

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

Université Abderrahmane Mira – Bejaia



Faculté de Technologie

Département de Génie électrique

Mémoire

*Présenté en vue de l'obtention du diplôme de Master en
Automatique*

THEME

**Optimisation des régulateurs du MSAP
appliquée aux véhicules électriques**

Présenté par :

ZOUAGUI Aicha

Encadré par :

M^r N. TAIB

M^r. A. OUBLAID

Devant le jury:

M^r. CHARIKH

M^r. SABI

Soutenue en juin 2018

Remerciements

Je dédie ce modeste travail en principe aux personnes les plus importantes de ma vie; ma mère et mon père qui ont été présents pour moi pendant tout mon cursus et ma vie, mais surtout qui ont toujours su trouver les mots qui m'encourageaient et qui me poussaient à aller de l'avant.

Je tiens donc, tout particulièrement, à remercier celui qui en est la source : Mr. TAIB sans qui cette réalisation n'aurait pu être possible ; Sa culture scientifique, son exigence, sa persévérance et sa rigueur m'ont poussé à me surpasser en dépassant mes craintes et mes réticences. J'espère pouvoir lui rendre, à travers cet écrit, un peu de tout ce qu'il m'a donné et me montrer à la hauteur de l'honneur qu'il m'a fait.

Aussi, ne saurai-je omettre d'exprimer toute ma gratitude pour Mr. Oublaïd qui n'a jamais cessé de croire en moi et qui m'a, sans relâche, soutenu depuis le tout début. Nul mot, nul expression ne pourrait décrire la reconnaissance et le respect que j'ai pour lui.

Listes des figures

CHAPITRE 01. État de l'art sur les véhicules électriques

Figure 1.1 : Répartition des émissions de gaz à effet de serre par secteur économique, Canada 2013..	1
Figure 1.2 : Nombre de véhicules électriques immatriculés en France de 2010 à 2015.....	3
Figure 1.3 : Structure d'un véhicule hybride série.....	5
Figure 1.4 : Structure d'un véhicule hybride parallèle.....	6
Figure 1.5 : Structure d'un véhicule hybride mixte.....	6
Figure 1.6 : Représentation des forces agissant sur le véhicule.	10
Figure 1.7 :Schéma de la dynamique du véhicule électrique.....	11

CHAPITRE 02. Modélisation de la MSAP en vue de sa commande

Figure 2.1 : Schéma d'une machine synchrone à aimant permanent.....	14
Figure 2.2 : Machine équivalente au sens de Park.....	18
Figure 2.3 : Schéma bloc d'une MSAP alimentée en tension.....	21
Figure 2.4 : le schéma de principe de l'onduleur	23
Figure 2.5 : Classification des commutateurs de puissance.....	24
Figure 2.6 : Schéma de l'association MSAP – Onduleur triphasé.....	26
Figure 2.7 : Représentation d'un onduleur triphasé de tension à deux niveaux.....	28
Figure 2.8 : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.....	30
Figure 2.9 : Description des couplages.....	32
Figure 2.10 : Commande découplée.....	32
Figure 2.11 : Boucle de régulation de courant I_d	33
Figure 2.12 : Schéma fonctionnel du contrôle de la vitesse.....	35
Figure 2.13 : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.....	36

CHAPITRE 03. Optimisation à base de population: PSO

Figure 3.1 : Déplacement d'une particule.....	38
Figure 3.2:organigramme du PSO.....	
Figure 3.3 : Représentation graphique de la fonction de Rastrigin.....	42
Figure 3.4 : Convergence de la fonction objectif « <i>Rastrigin</i> » vers l'optimum global.....	43
Figure 3.5 : Représentation graphique de la fonction de Booth.....	44
Figure 3.6 : Convergence de la fonction objective « <i>Booth</i> »vers l'optimum global.....	44
Figure 3.7 : Représentation graphique de la fonction d'Ackley	45
Figure 3.8 : Convergence de la fonction objectif « <i>Ackley</i> »vers l'optimum global.....	46

CHAPITRE 04. Résultats de simulation

Figure 4.1 : schéma complet de simulation branchement.....	48
Figure 4.2 : de la vitesse électrique.....	49
Figure 4.3 : couple électromagnétique.....	50
Figure 4.4 : figure du courant I_d	50
Figure 4.5 : courand I_q	51
Figure 4.6 : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.....	51
Figure 4.7 : la vitesse électrique de la MSAP.....	52
Figure 4.8 : courant I_q	52
Figure 4.9 : courant I_d	53
Figure 4.10 : couple électromagnétique C_{em}	53
Figure 4.11 : Signale de perturbation appliquer.....	54
Figure 4.12: : vitesse électrique W	55
Figure 4.13 : schéma de commande avec PSO.....	56
Figure 4.14 : évolution de la fonction fitness	57
Figure 4.15 : vitesse électrique w avec PSO.....	58
Figure 4.16 : la vitesse électrique w avec zoom avec PSO.....	59
Figure 4.17 : couple électromagnétique avec PSO.....	58
Figure 4.18 : couple électromagnétique avec PSO.....	59
Figure 4.19 :courants statoriques avec PSO.....	59

Liste des tableaux

Tableau 1.1. Historique et évolution des véhicules électriques.....	4
Tableau 2.1. caractéristiques et modes de fonctionnement des commutateurs de puissance...24	
Tableau 3.1 Valeurs des paramètres du PSO.....	39
Tableau 3.2: Résultats du 1er t est.....	39
Tableau 3.3. Résultats du 2 ^{ème} test.....	41
Tableau 3-4. Résultats de simulation de la fonction d’Ackley.....	42
Tableau 4.1. Paramètres de la MSAP.....	44
Tableau 4.2. Paramètres des PID.....	50
Tableau 4.2. Paramètres de l’algorithme.....	52
Tableau 4.3 .titre performance de la réponse	55

Liste des figures

Liste des tableaux

Introduction générale.....	01
----------------------------	----

Chapitre.1 : Etat de l'art sur les véhicules électriques

Introduction	03
1.2. Historique des véhicules électriques.	04
1.3. définition.	05
1.4. Terminologie et appellations.	05
1.4.1. Le véhicule électrique.....	05
1.4.2. Le véhicule électrique à prolongateur d'autonomie	06
1.4.3. Le véhicule hybride	06
1.4.4. Le véhicule hybride rechargeable.....	06
1.4.5. Le véhicule	06
1.5. Classification.	06
1.5.1. Par architecture	06
1.5.1.2. Hybride parallèle.	07
1.5.1.3. Hybride mixte (série-parallèle)	08
1.5.2. Par degré d'hybridation.	09
1.6. Modes de fonctionnement d'un véhicule électrique.....	09
1.6.1. Le mode électrique pur.	09
1.6.2. Le mode thermique pur.....	09
1.6.3. Le mode hybride.	10
1.7. Avantages.	10
1.8. Inconvénients.....	10
1.9. Véhicule silencieux : Avantages ou inconvénients ?.....	11
1.10. Modélisation du véhicule électrique.....	11
1.11. Conclusion.....	14

Chapitre 2 : Modélisation de la MSAP en vue de sa commande

1. Introduction.	15
2.1 . Principe de fonctionnement de la MSAP	15
2.2. Avantages de la MSAP.....	16
2.3. Inconvénients de la MSAP	16
2.4. Les domaines d'application de MSAP.	17
3. MODELISATION DU MOTEUR SYNCHRONE.....	17
3.1 Equations de tensions et flux	18
3.2 transformée de park.....	20
3.3. Schéma fonctionnelle de la MSAP.....	21
4. MODELISATION DE L'ENSEMBLE CONVERTISSEUR-MACHINE.....	21
4.2. Convertisseur statique continu-alternatif.....	22
4.2.1 Définition de l'onduleur.	22
4.2.2 Types d'onduleurs.....	23
4.2.3 Classification des interrupteurs semi-conducteurs de puissance.....	23
4.3. Modélisation de l'onduleur	25

4.3.1.	Onduleur de tension.....	25
4.4.	Modélisation de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux	26
5.	COMMANDE VECTORIELLE	28
5.1.	Principe.....	28
5.2.	Description du système global.....	28
5.3.	Découplage	29
5.4.	Détermination des régulateurs de courants.....	31
5.5.	Détermination du régulateur de vitesse.	32

Chapitre 3 : Optimisation à base de population : PSO

	Introduction	34
1.	Problème d'optimisation	34
2.	Principe de fonctionnement de PSO.....	34
3.	Mécanisme de confinement.....	37
4.	Déroulement de l'algorithme	37
5.	Testes de performance.....	38
6.	Conclusion.....	43

Chapitre 4 : Résultats de simulation

1.	Introduction.....	44
2.	Schéma complet de simulation branchement directe	44
2.1.	Valeurs des paramètres du MSAP.....	44
2.2.	Résultats de simulation.....	45
2.2.2.	Interprétation des résultats.....	47
3.	Commande vectorielle.....	47
3.1.	Schéma complet de simulation de la commande vectorielle.....	47
3.2.	. Interprétation des résultats.....	51
4.	Résultats avec PSO.....	52
4.1-	Paramètres de l'algorithme.....	52
4.2	Résultats après application des Kp et Ki optimaux trouver avec PSO.....	53
4.3.	Interprétation des résultats.....	55
4.4.	Conclusion.....	56

Conclusion générale	57
----------------------------------	-----------

bibliographie

Introduction générale

Le 19^{ème} siècle a été témoin d'une invention technologique majeure qui a considérablement modifié les sociétés de nombreux pays au cours du siècle suivant. Cette invention n'est autre que le véhicule (automobile). Ce dernier a tout d'abord été conçu à propulsion électrique, mais avec la découverte de nombreux puits de pétrole à travers le monde, le véhicule à moteur thermique s'est rapidement imposé au début du 20^{ème} siècle.

Les préoccupations actuelles sur le réchauffement climatique et la déplétion des ressources fossiles exigent une mutation basée sur le développement durable. Ainsi, il est primordial de trouver des solutions de propulsion propres et efficaces. En effet, les émissions de CO₂ augmentent de plus en plus et les moyens de transport.

Poussés par le besoin de concevoir de nouveaux moyens de transports intégrant des types de motorisation plus propres, les chercheurs aboutissent sur le véhicule électrique ; avancé par tous les acteurs du domaine de l'automobile comme étant l'une des solutions de transport les plus propres et écologiques.

Les entraînements à vitesse variable représentent un domaine multidisciplinaire en génie électrique, qui regroupe les connaissances dans plusieurs secteurs : machines électriques, électronique de puissance, théorie de commande, microcontrôleurs et microprocesseurs, etc. Les récents développements dans ces disciplines poussent l'entraînement à vitesse variable à un niveau de développement sans précédent, où l'on peut avoir des systèmes de commande de haute performance avec plus de fiabilité et à moindre coût.

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents sont recommandés dans les systèmes de traction électriques. D'abord pour leurs fiabilité : le moteur synchrone à aimants permanents a une vitesse de rotation proportionnelle à la fréquence d'alimentation et il est moins encombrants avec un couple massique important. D'autres part, leurs construction est plus simple puisque il ne contient pas de collecteur mécanique qui entraîne des inconvénients majeurs tels que : la limitation de puissance, l'usure des balais et les pertes rotoriques... ce qui se traduit par une longévité et une basse fréquence d'entretien.

La machine synchrone à aimants permanents permet de créer des commandes de vitesse et de couple avec précision et des performances dynamiques très intéressantes. Mais sa commande est plus compliquée ; car le système est non linéaire et il est très difficile d'obtenir le découplage entre le courant induit et le courant inducteur. Afin de faciliter l'étude, la machine est modélisée

suivant les axes d-q. Cette modélisation est obtenue par la transformation de Park, qui est un passage du repère triphasé au repère biphasé, où les équations électriques et mécaniques de la machine synchrone à aimants permanents ont été établies.

Bien que le système de traction est complexe en soit, certaines commandes classiques arrivent tout de même à attendre des performances respectables. Cependant, l'hybridation de ces dernières avec des algorithmes d'optimisation tel que le PSO est devenu très sollicitée en raison du potentiel immense de ces algorithmes à trouver les meilleures solutions même pour des problèmes les plus complexe et difficiles.

Dans ce qui suit, le manuscrit comportera quatre chapitres organisés comme suit :

Dans le premier chapitre nous présenterons les principaux constituants du véhicule électrique et ses types d'hybridations

Dans le deuxième chapitre nous modéliserons la machine à aimants permanents et son pré-actionneur qui est un onduleur. La dernière partie de ce chapitre est consacrée à la commande vectorielle.

Dans le troisième chapitre nous expliqueront le principe de l'algorithme PSO visant à résoudre des problèmes d'optimisation.

Dans le quatrième chapitre nous étudierons la sensibilité de la régulation de la vitesse sur la performance de la machine MSAP.

1. Introduction

Avec la croissance démographique mondiale et le développement des pays émergents, l'énergie est devenue indispensable à la vie quotidienne, mais l'homme ne s'est jamais préoccupé des menaces que peuvent lui apporter l'exploitation de cette énergie, D'une part cette énergie est appelée à s'épuiser et d'autre part elle est associée à des effets secondaires sur l'environnement.

Le secteur des transports routiers est un des plus consommateur d'énergie et pollueur en termes d'émissions de gaz à effets de serre. Cette prise de conscience collective a entraîné des réglementations toujours plus strictes sur les émissions polluantes et la consommation des véhicules, qui sont ainsi devenues deux critères primordiaux pour la conception de nouveaux véhicules.

Selon les statistiques fournies par le Groupe Intergouvernemental d'Experts sur l'Evolution du Climat « GIEC » pour l'année 2013, le secteur de transport a dégagé 28% du total des émissions des gaz à effet de serre au Canada comme le montre la figure 1.1 :

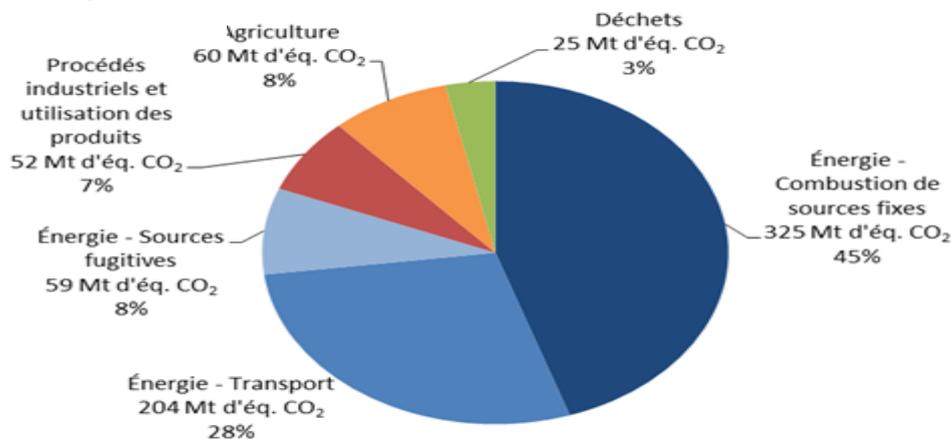


Figure 1.1 : Répartition des émissions de gaz à effet de serre par secteur économique, Canada 2013[1]

Ainsi, la réduction de la consommation et de la dépendance aux énergies fossiles s'avèrent une solution efficace et prometteuse pour la limitation des dégâts engendrés par les émissions de gaz à effet de serre. Aussi l'électrification des systèmes responsables de la pollution tel que les véhicules paraît une solution d'actualité qui peut apporter beaucoup d'amélioration.

1.2. Historique des véhicules électriques

Tableau 1.1 : Historique et évolution des véhicules électriques [2]

Année	Evénement
1834	première voiture électrique avec batterie non rechargeable
1852	première commercialisation d'un véhicule électrique avec batterie non rechargeable
1859	première voiture électrique avec batterie rechargeable (plomb-acide)
1899	« la jamais contente » avec batterie rechargeable bat le record de vitesse 100Km/h
1900	Les véhicules électriques occupent 38% du marché américain de l'automobile
1908-1972	Crise des véhicules électriques face aux thermiques qui sont meilleurs en d'autonomie et en poids
1973	Les véhicules électriques à nouveau intéressant suite au premier choc pétrolier (prix du pétrole multiplier fois 4)
1974	« City Car » commercialisée au États Unis (48 km/h, 64 km d'autonomie).
1979	les ventes de véhicules électriques ne décollent pas malgré un deuxième choc pétrolier (prix du pétrole multiplier fois 2.7)
1990	mise en place du Zero Emission Vehicle (ZEV) qui impose aux grands constructeurs américains de réaliser au moins 2% de leurs ventes avec des véhicules zéro émission
1998	General Motors sort Véhicule à zéro Emission (EV1)
2001	Les 2% du ZEV passent à 5% de la totalité du marché du véhicule mondiale
2003-2010	Les véhicules électriques constituent 10% du marché du véhicule mondiale

Depuis 2010, la part du véhicule électrique progresse au sein du parc automobile français. Selon la figure 1.2 le nombre de VE neufs immatriculés par année en France ne cesse de croître et a dépassé la barre des 17 000 sur l'année 2015 [3].

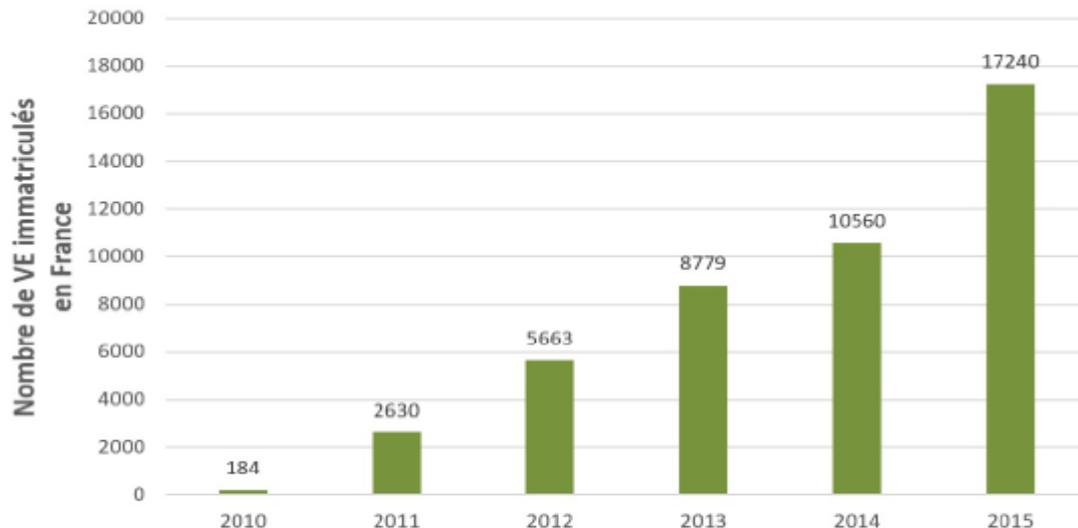


Figure 1.2 : Nombre de véhicules électriques immatriculés en France de 2010 à 2015 [3]

1.3. Définition

Le terme « voiture électrique » englobe plusieurs concepts qui ont en commun de recourir à un moteur électrique pour tout ou une partie de leur propulsion. Ils se différencient par leur autonomie et leur taux de rejet de CO₂.

