figure (I.23) : Courant direct [A].

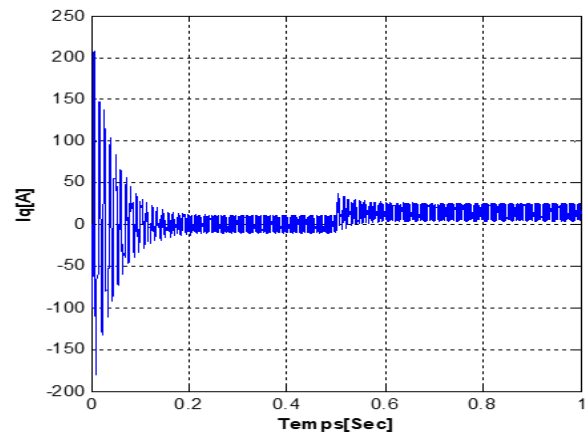


Figure (I.24) : Courant quadratique [A].

### I.3.9.2 Interprétations des Résultats:

Si l'on compare ces résultats (Tension fournie par le réseau triphasé équilibré) avec les résultats précédemment obtenus (Tension fournie par l'onduleur), il est clair qu'ils sont similaires sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations qui affectent le fonctionnement.

### I.4 Conclusion :

Ce chapitre décrit la structure, le domaine d'application, le mécanisme de fonctionnement ainsi que la modélisation d'un moteur synchronisé à aimants permanents. En dépit de l'hypothèse simplificatrice, le modèle triphasé n'est que peu employé de nos jours, dû à sa complexité et au couplage intense entre ses équations. L'utilisation de la transformation de Park a prouvé rendre le modèle plus simple et moins non linéaire. Ce chapitre contient la rédaction du modèle de l'onduleur de tension ainsi que sa commande. C'est une méthode régulée par une onde MLI triangulaire sinusoïdale. Dans la section précédente, nous avons simulé le modèle MSAP alimenté par une alimentation parfaite puis par un onduleur de tension. Les résultats de simulation obtenus montrent que la compensation est très rapide et stable, mais les performances se dégradent, notamment lors des démarrages et des perturbations de couple de charge. Alors, le modèle obtenu du MSAP est idéal pour les applications nécessitant un haut rendement et un bon contrôle de vitesse.

Dans le chapitre suivant on va appliquer une commande non linéaire représentée par la commande vectorielle pour des applications à des vitesses variables (Les variateurs de vitesse).

# **Chapitre II**

## **La Commande vectorielle de MSAP**

### II.1 Introduction :

La commande des moteurs à courant alternatif est de plus en plus répandue dans les applications industrielles. Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont en mesure de rivaliser avec les moteurs à courant continu en termes de variation de vitesse. Cette commande de ces types de machines est difficile car le modèle mathématique du système dans le repère de Park est non linéaire et il est fortement couplé du fait de l'existence d'un couplage complexe entre les deux axes rotorique et statorique.

Des travaux ces dernières années ont mis au point plusieurs techniques destinées à optimiser les performances des variateurs synchrones à aimants permanents. En 1971, BLASCHKE et HASS ont proposé une nouvelle théorie de commande connue sous le nom de « Commande vectorielle » qu'elle s'appuie sur l'orientation du champ.

La commande vectorielle est basée sur une régulation classique Proportionnel-Intégrale (PI), associée dans sa structure des termes de compensation qui permettent de découpler l'axe d (qui sera utilisé pour réglage du flux), de l'axe q (qui sera utilisé pour réglage du couple). Cette configuration permet de réaliser des systèmes d'actionneurs électriques ayant les performances exigées par les domaines d'application. Cette commande a été rendue possible grâce au développement des technologies de semi-conducteurs dans les convertisseurs statiques (diminution des temps de commutation) et dans les unités de calcul.

Après l'étude de la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), nous présentons dans ce chapitre la commande vectorielle de la MSAP alimentée par un onduleur de tension. La stratégie de commande de l'onduleur est contrôlée par la technique MLI.

### II.2 La commande vectorielle:

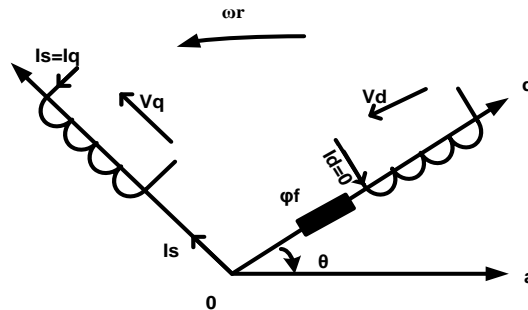
#### II.2.1 Le principe de la commande vectorielle d'une MSAP :

Le principe du découplage permet de modéliser la machine synchrone comme une machine à courant continu, par application de cette nouvelle technique de commande. Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu et de l'absence du collecteur mécanique. Le contrôle du couple d'une machine alternative nécessite un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée.

La commande vectorielle, aussi appelée FOC (Field-Oriented Control), repose sur la transformation de Park pour décomposer les courants triphasés en un repère orthogonal lié au rotor.

L'objectif de la commande vectorielle de la MSAP est d'aboutir à un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé ce qui permet

d'améliorer son comportement dynamique .La solution la plus simple pour une machine synchrone avec des aimants permanents est de maintenir le courant du stator en quadrature avec le flux du rotor ( $I_d$  nulle du courant continu et le courant du stator est réduit à un seul composant  $I_q$ )[28][29].



Figure(II.1) : Principe de la commande vectorielle.

### II.2.2 Les deux types principaux de la commande vectorielle [30]:

#### ➤ Commande vectorielle indirecte :

- Cette méthode repose sur un modèle mathématique du moteur et nécessite une estimation de la position du flux rotorique.
- Elle utilise des observateurs ou des estimateurs pour déterminer les variables internes du moteur.
- Moins coûteuse en capteurs, mais sensible aux variations des paramètres du moteur.

#### ➤ Commande vectorielle directe :

- Elle utilise directement des capteurs pour mesurer la position du flux rotorique.
- Offre une meilleure précision et une réponse plus rapide, mais nécessite plus de capteurs et un traitement de données plus complexe.

### II.2.3 Les avantages et les inconvénients de la commande vectorielle :

#### II.2.3.1 Les Avantages:

- a. Meilleur contrôle du couple et de la vitesse.
- b. Réponse rapide et dynamique.
- c. Fonctionnement optimal à haute vitesse.
- d. Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- e. Rendement énergétique amélioré.

Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique [31]).

**II.2.3.2 Les inconvénients:**

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénients [32] :

- a. Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse).
- b. Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- c. Présence de transformation de coordonnées dépendant d'un angle estimé.

**II.2.4 Découplage :**

La tension d'alimentation est réalisée en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions vont permettre de déterminer les rapports cycliques aux bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes de stator de la machine soient les plus proches possibles de celles de référence. Toutefois, il faut définir des termes de compensation car dans les équations statoriques, figurent des termes de couplage entre les axes d et q, ce qui va permettre d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simplifiée pour le calcul des coefficients des régulateurs. Le modèle de machine synchronisée dans la référence de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants ne sont pas indépendants les uns des autres mais sont plutôt liés par des termes ou coefficients non linéaires comme  $\omega_L s I_q, \omega_L s I_d, I_q$  [33] .

Ces équations s'écrivent :

$$\begin{cases} V_d = R_s \cdot I_{sd} + L_d \cdot \frac{dI_{sd}}{dt} - \omega L_q I_{sq} \\ V_q = R_s \cdot I_{sq} + L_q \cdot \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega (L_d \cdot I_{sd} + \varphi_{sf}) \end{cases} \quad (II.1)$$

$$\omega = P \cdot \Omega$$

Avec la transformation de Laplace :

$$\begin{cases} V_d = (R_s \cdot s L_d) I_{sd} - \omega L_q I_{sq} \\ V_q = (R_s \cdot s L_q) I_{sq} + \omega (L_d I_{sd} + \varphi_{sf}) \end{cases} \quad (II.2)$$

**II.2.4.1 Découplage par compensation :**

Le découplage par compensation est un concept utilisé dans divers domaines, notamment en ingénierie, en économie et en gestion des systèmes. Il fait référence aux méthodes ou aux stratégies qui permettent de réduire ou d'éliminer les effets indésirables d'un système tout en maintenant son fonctionnement global. La compensation sert à découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations

de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer les coefficients des régulateurs [34].

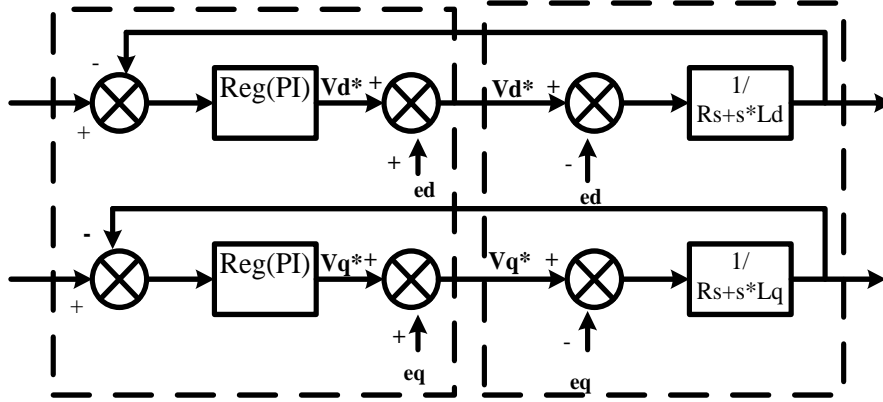


Figure (II.2) : Découplage par compensation.

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (II.3)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = \left( L_d \frac{dI_{sd}}{dt} + R_s \cdot I_{sd} \right) \\ V_{q1} = \left( L_q \frac{dI_{sq}}{dt} + R_s \cdot I_{sq} \right) \end{cases} \quad (II.4)$$

Et :

$$\begin{cases} e_d = \omega_r \cdot L_q \cdot I_{sq} \\ e_q = \omega_r (L_d \cdot I_{sd} + \phi_{sf}) \end{cases} \quad (II.5)$$

On a donc les courants  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$  sont découplés .le courant  $I_{sd}$  ne dépend que de  $V_{d1}$  et  $I_{sq}$  ne dépend que de  $V_{q1}$  .

Les courants  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$  s'écrivent de la façon suivante :

$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{V_{d1}}{R_s + sL_d} \\ I_{sq} = \frac{V_{q1}}{R_s + sL_q} \end{cases} \quad (II.6)$$

II.2.5 Description du système global :

La régulation sur l'axe d est faite par une seule boucle, tandis que la régulation sur l'axe q est faite par deux boucles en cascades l'une interne pour réguler le courant et l'autre externe pour réguler la vitesse. La vitesse est régulée à travers la boucle externe, la sortie de son régulateur est permet de générer le courant de référence ( $I_{qref}$ ) qui est comparé à la valeur du courant ( $I_q$ ) issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliqué à l'entrée du régulateur du courant ( $I_q$ ). En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant  $i_d$  qui est maintenu à zéro.

Les sorties des régulateurs de courant ( $I_d$ ) et ( $I_q$ ) sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les tensions de référence ( $V_{dref}, V_{qref}$ ) et par passage du repère (d, q) au repère (a, b, c) qui nous donne les deux tensions de référence ( $V_a, V_b, V_c$ ) de la commande MLI de l'onduleur de tension. La Figure (II.3) représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q) [35] [36].

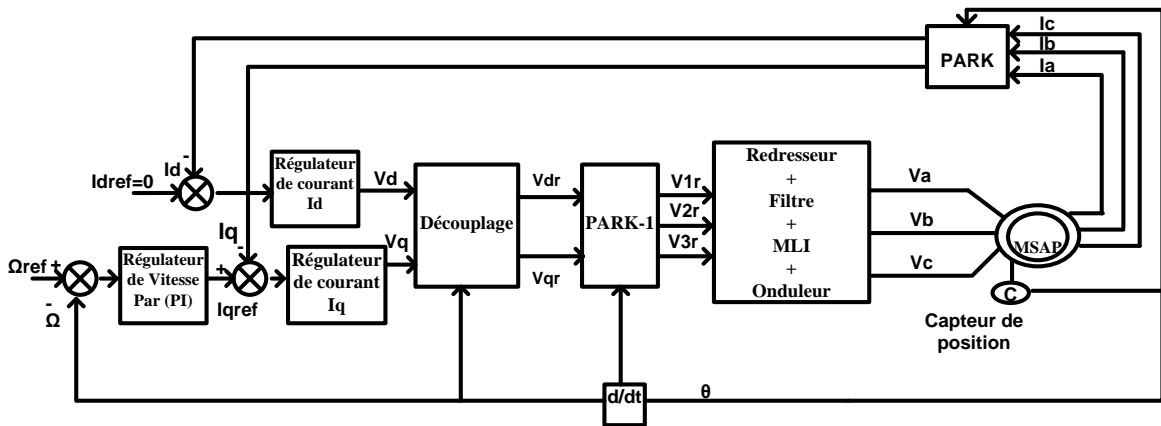


Figure (II.3): Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.

II.2.6 Synthèse des régulateurs :

Une régulation ou assertion vise à assurer une meilleure robustesse face aux perturbations externes et aux variations de paramètres, tandis que la méthodologie de champ orienté pour MSAP décompose les interactions entre les deux axes.

Le couple démontre la variation du courant en annulaire et en faisant varier la composante en quadrature, formant une régulation du courant et de la vitesse. Un régulateur maintient un écart égal à sa référence malgré les perturbations internes ou externes, en privilégiant la précision statique et dynamique.

Un régulateur joue un rôle essentiel dans le contrôle et la stabilisation des systèmes, qu'il s'agisse de tension électrique, de pression ou d'autres paramètres. Il assure que ces éléments restent dans des limites spécifiques pour garantir un fonctionnement optimal et sécurisé [36].

**II.2.6.1 Réglage par régulateur PI:**

Un régulateur Proportionnel-Intégral (PI) constitue une boucle de rétroaction mise en œuvre dans les systèmes de contrôle afin de conserver la variable du procédé (telle que la température, la pression, le débit, etc.) à un niveau désiré. Un régulateur PI fusionne deux types de contrôles pour garantir une performance optimale [37] [38] :

- **Action Proportionnelle (P)** : La sortie de l'élément proportionnel du régulateur est directement liée à l'erreur, qui représente la différence entre le point de consigne et la mesure de la variable de processus. Plus l'écart est important, plus l'intervention de contrôle doit être significative. Cela permet une réaction rapide aux modifications de la consigne ou aux perturbations.
- **Action Intégrale (I)** : La partie intégrale du contrôleur produit une sortie qui est proportionnelle à l'intégration de l'erreur au fil du temps. Autrement dit, elle considère l'amoncellement de l'erreur. L'objectif de l'action intégrale est de supprimer l'erreur statique (ou erreur en régime permanent) qui pourrait persister si l'on se contente d'une action proportionnelle.
- $K_p$  : est le gain proportionnel, qui détermine la sensibilité à l'erreur instantanée.
- $K_i$  : est le gain intégral, qui détermine la force de l'action basée sur l'accumulation de l'erreur.

Il est utilisé pour :

- a. Réduire l'erreur entre la consigne et la variable de procédé.
- b. Fournir une réponse rapide aux changements.
- c. Éliminer l'erreur statique en régime permanent.

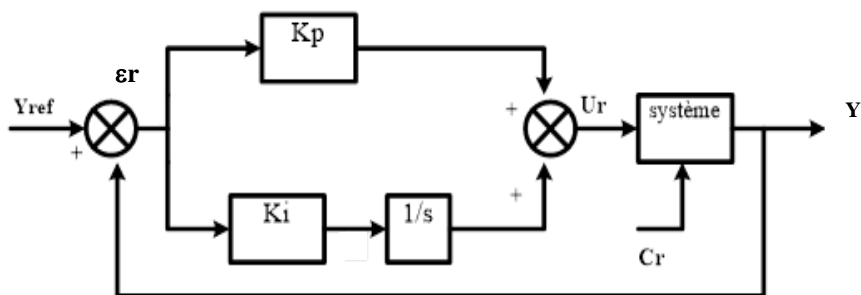


Figure (II.4) : Régulateur PI.

II.2.6.1.1 Régulation de vitesse :

Le régulateur de vitesse permet de sélectionner le couple de référence. Afin de permettre de maintenir la vitesse appropriée [8].

La boucle de régulation de la vitesse est représentée par la figure ci-dessous :

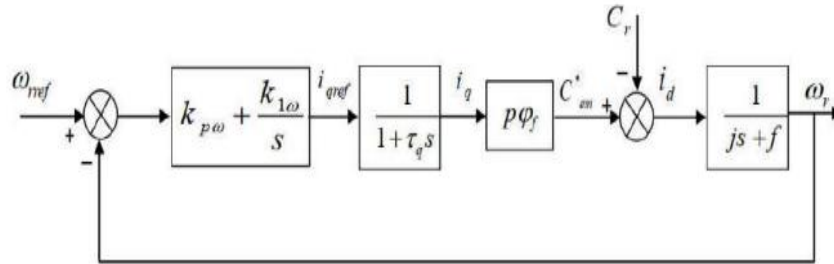


Figure (II.5) : Boucle de régulation de vitesse.