1.4. Terminologie et appellations

Aujourd'hui, il ya beaucoup de technologies et de choix qui s'offre pour celui qui veut acheter un nouveau véhicule. On entend toujours parler de : véhicule électrique, véhicule à hydrogène , véhicule hybride, véhicule hybride rechargeable et véhicule électrique avec prolongateur d'autonomie, mais peu de gens comprennent la différence entre ces différents types de véhicules bien que sa fait des années depuis qu'ils ont été commercialisé.

Afin d'éviter toute confusion entre ces différents types de véhicules mentionnés au dessus, une définition pour chaque type de véhicule est proposé :

1.4.1. Le véhicule électrique

Elle ne contient pas de réservoir à carburant ni de moteur à combustion interne (moteur thermique). C'est une voiture qui contient une batterie qui offre des centaines de kilomètres d'autonomie et un moteur électrique contrôlé par un contrôleur électronique. Elle se recharge directement sur le réseau électrique ou chez soi et aussi sur une borne de recharge publique

1.4.2. Le véhicule électrique à prolongateur d'autonomie

C'est un véhicule ayant le même principe de fonctionnement que celui du véhicule électrique mais avec un moteur thermique additionnel qui sert seulement à recharger la batterie et pas pour l'entraînement des roues comme c'est le cas dans les hybrides ou l'hybride rechargeables.

1.4.3. Le véhicule hybride

C'est une voiture thermique à assistance électrique, autrement dit c'est une voiture essence ou diesel à laquelle on a ajouté une batterie et un moteur électrique qui va, lors des phases de freinage, récupérer et transformer l'énergie cinétique en électricité et l'emmagasiner dans la batterie. Celle-ci sera ensuite réutilisée lors des phases de démarrage du véhicule durant lesquelles on peut même, selon la technologie, rouler quelques centaines de mètres en mode 100 % électrique.

1.4.4. Le véhicule hybride rechargeable

C'est un véhicule hybride, pour lequel on a ajouté un connecteur pour recharger directement la batterie à partir du réseau électrique et on a aussi agrandi la taille du moteur électrique et de la batterie pour une meilleure autonomie.

1.4.5. Le véhicule à hydrogène

Par définition, une voiture à hydrogène est une voiture électrique. Principale différence : le mode d'alimentation du moteur électrique. Alors qu'une voiture électrique puise son énergie d'une batterie accumulant des kWh et rechargée sur le réseau électrique, une voiture à hydrogène fait appel à une pile à combustible qui produit directement l'électricité à bord à partir de réservoirs sous pression (700 bars) stockant de l'hydrogène.

1.5. Classification

Les véhicules hybrides sont généralement classés selon deux catégories. La première dépend de l'architecture tandis que la seconde considère le taux d'hybridation du véhicule [4].

1.5.1. Par architecture

1.5.1.1. Hybride série

La particularité forte de cette architecture est le découplage mécanique du moteur thermique aux roues et la possibilité de le placer au point de fonctionnement souhaité sans considérer les conditions externes telles que la vitesse du véhicule ou de la demande de couple. Le MCI est

directement lié à une génératrice par une jonction mécanique. La propulsion du véhicule est intégralement assurée par le ou les moteurs électriques eux-mêmes alimentés par les batteries et/ou le groupe électrogène. Interdépendant de l'autonomie visée pour le dimensionnement des accumulateurs et du MCI, le moteur de traction est défini pour assurer seul l'ensemble de la puissance requise par le cycle de conduite. Le faible rendement global de la chaîne énergétique principalement dû à la cascade de rendement (l'énergie mécanique produite par le moteur thermique est transformée en énergie électrique par la génératrice pour être à nouveau transformée en énergie mécanique par le moteur électrique) confère un faible potentiel de réduction de l'énergie pour les HEVs composés d'une architecture série

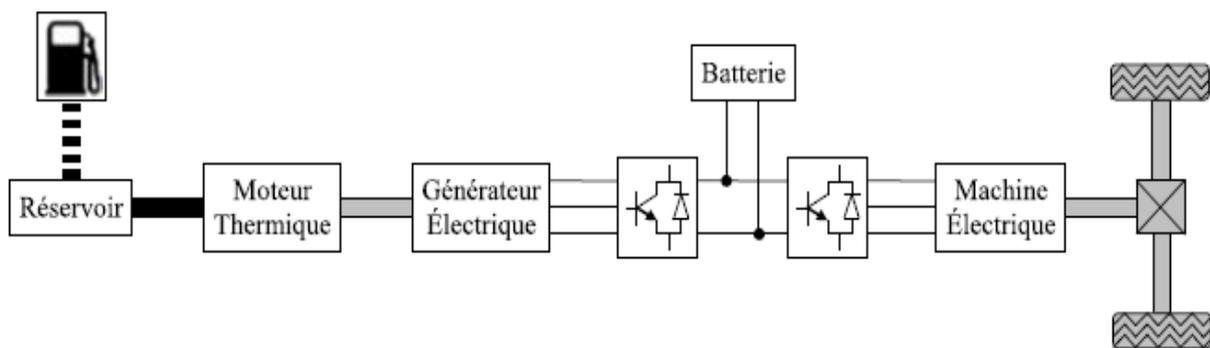


Figure 1.3 : Structure d'un véhicule hybride série

1.5.1.2. Hybride parallèle

La propulsion d'un HEV doté d'une architecture parallèle est réalisée conjointement par les moteurs thermique et électrique puisque ces derniers sont connectés via la transmission aux roues. Il en résulte des avantages considérables et des inconvénients mesurés. Ambivalent à qualifier, les accumulateurs sont chargés par le moteur électrique de traction qui fonctionne alors en générateur. Ce fonctionnement devient problématique dans l'hypothèse où le procédé de gestion de l'énergie sollicite simultanément le moteur électrique pour la recharge des batteries et la participation à la propulsion du véhicule. En plus de cette difficulté, la répartition entre les deux sources de la demande de couple instantanée doit être aussi proche que plausible de l'optimalité sous peine de "trop" sous-exploiter les capacités théoriques de minimisation de la consommation de carburant ou des émissions de polluants.

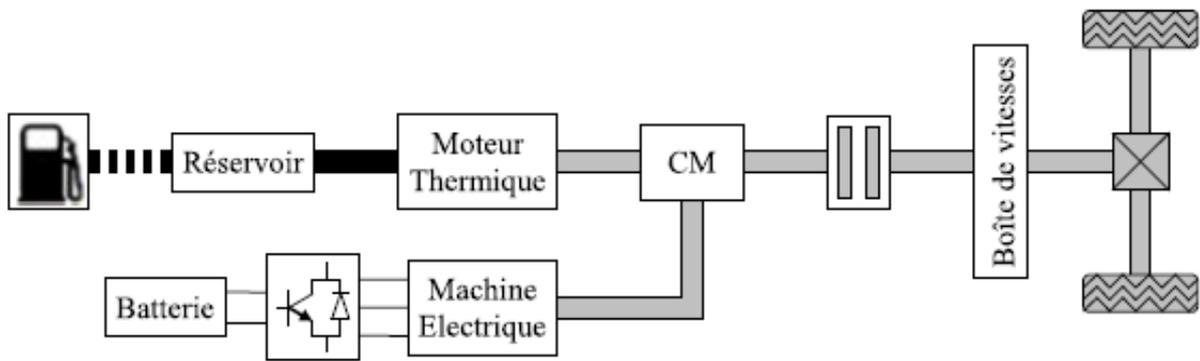


Figure 1.4 : Structure d'un véhicule hybride parallèle

1.5.1.3. Hybride mixte (série-parallèle)

Egalement nommée architecture combinée ou à dérivation de puissance, un véhicule électrique hybride à architecture mixte cumule les avantages des configurations série et parallèle. Cette technologie pallie le problème du HEV à architecture parallèle puisqu'un second moteur fonctionne en permanence en mode générateur pour recharger les accumulateurs. Cette configuration est coûteuse puisqu'elle nécessite au minimum deux machines électriques en plus du moteur à combustion interne. En revanche, bien que la gestion soit nettement plus difficile, la flexibilité et les degrés de liberté disponibles permettent potentiellement d'obtenir de meilleures performances en termes de réduction de l'énergie consommée et des émissions de polluants.

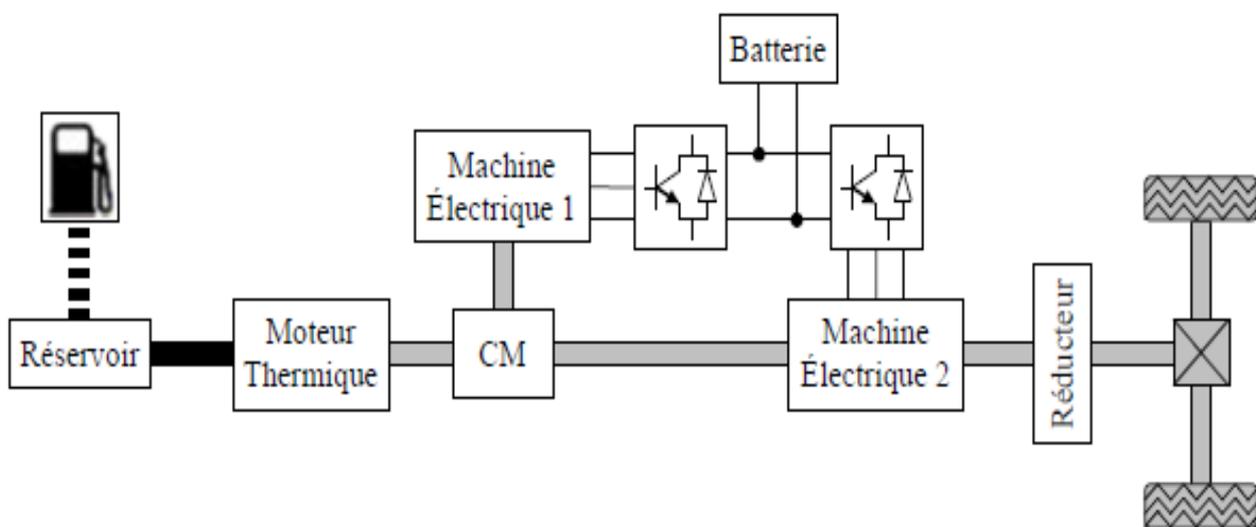


Figure 1.5 : Structure d'un véhicule hybride mixte

1.5.2. Par degré d'hybridation

La classification par hybridation consiste à hiérarchiser les véhicules électriques hybrides en fonction du ratio (exprime en %) entre la capacité de puissance disponible à partir de la seconde source d'énergie rapport à la puissance totale disponible embarquée dans le véhicule. Quatre catégories sont à considérer :

- Micro-hybrid
- Mild-hybrid
- Full-hybrid
- Plug-in hybrid

Il est important de souligner qu'une définition universelle de la classification par hybridation n'existe pas [4].

1.6. Modes de fonctionnement d'un véhicule électrique

Il existe trois principaux modes de fonctionnement possibles des véhicules électriques hybrides. Le premier est le mode électriques pur, le second correspond au mode thermique pur et le dernier s'apparente évidemment au mode hybride. Des explications relatives chacun de ses modes de fonctionnement sont détaillés ci-dessous :

1.6.1. Le mode électrique pur

La propulsion du véhicule est intégralement assurée par le moteur électrique. Ce mode de fonctionnement est communément appelé ZEV (Zéro Emission Véhicule) à la condition évidente de ne pas tenir compte des émissions de polluants générées pour le recyclage et la fabrication des éléments de la chaîne énergétique ainsi que la production de l'électricité stockée. Le freinage récupératif en mode électrique pur fait partie intégrante du mode de fonctionnement décrit. Le principe consiste à récupérer l'énergie cinétique du véhicule par le moteur électrique pour la recharge des batteries.

1.6.2. Le mode thermique pur

D'une manière identique aux véhicules conventionnels, la propulsion du véhicule est entièrement réalisée par le moteur thermique. Contrairement au mode électrique pur, l'énergie cinétique pendant la phase de freinage est dissipée sous forme de chaleur dans les freins mécaniques du véhicule

1.6.3. Le mode hybride

Pendant la phase de traction du véhicule, deux fonctionnements distincts sont à considérer. Le premier ou les deux moteurs participent conjointement à la propulsion du véhicule suivant la répartition de la demande de couple instantanée. Dans le second fonctionnement, le moteur thermique fournit l'ensemble de l'énergie nécessaire pour propulser le véhicule et un supplément de puissance récupère par la machine électrique destinée à recharger les accumulateurs. Pendant la phase de freinage, l'énergie cinétique du véhicule et l'énergie produite par le moteur thermique sont récupérées par le moteur électrique pour charger les batteries.

1.7. Avantages

- Elimination ou réduction de la consommation du combustible.
- Réduction des coûts de maintenance.
- Les véhicules électriques sont propres et écologiques «Véhicules verts »
- Les véhicules électriques peuvent être rechargés à domicile.
- Bon rendement
- Le VE est doté d'une gestion intelligente qui récupère l'énergie durant les phases du freinage

1.8. Inconvénients

- **Temps de recharge** : environ 8 heures avec une prise domestique.
- **coût d'achat initial** : Malgré l'instauration du super bonus, désormais porté à 7.000 € et un coût d'utilisation réduit, le véhicule électrique reste plus cher à l'achat qu'un véhicule conventionnel. Ce coût s'explique d'une part par le coût élevé du pack batteries mais surtout par la production en petite série du véhicule électrique qui rend difficile les économies d'échelle. A l'heure actuelle, la plupart des grands constructeurs travaillent, en partenariat avec les fournisseurs de batteries, à la construction d'usines qui permettront, grâce à la production de masse, de diminuer l'écart de coût entre un véhicule électrique et un véhicule conventionnel.
- **L'autonomie limitée des véhicules électriques**: La plupart des voitures électriques disponibles sur le marché ne permettent pas d'effectuer une grande distance (Montréal-Québec, par exemple), sans recharge. L'autonomie moyenne est estimée à moins de 160km.

- **Personnel qualifié** : c'est vrai que le VE nous offre une réduction de maintenance ...mais cette dernière devra tout de même être effectuée par des techniciens spécialisés et avec de l'équipement particulier et adéquat.
- **Les bornes de recharges sont rares**: pour recharger sa voiture électrique, encore faut-il trouver les bornes. Encore rares dans certains endroits, et inexistantes dans plusieurs autres, il est impossible de partir de manière improvisée avec un véhicule électrique. On doit connaître l'emplacement des bornes

1.9. Véhicule silencieux : Avantages ou inconvénients ?

Rouler dans une voiture silencieuse, c'est un avantage pour l'utilisateur mais pas forcément pour certains usagers de la route, comme les malvoyants, qui ne pourront plus entendre l'arrivée du véhicule. Des travaux sont en cours sur le sujet et des projets de normalisation à l'étude. Certains constructeurs, comme Renault avec la Zoé, ont déjà pris les devants et ont équipés leurs VE d'un bruit simulé à faible vitesse.

1.10. Modélisation du véhicule électrique

Le véhicule électrique est un système complexe, constitué de composants très variés et de nature différente (mécanique, électrique, électrochimique...). Afin de pouvoir modéliser le véhicule électrique, il faut déterminer le bilan des efforts appliqués au véhicule. Les équations utilisées sont directement issues des théories de la mécanique et de l'aérodynamique. Elles sont applicables à des véhicules routiers à quatre roues à traction.

Dans notre travail, nous nous intéresserons au véhicule du point de vue charge. Autrement dit, nous modéliserons les différentes forces que subit le véhicule électrique, se déplaçant au long d'une pente.

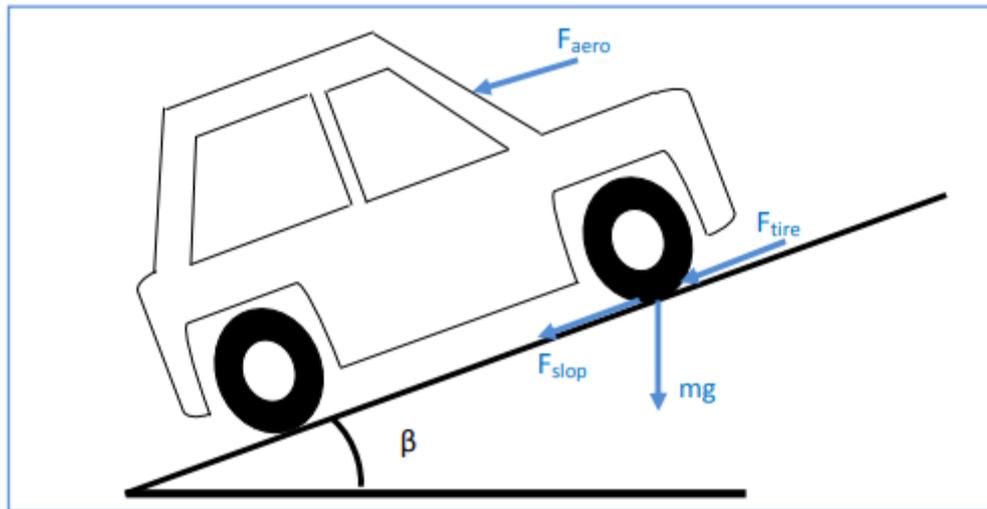


Figure1.6: Représentation des forces agissant sur le véhicule.

Les différentes forces agissant sur le véhicule électrique avec un masse total m , en mouvement au long d'une pente sont représentées sur la figure 1.6.

Nous avons trois principales forces:

- Force de résistance au roulement (F_{tire}) due principalement à de la friction des pneus du véhicule sur la route. Cette force agit dans le sens opposé du déplacement du véhicule. Elle est donnée par la relation:

$$F_{\text{tire}} = m g f_{ro} \cos(\beta)$$

- Force résistante à la pénétration dans l'air (F_{aear}) engendrée par le frottement de l'air sur l'ensemble de la carrosse du véhicule en se déplaçant. Son expression est:

$$F_{\text{aear}} = 0.5 \rho_{\text{air}} A_f c_d V_e^2$$

- Force résistante due à la pente à gravir (F_{slope}) qui est proportionnelle à la masse m du véhicule et dépend de la pente de la route. Son expression est donnée par la relation qui suit:

$$F_{\text{slope}} = m g \sin(\beta)$$

Avec:

m : la masse totale du véhicule en 'kg' ;

g : la gravité en 'm/s²'

A_f : la surface frontale du véhicule 'm²' ;

ρ_{air} : la densité de l'air en 'kg/m³' ;

A_f : la surface frontale du véhicule 'm²' ;

C_d : le coefficient de traînée aérodynamique ;

V_e : la vitesse du véhicule en 'm/s²' ;

β : l'angle de pente de la route en 'rad'.

La force résistive totale est donnée par la formule suivante :

$$F_r = F_{t\grave{a}re} + F_{a\grave{e}r} + F_{slo\grave{p}e}$$

Le moteur électrique assure la force de traction du véhicule 'F' électrique. L'équation du mouvement est alors donné par :

$$m \frac{dv_e}{dt} = F - F_r$$

La force (F-Fr) accélère (respectivement décélère) le véhicule si la différence est positive (respectivement négative).

La puissance mécanique du véhicule électrique est donnée par l'expression suivante :

$$p_v = F_r V_e$$

En fin, le couple du moteur est donné par l'expression suivante :

$$T_r = F_r \frac{r}{g}$$

Suivant les équations aérodynamiques du véhicule, nous pouvons donner une représentation globale du modèle du véhicule électrique figure 1.7

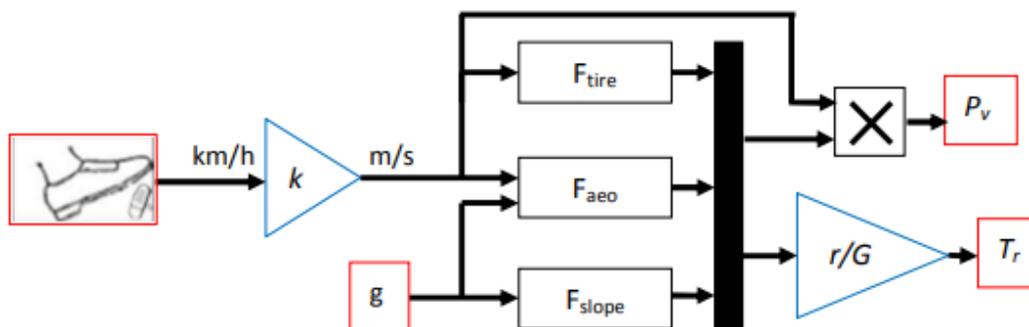


Figure 1.7:Schéma de la dynamique du véhicule électrique

Ce modèle représente l'aérodynamique du véhicule. Il illustre les principales forces dynamiques exercées sur le véhicule. Le couple de charge résultant sera appliqué à la machine asynchrone.

1.11.Conclusion

Dans ce chapitre, des généralités sur véhicules électriques et les véhicules hybride sont présentés. a travers ce chapitre aussi on a pu conclure que ces voitures sont classifier a base de certain critères. Enfin certain avantages et inconvénients des véhicules électriques sont présentés

1.introduction:

Pendant les années récentes, le moteur à courant continue est remplacé par le moteur synchrone à aimants permanents dans le milieu industriel. Cependant la présence du système balais collecteur a toujours posé des grands problèmes qui limitent de plus en plus son utilisation. Toutefois, la fragilité du système balais-collecteur a été un inconvénient de la M.C.C, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'on ait orientée à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écartier cet inconvénient. Le moteur à aimants permanents reste le bon choix dû à leurs excellentes caractéristiques dynamiques, à ses faibles pertes ainsi qu'à son important couple massique, qui le rend mieux adapté aux applications industrielles et donc faciliter les commandes en position ou en vitesse.

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices afin d'obtenir un modèle simple et fiable pour la simulation numérique [5][6].Présentation du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP):

2.1 .Principe de fonctionnement de la MSAP:

Toute machine électrique dans laquelle la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant est appelé machine synchrone. Pour l'obtention d'un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique doit être généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. Cela dit, qu'en mode permanent la position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ceci impose une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique [7].

♣ Le stator : ou l'induit est la partie fixe de la machine, il se compose de trois enroulements parcourus par des courants alternatifs décalés de 120° dans l'espace et dans le temps, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe.

♣ Le rotor : ou inducteur est la partie mobile de la machine se compose d'aimants permanents. Ce dernier présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique .

Il existe deux types de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique. Les rotors à pôles lisses et les rotors à pôles saillants.

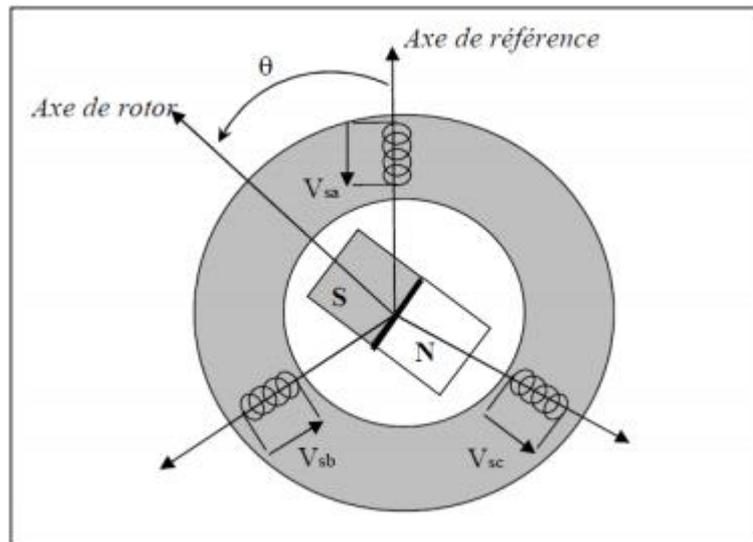


figure2.1:Schéma d'une machine synchrone à aimant permanent

2.2. Avantages de la MSAP:

- ♣ Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines :
 - ✓ Puissances massiques élevées.
 - ✓ Absence de contacts glissants.
 - ✓ Un bon rendement
 - ✓ Absence des balais et d'alimentation continue.
 - ✓ Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
 - ✓ Fonctionnement en survitesse.

Cette machine est donc bien indiquée pour les systèmes embarqués et peut être employée pour des systèmes de faible puissance (petits moteurs) ou de puissance plus importante (jusqu'à quelques dizaines de MW en fonctionnement moteur).

2.3 .Inconvénients de la MSAP:

- ♣ Comme inconvénients de la MSAP on cite :
 - ✓ Technologie coûteuse liée au coût des aimants.
 - ✓ Interaction magnétique due au changement de structure.
 - ✓ Ondulations de couple.

2.4. Les domaines d'application de MSAP:

Ces machines ont trouvé un vaste champ d'applications dans plusieurs domaines (équipement domestique, lecteurs CD/DVD et disques durs d'ordinateur, voiture et vélo électriques, transport, aérospatial, machines outils, servomoteurs, équipement médical et propulsion des navires). Celles-ci sont utilisées pour des puissances allant de la gamme des microwatts à celle des mégawatts.

Maintenant on présente des exemples d'application des MSAP utilisées dans différentes plages de puissance.

Applications aux petites puissances ($P < 600\text{w}$):

- ♣ Disque Dur
- ♣ Fraise de dentiste
- ♣ Programmeur Mécanique

Applications aux moyennes puissances ($500\text{W} < P < 100\text{KW}$):

- ♣ Voiture électrique (Toyota Prius)
- ♣ Machine outil
- ♣ Robot industrie

Applications aux fortes puissances:

- ♣ Traction ferroviaire
- ♣ Propulsion navale

3. MODELISATION DU MOTEUR SYNCHRONE:

Afin d'obtenir une formulation plus simple et de réduire la complexité du modèle de la machine, l'établissement de son modèle mathématique sera développé sur la base des hypothèses à savoir que :

- Le moteur possède une armature symétrique non saturée, les inductances propre et mutuelle sont indépendantes des courants qui circulent dans les différents enroulements.
- La distribution des forces électromotrice, le long de l'entrefer, est supposée sinusoïdale.
- Les pertes fer et l'effet amortisseur sont négligés.
- La perméabilité des aimants est considérée comme voisine de celle de l'air. L'excitation étant faite par un aimant permanent, telle que le flux d'excitation est considéré comme constant, par ailleurs, l'aimant est considéré comme un enroulement sans résistance ni inductance propre et mutuelle, mais comme source de flux[8].

3.1 .Equations de tensions et flux:

Les tensions, flux et courants statoriques triphasés, sont écrits avec les notations vectorielles suivantes $[V_s]$, $[\phi_s]$ et $[I_s]$ respectivement.

L'équation tension dans le référentiel du stator s'écrit:

$$[V_s] = [R_s] * [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (2. 1)$$

Avec :

$$[V_s] = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T, [I_s] = [I_{as} \ I_{bs} \ I_{cs}], [\phi_s] = [\phi_{as} \ \phi_{bs} \ \phi_{cs}]^T$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

R_s : Résistance des enroulements statoriques.

Les flux statoriques et rotoriques ont pour expression:

$$[\phi_s] = [L_{ss}] * [I_s] + [\phi_f] \tag{2.2}$$

et

$$[\phi_f] = \phi_{sf} * [\cos(\theta); \cos(\theta - 2\pi/3); \cos(\theta - 4\pi/3)].$$

- ♣ ϕ_{sf} : Valeur crête (constante) du flux crée par l'aimant permanent à travers les enroulements statoriques.
- ♣ θ : Position absolue du rotor en degré électrique.
- ♣ L_{ss} : inductances statoriques.

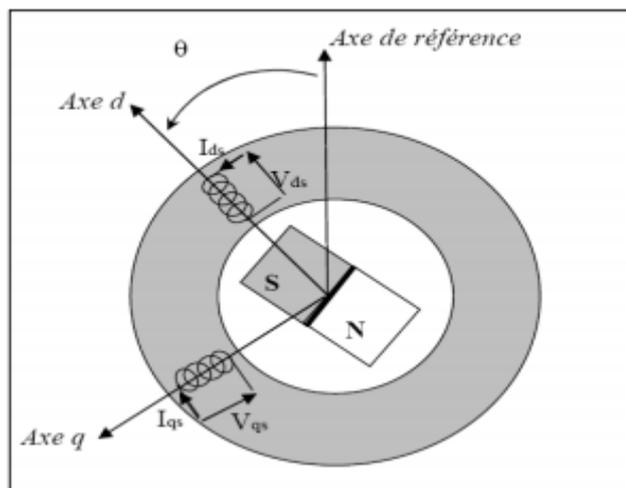
En introduisant (2.2) dans (2.1) on aura :

$$[V_s] = [R_s] * [I_s] + d/dt ([L_{ss}] * [I_s] + [\phi_f]) \tag{2.3}$$

On remarque que l'équation (2.3) est non linéaire et couplée pour supprimer ce problème on adopte des changements de variable et des transformations qui réduisent la complexité du système. Dans ce cas nous procédons à la Transformation de Park, qui consiste à transformer les enroulements immobiles (a, b, c) par des enroulements (d, q) tourne avec le rotor.

3.2 Transformation de Park:

A l'aide de la transformation de Park, on passe des grandeurs statoriques réelles (tension, flux courant) à leurs composantes fictives appelés les composantes d-q. Cette transformation permet de réduire la complexité du système[8]. La transformation de Park est obtenue à partir d'une matrice unique, définie comme suite :



figures 2.2: Machine équivalente au sens de Park.

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

♣ **[P(θ)]**: étant la matrice de la transformation de Park .

Le passage du système triphasé au système diphasé est défini par le système d'équations suivant:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix}$$

Avec :

- ♣ X: Grandeur statorique ou rotorique (représente le vecteur de tension, courant ou flux).
- ♣ X₀: La composante homopolaire choisie nulle pour un système équilibré.

➤ **Les équations électriques:**

♣ Les équations électriques dans le repère de Park :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega \phi_{qs}$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega \phi_{ds} \quad (2.5)$$

✓ Les flux s'écrivent :

$$\phi_{qs} = L_q I_q$$

$$\phi_{ds} = L_d I_d + \phi_f \quad (2.6)$$

En introduisant (2.5) dans (2.6) on aura Le modèle électrique du MSAP sous la forme suivante :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + L_{ds} \frac{d}{dt} I_{ds} - \omega L_q I_q \quad (2.7)$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + L_{qs} \frac{d}{dt} I_{qs} + \omega L_d I_d + \omega \phi_f \quad (2.8)$$

➤ **Les équations mécaniques:**

L'équation mécanique développée par la machine est donnée par la relation suivante :

$$\mathbf{J} \frac{d\omega_r}{dt} + \mathbf{f} \cdot \omega_r = \mathbf{C}_{em} - \mathbf{C}_r \quad (2.9)$$

\mathbf{J} : Moment d'inertie de la partie tournante (kg.m²).

\mathbf{f} : Coefficient de frottement visqueux (N.m.s/rad).

\mathbf{C}_r : Couple résistant (N.m).

ω_r : Vitesse mécanique (rad/s).

➤ **L'équation électromagnétique:**

Le couple électromagnétique \mathbf{C}_{em} dans le référentiel (d, q) est donné par l'expression suivante :

$$\mathbf{C}_{em} = \frac{3}{2} p [\phi_{ds} I_{qs} - \phi_{qs} I_{ds}] \quad (2.10)$$

$$\mathbf{C}_{em} = \frac{3}{2} p [(L_{ds} - L_{qs}) I_{ds} I_{qs} + \phi_f I_{qs}] \quad (2.11)$$

Avec

\mathbf{p} : nombre de paire de pôles.

ϕ_f : Flux des aimants permanents.

3.3.Schéma fonctionnelle de la MSAP :

Schéma bloc d'une MSAP alimentée en tension

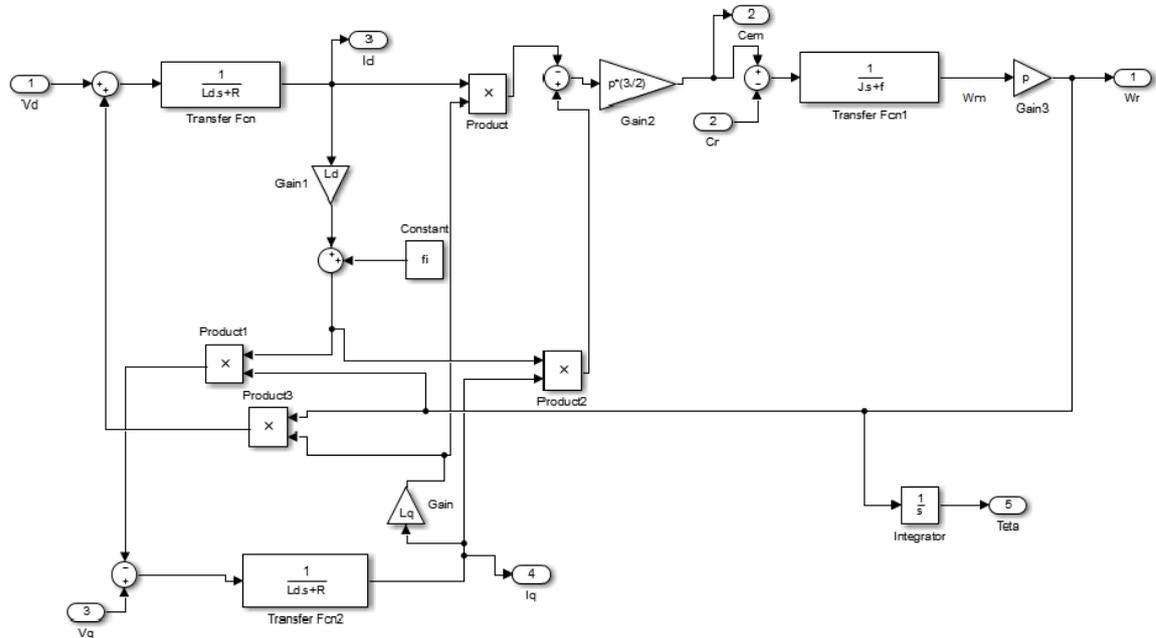


Figure 2.3: Schéma bloc d'une MSAP alimentée en tension

4.MODELISATION DE L'ENSEMBLE CONVERTISSEUR-MACHINE:

4.1.Introduction:

Les onduleurs tiennent une place importante dans les entraînements de vitesse des moteurs électriques. L'onduleur est un convertisseur statique qui permet d'alimenter les machines à courant alternatif par un système de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude variables. Néanmoins, plusieurs problèmes se posent, particulièrement celui de l'apparition des harmoniques d'ordre supérieur. Ces harmoniques ont un effet indésirable sur le comportement dynamique de la machine ; elles nuisent le fonctionnement normal de la machine. En effet, la présence de ces harmoniques entraîne des couples pulsatives indésirables, ainsi que des pertes supplémentaires [5].

Ainsi, nous abordons la présente partie par une présentation de l'onduleur à deux niveaux de tension ; ensuite, nous présenterons la stratégie de commande par MLI employée pour commander le convertisseur statique. Enfin, nous terminerons cette partie par la commande vectorielle .

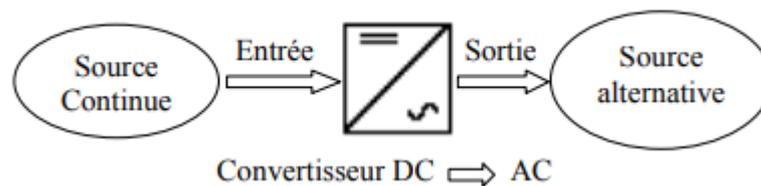
4.2. Convertisseur statique continu-alternatif:

Un convertisseur statique est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné. Le développement des composants de puissance au milieu du siècle (électronique de puissance) a permis de développer des convertisseurs de puissance électrique sans machines tournantes. La technologie des composants utilisés (semi-conducteurs) ne cesse d'évoluer :

- Faible coût
- Puissances commutées élevées
- Facilité de contrôle.

4.2.1 Définition de l'onduleur:

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion d'énergie électrique de la forme continue (DC) à la forme alternative (AC). En fait, cette conversion d'énergie est satisfaite au moyen d'un dispositif de commande (semi-conducteurs). Il permet d'obtenir aux bornes du récepteur une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace, en utilisant ainsi une séquence adéquate de commande.[9]



La figure 2.4:représente schéma de principe de l'onduleur

Dans le domaine de l'électronique de puissance, l'apparition sur le marché de nouveaux interrupteurs de puissance et la mise en œuvre de configurations avec les meilleurs circuits de commutation permettent de concevoir des onduleurs très efficaces à prix compétitifs, pour alimenter les machines à courants alternatifs.

L'onduleur de tension MLI triphasé permet l'échange d'énergie entre une source de tension continue et une charge inductive triphasée. Il est constitué de trois bras utilisant des interrupteurs à trois segments, bidirectionnels en courant et commandés à l'amorçage et au blocage.*

Les onduleurs de tension ont pour entrée une tension continue qui sera convertie en tension alternative. La tension continue peut être obtenue à partir d'une batterie, un panneau solaire photovoltaïque ou une pile à combustible.

4.2.2 Types d'onduleurs :

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

- Selon la source :
 - ♣ onduleurs de tension.
 - ♣ onduleurs de courant.
- Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc...).
- Selon le nombre de niveaux (2,3, etc...).