- $f_{\omega}(s)$  : La fonction de transfert du régulateur de vitesse

$$F_{\omega}(S) = K_{p\omega} + \frac{K_{i\omega}}{s} = \frac{1 + sT_{1\omega}}{sT_{2\omega}} \quad (II.7)$$

$$\text{Ou : } \begin{cases} K_{p\omega} = \frac{T_{1\omega}}{T_{2\omega}} \\ K_{i\omega} = \frac{1}{T_{2\omega}} \end{cases} \quad (II.8)$$

- $F_o(s)$  : La fonction de transfert en boucle ouverte.

$$F_o(s) = \frac{P\phi_{sf}}{f(1 + s\tau_q) + (1 + s\tau_m)} \quad (II.9)$$

$$\tau_m = \frac{T}{f} : \text{ Constante mécanique de la machine.}$$

La FTBF est donnée par :

$$FTBF(s) = \frac{F_{\omega}(s)F_o(s)}{1 + F_{\omega}(s)F_o(s)} \quad (II.10)$$

Après les calculs on trouve :

$$FTBF(s) = \frac{P\phi_{sf}(K_{p\omega}s + K_{i\omega})}{J\tau_q s^3 + (J + f\tau_q)s^2 + (P\phi_{sf}K_{p\omega} + f)s + P\phi_{sf}K_{i\omega}} \quad (II.11)$$

Si on néglige  $(J, \tau_q)$ ,  $(f, \tau_q)$  devant  $J$ , le polynôme caractéristique de cette fonction devient :

$$P(s) = Js^2 + (f + P\varphi_{sf}K_{p\omega})s + P\varphi_{sf}K_{i\omega} \quad (\text{II.12})$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués :

$$s_{1,2} = \rho \cdot (1 \pm j) \text{ Il devient alors :}$$

$$P(s) = s^2 + 2Ps + 2P^2 \quad (\text{II.13})$$

Par identification terme à terme entre l'équation (II.8) et (II.9) on trouve :

$$\begin{cases} K_{p\omega} = \frac{2J\rho - f}{P\varphi_{sf}} \\ K_{i\omega} = \frac{2\rho^2 J}{P\varphi_{sd}} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Où :  $\rho = \xi\omega_n$

- $\omega_n$  : Pulsation propre du système.
- $\xi$  : Facteur d'amortissement.

### II.2.6.1.2 Régulateur du courant $I_q$ :

La commande de la MSAP s'effectue en contrôlant les courants  $I_d$  et  $I_q$  : [7]

Sachant que : 
$$I_q = \frac{V_{q1}}{R_s + sL_q} \quad (\text{II.15})$$

Et que la forme générale du régulateur (PI) est :  $\frac{1 + sT_1}{sT_2}$

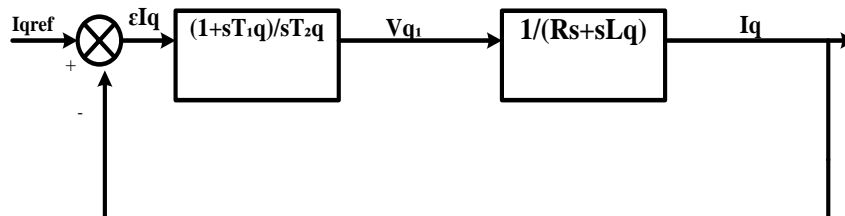


Figure (II.6) : Boucle de régulation de courant  $I_q$ .

La fonction de Transfert en boucle ouverte (FTBO) est :

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1q}}{sT_{2q}(R_s + sL_q)} \quad (\text{II.16})$$

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1q}}{sT_{2q}R_s \left(1 + s \frac{L_q}{R_s}\right)} \quad (\text{II.17})$$

Par l'utilisation de la méthode de compensation des pôles, on aura :

$$1 + sT_{1q} = 1 + s \frac{L_q}{R_s} \quad \text{Ce qui se traduit par la condition :}$$

$$\frac{L_q}{R_s} = T_{1q} = \tau_q \quad (\text{II.18})$$

Avec :

$$\frac{L_q}{R_s} : \text{Constante de temps électrique}$$

Si on remplace la constante par sa valeur, équation (II.18) dans (II.17), on trouve :

$$FTBO = \frac{1}{sR_sT_{2q}} \quad (\text{II.19})$$

Pour la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} \quad (\text{II.20})$$

$$FTBF = \frac{1}{1 + sR_sT_{2q}} \quad \text{De la forme : } \left( \frac{1}{1 + s\tau_q} \right) \quad (\text{II.21})$$

Par identification on trouve :

$$\tau_q = R_sT_{2q} \Rightarrow T_{2q} = \frac{\tau_q}{R_s} \quad (\text{II.22})$$

En imposant le temps de référence :

$$T_r = 3\tau_q \quad (\text{Critère de } \pm 5\%) \quad (\text{II.23})$$

On a :

$$T_{2q} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (\text{II.24})$$

$T_r$  : Temps de réponse imposé.

$\tau_q = \frac{L_q}{R_s}$  : Constante de temps électrique de l'axe q de la machine.

$$K_i = \frac{R_s}{\tau_q} \quad (\text{II.25})$$

On obtient finalement :

$$\begin{cases} K_{pq} = \frac{3L_q}{T_r} \\ K_{iq} = \frac{3R_s}{T_r} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

### II.2.6.1.3 Régulateur du courant $I_d$ :

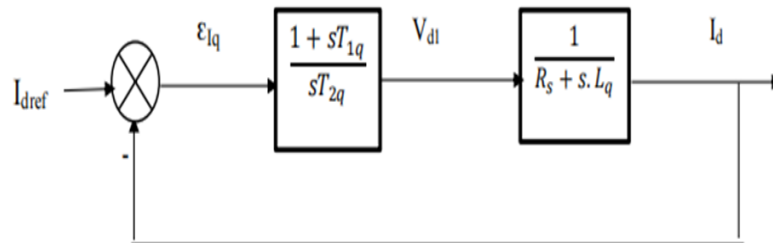


Figure (II.7) : Boucle de régulation de courant  $I_d$  .

Pour la régulation du courant  $I_d$ , on suit la même procédure utilisée pour la régulation du courant  $I_q$

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1d}}{sT_{2d}R_s \left( 1 + s \frac{L_d}{R_s} \right)} \quad (\text{II.27})$$

$$FTBF = \frac{1}{1 + sR_sT_{2d}} \quad (\text{II.28})$$

$$\frac{L_d}{R_s} = T_{1d} = \tau_d \quad (\text{II.29})$$

On Impose:

$$T_r = 3\tau_d$$

$$\tau_d = R_s T_{2d} \Rightarrow T_{2d} = \frac{\tau_d}{R_s}$$

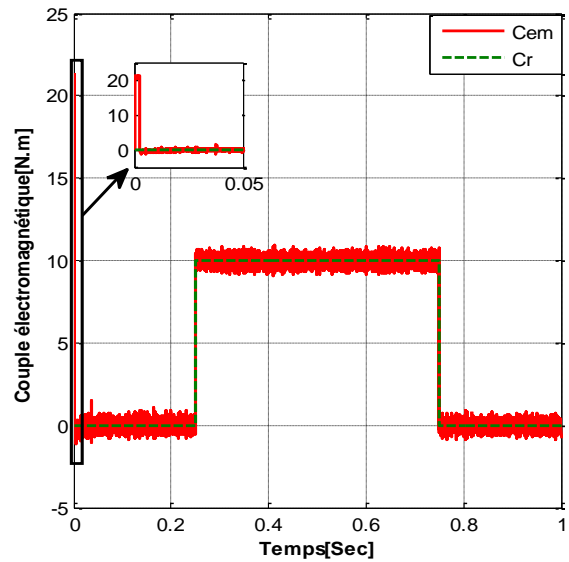
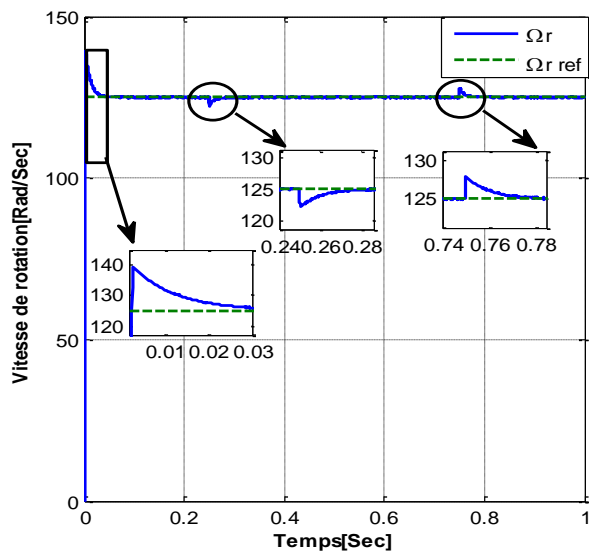
$$T_{2d} = \frac{T_r}{3R_s} \tag{II.30}$$

$\tau_d = \frac{L_d}{R_s}$  : Constante de temps électrique de l'axe d de la machine.

**II.2.7 Résultats de simulation :**

**II.2.7.1 Simulations du comportement du MSAP associé à la commande (Sens directe) :**

Les machines sont commandées par des vecteurs, excités par l'onduleur, et les corrections PI garanties par la réglemmentation. Trois régulateurs sont utilisés: le régulateur de la vitesse, le courant  $I_d$  et le courant  $I_q$ .



**Figure (II.8) :** Vitesse de rotation [Rad/Sec]. **Figure (II.9) :** Couple électromagnétique [N.m].

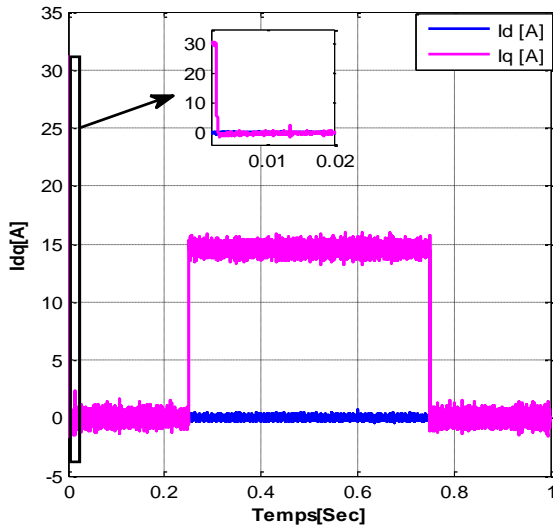


Figure (II.10) :  $I_{dq}$  [A].

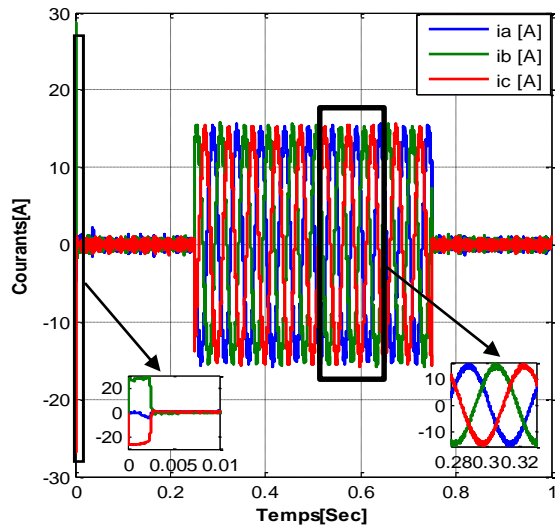


Figure (II .11) : Courants [A].

### II.2.7.1.1 Interprétations des résultats :

La commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est souvent simulée sous MATLAB/Simulink pour analyser son comportement dynamique. Les résultats de simulation de la commande vectorielle de (MSAP) montrent l'impact du découplage et de la synthèse des régulateurs sur les performances telles que la régulation de la vitesse et le contrôle du couple, permettant d'optimiser le fonctionnement de la machine.

D'après la simulation (à l'aide de logicielle MATLAB/Simulink) que nous avons appliqué un échelonne de consigne de 125 [rad/sec] à  $t = 0$ [sec] avec application d'un couple résistant  $C_r$  entre (0.25 et 10) [N.m], et dis-application de même couple entre (0.75 et 10) [N.m].

Selon les résultats précédents nous observons que :

Le courant  $I_q$  après le régime transitoire revient à sa valeur zéro.

La variation de la vitesse est rapide avec très petite dépassement et sans erreur statique, Après l'application de la charge à l'instant  $t=0.25$  [sec], la vitesse présente une chute qui est rejetée, puis rejoint sa valeur de référence, et après la désactivation de la charge a  $t=0.75$  [sec] on observe d'abord une augmentation de la vitesse, suivie d'un retour à sa valeur de référence.

Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge, étant donné que le courant  $I_q$  est une image de couple, la réaction

des deux composantes du courant indique clairement le découplage introduit par le contrôle du vecteur de machine ( $I_d = 0$ ).

**II.2.7.2 Simulations du comportement du MSAP associé à la commande (Inversion de sens de rotation) :**

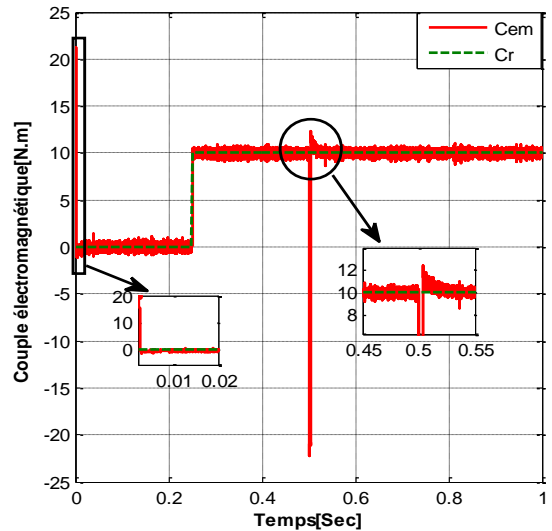
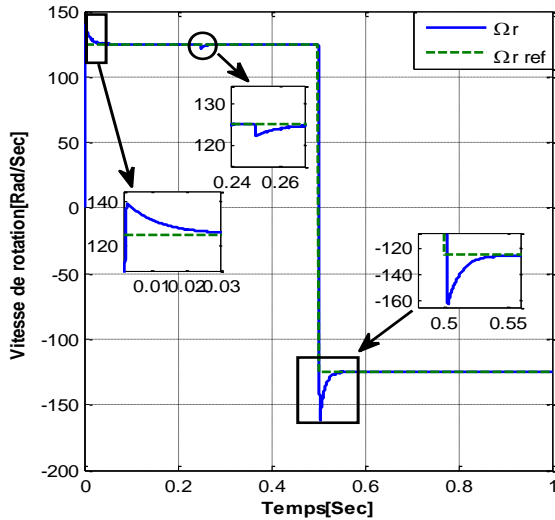


Figure (II.12) : Vitesse de rotation [Rad /Sec].

Figure (II.13) : Couple électromagnétique [N.m].

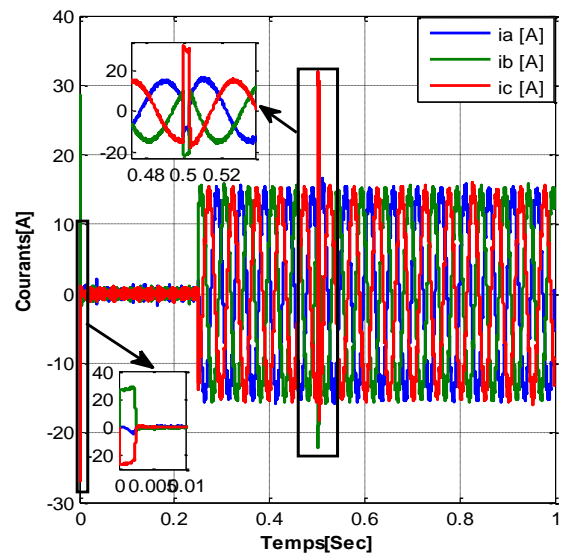
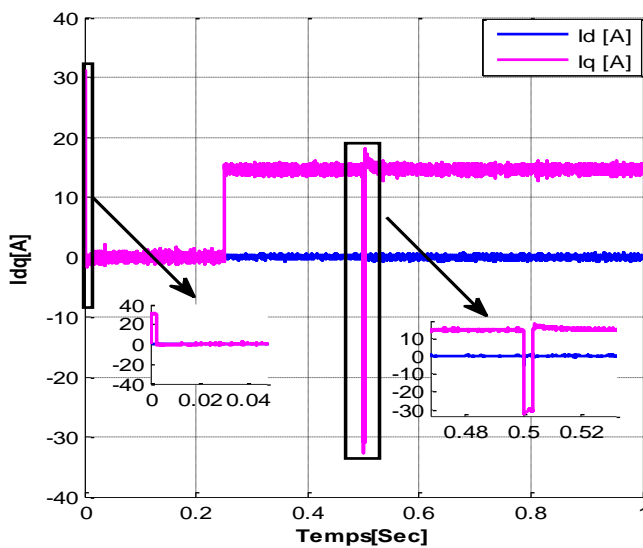


Figure (II.14) :  $I_{dq}$  [A].

Figure (II.15) : Courants [A].

II.2.7.2.1 Interprétations des résultats :

La vitesse est positive au départ (environ 125 [rad/sec]).

A  $t=0.05$  [sec], on observe une commutation brutale (inversion du sens de rotation) : la vitesse change de signe, on note une phase transitoire brève avec quelques oscillations, puis la vitesse atteint une valeur négative stable (environ -125 [rad/sec]). Cela confirme que le système réagit rapidement à l'ordre d'inversion de rotation, avec une bonne stabilisation.

L'allure du couple présente des pics lors de l'inversion de la vitesse puis se stabilise à la valeur désirée.

Le courant  $I_q$  subit une variation significative à l'inversion (0.05 [sec]), passant d'une valeur positive à une valeur négative, ce qui est cohérent avec l'inversion du couple.

Le courant  $I_d$  reste proche de zéro, ce qui est typique d'une commande vectorielle orientée champ pour minimiser les pertes.

Les courants triphasés sinusoïdaux bien équilibrés avant et après la commande. Au moment de l'inversion (vers 0.05 [sec]), il y a une brève perturbation ou discontinuité, suivie par une régénération propre des signaux.

Les amplitudes sont stables et cohérentes avec un fonctionnement en régime établi.