4.2.3 Classification des interrupteurs semi-conducteurs de puissance:

Les POWER DEVICES sont divisés en termes de nombre de terminaux:

- 1-Les dispositifs à deux bornes (diodes) dont l'état dépend entièrement du circuit de connexion externe auquel ils sont connectés.
- 2-Les appareils à trois bornes, dont l'état dépend non seulement de leur circuit de puissance externe, mais aussi du signal sur leur terminal de commande (porte ou base).

Une deuxième classification de POWER DEVICES est basée sur le degré de contrôle:

- Interrupteurs incontrôlables (diodes).
- Commutateurs semi-contrôlables (thyristors) .
- Commutateurs entièrement contrôlables (BJT, MOSFET, JFET, IGBT, GTO).

La figure suivante illustre ce fait :

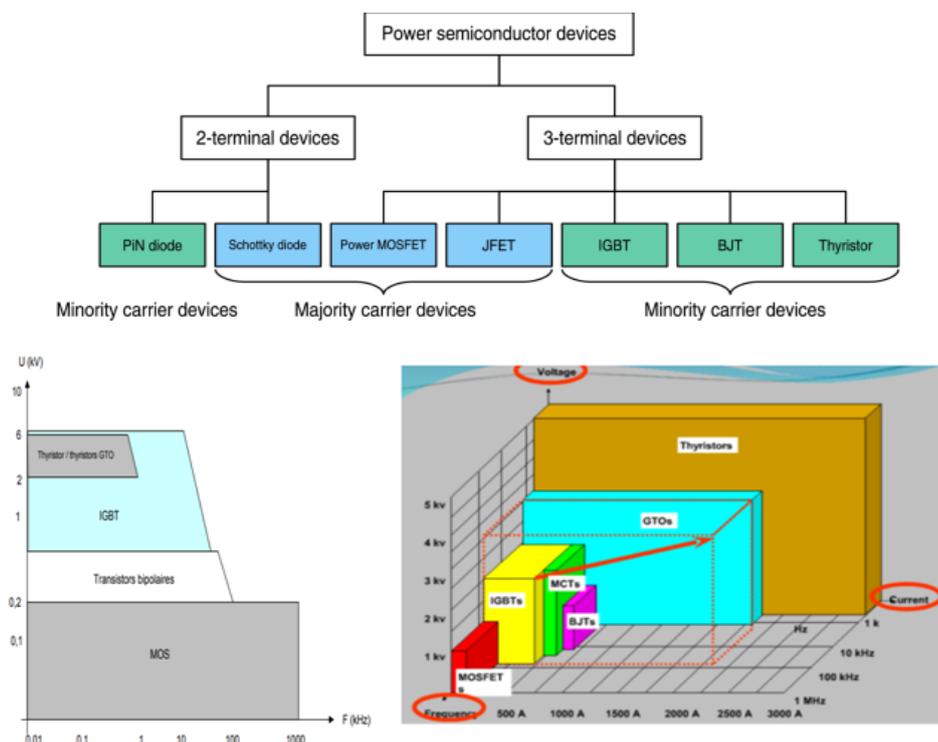
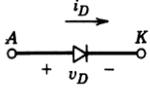
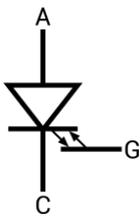
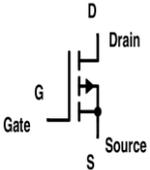
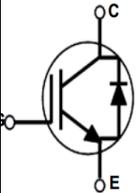


figure 2.5:Classification des commutateurs de puissance

Device name	symbole	Caractéristiques et modes de fonctionnement
Diode		<ol style="list-style-type: none"> 1. Lorsque la diode est polarisé vers l'avant, la tension à travers ces bornes doit être nulle, quel que soit le courant qui circule. 2. Lorsqu'il est inversé, le courant de fuite doit être nul, quelle que soit la tension entre les deux bornes de la diode.
Thyristor (SCR)		<p>On distingue 03 modes d'operation :</p> <ol style="list-style-type: none"> 1. Mode de blocage inverse : La tension est appliquée dans la direction qui serait bloquée par une diode 2. Mode de blocage automatique - La tension est appliquée dans la direction qui entraînerait une diode, mais le thyristor n'a pas encore été déclenché en conduction 3. Mode conducteur inductif - Le thyristor a été déclenché en conduction et restera conducteur jusqu'à ce que le courant tombe en dessous d'une valeur de seuil connue sous le nom de "courant de maintien"
GTO		<p>GTO est un type spécial de thyristor qui est un commutateur entièrement contrôlable qui peut être activé et désactivé en commutant la polarité du signal de grille.</p> <ol style="list-style-type: none"> 1. L'allumage est effectué par une impulsion de "courant positif" entre la porte et les bornes cathodiques. 2. L'allumage est effectué par une impulsion "courant négatif" entre la porte et les bornes cathodiques. Le courant négatif requis est supérieur au courant positif. <p>Les GTO sont utilisés à des niveaux de puissance très élevés, et ils nécessitent des circuits de contrôle de grille élaborés.</p>
MOSFET		<p>MOSFET est un appareil à commande de tension qui Il utilise un champ électrique pour contrôler la conductivité d'un canal de supports de charge majoritaire dans le matériau semiconducteur.</p> <ul style="list-style-type: none"> - Les MOSFETS ont des bornes de grille, de drain et de source qui correspondent approximativement à la base, au collecteur et à l'émetteur des BJT. Ils ont un quatrième terminal appelé le corps, la base ou le substrat. - C'est le dispositif de commutation de puissance le plus rapide avec une fréquence de commutation supérieure à 1 MHz, avec des valeurs de puissance de tension allant jusqu'à 1 kV et une puissance nominale allant
		<ul style="list-style-type: none"> - Semblable au MOSFET, l'IGBT possède une grille haute impédance, nécessite donc seulement une petite quantité d'énergie (tension) pour basculer l'appareil. - Comme le GTO, l'IGBT peut être conçu pour bloquer la tension négative. - Comme le BJT, l'IGBT a une faible tension à l'état.

4.3.Modélisation de l'onduleur:

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera le système d'entraînement complet où la machine synchrone est associée avec un onduleur de tension triphasé.

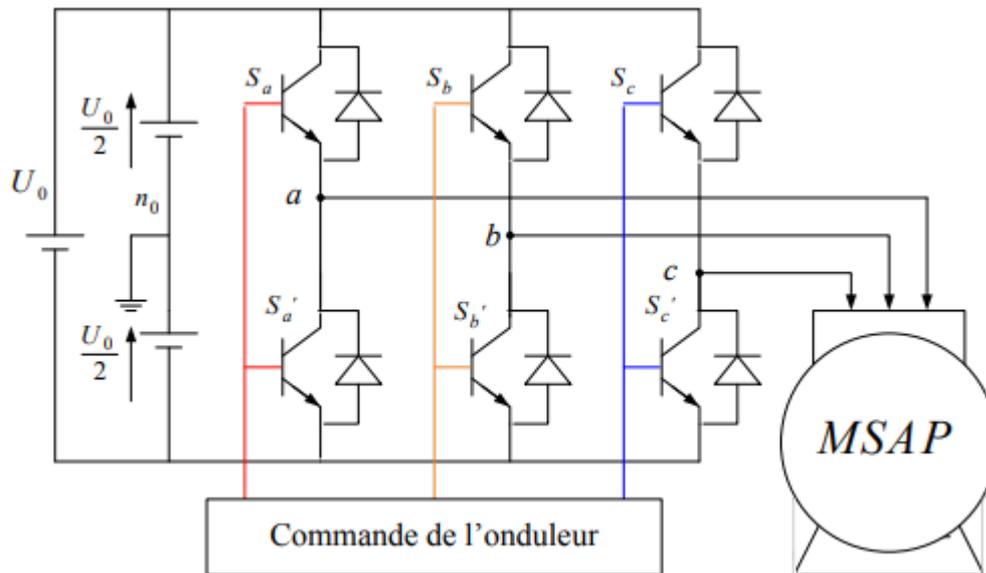


figure 2.6: Schéma de l'association MSAP – Onduleur triphasé

4.3.1.Onduleur de tension :

Les onduleurs de tension alimentent les machines à courant alternatif à partir d'une source de tension continue. Ils permettent d'imposer aux bornes de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglable par la commande. Une machine triphasée sans liaison de neutre est alimentée par un onduleur de tension à trois bras comprenant chacun deux cellules de commutation. Chaque cellule est composée d'un interrupteur, commandé à l'amorçage et au blocage et d'une diode antiparallèle.

4.4. Modélisation de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux:

Pour modéliser l'onduleur de tension Figure 2.4 on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être de deux générateurs de F.E.M égale à $V_{dc} = \frac{U_0}{2}$ connectés entre eux par un point noté n_0 . [10]

La machine a été modélisée à partir des tensions simples qui nous notons $V_{an} V_{bn} V_{cn}$.

l'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques $S_i=(i=a,b,c)$. On appelle T_i, T_i' les transistors (supposée des interrupteurs idéaux), on a :

- $S_i=+1$ alors T_i est passant et T_i' est ouvert ,
- $S_i=-1$ alors T_i est ouvert et T_i' est passant ,

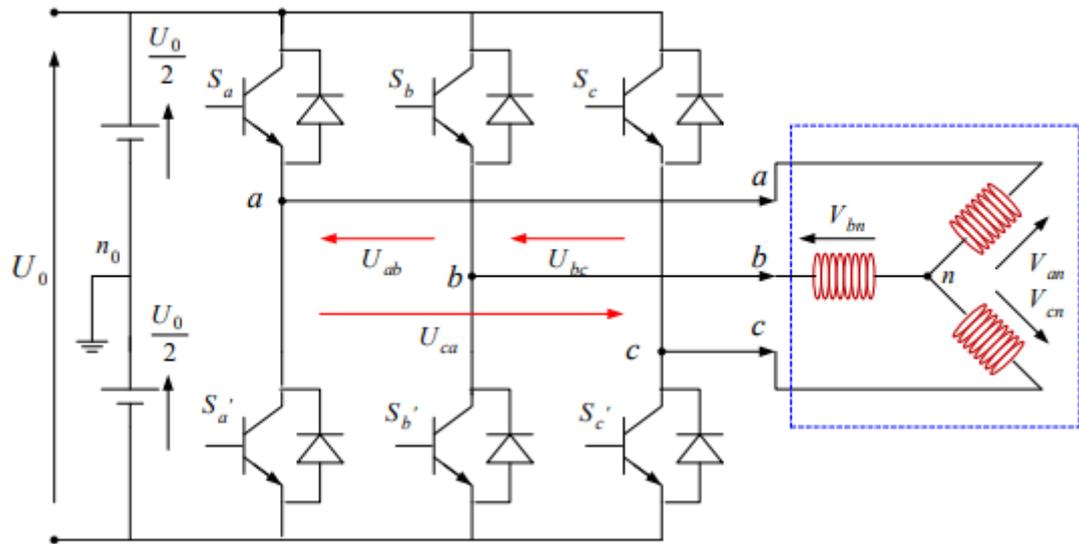


Figure 2.7: Représentation d'un onduleur triphasé de tension à deux niveaux.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions V_{ino} en fonction des signaux de commande $S_i(i=a,b,c)$ et en tenant compte du point fictif n_0 représenté sur la figure 2.7

$$V_{ino} = S_i V_{dc} \tag{2.12}$$

Soit " n ", le point neutre du côté alternatif (MASP), alors les trois tensions composées:

V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} sont définies par les relations suivantes:

- $U_{ab} = V_{an} - V_{bn}$
 - $U_{bc} = V_{bn} - V_{cn}$
 - $U_{ca} = V_{cn} - V_{an}$
- (2.13)

La charge constituée par la machine est équilibrée ($V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$) on aura donc :

- $V_{an} = \frac{1}{3} [U_{ab} - U_{ca}]$
 - $V_{bn} = \frac{1}{3} [U_{bc} - U_{ab}]$
 - $V_{cn} = \frac{1}{3} [U_{ca} - U_{bc}]$
- (2.14)

En faisant apparaître le point " n_0 ", les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire :

- $U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0}$
 - $U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0}$
 - $U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0}$
- (2.15)

En remplaçant (2.14) dans (2.15), on obtient des relations suivantes:

$$\begin{bmatrix} Van \\ Vbn \\ Vcn \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Vano \\ Vbno \\ Vcno \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

- $V_{ano} = V_{an+} - V_{nno}$
 - $V_{bno} = V_{bn+} - V_{nno}$
 - $V_{cno} = V_{cn+} - V_{nno}$
- (2.17)

On peut déduire le potentiel entre les points n et n₀ :

$$V_{nno} = \frac{1}{3} [Vano + Vbno + Vcno] \quad (2.18)$$

L'utilisation de l'expression (2.12) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} Van \\ Vbn \\ Vcn \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Sa \\ Sb \\ Sc \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions le plus sinusoïdal possible, à cet effet, différentes stratégies de commande permettant de déterminer les trois fonctions S_i(a,b,c).

Dans notre travail, l'onduleur est commandé par la technique de Modulation de la Largeur d'Impulsion (MLI). Elle consiste à imposer aux bornes de la machine des tensions, hachées à fréquence fixe, évoluant en fonction des références de tension obtenues à partir des régulateurs des courants. A l'aide d'un signal appelé porteuse, ces tensions sont modulées en largeur d'impulsion afin de déterminer les instants de commutation et la durée de conduction de chaque interrupteur de l'onduleur. A chaque instant, l'un des deux interrupteurs de chaque bras est en conduction et l'autre est bloqué.

5. COMMANDE VECTORIELLE:

Le contrôle vectoriel consiste à aligner le flux statorique de la machine sur l'axe direct (ou quadrature) pour avoir un découplage entre le couple et le flux donc un modèle équivalent à celui d'un moteur à courant continu, ce qui conduit à une réduction de la taille du modèle donc le rendre SISO (une seule entrée/une seule sortie).

La commande par orientation du flux (COF), considérée comme l'une des méthodes de commande vectorielle, est actuellement un domaine de recherche particulièrement intéressant. Cette technique consiste à contrôler séparément le couple et le flux de la machine, dans le but d'imiter le fonctionnement des moteurs à courant continu en transformant le système triphasé en un système

biphasé. La mise en œuvre de la COF peut être complexe car elle nécessite l'utilisation des régulateurs de courant dépendant des paramètres de la machine, transformation de coordonnées, générateur des signaux de modulation de largeur d'impulsion (MLI)...[11][12].

5.1. Principe:

L'équation (2.11), donnant le couple, montre que celui-ci dépend de deux variables qui sont choisies comme variables d'états d et q (respectivement courants longitudinal et en quadrature).

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_{ds} - L_{qs}) I_{ds} I_{qs} + \phi_f I_{qs}] \quad (2.11)$$

Il s'agit donc de définir une relation entre ces deux variables, puisqu'il n'y a qu'une grandeur à commander (le couple) et deux variables à réguler (I_d et I_q).

Parmi les stratégies de commande, on utilise souvent celle qui consiste à maintenir la composante I_d nulle. Nous contrôlons le couple uniquement par le courant I_q . On règle ainsi la vitesse ou la position par la composante I_q .

5.2. Description du système global :

La figure 2.8 représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse ou en position d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q).

La référence du courant direct I_{dref} est fixe et la sortie du régulateur de vitesse I_{qref} constitue la consigne de couple $* C_e$. Les références des courants I_{dref} et I_{qref} sont comparées séparément avec les courants réels de la machine I_d et I_q .

Les erreurs sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type PI. Un bloc de découplage génère les tensions de références $* V_d$, $* V_q$.

Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse ou de position, qui permet de générer la référence de courant I_{qref} . Cette référence est limitée au courant maximal. Par contre, le courant I_{dref} est imposé nul dans notre cas.

Les sorties de la régulation des courants I_d et I_q , après passage dans le repère (a, b, c), servent de références de tensions ($* V_a$, $* V_b$, $* V_c$) pour la commande de l'onduleur à MLI.

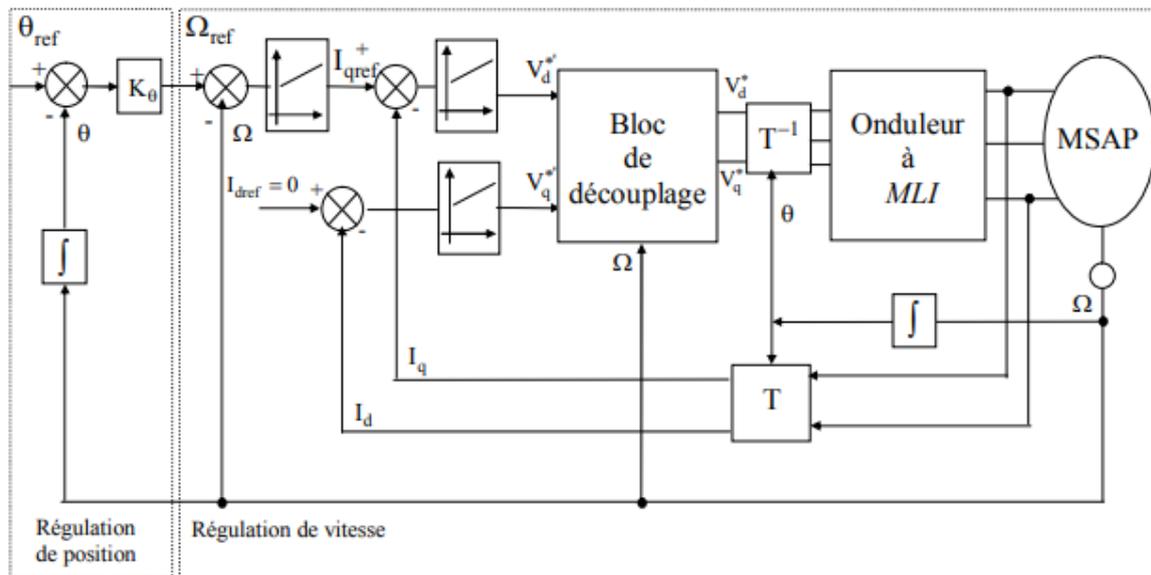


Figure 2.8: Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.

5.3. Découplage:

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possible des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes d et q .

La compensation a pour but de 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 aisément les coefficients des régulateurs.

Les équations statoriques comprennent, en effet, des termes qui font intervenir des courants de l'autre axe. Ces équations s'écrivent:

$$V_{ds} = (R_s + L_{ds} p) I_{ds} - \omega L_q I_q \tag{2.20}$$

$$V_{qs} = (R_s + L_{qs} p) I_{qs} + \omega L_d I_d + \omega \phi_f$$

A partir des équations (2.20), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis des régulations. Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de décomposition des tensions (figure 2.9).

Dans la première équation, on sépare la tension selon l'axe d en deux parties :

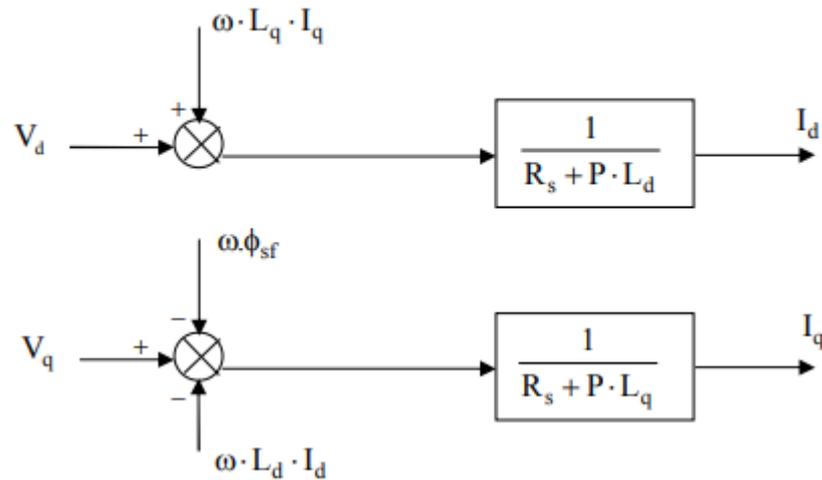


figure2.9: Description des couplages.

La perturbation d e est compensée par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit celle indiquée ci-dessus. On peut considérer de manière analogue la deuxième équation et définir:

- ✓ $V_q = V'_q + e_q$
- ✓ $e_q = \omega L_d I_d + \omega \phi_{sf}$

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées.

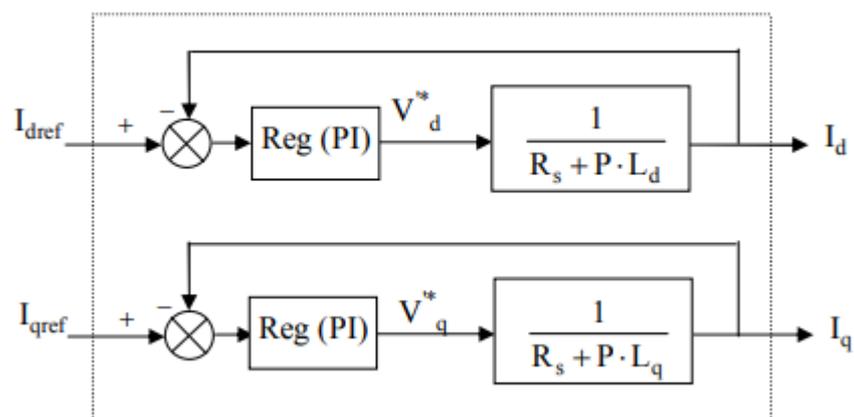


figure2.10: Commande découplée.

5.4.Détermination des régulateurs de courants :

Les structures des régulateurs sont choisies pour répondre à plusieurs nécessités. Il convient d’abord de régler la machine de façon à imposer à la charge la vitesse ou la position et le couple. Il est également nécessaire d’assurer certaines fonctions supplémentaires.

Les plus importantes concernent les protections. Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus. Les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en œuvre .

Les éléments fondamentaux pour la réalisation des régulateurs sont les actions P.I.D (proportionnelle, intégrale, dérivée). Les algorithmes, même les plus performants, sont toujours une combinaison de ces actions. Pour notre étude, nous avons adopté un régulateur proportionnel – intégral (PI). L'action intégrale a pour effet de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée. L'action proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système.

Le système présente donc pour la régulation de I_d un schéma bloc selon la figure (2.11):

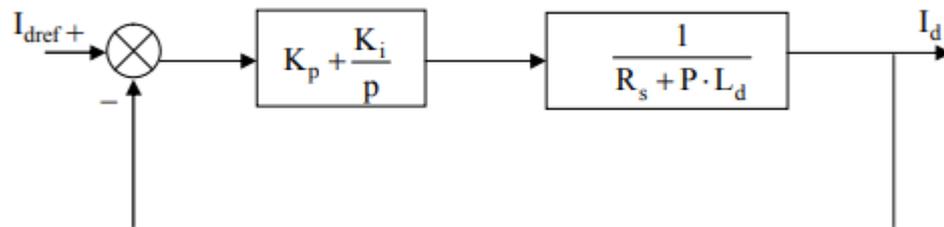


figure2.11: Boucle de régulation de courant I_d .

On retrouve la même boucle de régulation pour le courant I_q . La fonction de transfert en boucle ouverte $F(P)$ bo est :

$$F_{bo}(p) = \left(k_p + \frac{k_i}{p}\right) \cdot \left(\frac{1}{R_s + pL_d}\right) \tag{2.21}$$

Compensons le pôle $\frac{L_d}{R_s}$ par $\frac{Kp}{Ki}$, ce qui se traduit par la condition:

$$\frac{Kp}{Ki} = \frac{Ld}{Rs}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$F_{bo}(p) = \frac{Ki}{P.Rs}$$

En boucle fermée, nous obtenons un système de type 1er ordre avec une constante de temps:

$$t_{bf} = \frac{Rs}{Ki}$$

$$F_{bf}(p) = 1 / \left(\frac{Rs}{Ki} \cdot p + 1 \right)$$

L'action intégrale du PI est obtenue comme suit:

$$K_i = \frac{Rs}{t_{bf}}$$

Si l'on choisit le temps de réponse $t_{rep} = 3 \cdot t_{bf}$ on a:

- $K_p = \frac{3 \cdot Ld}{t_{rep}}$
- $k_i = \frac{3Rs}{t_{rep}}$

5.5. Détermination du régulateur de vitesse:

Dans les conditions de la commande des courants avec compensation, la situation est effectivement devenue similaire à celle de la machine à courant continu. Ceci facilite la conception du contrôle de vitesse. Ainsi, le réglage peut être envisagé suivant le schéma fonctionnel (figure 2.12) où le régulateur adopté est un régulateur IP.

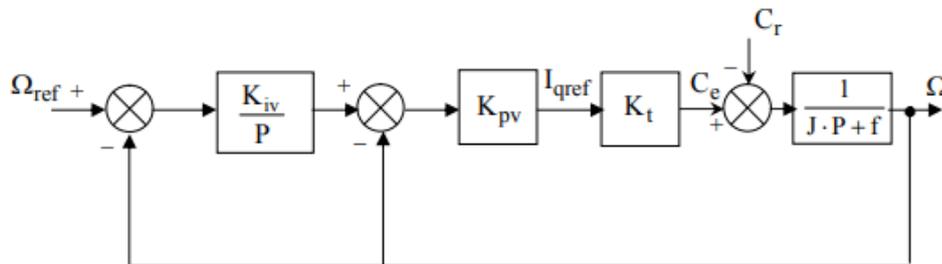


figure 2.12: Schéma fonctionnel du contrôle de la vitesse.

avec:

- $K_{pv} = (3 \cdot J / T_{rep})$, $k_{iv} = (3 \cdot L / T_{rep})$ Coefficients du régulateur IP
- $K_t = P \cdot \phi_f$

En considérant le couple de charge comme une perturbation, on dispose d'une fonction de transfert en boucle fermée par rapport à la consigne sous la forme :

- $F_{bf}(p) = \frac{W_o^2}{p^2 + 2P\zeta W_o + W_o^2}$
- $W_o = \sqrt{\frac{K_{pv} \cdot K_t \cdot k_{iv}}{j}}$
- $2\zeta W_o = \frac{f}{j} + \frac{K_{pv} \cdot K_t}{j}$

Pour la détermination des caractéristiques du régulateur, on choisit un facteur d'amortissement égal à 0.7 et on définit la pulsation des oscillations non amorties à partir de la dynamique souhaitée.

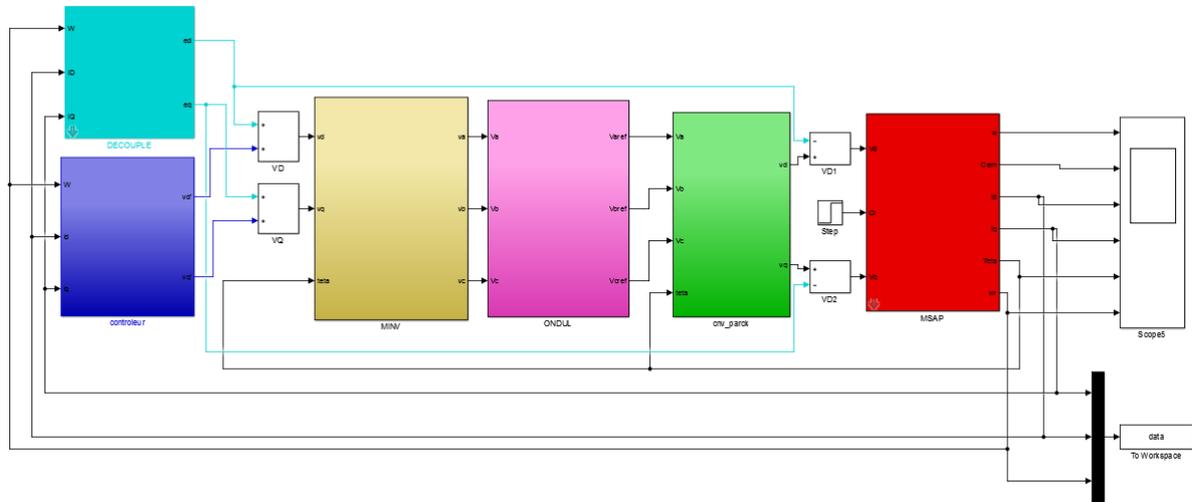


figure 2.13: Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP

6. Conclusion

La machine synchrone à aimants permanents permet de créer des commandes de vitesse et de couple . Mais sa commande est plus compliquée; car le système est non linéaire et il est très difficile d'obtenir le découplage entre le courant induit et le courant inducteur. Afin de faciliter l'étude, la machine est modélisée suivant les axes d-q. Cette modélisation est obtenue par la transformation de Park, qui est un passage du repère triphasé au repère biphasé, où les équations électriques et mécaniques de la machine synchrone à aimants permanents on été établies.

1. Introduction

L'optimisation par essaim particulaire (OEP), ou Particle Swarm Optimization (PSO) en anglais, est un algorithme évolutionnaire qui utilise une population de solutions candidates pour développer une solution optimale au problème. Cet algorithme a été proposé par Russel Eberhart (ingénieur en électricité) et James Kennedy (socio-psychologue) en 1995 [13].

Il s'inspire à l'origine du monde du vivant, plus précisément du comportement social des animaux évoluant en essaim, tels que les bancs de poissons et les vols groupés d'oiseaux. L'essaim de particules correspond à une population d'agents simples, appelés particules. Chaque particule est considérée comme une solution du problème, où elle possède une position (le vecteur solution) et une vitesse. De plus, chaque particule possède une mémoire lui permettant de se souvenir de sa meilleure performance (en position et en valeur) et de la meilleure performance atteinte par les particules «voisines» (informatrices) : chaque particule dispose en effet d'un groupe d'informatrices, historiquement appelé son voisinage.

Cette méthode permet, aux particules de faire converger tous les résultats vers un même point, l'optimum de la fonction ou du problème posé. Dans ce chapitre, nous allons détailler le principe de fonctionnement d'un PSO.

2. Problème d'optimisation

Un problème d'optimisation se définit comme la recherche du minimum ou du maximum (l'optimum) d'une fonction donnée.

Les variables de cette fonction sont souvent contraintes d'évoluer dans une certaine partie de l'espace de recherche. On aura donc un problème d'optimisation sous contraintes.

Mathématiquement, on cherche à minimiser f sur E , c'est à dire, on cherche $x^* \in E$ tel que :

$$f(x^*) = \text{Min}(f(x))$$

3. Principe de fonctionnement de PSO

Dans cet algorithme, les solutions candidates d'une population, appelées des particules, coexistent et évoluent simultanément en se basant sur le partage des connaissances avec les particules voisines. Alors qu'il volait à travers l'espace de recherche, chaque particule génère une

solution utilisant son vecteur vitesse. Chaque particule modifie sa vitesse pour trouver une meilleure solution (position) en appliquant sa propre expérience de vol (c-à-d. mémoire ayant la meilleure position trouvée dans les vols précédents) et l'expérience de particules voisines (c-à-d meilleure solution trouvée de la population).

Le déplacement d'une particule est influencé par trois composantes [14]:

- **une composante d'inertie** : la particule tend à suivre sa direction courante de déplacement.
- **une composante cognitive** : la particule tend à se fier à sa propre expérience et, ainsi, à se diriger vers le meilleur site par lequel elle est déjà passée.
- **une composante sociale** : la particule tend à se fier à l'expérience de ses congénères et, ainsi, à se diriger vers le meilleur site déjà atteint collectivement par l'essaim.

Dans un espace de recherche de dimension D , la particule i de l'essaim est modélisée par son vecteur position $\vec{X}_{ij} = (X_{i1}, X_{i2}, \dots, X_{iD})^T$ et par son vecteur vitesse $\vec{V}_{ij} = (V_{i1}, V_{i2}, \dots, V_{iD})^T$.

La qualité de sa position est déterminée par la valeur de la fonction objective en ce point. Cette particule garde en mémoire la meilleure position par laquelle elle est déjà passée, que l'on note

$\vec{P}_{ij} = (P_{i1}, P_{i2}, \dots, P_{iD})^T$. La meilleure position atteinte par ses particules voisines est

$$\vec{g} = (g_{i1}, g_{i2}, \dots, g_{iD})^T$$

Le principe de la méthode d'essaim de particule est résumé par la figure 3.1 :

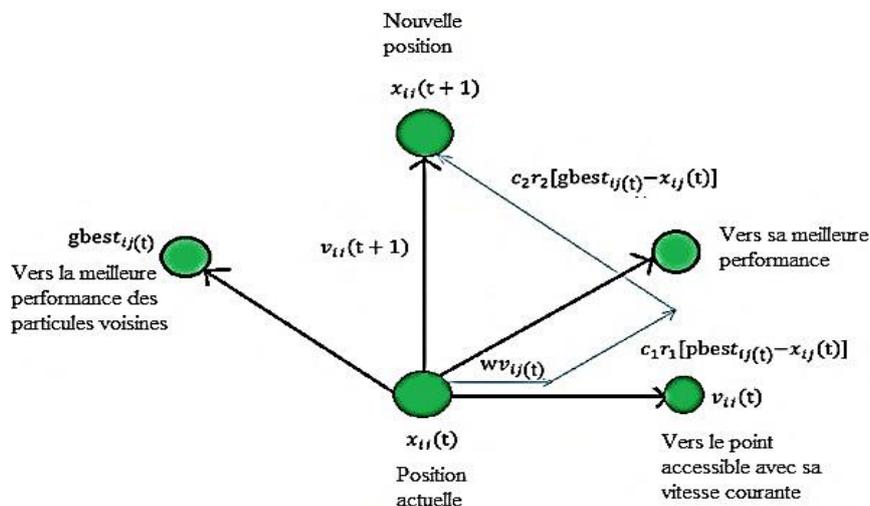


Figure 3.1 - Déplacement d'une particule

Le vecteur vitesse est calculé à partir de l'équation 3.1 suivante [14] :

$$v_{ij}(k) = wv_{ij}(k-1) + c_1r_1(p_{ij}(k-1) - x_{ij}(k-1)) + c_2r_2(g_j(k-1) - x_{ij}(k-1)) \quad (3.1)$$

La position à l'itération k de la particule i est alors définie par l'équation (3.2):

$$x_{ij}(k) = x_{ij}(k-1) + v_{ij}(k) \quad (3.2)$$

$$i = 1, 2, 3 \dots N_p \quad j = 1, 2, 3 \dots N_d \quad k = 1, 2, 3 \dots k_{max}$$

avec :

N_p est le nombre de particules de l'essaim. N_d est le nombre de variables du problème (c.-à-d. dimension d'une particule).

k_{max} est le nombre maximal d'itération

$v_{ij}(k)$ est la vitesse de la $j^{ième}$ composante de la $i^{ième}$ particule de l'essaim, à la $k^{ième}$ itération.

P_{ij} est la $j^{ième}$ composante de la meilleure position occupée par la $i^{ième}$ particule de l'essaim enregistrée dans les itérations précédentes (local best).

g_j est la $j^{ième}$ composante de la meilleure position occupée par la $i^{ième}$ particule globale de l'essaim (global best).

$x_{ij}(k)$ est la $j^{ième}$ coordonnée de la position actuelle de la particule i , à la $k^{ième}$ itération.

ω est en général une constante appelée coefficient d'inertie, c_1 et c_2 sont deux constantes appelées coefficients d'accélération, r_1 et r_2 sont deux nombres aléatoires tirés uniformément dans $[0,1]$ à chaque itération et pour chaque dimension.

$w \cdot v_{ij}(k-1)$ correspond à la composante physique du déplacement. Le paramètre w contrôle l'influence de la direction de déplacement sur le déplacement futur. Il est à noter que, dans certaines applications, le paramètre w peut être variable.

$c_1 \cdot r_1 \cdot (p_{ij}^{best} - x_{ij}(k-1))$ Correspond à la composante cognitive du déplacement où

c_1 contrôle le comportement cognitif de la particule.

$c_2 \cdot r_2 \cdot (g_j^{best} - x_{ij}(k-1))$ Correspond à la composante sociale du déplacement, où

contrôle l'aptitude sociale de la particule.

Les gammes appropriées de valeur pour c_1 et c_2 , sont de 1 à 2, mais 2 est le plus approprié dans beaucoup de cas [4].

Le coefficient d'inertie peut être variable selon [15]:

$$w = w_{max} - \left(\frac{w_{max} - w_{min}}{k_{max}} \right) * k \tag{3.3}$$

Où k_{max} , k sont respectivement le nombre maximum des itérations et le nombre d'itération courante. w_{min} et w_{max} sont respectivement les coefficients minimum et maximum d'inertie.

Le coefficient d'inertie w joue un rôle important dans la procédure de recherche. Elle garantit un équilibre entre la recherche locale et la recherche globale, un bon choix de cette fonction augmente l'efficacité de la méthode pour avoir une solution globale. L'expérience a montré que la diminution linéaire de la valeur de w de 0.9 à 0.4 au cours de la procédure de recherche donne des meilleurs résultats [16].

4. Mécanisme de confinement

Il arrive parfois que compte tenu de la position courante et de la vitesse courante d'une particule, cette dernière a tendance à sortir de l'espace de recherche lors de son déplacement.

Lorsque c'est le cas, l'algorithme fait intervenir un mécanisme de confinement, dit confinement d'intervalle, afin de gérer le déplacement de la particule et ce, de manière à ce que celui-ci l'amène sur un nouveau point appartenant lui aussi à l'espace de recherche. De manière générale, ce mécanisme consiste à ramener la particule dans le point admissible le plus proche [17][18].

$$\begin{aligned} & \text{si } x_{ij} > x_{jmax} \text{ alors } x_{ij} = x_{jmax} \\ & \{ \text{si } x_{ij} < x_{jmin} \text{ alors } x_{ij} = x_{jmin} \\ & \quad v_{ij} = 0 \end{aligned} \tag{3.4}$$

Où : x_{jmin} et x_{jmax} sont les valeurs limites du paramètre x_{ij} .