II.2.7.3 Simulations du comportement du MSAP associé à la commande (Variation de vitesse) :

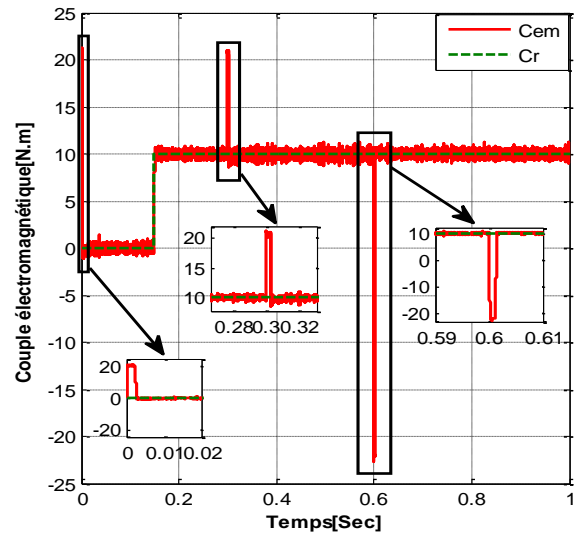
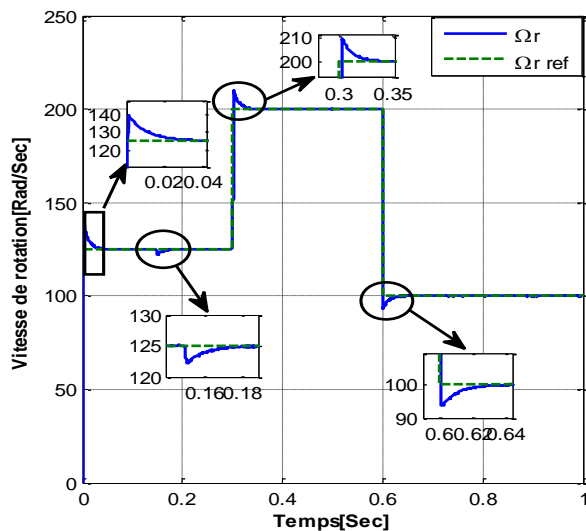


Figure (II.16) : Vitesse de rotation [Rad/Sec].

Figure (II.17) : Couple électromagnétique [N.m].

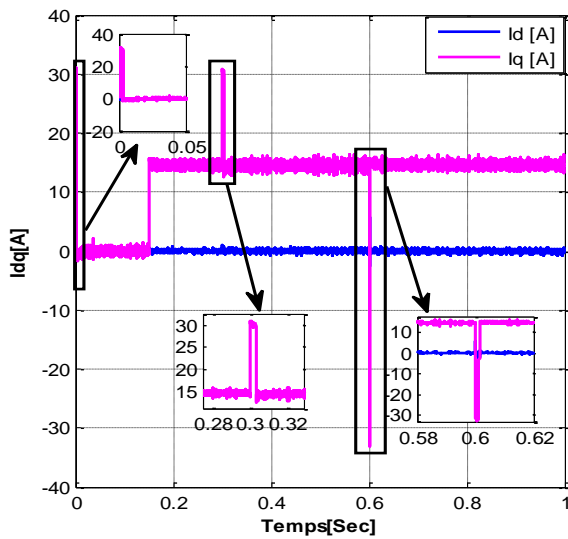


Figure (II.18) :  $I_{dq}$  [A].

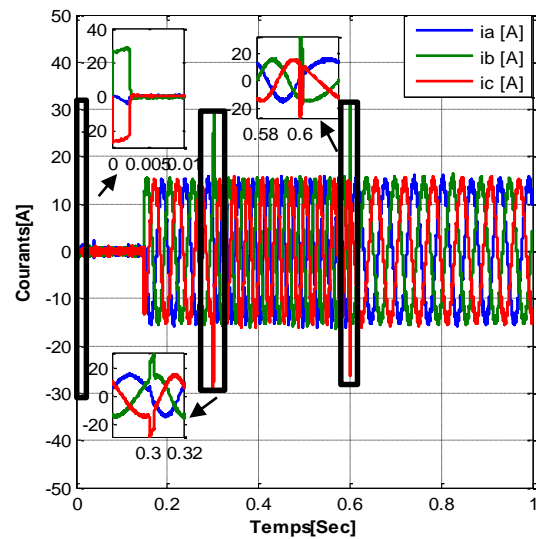


Figure (II.19) : Courants [A].

**II.2.7.3.1 Interprétations des résultats :**

On observe plusieurs paliers de consignes de vitesse successivement montée de 0 à 140 [rad/sec], puis 200 [rad/sec], chute à 125 [rad/sec], puis 90 [rad/sec], remontée à 100 [rad/sec].

À chaque changement, il y a une phase transitoire courte, suivie d’une stabilisation rapide, les insertions zoomées montrent une légère ondulation ou dépassement (over shoot) avant stabilisation.

Le couple électromagnétique suit fidèlement et rapidement les consignes de vitesse imposées, et ces pics de couple observés lors des transitions sont maîtrisés, sans instabilité.

La commande permet une réponse transitoire rapide avec une stabilisation efficace.

Le courant  $I_q$  fluctue selon les besoins de couple : Il suit les variations de couple (augmente en phase d’accélération, diminue lors du freinage), on constate des transitoires nets mais contrôlés à chaque changement de consigne.

Le courant  $I_d$  reste très proche de zéro, confirmant une commande orientée champ bien appliquée.

Les trois courants statoriques sont sinusoïdaux équilibrés, à chaque changement de vitesse, on note une brève perturbation, puis retour rapide à des formes ondulées stables.

Les courants augmentent ou diminuent en amplitude selon les niveaux de couple demandés.

**II.3 Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons déterminé les techniques de contrôle vectorielles utilisées dans le MSAP. Cette stratégie permet la séparation entre le couple électromagnétique et l’écoulement de la machine, Cela permet à une machine de se synchroniser avec un aimant permanent similaire à la machine actuelle.

Un réglage approprié en utilisant des régulateurs traditionnels permet des performances dynamiques et statiques. Puisque les correcteurs classiques sont dimensionnés à partir des paramètres de la machine, alors il est préférable de voir d'autres techniques de réglage robuste. La commande par mode glissant, qui est le sujet du chapitre suivant.

## **Chapitre III**

# **La commande par mode glissant et backstepping de MSAP**

### III.1 Introduction :

Au cours des dernières années, un large segment de la communauté scientifique s'est penché sur l'élaboration de procédures récursives pour concevoir des lois de contrôle destinées aux systèmes non linéaires, telles que le Backstepping. De nombreux ouvrages explorant cette approche novatrice ont vu le jour. On a également présenté dans la littérature des applications ainsi que des procédés. Cette méthode repose sur l'emploi des fonctions de Lyapunov, ce qui rend l'analyse de la stabilité plus aisée. La méthode de Backstepping a été conçue par Kanella-kopoulos et al. (1991), en s'inspirant des recherches de Feurer Morse (1978) d'une part, et de Tsinias (1989) ainsi que Kokotovic-Sussmann (1989) d'autre part. Elle propose une approche méthodique pour la synthèse d'un contrôleur destiné aux systèmes non linéaires. La technique du Backstepping est une méthode de commande relativement récente pour les systèmes non linéaires. Elle permet de déterminer la loi de commande de manière séquentielle et systématique en choisissant une fonction de Lyapunov. Son principe consiste à établir constructivement la loi de commande du système non linéaire en considérant certaines variables d'état comme des commandes virtuelles et en concevant des lois de commande intermédiaires. Le mot Backstepping est particulièrement justifié par le processus récursif intrinsèque à la synthèse [48] [43].

### III.2 La commande par mode glissant :

#### III.2.1 Définition de commande par mode glissant :

La technologie des modes glissants, ou contrôle par modes glissants, est une approche de contrôle robuste utilisée dans les systèmes dynamiques. Elle repose sur l'idée de forcer l'état d'un système à suivre une trajectoire prédéfinie, appelée surface de glissement. Voici un aperçu des concepts clés associés à cette méthode :

- **Surface de glissement** : C'est une surface dans l'espace d'état du système où l'on souhaite que le système se stabilise. La dynamique du système est conçue de manière à ce qu'il atteigne cette surface et y reste.
- **Commutation** : Une fois que le système atteint la surface de glissement, une logique de commutation est appliquée pour maintenir le système sur cette surface. Cela implique souvent de changer le mode de contrôle en fonction de la position de l'état par rapport à la surface de glissement.
- **Phénomène de glissement** : Lorsque le système est sur la surface de glissement, il évolue selon une dynamique spécifique qui est généralement plus simple à contrôler. L'objectif est de faire en sorte que le système converge vers un point d'équilibre souhaité.

Le mode de glissement existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre « U max » et

« U min ». Ce phénomène est démontré à l'aide de la figure pour un système à régler du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état «  $S_1 x$  » et «  $S_2 x$  » [49].

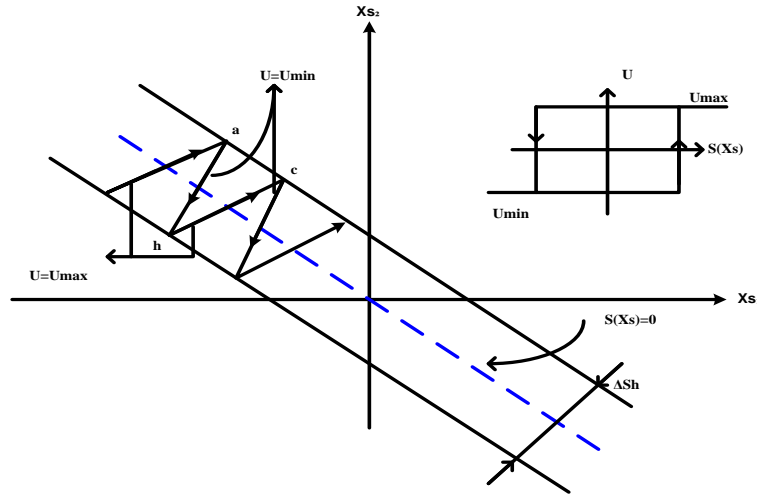


Figure (III.1) : Explication du phénomène du glissement.

- **Robustesse** : L'un des principaux avantages de la technologie des modes glissants est sa robustesse face aux incertitudes et aux perturbations. En effet, même si le modèle du système n'est pas parfaitement connu ou si des perturbations agissent sur le système, le contrôle par modes glissants peut encore garantir un comportement souhaité.
- **Applications** : Cette méthode est utilisée dans divers domaines, notamment la robotique, l'automatisation industrielle, et les systèmes de contrôle de véhicules, où des performances robustes et précises sont essentielles.

### III.2.2 Système à Structure variable :

La commande à structure variable par régime glissant, qui a vu le jour au début des années 60 grâce aux résultats théoriques du mathématicien AF Philipov, est une commande non linéaire qui repose sur l'emploi d'un terme discontinu. Suite aux recherches menées par l'équipe du professeur Emelyanov en Union Soviétique et à cause des problèmes de broutements et de réalisation, l'essor de la commande à structure variable n'a eu lieu qu'à la fin des années 70, stimulé par les progrès de l'électronique et de l'informatique. Effectivement, cette commande s'appuie sur une commutation à haute fréquence pour assurer un meilleur comportement glissant [55].

#### III.2.2.1 Le principe de système à Structure Variable :

L'approche glissante joue un rôle crucial dans la détermination et les caractéristiques d'une catégorie essentielle des systèmes de contrôle. Un système à structure variable est un système dont la structure

modifie son mode de fonctionnement. Il se distingue par une sélection de fonction et un principe de commutation. Cette option offre la possibilité de passer d'une structure à une autre à tout moment.

De plus, un tel système peut présenter des propriétés inédites qui ne sont pas présentes dans chaque structure. Dans la commande des systèmes à structure variable par méthode du glissement, l'état de la trajectoire est dirigé vers une surface. En utilisant la loi de commutation, elle est contrainte de demeurer à proximité de cette surface. On désigne comme surface de glissement la dernière et le mouvement le long duquel se produit un système de commande à structure variable est défini pour chaque composant du vecteur de commande  $U_i = (i = 1, \dots, m)$ .

Le format d'une commande à structure variable :

$$U_i = u_{\max} \quad \text{Si} \quad S_i(x) > 0$$

$$U_i = u_{\min} \quad \text{Si} \quad S_i(x) < 0$$

Telle que la condition d'accès soit vérifiée, c'est-à-dire telle que la trajectoire d'état atteigne la surface de commutation  $S(x) = 0$  en temps fini [41].

### III.2.3 Le phénomène de Chattering :

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation rapide de la commande quand les modes techniques des modes glissants sont utilisés.

Dans le but de réduire les broutements (phénomène de Chattering haute fréquence), nous pouvons imposer une variation de la valeur de la commande  $U_n$  en fonction de la distance entre la variable d'état et la surface de glissement [56] [55].

### III.2.4 Mode de la trajectoire dans le plan de phase : [45] [44]

La méthode de la commande par mode glissant consiste à acheminer le parcours d'état d'un système vers la surface de glissement et de le faire commuter grâce à une logique de commutation adéquate jusqu'au point d'équilibre. Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes.

- **Mode de convergence (MC) :** C'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation  $S(x)=0$ . Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- **Mode de glissement (MG) :** C'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement  $S(x)=0$ .

- **Mode du régime permanent (MRP) :** Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande. Avant d'aborder les méthodes utilisées dans la synthèse de système de contrôle par mode de glissement, nous allons expliquer quelques notions de bases du régime glissant.

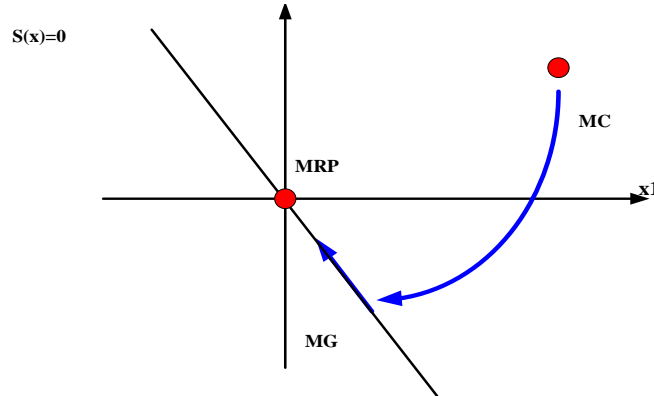


Figure (III.2): Les modes de trajectoire dans le plan de phase.

### III.2.5 Conception de la surface de glissement : [46] [47]

La conception d'un contrôleur basé sur le mode glissant peut effectivement être réalisée en plusieurs étapes complémentaires. Voici une approche typique en trois étapes :

**III.2.5.1 Choix de la surface de glissement :** La première étape consiste à définir une surface de glissement ( $s(x)$ ) dans l'espace d'état. Considérons une classe de systèmes non linéaires, le vecteur de surface a la même dimension que le vecteur de commande  $u$ .

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x,t) + g(x,t)u(t) \\ y = C^t x \quad y \in R^m \end{cases} \quad (III.1)$$

Où :

- $x(t)$  : Vecteur d'état de système.
- $u(t)$  : Vecteur de commande.

$f, g$  Sont des champs du vecteur suffisamment différentiables définis sur  $X$ . La surface est donnée par :

$$S(x) = \sum_{i=1}^n c_i \mu \cdot e_i$$

Où :

$S(x) = 0$  Est la fonction de commutation, elle sépare l'espace d'état en 2 parties disjointes

$S(x,t) < 0$  Et  $S(x,t) > 0$  ,  $e = [e_1, e_2, \dots, e_n]^t$

$S(x) = [S_1(x), S_2(x), \dots, S_n(x)]$ : Vecteur de la surface de glissements.

$x_{ref} = [x_{1ref}, x_{2ref}, \dots, x_{nref}]^t$ : Vecteur de référence (l'état désiré).

$e = x - x_{ref}$  : L'erreur entre la variable à commander et sa référence.

$e = [e_1, e_2, \dots, e_n]^t$ : Vecteur de l'écart.

- $c\mu$  : Paramètres de la surface de glissement.
- $C$  : Matrice d'éléments de  $m * n$  paramètres de la surface (matrice de pente de la droite de surface).

Le choix des paramètres de la surface se fait de façon satisfaisant les performances désirées. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée.

$$S(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} \cdot e(x) \tag{III.2}$$

Avec :  $e(x) = x_{ref} - x_i$

- $\lambda$  : Une constante positive.
- $r$  : Degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaitre la Commande  $S(x) = 0$  Est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est :  $e(x) = 0$ , Ceci implique que l'état du système est égal à l'état désiré.

$$\begin{cases} r = 1, S(x) = e(x) \\ r = 2, S(x) = \lambda_x e(x) + e(x) \\ r = 3, S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x) \end{cases}$$

**III.2.5.2 Conditions de convergence** : Les conditions de convergence et d'existence sont deux critères qui permettent aux différentes dynamique du système de convergence vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation Il existe deux conditions pour assurer le mode de convergence.

**a) La fonction discrète de commutation :**

Il s'agit de la première condition de convergence proposée par Emilyanov et Utkin. On donne donc à la surface une base dynamique convergente-zéro, selon laquelle par :

$$\dot{S}(x) > 0 \quad \text{Si} \quad S(x) < 0$$

$$\dot{S}(x) < 0 \quad \text{Si} \quad S(x) > 0$$

Cette condition peut être formulée comme suit :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \tag{III.3}$$

**b) La fonction de Lyapunov : [50]**

Le concept consiste à sélectionner une fonction scalaire ( $x$ ) afin d'assurer que la variable contrôlée converge vers sa valeur de référence, tout en élaborant la commande vous. La définition de la fonction de Lyapunov est la suivante :

$$v(x) = \frac{1}{2} e^2(x) \tag{III.4}$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{v}(x) = \dot{s}(x)s(x) \tag{III.5}$$

Pour que la fonction  $V(x)$  puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative.

$$\dot{S}(x)S(x) < 0$$

**III.2.5.3 Détermination de loi de commande : [57] [53]**

La structure d'un contrôleur en mode glissant présente deux parties : la linéarisation exacte, d'une part, et la stabilisation, d'autre part. Cette dernière est fondamentale dans le réglage par mode de glissement: elle annule l'action imparfaite du modèle et assure un rejet des perturbations externes.

**a) La Commande Équivalente :**

La commande équivalente ( $U_{eq}$ ) est un concept théorique. Elle est définie comme la valeur de la commande continue qui satisferait la condition de maintien exact sur la surface de glissement, c'est-à-dire que la dérivée temporelle de la fonction de glissement ( $s$ ) serait nulle ( $\dot{s} = 0$ ).

Ce régime n'ayant lieu que sur :

$$S_i(x) = 0 \quad i = 1, 2, 3, \dots, m$$

Le vecteur  $U$  est composé de deux grandeurs  $U_{eq}$  et  $U_n$  soit :

$$U = U_{eq} + U_n \tag{III.6}$$

Nous avons :

$$S(x) = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial x} [f(x,t) + g(x,t)U_{eq}] \cdot \frac{\partial s}{\partial x} [g(x,t)U_n] \tag{III.7}$$

Cette équation représente la dynamique du système équivalent dans la surface de glissement.

La commande équivalente  $U_{eq}$  peut être interprétée comme la valeur moyenne modulée ou grandeur continue que prend la commande lors de la commutation rapide entre  $U + U_{max}$  et  $U - U_{min}$ .

En mode de glissement et en régime permanent, La surface  $S(x)$  est nulle par conséquent sa dérivée et la composante discontinue  $U_n$  sont aussi nulles. D'où, nous déduisons l'expression de la commande équivalente :

$$U_{eq} = -\left[\frac{\partial s}{\partial x} f(x,t)\right] \left[\frac{\partial s}{\partial x} g(x,t)\right]^{-1} \tag{III.8}$$

En portant  $U_{eq}$  dans l'équation (III.64), on obtient l'équation du régime glissant idéal :

$$\dot{x}(t) = f(x,t) - g(x,t) \left[\frac{\partial s}{\partial x} g(x,t)\right]^{-1} \frac{\partial s}{\partial t} f(x,t) \tag{III.9}$$

Cette équation représente la dynamique du système équivalent dans la surface de glissement. La commande équivalente  $U_{eq}$  peut être interprétée comme la valeur moyenne modulée ou grandeur continue que prend la commande lors de la commutation rapide entre  $U + U_{max}$  et  $U - U_{min}$ .

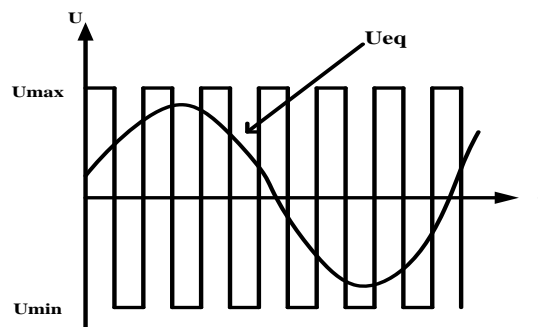


Figure (III.3) : Commande équivalente  $U_{eq}$ .

**b) La Commande discontinue de base :**

L'intégration du terme  $U_n$  dans la loi de commande garantit l'attractivité de la surface de glissement

$S(x)$ . Elle est séduisante uniquement si  $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$ . Cette condition permet de déterminer la zone où le mode de glissement est présent.

Durant le mode de convergence, on remplace le terme  $U_{eq}$  par sa valeur donnée par dans l'équation. Nous obtenons donc une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [g(x,t)U_n] \tag{III.10}$$

Le problème revient à trouver  $U_n$  tel que :

$$\dot{S}(x) \cdot S(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [g(x,t)U_n] < 0 \tag{III.11}$$

L'option la plus facile consiste à sélectionner  $U_n$  en tant que relais. Dans ce contexte, la commande est formulée de la manière suivante :

$$U_n = k \cdot \text{sign}(s(x)) = k \cdot \frac{s(x)}{|s(x)|} \tag{III.12}$$

En remplaçant l'expression dans on obtient :

$$\dot{S}(x) \cdot S(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [g(x,t)] k \cdot \frac{s(x)}{|s(x)|} < 0 \tag{III.13}$$

Pour la classe de systèmes que nous étudions, le facteur  $\frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)$  demeure constamment négatif.

Pour satisfaire aux conditions d'attractivité et de stabilité, le gain  $K$  doit être positif. La sélection de ce gain est cruciale, car si celui-ci est trop faible, le délai de réponse sera considérable, tandis que s'il est excessivement élevé, nous observerons des fluctuations importantes au niveau de l'élément commandé. Ces fluctuations peuvent stimuler les dynamiques non prises en compte (Phénomène de Chattering), ou même endommager l'organe de commande.

**c) Commande signe :**

Il existe diverses options pour le contrôle discontinu ( $U_n$ ). La méthode la plus basique est d'exprimer ( $U_n = U_1, U_2, \dots, U_m$ ) à l'aide de la fonction 'signe' en fonction de ( $S = S_1, S_2, \dots, S_m$ ).

$$\begin{cases} \text{sign}S(x) = +1 \text{ pour } S > 0 \\ \text{sign}S(x) = -1 \text{ pour } S < 0 \end{cases}$$

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure  $U_n$  s'exprime donc comme :

$$U_n = K \cdot \text{sign}S(x)$$

Où  $K$  est un gain positif.

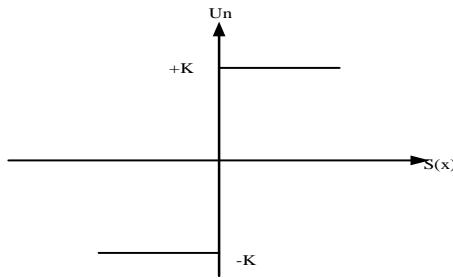


Figure (III.4) : Fonction signe.

**d) Commande avec un seul seuil :**

Cette commande se distingue par un seuil, et l'expression suivante représente la commande discontinue :

$$\begin{cases} U_n = 0 \text{ si } |S(x)| < e \\ U_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) \text{ si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (III.14)$$

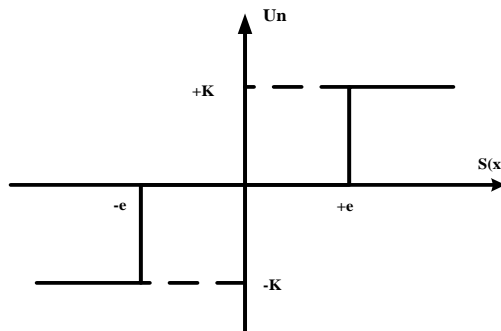


Figure (III.5) : Fonction *signe* de la commande avec un seul seuil.

**III.2.6 L'utilisation d'une surface augmentée :**

Le phénomène des oscillations est l'affaiblissement de l'ordre de la surface de la diapositive en introduisant le drainage d'erreur dans le calcul de la surface, qui peut être dissous par une autre méthode de la méthode ci-dessus, affaiblissant l'ordre de la surface de la glissière (ce qui correspond à l'introduction du concept d'accélération en cas d'effondrement de vitesse) [53].

$$S(x) = K_1 e(x) + K_2 \dot{e}(x) \quad (*)$$

Ou :

K1, K2 : Sont deux constantes positives.

**III.2.7 Application de la commande par mode de glissement à la MSAP :**

$$\bullet \frac{dI_d}{dt} = \dot{I}_d = -\left(\frac{R_s}{L_d}\right) \cdot I_d + \left(\frac{L_q}{L_d}\right) \cdot \rho \Omega_r \cdot I_q + \left(\frac{1}{L_d}\right) \cdot V_d \tag{III.15}$$

$$\bullet \frac{dI_q}{dt} = \dot{I}_q = -\left(\frac{R_s}{L_q}\right) \cdot I_q + \left(\frac{L_d}{L_q}\right) \cdot \rho \Omega_r \cdot I_d - \left(\frac{\rho \phi_{sf}}{L_q}\right) \cdot \Omega_r + \left(\frac{1}{L_q}\right) \cdot V_q \tag{III.16}$$

$$\bullet \frac{d\Omega_r}{dt} = \dot{\Omega}_r = \left( \left( P \cdot \left( \frac{L_d - L_q}{J} \right) \cdot I_d + \frac{P \phi_{sf}}{J} \right) \cdot I_q - \left( \frac{1}{J} \right) \cdot C_r - \left( \frac{f}{J} \right) \cdot \Omega_r \right) \tag{III.17}$$

**III.2.8 Stratégie de commande par mode glissant :**

L'ajustement de la vitesse de la MSAP exige la surveillance du courant que consomme l'appareil. Une approche traditionnelle est d'adopter le principe de la méthode de mode glissant. La boucle interne sert à gérer les courants, alors que la boucle externe est chargée de superviser la vitesse.

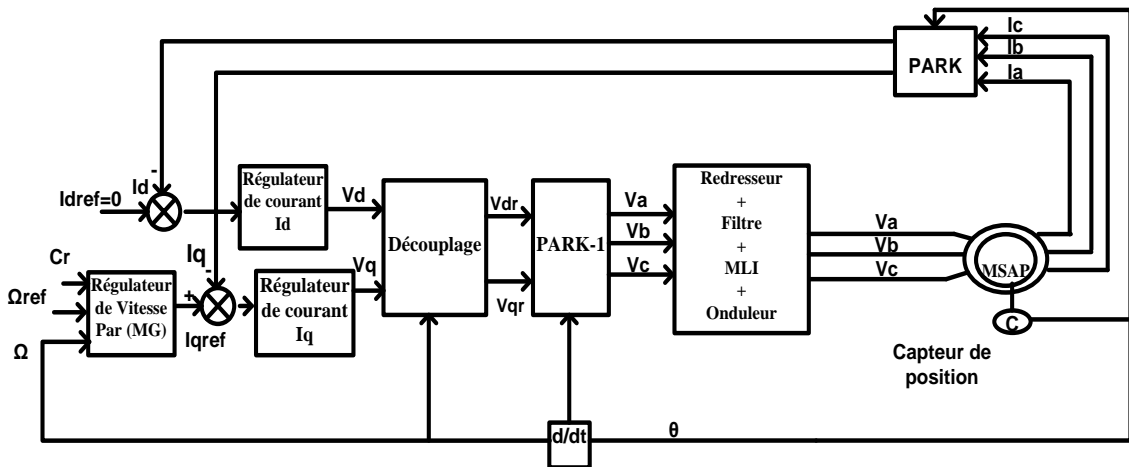


Figure (III.6) : Schéma global de réglage par mode glissant.

➤ **Réglage de vitesse**

Le degré relatif de la vitesse  $\Omega_r$ , avec  $I_q$  est égal 1. Dans ce cas, l'erreur de réglage est choisie comme la surface :

$$S(\Omega_r) = \Omega_{r\ ref} - \Omega_r \tag{III.18}$$

Par conséquent sa dérivée:

$$\dot{S}(\Omega_r) = \dot{\Omega}_{r\text{ref}} - \dot{\Omega}_r \quad (\text{III.19})$$

La loi de commande définie par:

$$U_{co} = U_{eq} + U_n \quad (\text{III.20})$$

Qui est exprimée aussi par la forme suivant:

$$I_q = I_{qeq} + I_{qdis} \quad (\text{III.21})$$

Si ont remplacé l'équation (III.16) dans (III.18), on obtient:

$$\left( \dot{S} \right) = \dot{\Omega}_{r\text{ref}} - \left( \frac{3}{2} \left( \frac{P\varphi_{sf}}{J} \right) I_q - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \Omega_r \right) \quad (\text{III.22})$$

Et Si ont remplacé l'équation (III.21) dans (III.22), on obtient :

$$\left( \dot{S} \right) = \dot{\Omega}_{r\text{ref}} - \left( \frac{3}{2} \left( \frac{P\varphi_{sf}}{J} \right) (I_{qeq} + I_{qdis}) - \frac{1}{J} \cdot C_r - \frac{f}{J} \cdot \Omega_r \right) \quad (\text{III.23})$$

En RP :  $S = 0, \dot{S} = 0, I_{qdis} = 0$

Durant le mode de glissement on a :

$$I_{qeq} = \frac{\dot{\Omega}_{r\text{ref}} + \frac{f}{J} \cdot \Omega_r + \frac{1}{J} \cdot C_r}{\frac{2J}{3P\varphi_{sf}}} \quad (\text{III.24})$$

Durant le mode de convergence, la dérivée de l'équation de LYAPUNOV doit être négative :

$S(\Omega_r) \cdot S(\dot{\Omega}_e) < 0$ , Si ont remplacé l'équation (III.24) dans (III.23), on obtient :

$$\left( \dot{S} \right) = -\frac{3}{2} \left[ \frac{P\varphi_{sf}}{J} \right] \cdot I_{qdis} \quad (\text{III.25})$$

Avec :  $I_{qdis} = k \Omega_r \cdot \text{sign}(S(\Omega_r))$  (III.26)

- $k \Omega_r$  : Gain positive pour le régulateur de vitesse.

III.2.9 Les avantages et les inconvénients de la commande par mode glissant : [51]

III.2.9.1 Les avantages :

Il y'a plusieurs avantages pour la commande par mode glissant :

- a. La précision.
- b. Stabilité.
- c. Simplicité.
- d. Faible temps de réponse et la robustesse face aux variations paramétriques.

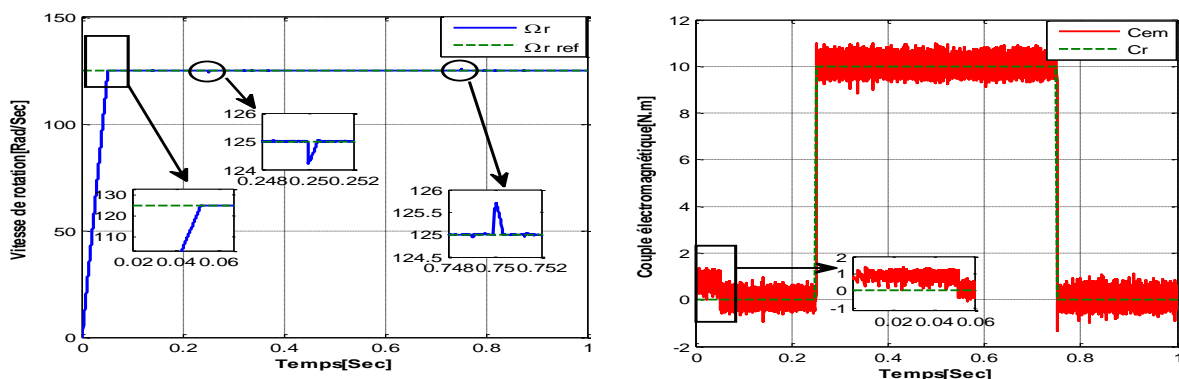
III.2.9.2 Les inconvénients :

- a. Chattering.
- b. Effort de commande élevé.
- c. Sensibilité aux dynamiques non modélisées.
- d. Singularité.
- e. Difficulté de conception et de réglage.
- f. Convergence en temps fini non garantie.
- g. Complexité conceptuelle.

Malgré ces inconvénients, la commande par mode glissant reste une technique puissante et largement utilisée en raison de sa robustesse face aux incertitudes et aux perturbations. De nombreuses recherches visent à atténuer ces inconvénients, notamment le problème du chattering, par diverses modifications de la loi de commande et de la surface de glissement.

III.2.10 Résultats des simulations :

III.2.10.1 Simulations du comportement du MSAP associé à la commande (Sens direct) :



Figure(III.7): Vitesse de rotation [Rad/Sec]. Figure (III.8) : Couple électromagnétique [N.m].

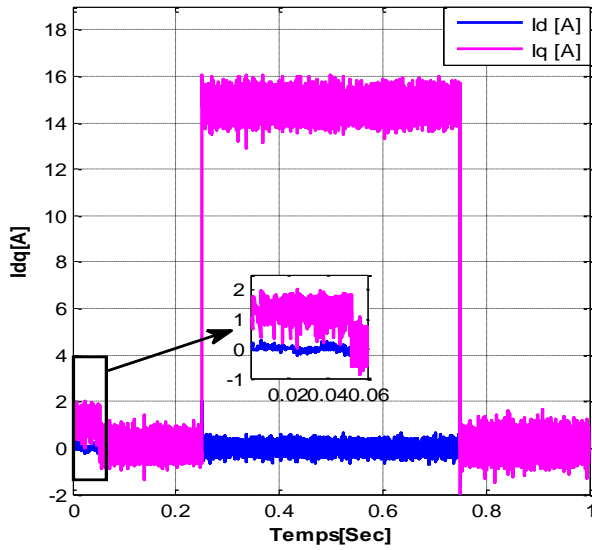


Figure (III.9) :  $I_{dq}$  [A].

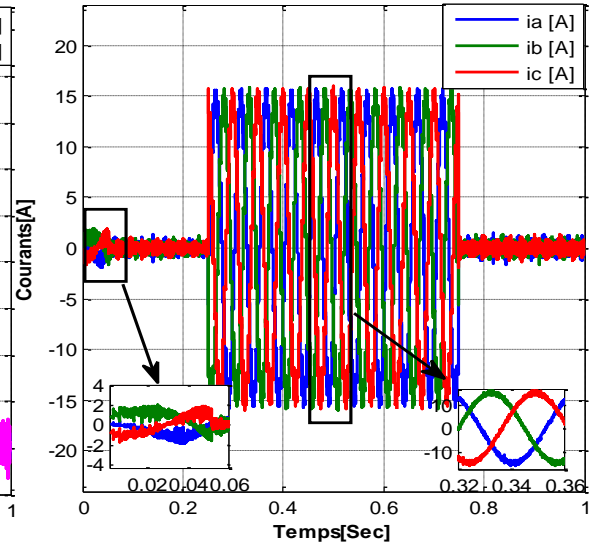


Figure (III.10) : Courants [A].

**III.2.10.2 Interprétations des résultats :**

D’après la simulation qui est faite comme suit :

La courbe de la vitesse montre une convergence rapide vers la consigne, avec un temps de réponse réduit. Cela illustre l’efficacité de la commande par mode glissant à rejeter les perturbations et à s’adapter aux variations de charge. La précision du suivi est généralement excellente, avec une erreur de régime quasi nulle, ce qui témoigne de la robustesse du contrôleur.

Le couple suit fidèlement les variations de la consigne ou les changements de charge.

Dans une bonne commande par mode glissant :

Le couple présente une réponse rapide, sans dépassement significatif. On observe parfois de légers pics au démarrage ou lors des transitions brusques, dus à l’action discontinue de la commande glissante.

Le courant  $I_d$  est généralement proche de zéro si on applique une stratégie de défluxage, ce qui est typique pour maximiser le couple.

Le courant  $I_q$  suit bien sa consigne, représentant la composante directement liée à la production de couple.

Les courants triphasés sont sinusoïdaux équilibrés, ce qui indique un bon fonctionnement du système et une conversion efficace de l’énergie. Leur fréquence et amplitude correspondent à la vitesse et au couple demandé.