5. Déroulement de l'algorithme

Pour expliquer le principe de l'algorithme PSO appliqué pour résoudre un problème d'optimisation, considérons le problème de minimisation [6] :

$$\begin{cases} \text{Min } f(x) \\ x \in D \end{cases} \tag{3.5}$$

La fonction fitness associée est:

$$fitness(x_j) = f(x_j)$$

L'algorithme PSO se déroule suivant les étapes suivantes [19] :

Algorithme PSO Standard	
1:	Initialisation
2:	Do
3:	Evaluation
4:	Mise à jour best locaux/ best global
5:	Mise à jour des Vitesses/ Positions
6:	Si critère d'arrêt non satisfait : allez à (2)
7:	Fin
8:	Sauvgard des résultats

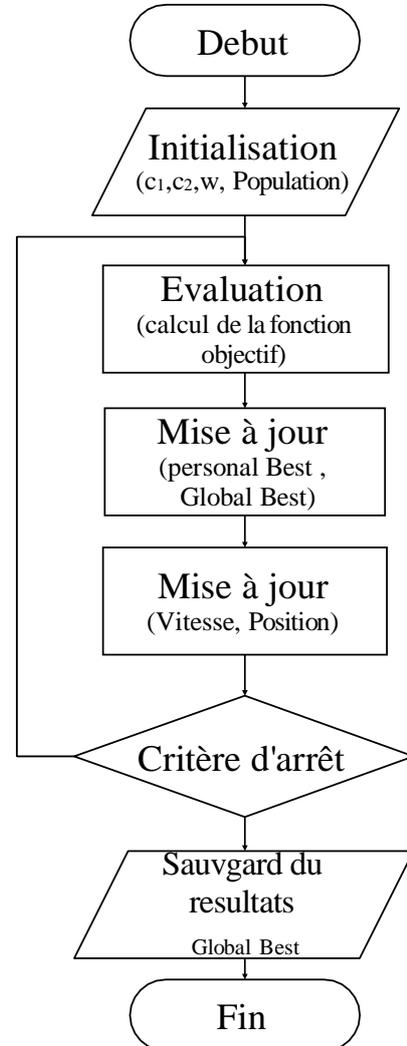


Figure 3.2 : Organigramme du PSO

6. Testes de performance

Il existe des fonctions tests de référence en mathématiques qui permettent de tester les performances et l'efficacité d'un algorithme d'optimisation. Nous allons donc tester la méthode PSO sur quelques-unes de ces fonctions.

Le tableau 3.1 donne les valeurs des paramètres du PSO utilisés durant les différentes simulations :

Tableau 3.1 : Valeurs des paramètres du PSO.

Paramètre	Nombre de particules	Nombre d'itérations	c_1	c_2	w_{min}	w_{max}
Valeur	40	80	2	2	0.4	0.9

- Fonction de Rastrigin

Cette fonction a deux variables x et y , elle est définie par [20] :

$$f(x, y) = 20 + x^2 + y^2 - 10. (\cos(2. \pi. x) + (\cos(2. \pi. y))) \tag{3.6}$$

Le domaine de recherche : $x \in [-0.1 \ 0.1]$ et $y \in [-0.1 \ 0.1]$.

Cette fonction n'admis qu'un seul optimum global (figure 3-3) défini au point (0,0) tel que $f(0,0) = 0$.

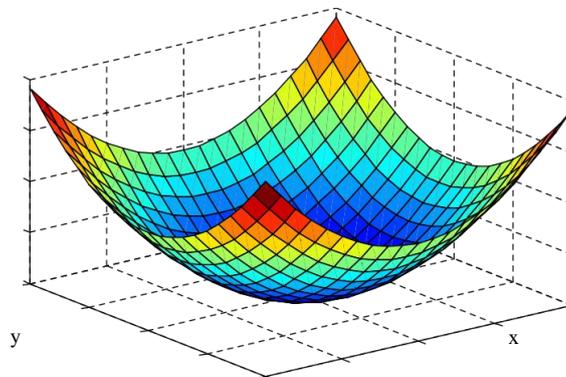


Figure 3.3 : -Représentation graphique de la fonction de Rastrigin.

Les résultats obtenus sont représentés dans le tableau 3-2

x	-6.00502×10^{-4}
y	-6.7002×10^{-4}
$f(x, y)$	1.6060×10^{-4}

Tableau 3.2: -Résultats du 1^{er} test .

La convergence de la PSO« *Rastrigin* » vers l'optimum global est représentée par la figure 3.4.

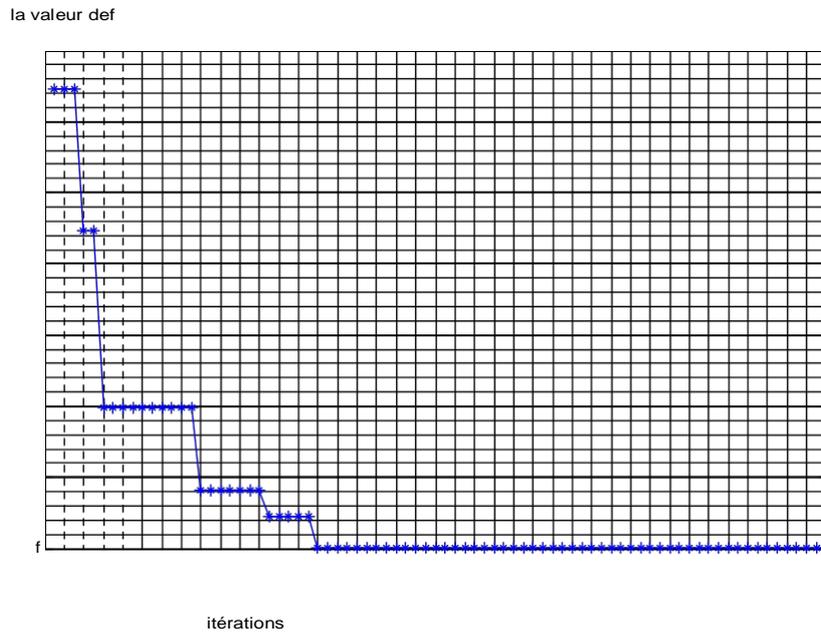


Figure 3.4: -Convergence de la fonction objectif «*Rastrigin* » vers l’optimum global.

Pour ce test l’optimum global est obtenu après 28 itérations et la différence entre la valeur optimale connue de la fonction de *Rastrigin* et celle obtenue est d’ordre 10^{-4} .

- Fonction de « booth »:

La fonction de Booth est définie par:

$$f(x, y) = (x + 2y - 7)^2 + (2x + y - 5)^2 \tag{I.7}$$

avec : $x \in [-10 \ 10]$ et $y \in [-10 \ 10]$.

La fonction de Booth :

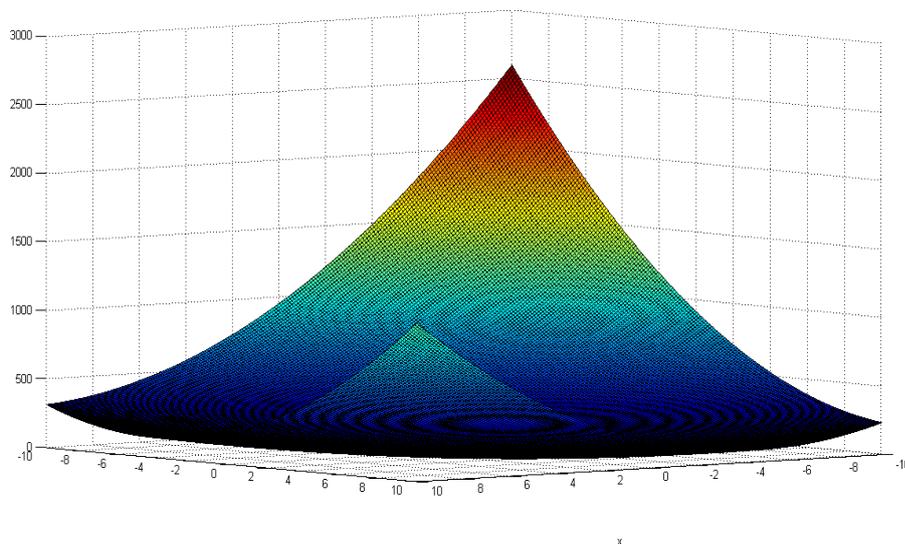


Figure 3.5: -Représentation graphique de la fonction de Booth.

Cette fonction possède un seul optimum (figure 3-5) défini au point (1,3) tel que $f(1,3) = 0$.

Les résultats obtenus sont représentés dans le tableau 3-3.

Tableau 3.3: -Résultats du 2^{ème} test.

x	1.0329
y	2.9950
$f(x, y)$	4.2229×10^{-3}

La convergence de la fonction objectif «Booth» vers l’optimum global, d’après les résultats est représentée sur la figure 3.6.

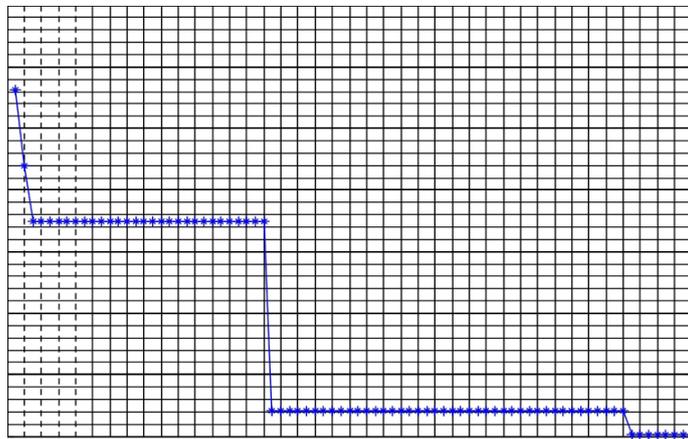


Figure 3.6: -Convergence de la fonction objectif « Booth » vers l’optimum global.

Pour ce teste on a obtenu le valeur de l'optimum globale à la 73^{ème} itérations et une différence entre les valeur optimale connue de la fonction de Booth et celle de teste d'un ordre de 10^{-3} .

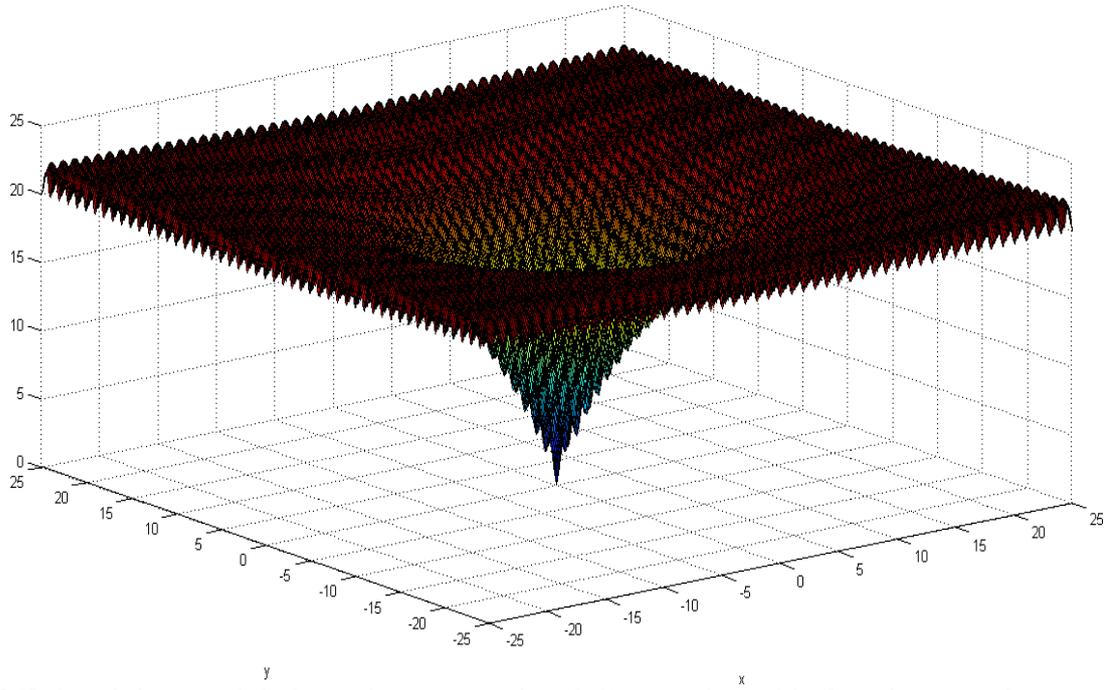
- Fonction de « Ackley »: [21]

La fonction Ackley est une des fonctions les plus largement utilisée. Elle possède de nombreux minima locaux, rendant la recherche difficile. Elle est définie par :

$$f(x, y) = -20. \exp (-0.2\sqrt{0.5(x^2 + y^2)}) - \exp(0.5(\cos(2. \pi. x) + \cos(2. \pi. y))) + e + 20$$

(1.8)

La fonction est représentée graphiquement par la figure 3.7. L'espace de recherche est ici limité à



$[-25, 25]$, le minimum global est obtenu au point $(0,0)$, pour lequel la fonction vaut 0.

Figure 3.7:- Représentation graphique de la fonction d'Ackley .

Les résultats obtenus sont représentés dans le tableau 3-4.

Tableau 3-4: Résultats de simulation de la fonction d'Ackley

x	-7.3257×10^{-3}
y	2.7002×10^{-3}
$f(x, y)$	2.3705×10^{-2}

La convergence de la fonction objectif « Rastrigin » vers l'optimum global, d'après les résultats du 3^{ème} test, est représentée sur la figure 3-8

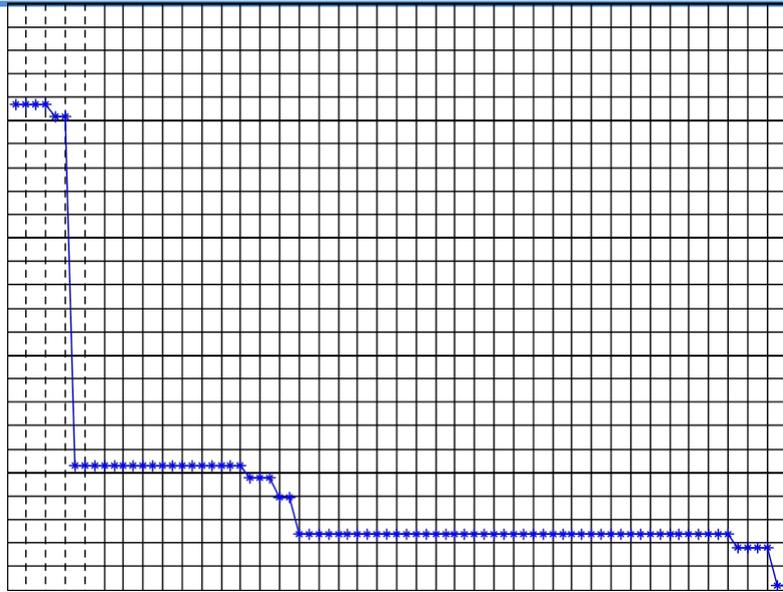


Figure 3.8: -Convergence de la fonction objectif « Ackley » vers l'optimum global.

Dans ce teste on a obtenu le minimum globale à partir de la 79^{ème} itération et la différence entre les valeurs optimales connue de la fonction d'Ackley et celle de teste est d'un ordre de 10^{-2} .

D'après les différents résultats obtenu dans les différentes testes nous constatons que la méthode d'optimisation par essaim particulaire est efficace pour produire des solutions satisfaisantes pour un problème donner.

7. Conclusion

L'optimisation par essais de particules présente un fort potentiel d'application pratique, mais le choix de paramètres reste l'un des problèmes de l'optimisation par particules d'essaim, c'est difficile de trouver des bons paramètres adaptés à la structure du problème.

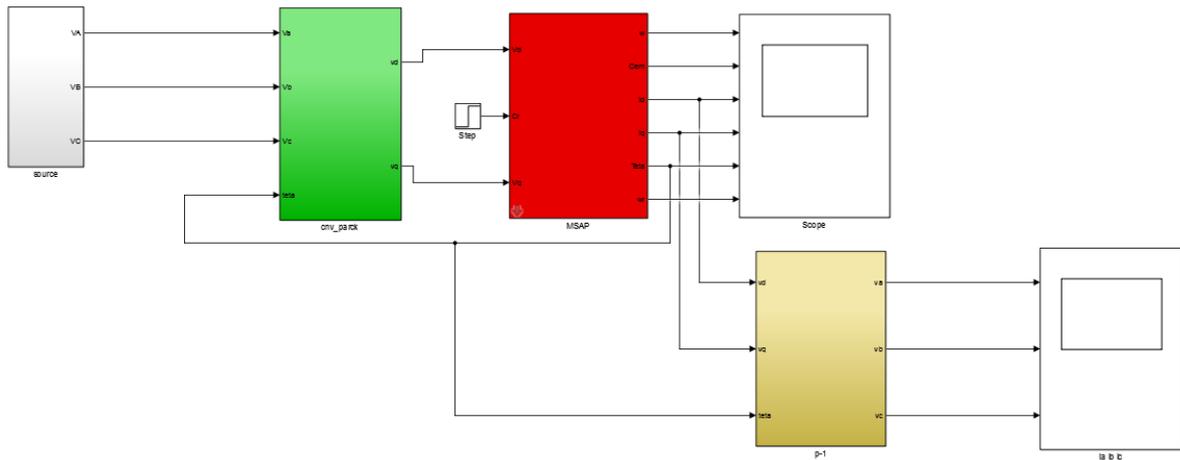
Les résultats obtenues par PSO sont très satisfaisant et confirment bien la validité de l'algorithme, sa simplicité d'implémentation lui donne un avantage conséquent.

On a présente le problème de l'optimisation globale de fonctions tests mathématiques. Ces fonctions possèdent des propriétés similaires aux problèmes du monde réel et fournissent une bonne base pour tester la crédibilité d'un algorithme d'optimisation

1.introduction

Pour faire valider l'étude qu'on a faite, nous avons simulé le modèle de la machine synchrone à aimant permanent sous l'environnement MATLAB- Simulink et nous avons relevé le comportement de la vitesse, du couple électromagnétique et des courants .