II.2.11.1 Simulations du comportement du MSAP associé à la commande (Inversion de Sens de rotation) :

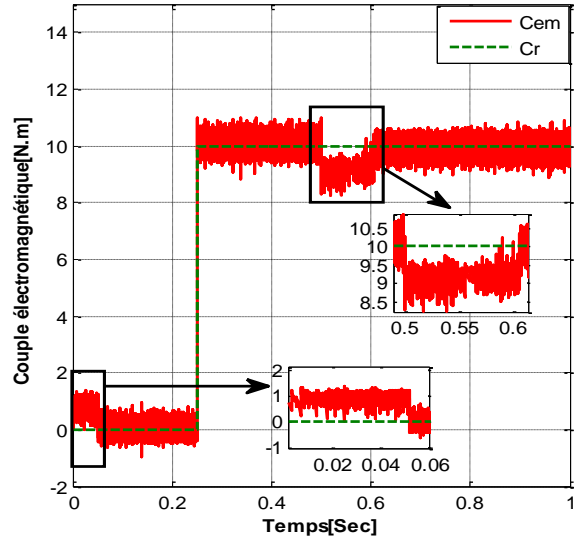
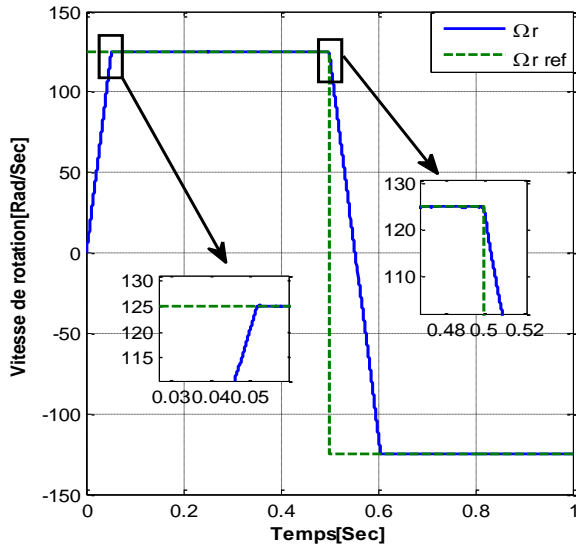


Figure (III.11) : Vitesse de rotation [Rad/Sec]. Figure (III.12) : Couple électromagnétique [N.m].

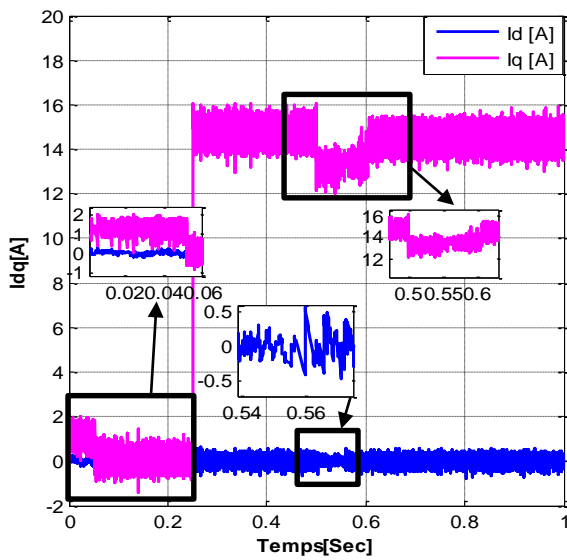


Figure (III.13) :  $I_{dq}$  [A].

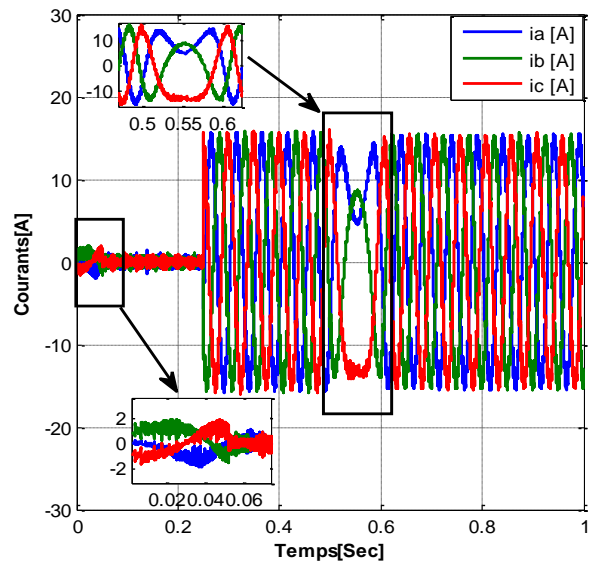


Figure (III.14) : Courants [A].

III.2.11.2 Interprétations des résultats :

Ces figures représentent les résultats de simulation :

On observe une montée rapide de la vitesse à environ 125 [rad/sec] suivie d'un palier stable, puis une chute brutale (retour à zéro puis négatif). Cela indique un bon suivi de consigne avec un changement de sens de rotation à environ -125 [rad/sec].

Le couple  $C_{em}$  suit le couple de charge avec précision .Les variations brutales de couple indiquent des changements de charge ou de consigne (notamment vers 0.4 et 0.6 [sec]). Présence de petites ondulations dans  $C_{em}$  .

Le courant  $I_d$  est presque nul ou faible,  $I_q$  varie clairement avec la charge c'est le courant responsable du couple.

Les formes des courants sinusoïdales bien équilibrées prouve d'un bon pilotage des onduleurs.

L'amplitude augmente dans certaines plages correspond à l'augmentation de charge.

II.2.12.1 Simulations du comportement du MSAP associé à la commande (Variation de vitesse) :

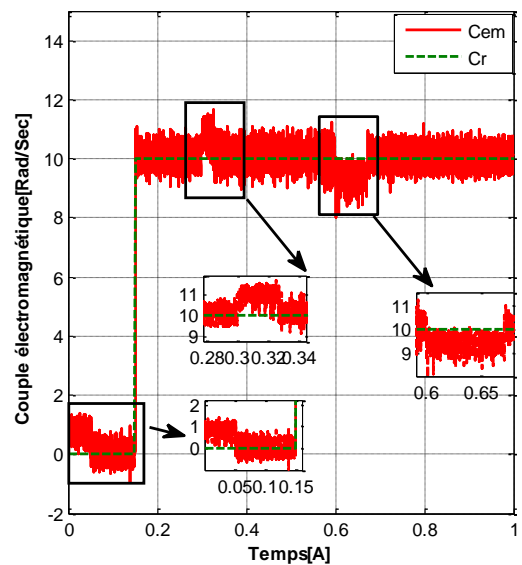
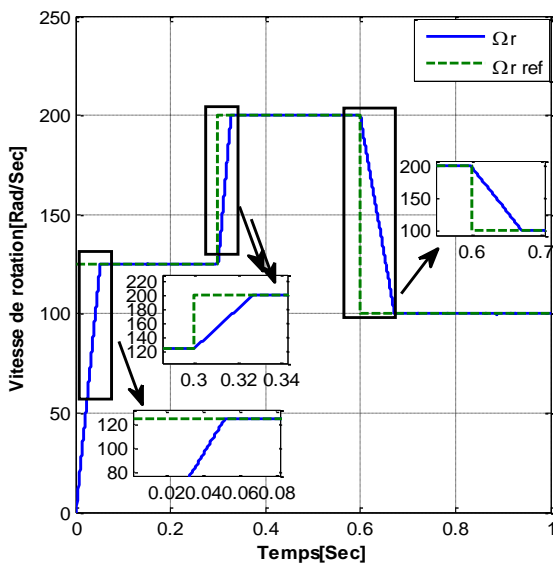
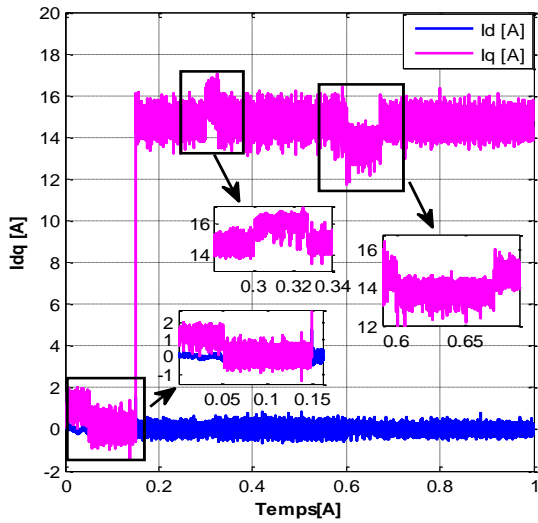


Figure (III.15) : Vitesse de rotation [Rad/Sec]. Figure (III.16) : Couple électromagnétique [N.m].



Figure(III.17) :  $I_{dq}$  [A].

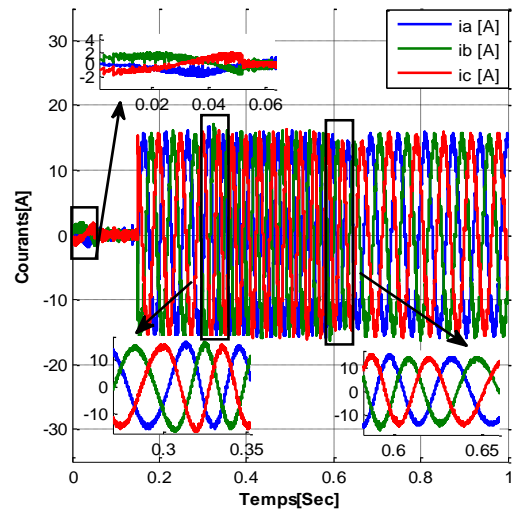


Figure (III.18) : Courants [A].

### III.2.12.2 Interprétations des résultats :

On observe plusieurs paliers de consignes (vers 0.1 [sec], 0.3 [sec], 0.6 [sec]), ce qui indique des changements de consigne en escalier.

La vitesse réelle  $\Omega_r$  suit fidèlement la consigne  $\Omega_{ref}$  avec une très bonne dynamique : Les temps de réponse sont courts et il y a peu de dépassement.

Le couple évolue de manière discontinue, ce qui est typique du Sliding Mode Control :

La commande par mode glissant applique souvent des actions de commande brutales (discontinues) pour ramener rapidement le système sur la surface de glissement.

On remarque des variations nettes du couple à chaque changement de vitesse.

Le couple reste stable autour d'une valeur moyenne, avec de petites oscillations (chattering).

$I_d$  Est quasiment nul tout au long du processus,

Le courant  $I_q$  varie de manière significative, notamment lors des transitions vers (0.05 [sec], 0.3 [sec], 0.6 [sec]) : ces variations de sont cohérentes avec les changements de vitesse ou de couple (comme vu dans les figures précédentes). Les oscillations visibles sont dues au comportement discontinu du mode glissant, mais elles restent contenues et peu amplifiées, signe d'un bon réglage des gains de commande.

Les courants ( $i_a, i_b, i_c$ ) Sinusoïdaux et équilibrés : après environ 0.2 [sec], avec une fréquence constante, avant 0.2 [sec], les courants sont faibles (phase transitoire).

Des zooms à 0.3–0.34 [sec] et 0.42–0.44 [sec] montrent : Un déphasage de  $120^\circ$  entre les phases, et une forme d'onde propre et régulière, indiquant que la commande gère correctement les transitoires.

**III.3 La commande Backstepping :****III.3.1 Définition de la commande :**

La commande Backstepping est une méthode de conception de contrôleurs pour des systèmes non linéaires. Elle utilise une approche récursive et des fonctions de Lyapunov pour garantir la stabilité du système contrôlé. [52]

**III.3.2 Méthode de Lyapunov : [54]**

La commande des systèmes non linéaires repose sur deux approches. La première consiste à linéariser le système, afin de bénéficier des techniques dédiées aux systèmes linéaires. La deuxième approche de trouver une Fonction de Commande de LYAPUNOV assurant certaines performances pour le système en boucle fermée. De telles fonctions peuvent être très difficiles à déterminer pour un système non linéaire d'ordre élevé. La technique du Backstepping permet de réduire cette complexité de façon avantageuse.

L'évaluation de la stabilité concernant l'emploi du Backstepping repose sur les méthodes de Lyapunov, qui sont un outil efficace pour vérifier la stabilité des systèmes dynamiques, sans nécessiter la résolution directe des équations différentielles. Stable, si son énergie mécanique totale, diminue avec le temps, Lyapunov a pu décrire une fonction similaire ayant les propriétés de l'énergie et pour laquelle l'analyse de stabilité devient plus commandée.

- **Première méthode de Lyapunov :** Cette approche sert à étudier la stabilité d'un système en s'appuyant sur l'analyse de la stabilité locale, grâce à une linéarisation de la dynamique près d'un point d'équilibre. L'importance n'est néanmoins restreinte, car elle n'évalue que la stabilité locale et ne donne aucune indication sur le domaine de stabilité global. De plus, les approximations au premier ordre (linéarisation) empêchent de considérer tous les types de phénomènes non linéaires. En réalité, l'étude locale est surtout pertinente pour décider s'il faut ou non approfondir l'analyse de la stabilité. Si le système linéarisé s'avère instable, le système non linéaire le sera inévitablement également.
- **La deuxième méthode de Lyapunov :** Cette approche se fonde sur le concept d'énergie d'un système. Le principe de cette méthode d'examiner la stabilité du système, sans avoir à résoudre les équations différentielles non linéaires qui le modélisent. La stabilité est uniquement liée à l'étude des variations (signe de la dérivée) de l'énergie, ou d'une fonction qui lui est similaire, sur la trajectoire du système. L'étude de la stabilité d'un système par un vecteur d'état  $x$  revient donc à rechercher une fonction  $V(x)$  de signe constant, dont la dérivée  $\frac{dV}{dt}$  est de signe opposé, ou nul, dans le même espace.

III.3.3 Le principe de la commande Backstepping :

Depuis quelques années, beaucoup de progrès ont été faits dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires. La commande Backstepping est une technique de commande, elle est particulièrement efficace pour concevoir des contrôleurs pour des systèmes dont la dynamique est décrite par des équations différentielles non linéaires.

L'idée fondamentale de la commande de type Backstepping est de transformer les systèmes bouclés en sous-systèmes d'ordre un en cascade, qui sont stables au sens de Lyapunov. Cela leur confère des qualités de robustesse et une stabilité globale asymptotique. En d'autres termes, il s'agit d'une méthode en plusieurs étapes. À chaque étape du processus, une commande virtuelle est générée pour garantir la convergence du système vers son état d'équilibre. Cela se fait grâce aux fonctions de Lyapunov, qui assurent progressivement la stabilisation de chaque étape de synthèse systématique. La Figure (III.64) représente le schéma global de la commande vectorielle basée sur la commande Backstepping d'une machine synchrone à aimants permanents [42].

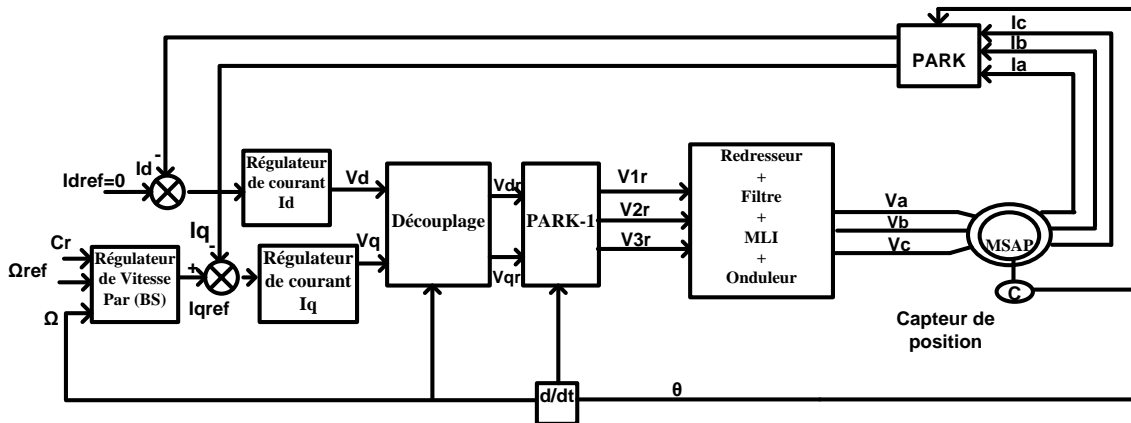


Figure (III.19) : Schéma global de la commande Backstepping de la MSAP.

III.3.4 Application de Backstepping au MSAP :

Pour construire notre régulateur de vitesse basé sur la technique Backstepping, on doit commencer tout d'abord par l'équation dynamique (Mécanique) de MSAP.

$$J \dot{\Omega}_r = T_e - C_r - f \Omega_r \tag{III.27}$$

- $J$  : Moment d'inertie.
- $T_e$  : Le couple électromécanique.
- $f$  : Le coefficient de frottement.
- $C_r$  : Le couple résistant (charge).

Dans une MSAP, le couple  $T_e$  est proportionnel au courant  $I_q$  dans le référentiel (dq).

$T_e = K \times I_q$  Donc en remplace dans (III.27).

$$J \dot{\Omega}_r = (K \times I_q) - C_r - f \Omega_r$$

On a équation l'erreur de vitesse :

$$e = \Omega_{rref} - \Omega_r \quad (III.28)$$

Pour garantir la stabilité de l'erreur de vitesse, on doit de poser une fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} e^2 \quad \text{Sa dérivé } \dot{V} = e \dot{e} \quad \text{Avec } \dot{e} = \dot{\Omega}_{rref} - \dot{\Omega}_r \text{ dans (III.28).}$$

Donc à partir de (III.27).

$$\dot{\Omega}_r = \frac{1}{J} (K \times I_q - C_r - f \Omega_r) \quad (III.29)$$

$$\rightarrow \dot{e} = \dot{\Omega}_{rref} - \frac{1}{J} (K \times I_q - C_r - f \Omega_r) \quad (III.30)$$

$$\text{Et : } \dot{V} = e \left( \dot{\Omega}_{rref} - \frac{1}{J} (K \times I_q - C_r - f \Omega_r) \right) \quad (III.31)$$

Choix de la loi de commande finale :

$$\text{On impose que } \dot{V} = -K_1 e^2 \quad (III.32)$$

Pour garantir cette condition, le choix de  $I_q$  sera :

$$I_q = \frac{J}{K} \left( \dot{\Omega}_{rref} + K_e + \frac{f}{J} \Omega_r + \frac{C_r}{J} \right) \quad (III.33)$$

$$\text{Avec } K = \frac{3 \cdot P \cdot \varphi_f}{2}$$

### III.3.5 Les Principaux Avantages et inconvénients de la commande Backstepping:

#### III.3.5.1 Avantages :

- a. Simplicité dans la démarche de la conception d'une telle commande.
- b. Suivi de consigne avec rejet de perturbation de manière satisfaisante.

- c. Permet de traiter des systèmes non linéaires complexes.
- d. Fournit des garanties de stabilité.

**III.3.5.2 Inconvénients:**

Utilisation du retour du retour pour le contrôle non linéaire d'un Le système et l'ordre peut causer des difficultés à avoir des obstacles à systèmes Converse, entre ces difficultés, les principaux problèmes présentés par La commande qui fait à l'envers est :

- a. Le choix des gains : Le grand problème de cette technique de contrôle non linéaire est le choix des bénéfices positif pour obtenir la convergence de la majeure partie du montant de système en même temps, par ce que le choix de certain gain améliorera la convergence de certaine grandeur et déranger particuliers Convergent des autres grandeurs. Cela doit faire des tests pour les choisir de ces gains, et plus l'ordre de système est supérieur plus le choix et difficile
- b. L'algorithme de calcul : Pour de bons résultats, il est nécessaire d'opter pour la précision de l'algorithme, c'est-à-dire des étapes de calcul précises après l'initialisation des valeurs du système.
- c. La limitation des valeurs de la commande : Les saturations des grandeurs de commande peuvent affecter la convergence du système, il faut en premier lieu choisir des valeurs minimales des grandeurs de commande qui garantissent la convergence.

Peut-être complexe à mettre en œuvre pour des systèmes très non linéaires.

Nécessite une bonne compréhension des dynamiques du système.

**III.3.6 Résultats des simulations :**

**II.3.6.1 Simulations du comportement du MSAP associé à la commande (Sens direct) :**

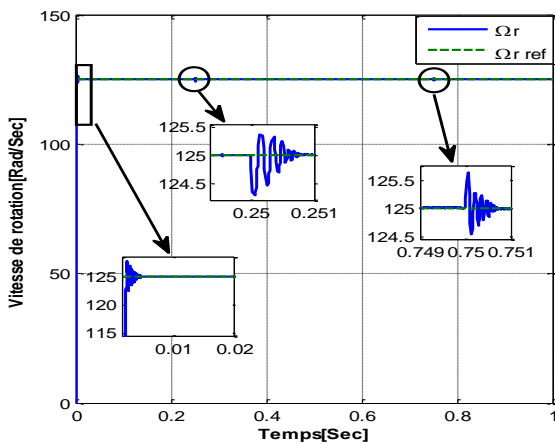


Figure (III.20) : Vitesse de rotation [Rad/Sec].

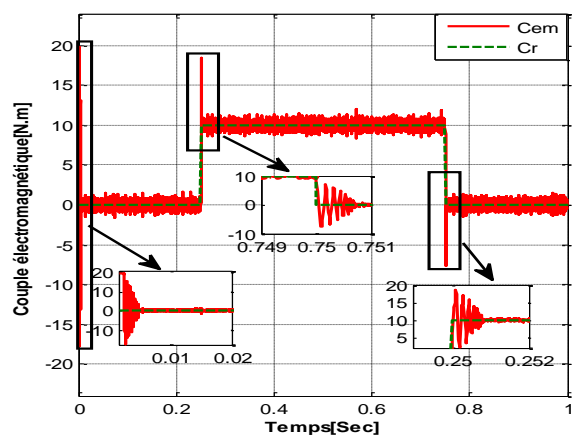


Figure (III.21) : Couple électromagnétique [N.m].

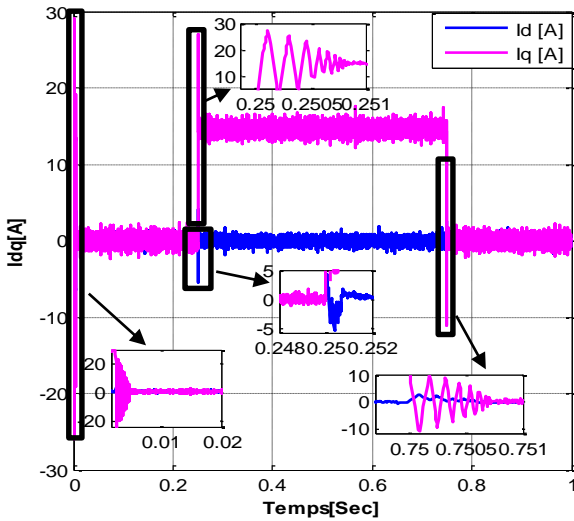


Figure (III.22) :  $I_{dq}$  [A].

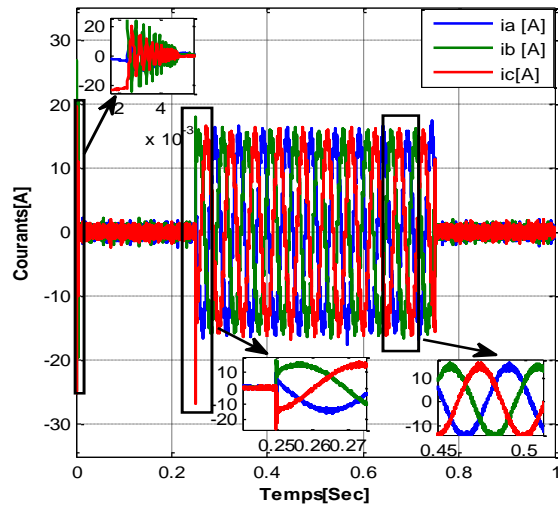


Figure (III.23) : Courants [A].

**III.3.6.1.1 Interprétations des résultats :**

D’après la simulation qui est faite comme suit :

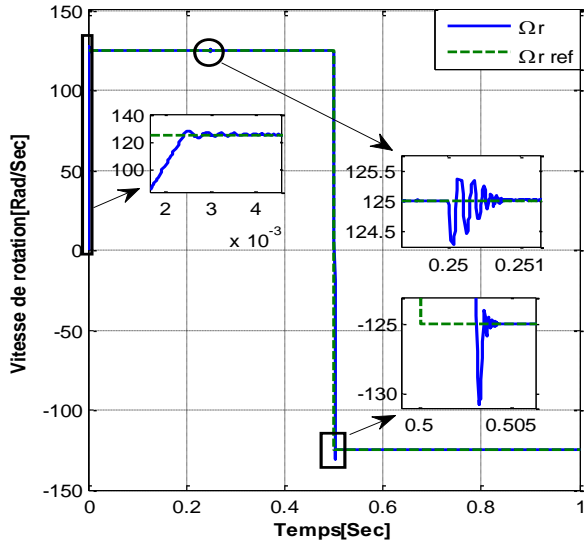
La courbe de la vitesse montre une convergence progressive et lisse vers la consigne imposée ,le temps de réponse est modéré mais acceptable ,avec peu ou pas de dépassement . L’erreur de suivi est faible en régime permanent, ce qui indique que la commande assure un suivi précis de la trajectoire.

Le couple est lissé et sans oscillation excessive, en cas de changement brusque de consigne, le couple s’adapte rapidement, montrant la réactivité du système.

Le courant  $I_d$  reste proche de zéro ce qui optimise la génération de couple et minimise les pertes, et le courant  $I_q$  suit fidèlement la dynamique du couple se traduit par une augmentation proportionnelle de  $I_q$  .

Les formes d’onde des courants triphasée sont sinusoïdales équilibrées.

II.3.6.2 Simulations du comportement du MSAP associé à la commande (Inversion de sens de rotation) :



Figure(III.24) : Vitesse de rotation [Rad/Sec].

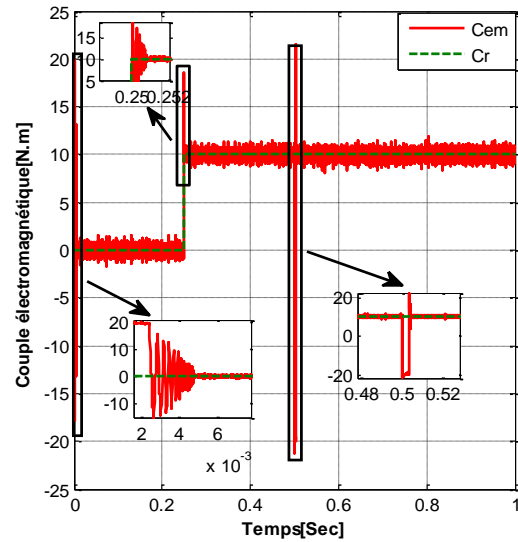


Figure (III.25) : Couple électromagnétique [N.m].

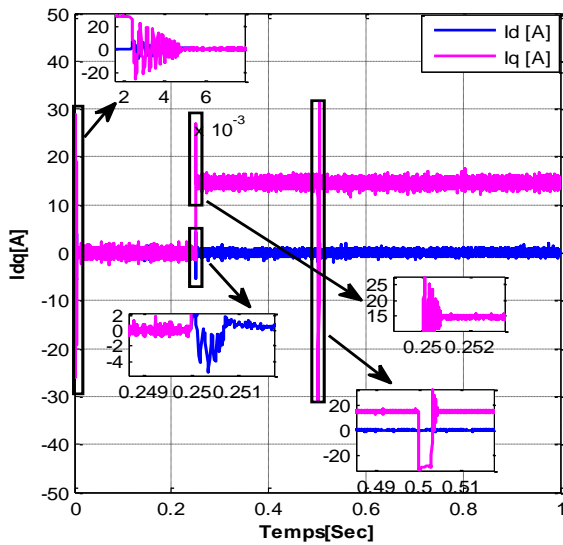


Figure (III.26) :  $I_{dq}$  [A].

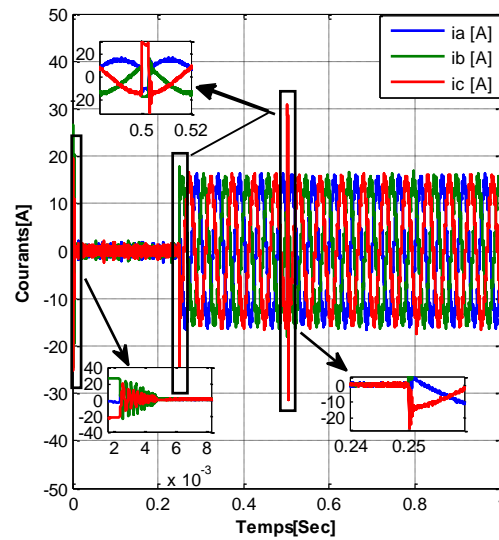


Figure (III.27) : Courants [A].

III.3.6.2.1 Interprétations des résultats :

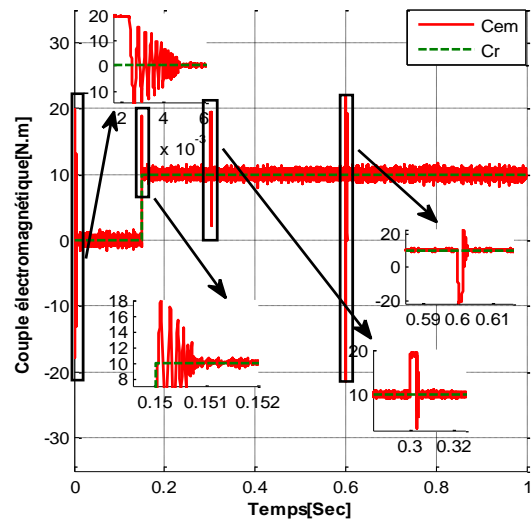
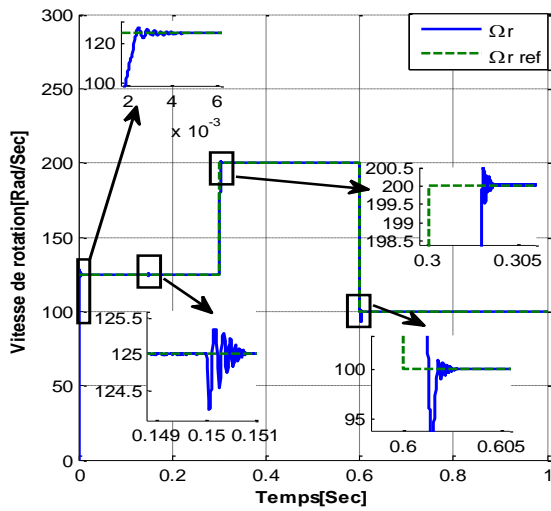
Avant l'inversion on remarque que la vitesse suit sa consigne initiale 125 [rad/sec] et pendant L'inversion on observe une décélération rapide passe environ -125 [rad/sec]. Après l'inversion la vitesse atteint la nouvelle consigne négative.

Le couple change de signe brutalement au moment de l'inversion et le pic peut apparaître.

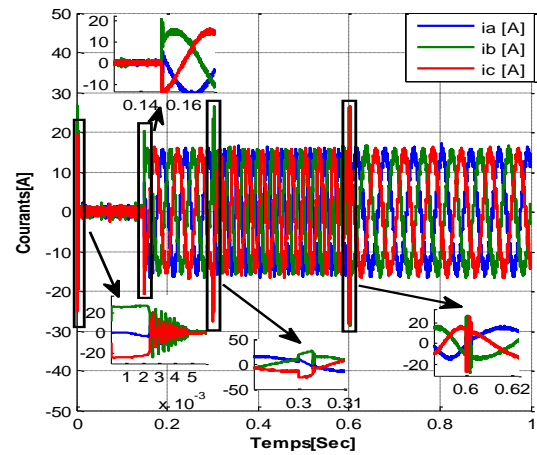
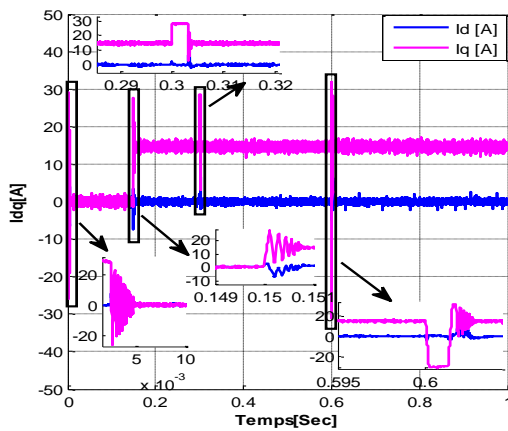
Le courant  $I_q$  lié au couple change de signe au moment de l'inversion (passage positif à négatif), et le courant  $I_d$  reste stable ( $I_d = 0$ ) avec des perturbations légères pendant la transition.

Avant l'inversion les courants triphasés sont équilibrés, sinusoïdaux et bien formés, puis à l'inversion les courants changent de phase.

**II.3.6.3 Simulations du comportement du MSAP associé à la commande (Variation de vitesse) :**



**Figure (III.28) :** Vitesse de rotation [Rad/Sec]. **Figure (III.29) :** Couple électromagnétique [N.m].



**Figure (III.30) :**  $I_{dq}$  [A].

**Figure (III.31) :** Courants [A].

**III.3.6.3.1 Interprétations des résultats :**

On observe une réponse en vitesse du moteur à différentes consignes.

Des paliers de vitesse apparaissent : 125 [rad/sec], 200 [rad/sec], 100 [rad/sec].

Le système atteint rapidement les consignes, avec un léger dépassement, puis se stabilise.

On observe des pics de couple importants au moment des changements de vitesse.

Ensuite, le couple devient stable et proche de zéro, ce qui est normal une fois la vitesse constante atteinte (régime permanent).

$I_d = 0$ , ce qui est conforme à une stratégie de commande de type découplage flux-couple, où est annulé pour maximiser le rendement.

$I_q$  atteint une valeur constante après une transitoire rapide : c'est la composante responsable du couple.

Les courants triphasés équilibrés et sinusoïdaux, avec un déphasage de  $120^\circ$ .

Au démarrage, des variations transitoires apparaissent, ensuite les formes d'onde deviennent régulières

Une réjection efficace des perturbations par la stratégie Backstepping.

**III.4 Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons exposé la commande par mode glissant et la commande Backstepping sont deux stratégies robustes largement utilisées pour le contrôle non linéaire de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP).

La commande par mode glissant présente une grande robustesse face aux incertitudes paramétriques et aux perturbations externes. Grâce à son approche par structure variable, elle permet de forcer le système à suivre une dynamique imposée, tout en garantissant une stabilité globale. Cependant, son principal inconvénient reste le phénomène de chattering, qui peut provoquer des vibrations mécaniques indésirables dans les actionneurs.

De son côté, la commande Backstepping, basée sur la technique de Lyapunovienne par étapes, offre une meilleure souplesse dans la conception du régulateur et permet une réduction significative du Chattering. Elle garantit également une bonne performance dynamique et une stabilité asymptotique, mais nécessite une modélisation précise du système, ce qui peut être une limite en présence d'incertitudes fortes.

## **Chapitre IV**

### **Etude Comparative entre les différentes méthodes de Commande**

### IV.1 Introduction :

L'étude comparative entre la commande vectorielle classique, basée sur le mode glissant et par Backstepping pour les machines synchrones à aimants permanents (MSAP), vise à évaluer les performances et la robustesse de ces techniques de contrôle. Ces approches sont essentielles pour optimiser la régulation de la vitesse et améliorer la dynamique des systèmes. Cette commande vectorielle permet de décomposer le courant dans le moteur en deux composantes : une pour le couple et l'autre pour le flux. Cela permet un contrôle facile, précis.

Le mode glissant est une technique robuste qui assure la stabilité du système même si la présence des perturbations et d'incertitudes de mesure des paramètres et des grandeurs.

La méthode de Backstepping est une approche de contrôle non linéaire qui permet de concevoir des lois de commande en utilisant une structure récursive. Elle est particulièrement adaptée aux systèmes dynamiques complexes où les modèles

L'analyse comparative de ces méthodes inclut des critères tels que la réponse transitoire, le temps de réponse, les dépassements et la robustesse contre les différentes perturbations.

Les résultats de cette étude peuvent révéler des avantages et les inconvénients distincts pour chaque méthode proposée dans ce mémoire.

Quand la commande vectorielle peut offrir des contrôlés acceptables, le mode glissant pourrait exceller dans des situations où des variations imprévues sont fréquentes et brutales, cependant, la méthode de Backstepping pourrait également permettre d'améliorer la performance globale en combinant les points forts des approches précédentes.

Par l'utilisation des simulations en environnement Matlab-Simulink, il est possible d'évaluer comment ces techniques interagissent et se complètent dans des divers scénarios.