2. Le schéma complet de simulation branchement directe



Figures4.1: schéma complet de simulation branchement

2.1. valeurs des paramètres du MSAP:

Pour les valeurs des paramètres de la MSAP :

tableau 4.1:paramètres de la MSAP

Paramètres	valeurs
résistance(Rs)	0.8 Ohm
d-axis inductance(Ld)	2.5 e-3 H
q-axis inductance (Lq)	2.5 e-3 H
Rotor flux	0.036 Wb
moment d'inertie (J)	15e-6 kg.m ²
Coefficient de frottement	20e-6N.m.s
P	1

2.2. Résultats de simulation :

2.2.1. résultats avec $C_r=0$:

- figure de la vitesse électrique :

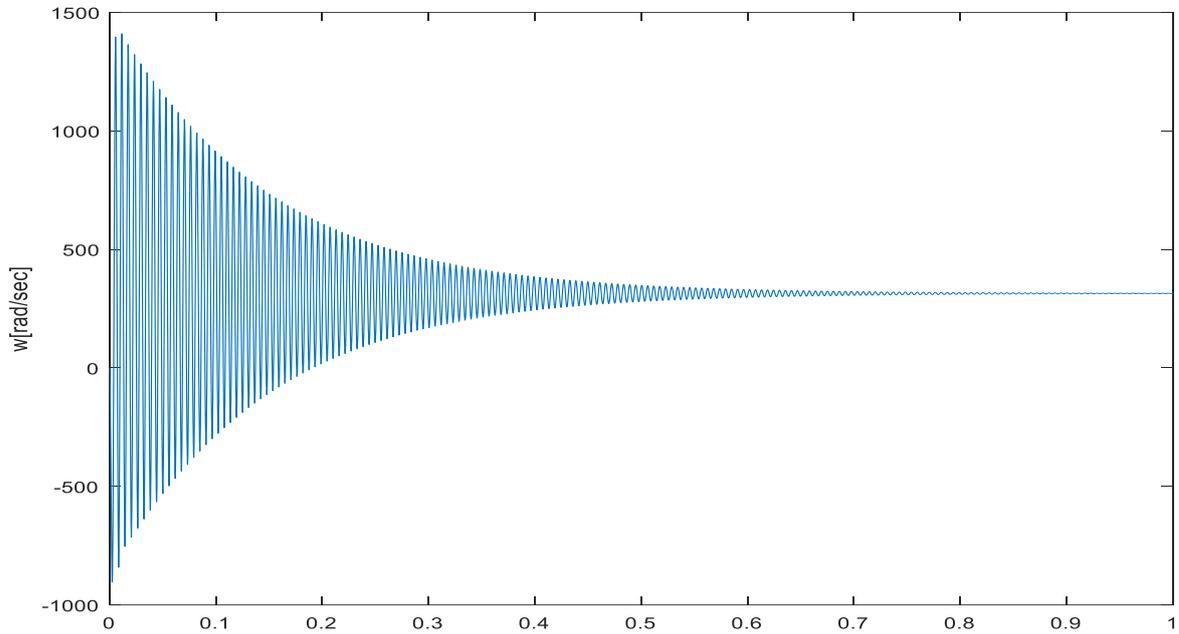


Figure4.2: de la vitesse électrique

- figure de C_{em} :

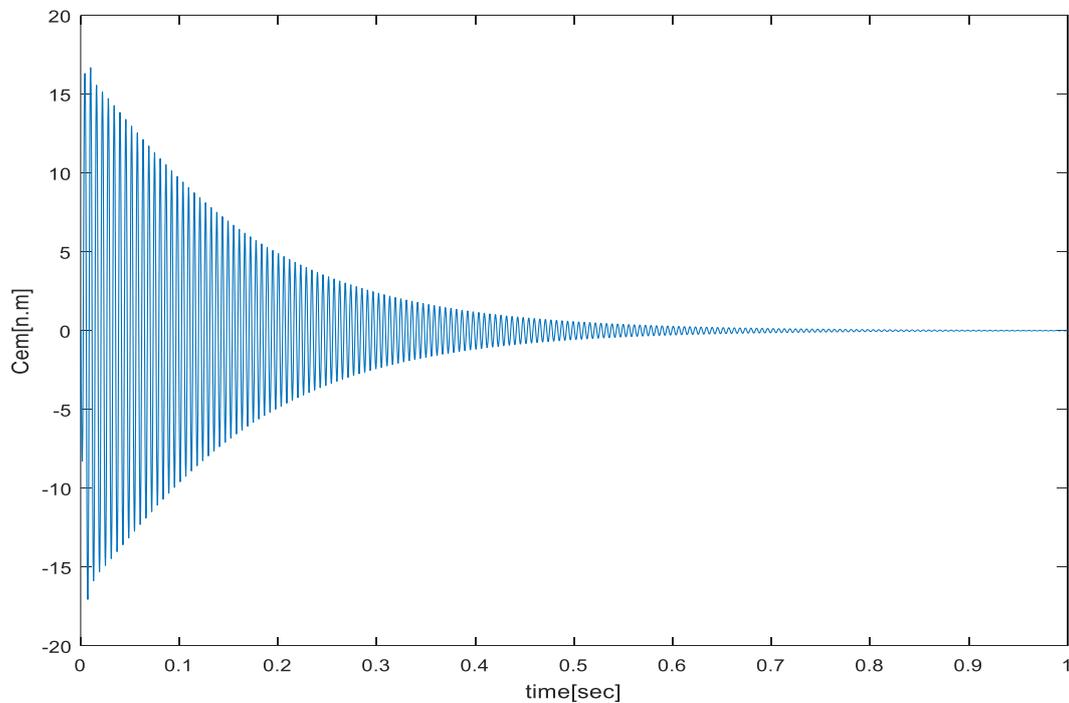


Figure 4.3: couple électromagnétique

- figure de Id:

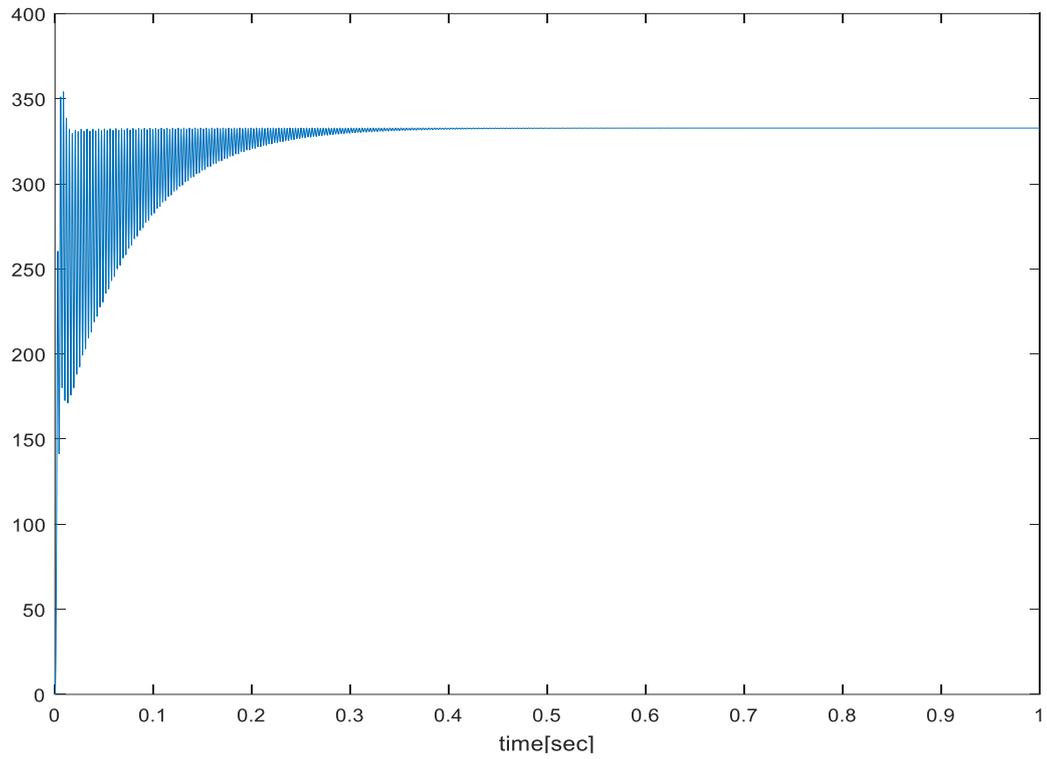


figure 4.4:figure du courant Id [mA]

- schéma de Iq:

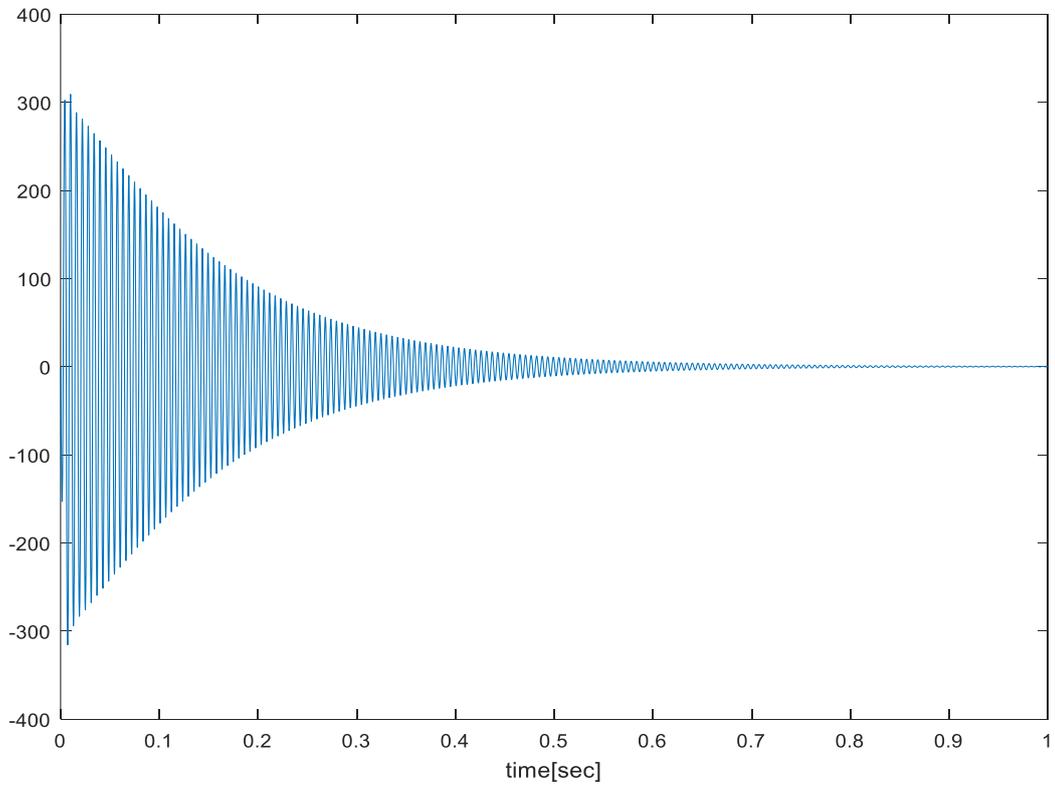


figure 4.5: figure du courant Iq[mA]

2.2.2.interprétation des résultats :

La vitesse se stabilise à une valeur de 314 rad/sec qui est et qui est notre consigne imposé par la fréquence du réseau (50 Hz)"vitesse de synchronisme" .

Concernant les caractéristiques des courants statoriques au démarrage la machine fait un appel à un courant important après on remarque une diminution puisque la machine possède le régime de fonctionnement normal.

3.commande vectorielle :

3.1. . Le schéma complet de simulation de la commande vectorielle:

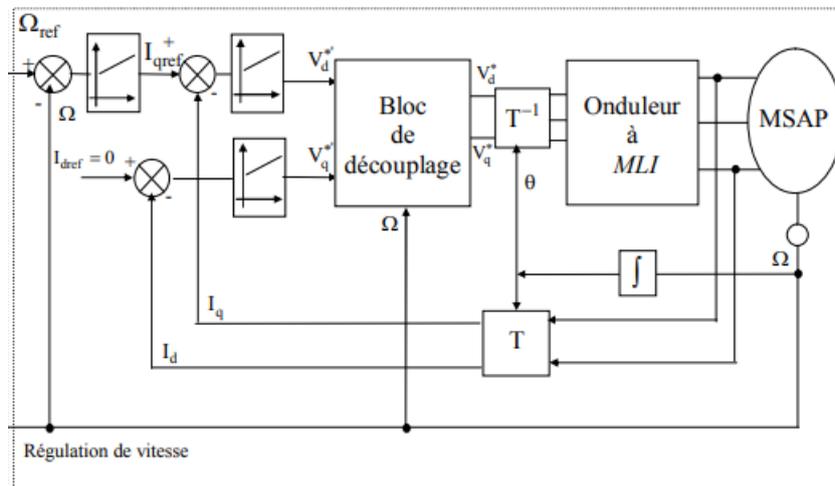


Figure 4.6: Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.

résultats avec :

- $Cr=0$ dans l'intervalle $0 < t < 0.5$ sec.
- $Cr=2$ dans l'intervalle $0.5 < t < 1$ sec .

➤ figure de la vitesse électrique:

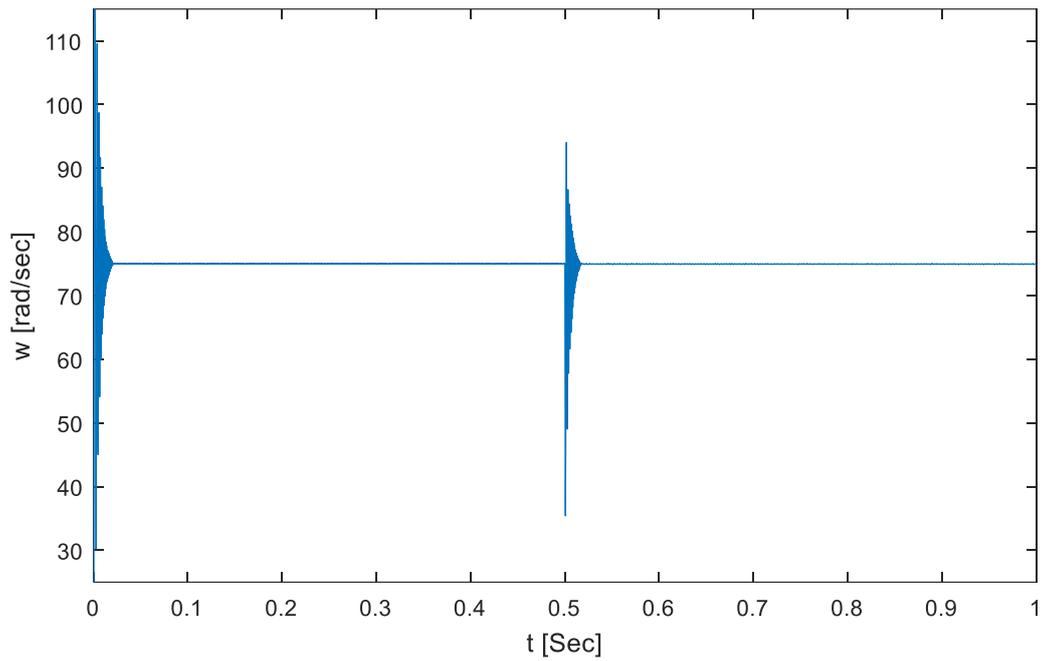


figure4.7: la vitesse électrique de la MSAP

➤ figure de Iq:

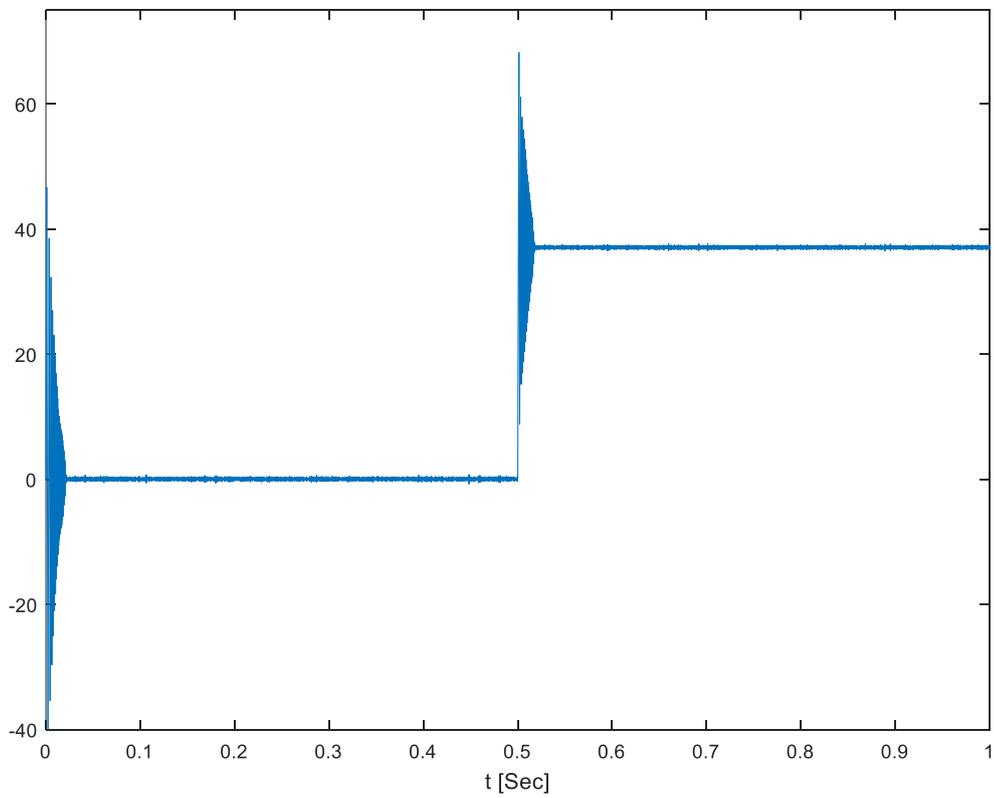


figure4.9 figure du courant Iq [mA]

- figure de id

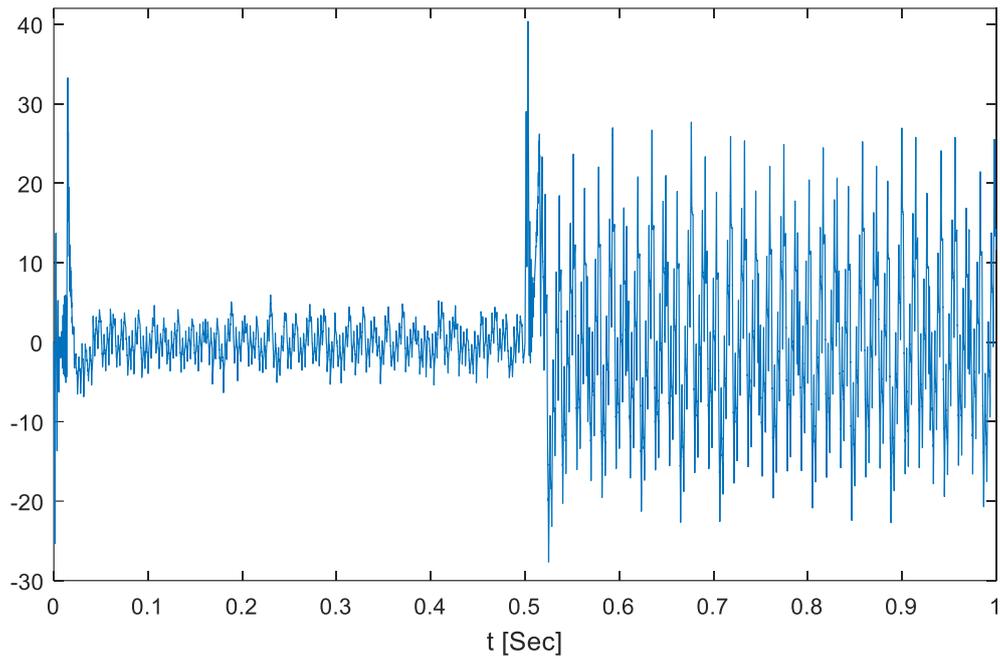


figure 4.9: figure du courant Id [mA]