Dans ce chapitre va présenter une étude comparative entre le contrôleur de vitesse classique de type PI et les différents régulateurs de vitesse basés sur les contrôles avancés cités avant pour évaluer les performances de chaque méthode.

### IV.2 Schéma global de différentes méthodes de commande de la MSAP :

La Figure (IV.1) représente le schéma synoptique d'asservissement en vitesse avec les différentes stratégies de commande :

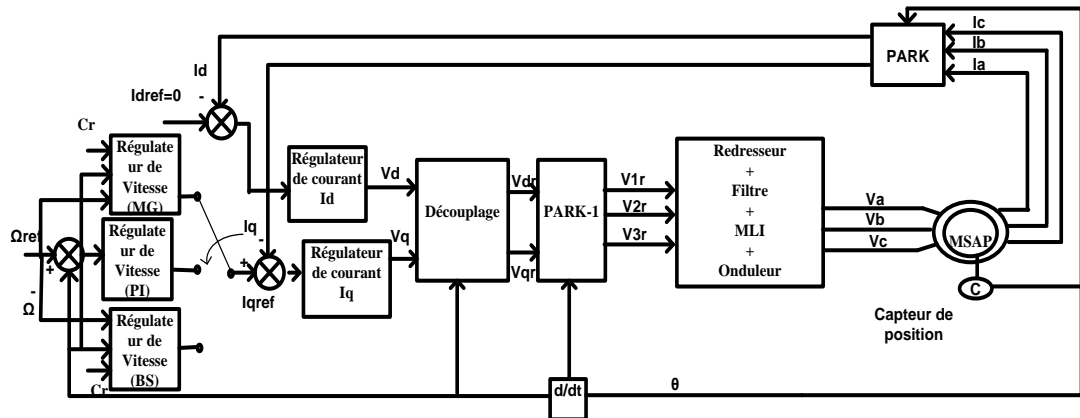


Figure (IV.1) : Schéma global d'asservissement en vitesse avec divers méthodes de commande.

### IV.3 Résultats de simulation :

#### IV.3.1 Simulations du comportement du MSAP associé à la commande (Sens direct) :

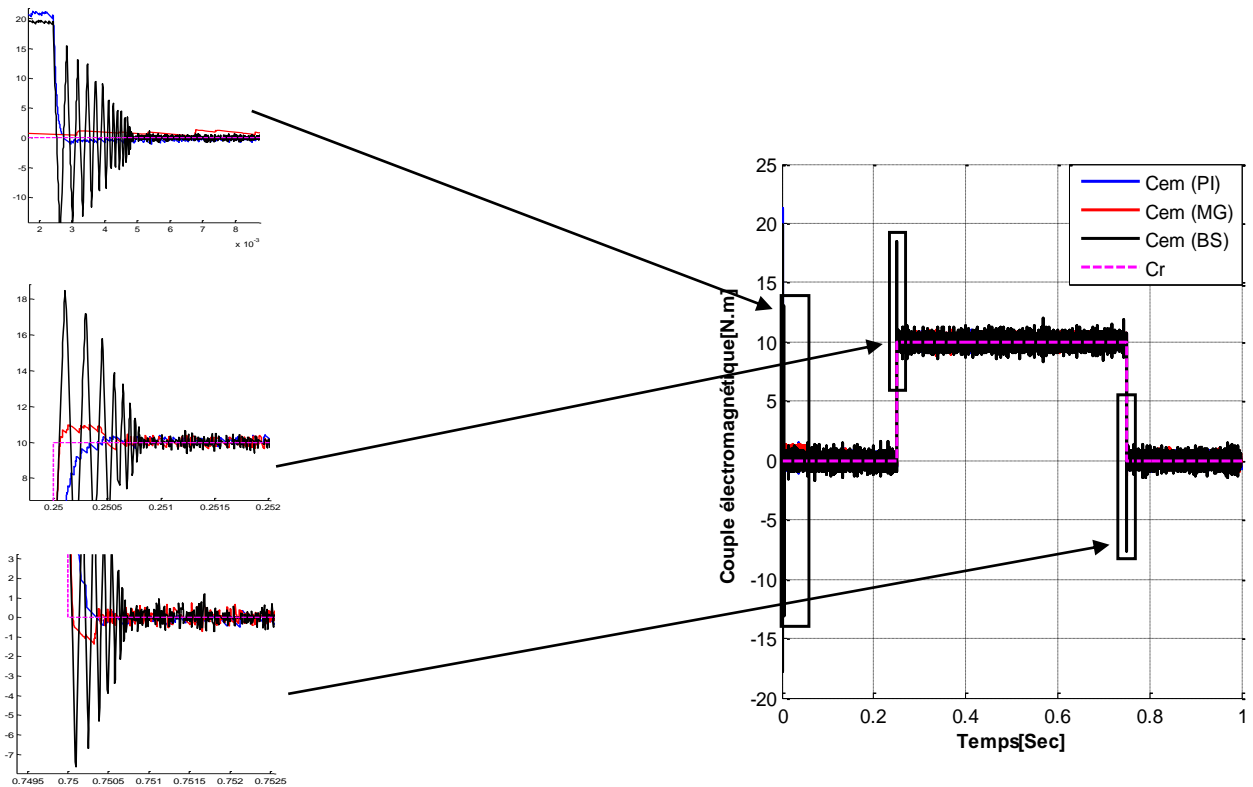


Figure (IV.2) : Couple électromagnétique [N.m].

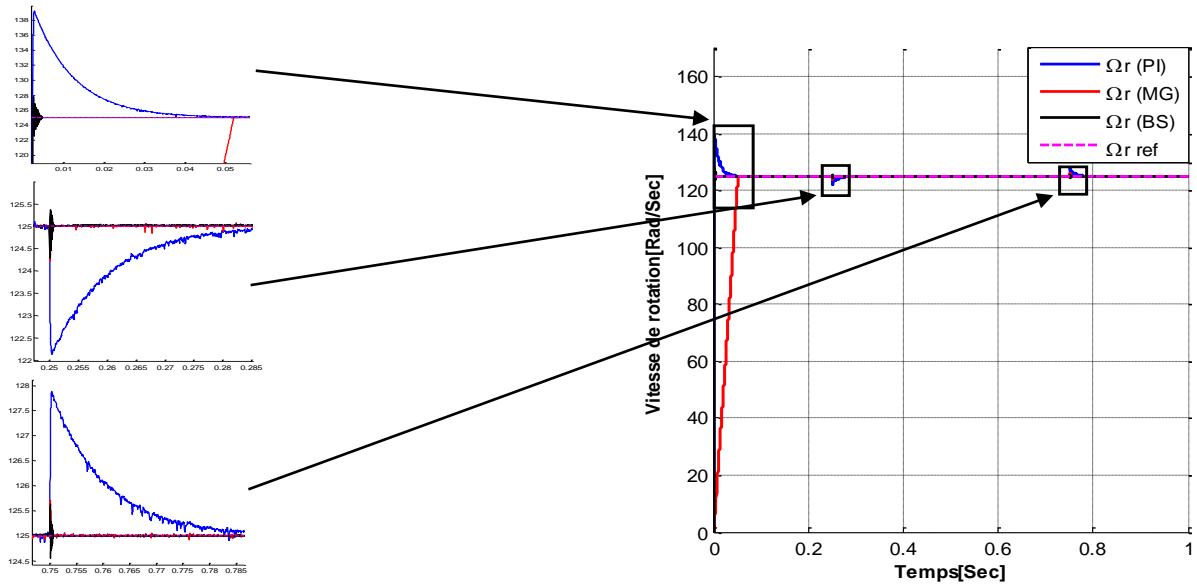


Figure (IV.3) : Vitesse de rotation [Rad/Sec].

IV.3.2 Simulations du comportement du MSAP associé à la commande (Inversion de sens de rotation) :

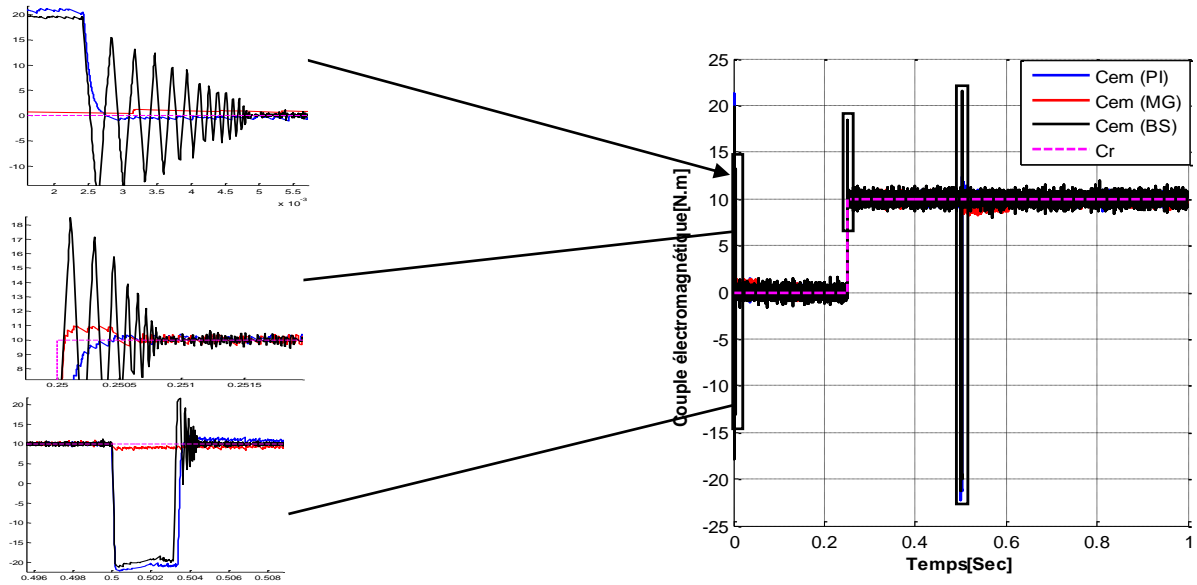


Figure (IV.4) : Couple électromagnétique [N.m].

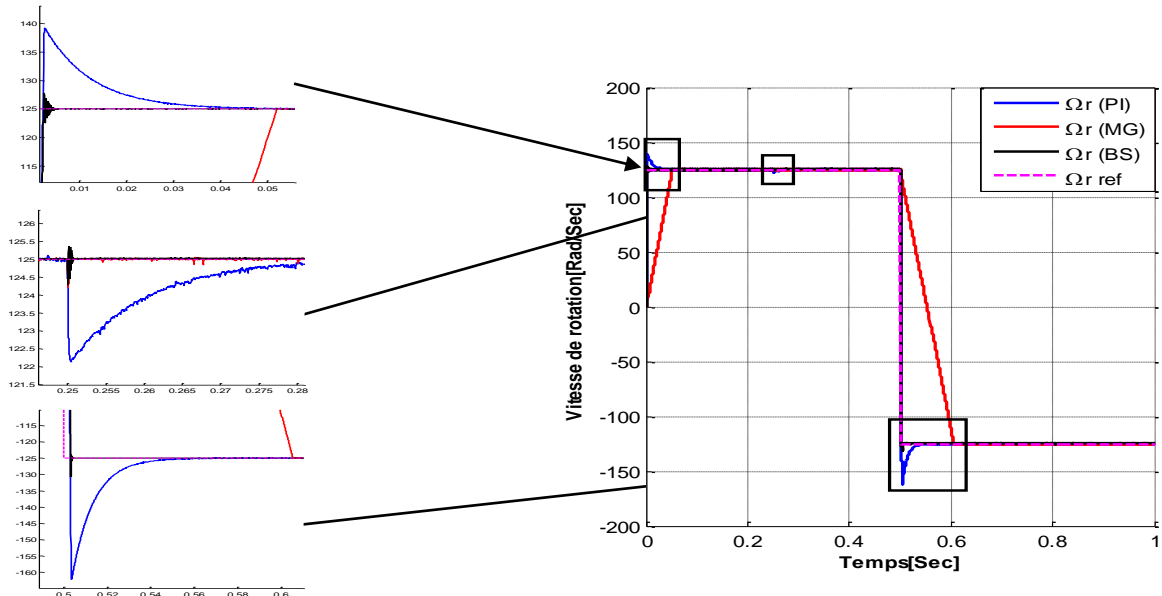


Figure (IV.5) : Vitesse de rotation [Rad/Sec].

IV.3.3 Simulations du comportement du MSAP associé à la commande (Variation de vitesse) :

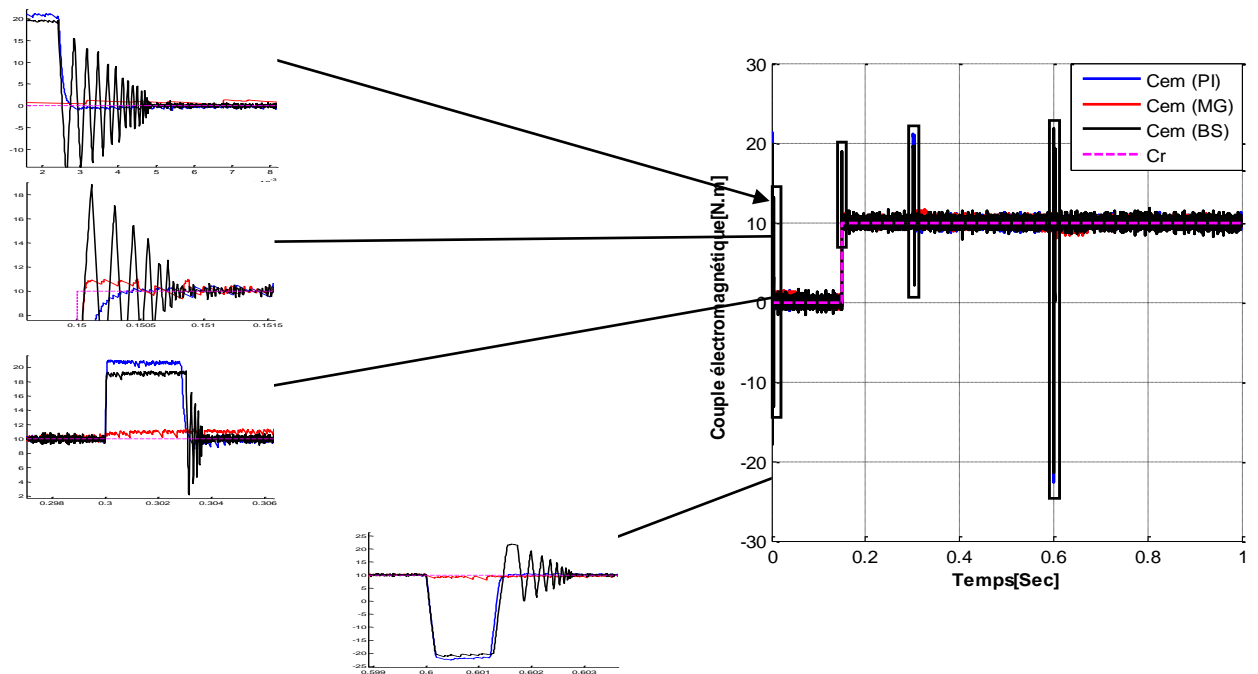


Figure (IV.6) : Couple électromagnétique [N.m].

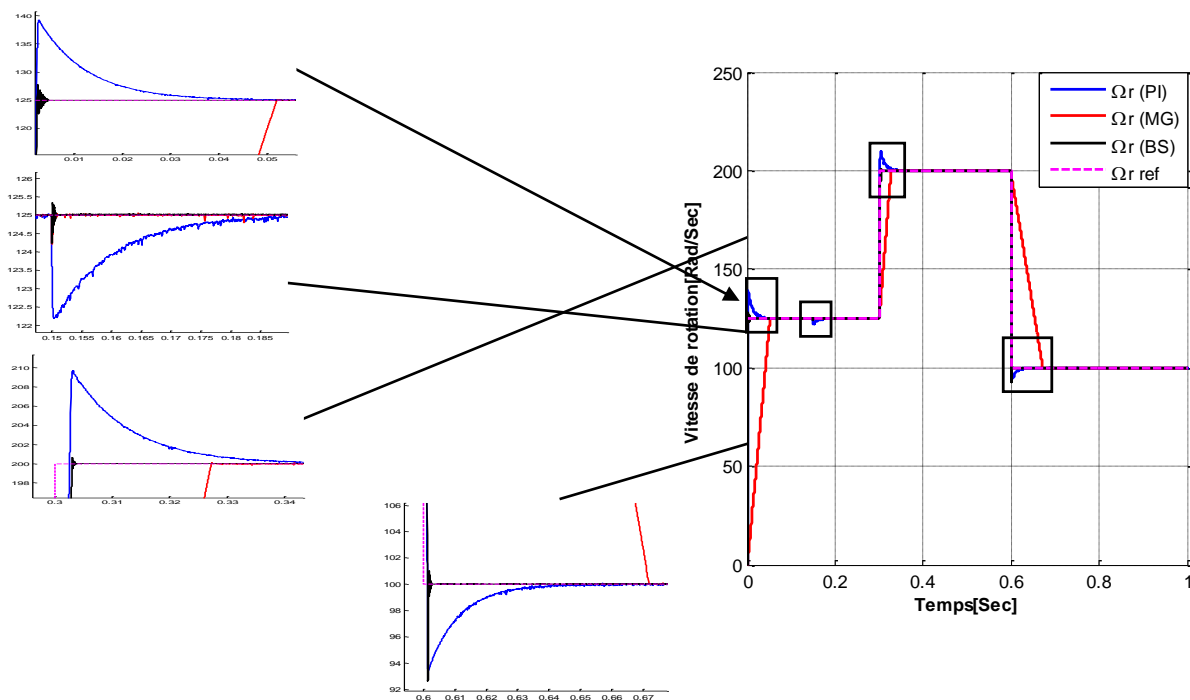


Figure (IV.7) : Vitesse de rotation [Rad/Sec].

IV.4 La comparaison entre les différentes méthodes de commande :

Méthode	Principe	Avantages	Inconvénients
<b>CMD vectorielle classique basée sur (PI)</b>	La commande vectorielle consiste à contrôler le flux et le couple indépendamment, en transformant les grandeurs triphasées en un repère tournant (d,q). Cela permet de piloter la MSAP comme une MCC.	<ul style="list-style-type: none"> <li>a. Bonnes performances dynamiques.</li> <li>b. Simplicité de mise en œuvre avec régulateurs PI.</li> <li>c. Stabilité prouvée en fonctionnement normal.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>a. Sensible aux variations de paramètres (ex. inductance, résistance).</li> <li>b. Nécessite un observateur ou capteur de position.</li> </ul>

<p><b>CMD vectorielle basée sur Mode glissant</b></p>	<p>Cette commande non linéaire repose sur un système de structure variable et un commutateur de loi de commande, assurant un suivi robuste par forçage de l'état vers une surface de glissement.</p>	<p><b>a.</b> Grande robustesse aux incertitudes et perturbations. <b>b.</b> Bon suivi de trajectoire même avec un modèle incertain.</p>	<p><b>a.</b> Phénomène de chattering (oscillations haute fréquence). <b>b.</b> Complexité de mise en œuvre en pratique.</p>
<p><b>CMD vectorielle basée sur Backstepping</b></p>	<p>Approche récursive de la commande non linéaire, conçue sur la base d'une Lyapunovienne par étapes. Elle permet de stabiliser les systèmes avec une structure en cascade.</p>	<p><b>a.</b> Très bonne stabilité même dans des systèmes non linéaires complexes. <b>b.</b> Réduction du chattering par rapport au mode glissant.</p>	<p><b>a.</b> Plus complexe à concevoir mathématiquement. <b>b.</b> Dépendance à un modèle précis.</p>

**Tableau (IV.1) :** La comparaison entre les différentes méthodes de commande.

**IV.5 Comparaison de réponse dynamique :**

Critère	CMD vectorielle classique basée sur (PI)	CMD vectorielle basée sur Mode glissant	CMD vectorielle basée sur Backstepping
<b>Robustesse contre la charge et changement de consigne</b>	Moyenne	Elevée	Elevée
<b>Complexité de la structure de contrôleur</b>	Faible à moyenne	Moyenne	Elevée
<b>Stabilité en régime permanent</b>	Bonne (si le modèle précis)	Bonne (avec perturbations)	Excellente
<b>Dépassement d'erreur statique</b>	Bonne (si le modèle précis)	Bonne (avec perturbations)	Excellente
<b>Effet de Chattering</b>	N'existe pas	Existe	N'existe pas
<b>Temps de réponse</b>	Rapide	Lent	Rapide

**Tableau(IV.2) :** Comparaison de réponse dynamique.

**II.6 Conclusion :**

Ce chapitre nous permet de réaliser une étude comparative entre la commande vectorielle classique (contrôles de vitesse avec PI seulement) et celles qui assistent avec les régulateurs de vitesse qui sont basée sur les méthodes de contrôle avancée (Mode glissant et Backstepping) pour objectif de surveiller le comportement dynamique de la machine MSAP.

Les résultats de simulation obtenus montrent clairement que de bonnes performances sont obtenues avec le mode de contrôle. En effet, en comparant avec la commande IP, la méthode de contrôle avancée est plus rapide et plus robuste dans les différents modes de fonctionnement du moteur (à vide, en charge, inversion de la vitesse).

### *Conclusion générale et perspectives*

L'étude comparative menée entre les différentes stratégies de commande appliquées à la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) a permis de mettre en évidence les avantages et les limites de chaque méthode, tant du point de vue des performances dynamiques que de la robustesse face aux perturbations et incertitudes.

La commande vectorielle classique, souvent couplée à un régulateur PI, reste une méthode bien établie pour son implémentation simple et sa référence industrielle. Elle offre une bonne régulation en régime établi avec une architecture de contrôle bien connue. Toutefois, elle montre ses limites en présence de perturbations ou de variations des paramètres du système (telles que l'inductance ou la résistance du stator), ce qui peut affecter la stabilité et la précision du contrôle, notamment lors des transitoires rapides.

En revanche, la commande par mode glissant a démontré une robustesse accrue face aux incertitudes du modèle et aux perturbations extérieures. Grâce à la stratégie de commutation sur une surface de glissement, cette commande permet de maintenir la stabilité du système même dans des conditions extrêmes. Néanmoins, l'un des inconvénients majeurs du mode glissant reste le phénomène de chattering, qui peut causer des vibrations mécaniques et solliciter fortement les actionneurs, ce qui nécessite souvent une stratégie d'atténuation.

Quant à la commande Backstepping, elle se distingue par sa capacité à gérer la non-linéarité du système de manière systématique à travers une conception hiérarchique basée sur la stabilité de Lyapunov. Elle offre une meilleure précision de suivi, avec un temps de réponse rapide et peu d'oscillations. Cependant, sa conception est plus complexe, nécessitant une modélisation précise du système et une charge de calcul plus élevée et comme des perspectives pour les futurs travaux dans ce sens, nous proposons :

- Utilisation des onduleurs a multi-niveaux 3, 5, 7, 9, 11, 13.....etc.
- Intégration les techniques des estimations (Filtre de Kalman, observateur de Luen-berger,...).
- Introduire l'intelligence artificielle (Réseaux de neurones, Logique floue, Neuro-Flou).
- Utilisation les techniques d'optimisation (PSO, algorithmes génétiques, GWO,.....).

## ***ANNEXE***

Paramètre du MSAP utilisé :

Tension nominale (Vn)	220 [V]
Fréquence nominal (f)	50 [Hz]
Nombre de paires de pôles (P)	4 pôles
Résistance statorique (Rs)	0.4578 [Ohm]
Inductance statorique direct (Ld)	0.00334 [mH]
Inductance statorique quadratique (Lq)	0.00334 [mH]
Moment d'inertie (J)	0.001469 [SI]
Coefficient de frottement (f)	0.00035 [SI]
Flux des aimants ( $\phi_f$ )	0.171 [Wb]

## *Références bibliographiques*

- [1] : **CHAPMAN, S.J** : Machines électrique (5ème édition). Pearson Education ,2012.
- [2] : **MOUTAOUI Sonia**, « étude d'une machine synchrone à aimants permanents en présence de défauts de court-circuit et de désaimantation par la méthode des éléments finis », mémoire de PFE de master académique, Le 30/09/2015.
- [3] : **LATEB.R**, « Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps application à la propulsion Maine par POD »Thèses de Doctorat, institut national polytechnique de lorraine, France 2006.
- [4] : **M. Abid, K.Bouchra**, « étude d'une machine synchrone autopilotée à aimants permanents »PFE -ENP, Alger 1993.
- [5] : **Mr.MEZIANE chihab eddine** , « Etude et simulation de la commande d'une machine synchrone et sans capteur mecanique », mémoire de master ,Université Belhadj Bouchaib Ain-Temouchent ,26/09/2019.
- [6] : **BENZITOUN Moudjib**, « Commande robuste d'un moteur synchrone à aimants permanents en utilisant les pondérations fixe et ajustable » PFE-Jun 2018.
- [7] : **NABTI Khalil**, « Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquée aux machines de type synchrone », Diplôme de doctorat, Université de Constantine.
- [8] : **LAIADI Ramzy, ATAOUA Youcef**, « Commande de la machine synchrone à aimant permanent par backstepping », PFE, Université Biskra, 06/07/2022.
- [9] : **ZERARI hafida**, « Optimisation énergétique d'un moteur synchrone à aimants permanents», Mémoire de master, Université Larbi Ben M'Hidi –Oum El Bouaghi -2014.
- [10] : **DANOUNE Imad El Dine abd El Bassat ,Hachemi Abdelmalek** , « Commande de vitesse par mode glissant d'une machine synchrone à aimants permanents »,mémoire de master ,Université Kasdi Merbah Ourgla , 2021/2022.
- [11] :**BOUCHTAT Walid, HIMOURA Abdelkader**, «étude et simulation d'une machine asynchrone alimente par un onduleur de tension a commande MLI », mémoire de master électrotechnique Université Badji Mokhtar Mokhtar Annaba-2017.
- [12] :**TCHILI Fouad , MAGHRAOUI Noura** , « Modélisation de commande des onduleurs multi niveau Asymétriques ».PFE . Dép. D'électrotechnique, USTHB 2004.

- [13] : Université Batna-2 Faculté de technologie, département d'électrotechnique, TP N°02 « Théorie des Transformation linéaires ».2002/2021
- [14] : **A.AMEUR**, « Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un Observateur d'ordre complet à mode glissants », Université de Batna .Soutenu le 25/10/2005.
- [15] : Support de cours modélisation de l'ensemble MAS. Convertisseurs, Université de Batna .2008/2009.
- [16] : **G.chateigne, M.Boes , D.Bouix , J.Vaillant .Verkindé** ,Mnuel de Génie électrique .DUNOD ,Paris , 2006.
- [17] : **BELAHBIB Mohamed Bilal** et **BENHAROUNE Mohammed lamine** « Commande de vitesse par backstepping d'un moteur synchrone à aimants permanent ».PFE .Dép. d'électrotechnique, université kasdi Merbah .12/06/2023.
- [18] : Prof. **Mr KOUDIAR Boubeker** , CPGE Réda Slaoui-Agadir , chap03,SI-GE,TSI-Spé,2017/2018.
- [19] : **ARIF Salim .BOUCHAALA Abdel Bari**, « Commande de la machine synchrone à aimant permanent par les réseaux de neurones artificiels », Université Kasdi Merbah Ouargla ,08/07/2019.
- [20] : **BELHADJ .J**, « Commande directe en couple d'une machine asynchrone-structure d'observation-application aux systèmes multi machines –multi convertisseur », Thèse Doctorat de l'Institut National polytechnique de Toulouse ,07/07/2001.
- [21] : **I.ABIDI Imène** ,diplome de master spécialité :commande électrique –thème « Commande à vitesse variable d'une machine synchrone à aiment permanent », Université Badji Mokhtar.
- [22] : **B.OUAHID**, « Contribution à l'angle des onduleurs multi-niveaux », mémoire de Magoster, Université de Batna ,2005.
- [23] : **REBOUH Sonia**, « Contribution a la commande et au réglage de la machine synchrone à aimants permanents», Magister en électrotechnique, Université Batna.
- [24] : **AYACHE Mohamed Fethi** et **BENMEDDAH Youcef**, « Commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents », Université Ain-Temouchent.2019/2020.
- [25] : **Marcus Alexandare Towar F** de Sousa 2007 « Contribution à la conception de lois de commande à caractère robuste pour une machine synchrone entraînant une charge élastique à inertie

variable », Ingénieur de l'université Fédéral de camperai Grande DEA .Génie Electrique ,Université henry poincare.

[26] : **SSMENDA Denis** , « Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents », mémoire de master ,Université SAAD DAHLAB de BLIDA 2015/2016.

[27] : <https://repositry.enp.edu.dz>

[28] : **GHACHA Abou yakoub Badr Edine ,FEZZAI Aissa** , «Commande vectorielle de la MSAP ».Université Mohamed Khider de Biskra ,Mardi 28 juin 2022.

[29] : Université Tiaret « Commande vectorielle de la MSAP ».

[30] : Université-Ourgla-Benchiekh.

[31] : **S.Déni** , «Commande vectorielle de LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANANTS » mémoire de Master,Université SAAD DAHLAB de Blida,2016.

[32] : **Docteur M, S.MERZOUG**, « COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP EN UTILISANT LA TECHNIQUE MLI VECTORILLE», Université Larbi Ben M'Hidi-Oum El-Bouaghi, 2018.

[33] : **HADJ LARBI EL YAMINE, BEN YAHYA SABAH**, « Commande en position en vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents », Mémoire Master, Université de M'SILA.2011.

[34] : **BOUDAOUO Fatima, MAKHLOUF .Fatima** , « Commande Vectorielle d'une machine d'une machine synchrone à aimant permanent optimiser par PSO (optimisation par essaim de particule »,Université AMMAR Thlidji Laghouat ,2020/2021.

[35] : **BENCHABANE**, « Commande vectoriel de la MSAP pour l'asservissement en vitesse ou en position »,Mémoire de magister ,Université de Mohamed Khider ,Biskra,2005.

[36] :**KHALIDI Zahia –NOUARI Ikram** , « Etude et commande de la machine synchrone à aimants permanents »,Université Kasdi Merbah-Ourgla,07/07/2019.

[37] : **KADRI Nadjib** , « Conception et commande d'un moteur synchrone à aimants MSAP »,Université Ahmed DRARIA ADRAR ,2020-2021.

[38] :**BENHAMMOU.A**, Cours de régulation automatique : Régulateurs P, PI et PID,Université des sciences et de la technologie Houari Boumediene,2020.

[39] : **KRISHNAN , R**, Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives .CRC Press ,2010.

- [37]: **ALLAG Abrar** , « Commande et synthèse des observateurs non linéaires dédiés aux entraînements électriques avec défauts » ,Thèse de Doctorat ,Université de Biskra,2018.
- [38]: **PHILIPPINE BARRET**, Régime transitoires des machines tournantes électrique. Edition EYROLLES, 1987.
- [39]: **R.Mohamed** , « Simulation et réalisation d'un onduleur de tension monophasé à trois niveau »,Mémoire de fin d'étude ,institue d'électrotechnique ,Université de Batna,2002.
- [40]: **Salim ALIA** , **GUDDAD Smail** , « Commande vectorielle d'une Machine à Induction » , mémoire de master ,Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued, Mai 2018 .
- [41]:**A.KECHICH 1,B.MAZARI 2 and I.K. BOUSSERHANE** , «Application of nonlinear sliding-mode control to permanent magnet synchronous machine » ,International Journal of Applied Engineering Research, ISSN0973-4562 Vol.2,No,2007.
- [42]: **M.M.M.Ezzal**, « Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimant permanents » , Thèse Doctorat ,L'Ecole Centrale de Nantes ,2011 .
- [43]: **NABTI Khalil** , « Stratégie de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone »,diplôme de Doctorat ,Université de Constantine.
- [44]: **M.DUSUN** ,**Ali Fuat BOZ** ,**Murat KALE** ,and Murat KARABACAK, Sensorless speed control of magnet synchronous motor with hybrid speed controller using model reference adaptive system”, Journal of advanced Technology Sciences, vol. 3,no.1,24-37 ,2014 .
- [45]: **F.BOUCHAFAA**, « Etude et Commande de différentes Cascades à Onduleurs à Neuf Niveaux à Structure NPC, Application à la condition d'une MSAP » , Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique ,El-Harrach,2006.
- [46]: **H.AMROUS**, « Commande adaptatives d'une machine synchrone à aimants permanent » , Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, 2009
- [47]: **V.BREGEAULT**, « Quelques contributions à la théorie de la commande par modes glissants » , Thèse de Doctorat, Ecole centrale de Nantes, 2010.
- [48]: **ABD ERREZEK Hadjer** « Contribution à la commande robuste des systèmes non linéaires » ,Magister en Automatique ,Université FERHAT ABBAS –Setif-1 UFAS 1 (Algérie).
- [49]: **T.Amieur**, « La commande par mode glissant »,chapitre 3, Université Mohamed Khider Biskra,2009 .

[50] : **KHERBACHI Abdennour ,BOUNGAB Meftah** , « Commande Backstepping d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur de vitesse » , Université de Mohamed EL-Bachir EL-Ibrahimi ,Bordj Bou Arreridj ,03/07/2022 .

[51] : **LAKEHAL Amor** , « Etat de l'art sur les machines électrique et les machines synchrone à aimant permanents » , Ecole Supérieur des sciences Appliquées d'Alger .

[52] : **BENIDRISS Abdelkader, EL HELLA Mohamed El Fatah** , « Commande Backstepping d'une machine synchrone à Rotor bobiné » , Université Kasdi Merbah.

[53]: **HAMMAMI Mohamed Ilyes** , « Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents par l'utilisation de la commande direct du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant »,Thèse de Magister ,Université de Biskra ,2012.

[54]: **BENHENICH Abdelhak** , « Etude comparée des différentes techniques de commande de la machine Asynchrone ». Thèses de Doctorat univesité Badji Mokhtar, Annaba

[55] : **MOUAS** , « La technique de la commande par mode glissant consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter »,Université Ibn khaldoun.2017.

[56] : **Mr.Ahmida ,Melle.Romaissa Berdjoudh ,Mr.Imad Moussaoui**, « Commande par mode glissant d'une MSAP sans capteur mécanique » ,mémoire de master ,Université Echahid Hmma Lakhdar d'El oued,2021/2022.

[57] : **Mr NACHI YUCEF , Mr OURRAD ABDELKADER** , « Etude comparative entre la regulation vectorielle et Mode glissant pour un moteur synchrone a aimant permanent » ,PFE ,Université Belhadj Bouchaib ,2021/2022

## ملخص :

يندرج موضوع المذكرة حول دراسة مقارنة بين التحكم الشعاعي المطبق على المحرك التزامني ذو المغناطيس الدائم باستعمال منظم السرعة الكلاسيكي ذو النمط بي اي، وكذلك بين نفس المنظم يعتمد على الطرق المتقدمة في التحكم والمتمثلة اساسا في طريقة ذو الوضع الانزلاقي وايضا باستعمال

### **.Backstepping**

من خلال النتائج المحاكاة باستعمال برنامج الماتلاب بينت ان الطرق المقترحة اعطت حلول ناجعة في بعض حالات استجابة المحرك الديناميكية وتقليص وقت الاستجابة والقضاء على التجاوزات فيها.

---

## Résumé :

Cette étude s'inscrit dans le cadre d'une comparaison entre la commande vectorielle appliquée à une machine synchrone à aimant permanent , utilisant un régulateur de vitesse classique sans approche adaptative, et le même régulateur lorsqu'il est associé à des techniques de commande avancées telles que la commande par mode glissant et la méthode Backstepping.

À travers les résultats de simulation obtenus sous MATLAB, il a été démontré que les méthodes proposées apportent des solutions efficaces dans certaines situations, en améliorant la dynamique du moteur, en réduisant le temps de réponse, en supprimant les dépassements et en renforçant la robustesse de la réponse du systèmes.

---

## Abstract:

This work is part of a comparative study between vector control applied to a brushless synchronous motor using a classical speed controller without any adaptive strategy, and the same controller enhanced by advanced control techniques such as Sliding Mode Control and the Backstepping method.

The simulation results obtained using MATLAB revealed that the proposed approaches offer efficient solutions in specific scenarios by enhancing the motor's dynamics performance, reducing response time, eliminating overshoots, and increasing the robustness of the system response.