- figure de Cem:

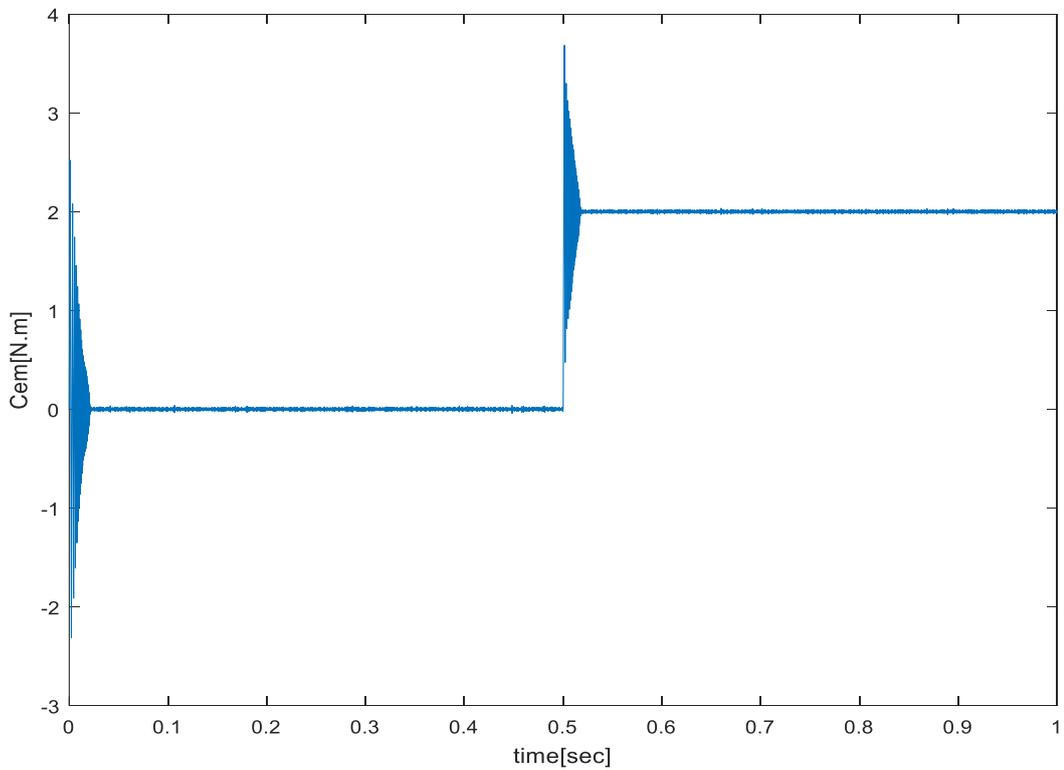


figure4.10: couple électromagnétique Cem

Chapitre 04 Résultats de simulation

résultats de la commande vectorielle avec les paramètres des PID suivants :

tableau4.2:avec les paramètres des PID

Paramètres PID	KP	KI
Pour w	350	80
Pour Iq	15	15
Pour Id	0	150

- résultats avec une variation de perturbation :
 - le signal de perturbation:

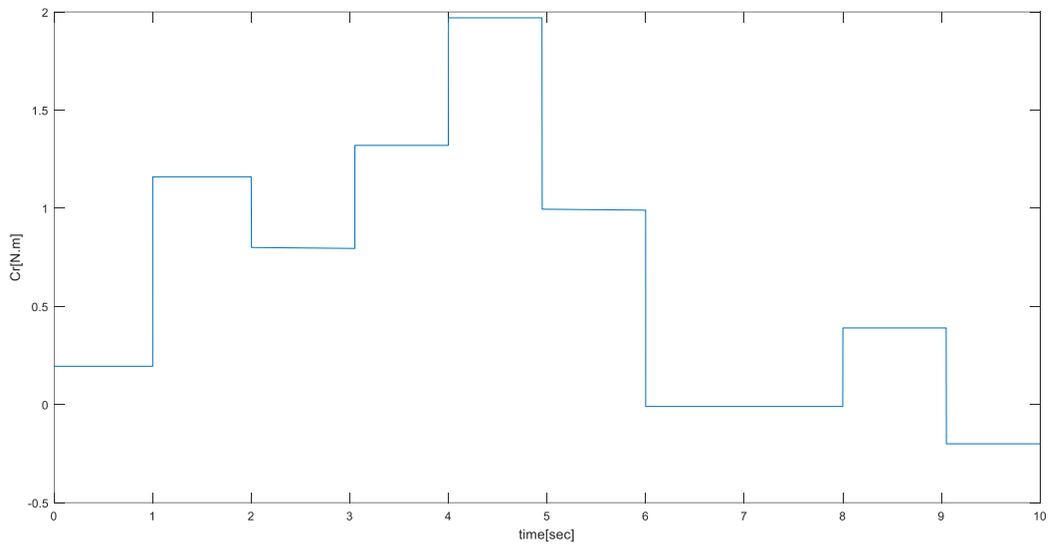


figure4.11: Signale de perturbation appliqué

- **Reponse de la vitesse W au signal de perturbation:**

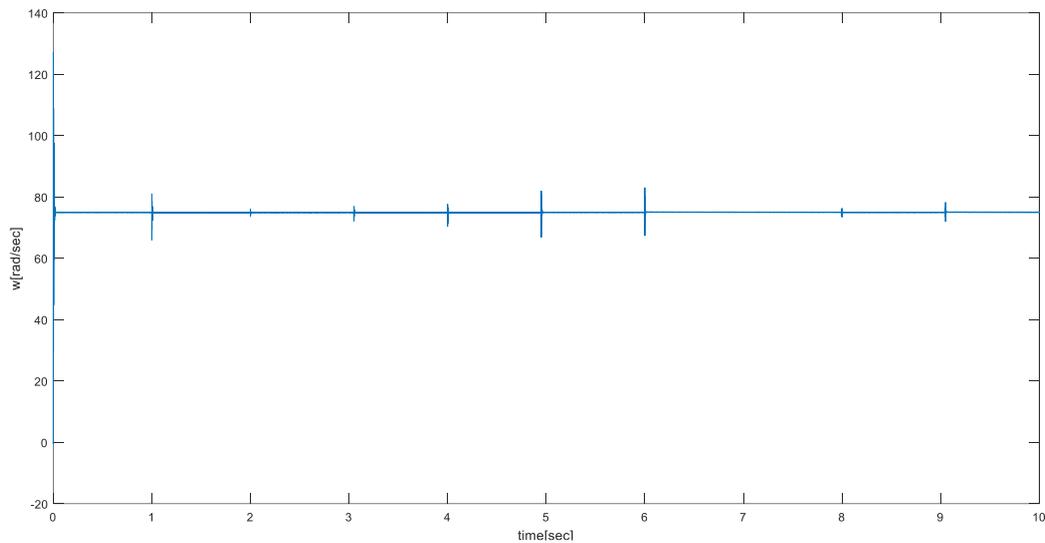


figure4.12: vitesse électrique W

3.2.interprétation des résultats:

Dans ce pilotage, les asservissements des grandeurs sont réalisés de manière classique. On remarque que la Réponse dynamique en vitesse à un échelon de couple est rapide. L'allure de la vitesse suit sa référence qui est $W_{ref}=75$ rad/sec et qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable. l'effet de la perturbation est rapidement éliminé et le couple électromagnétique se stabilise à la valeur a 2 N.m pour $C_r=2$ N.m..

La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la MSAP:

- le courant I_q est l'image du couple.
- le courant I_d est proche de zéro .

Les résultats de simulation obtenus montrent bien les performances de la commande vectorielle. la perturbation est rejetée en un temps très court, une réponse rapide.

4. résultats avec PSO:

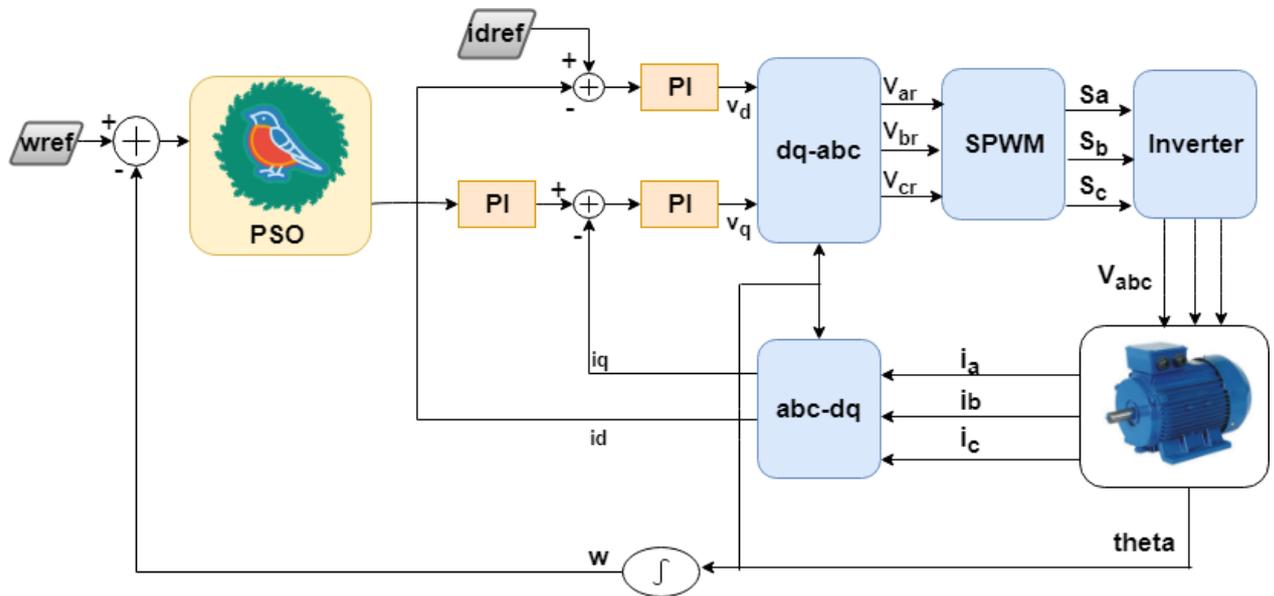


figure4.13: schéma de commande avec PSO

4.1-paramètres de l'algorithme

N	D	Wmax	Wmin	C1	C2	I	LB	UB
30	2	0.9	0.4	3.4	4-C1	50	[0.5 0]	[1.5 120]

fonction critère utiliser dans notre algorithme:

$$J_0 = 0.7 * (d^2) + (0.3 * T_m)$$

on remarque une pondération entre le dépassement et de temps de montée de forme :

$$j_0 = \alpha . d^2 + \beta . T_m$$

avec β et α coefficient de pondération , $\alpha + \beta = 1$

on a choisie que $\alpha > \beta$ a fin de rendre l'erreur au régime transitoire plus, on choisie donc de 70% pour le dépassement, 30% pour le temps de montée, ce la est choisie selon le profile de la réponse de notre système qui a des dépassements importants au niveau du régime transitoire .

➤ figure de l'évolution de notre fonction fitness :

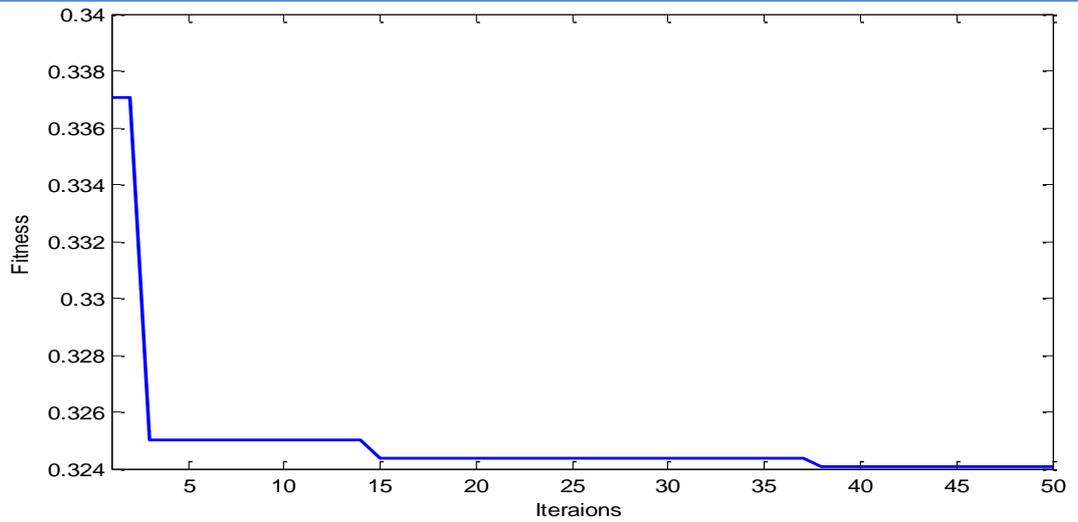


figure4.14: évolution de la fonction fitness

4.2: résultats après application des Kp et Ki optimaux trouver avec PSO:

➤ pour la vitesse électrique :

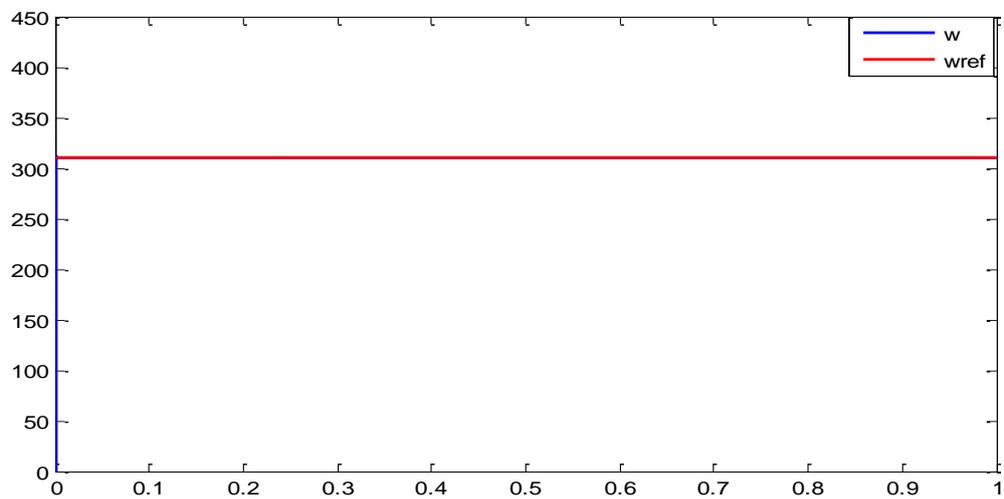
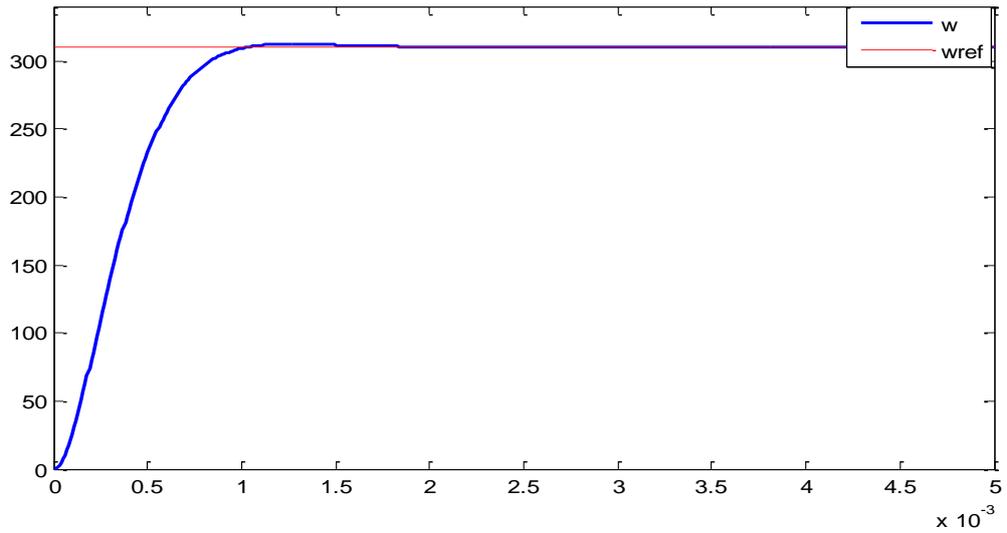


figure4.15:vitesse électrique w avec PSO



figures4.16: la vitesse électrique w avec zoom avec PSO

➤ pour du couple électromagnétique:

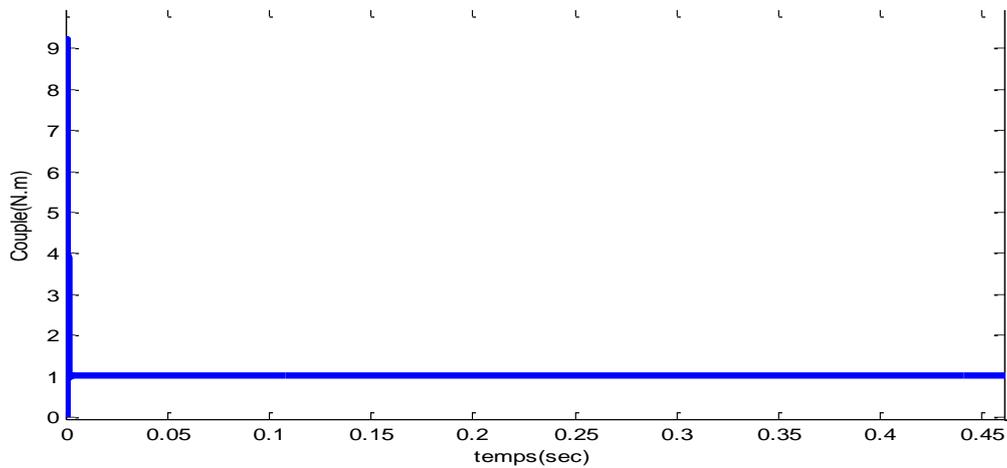
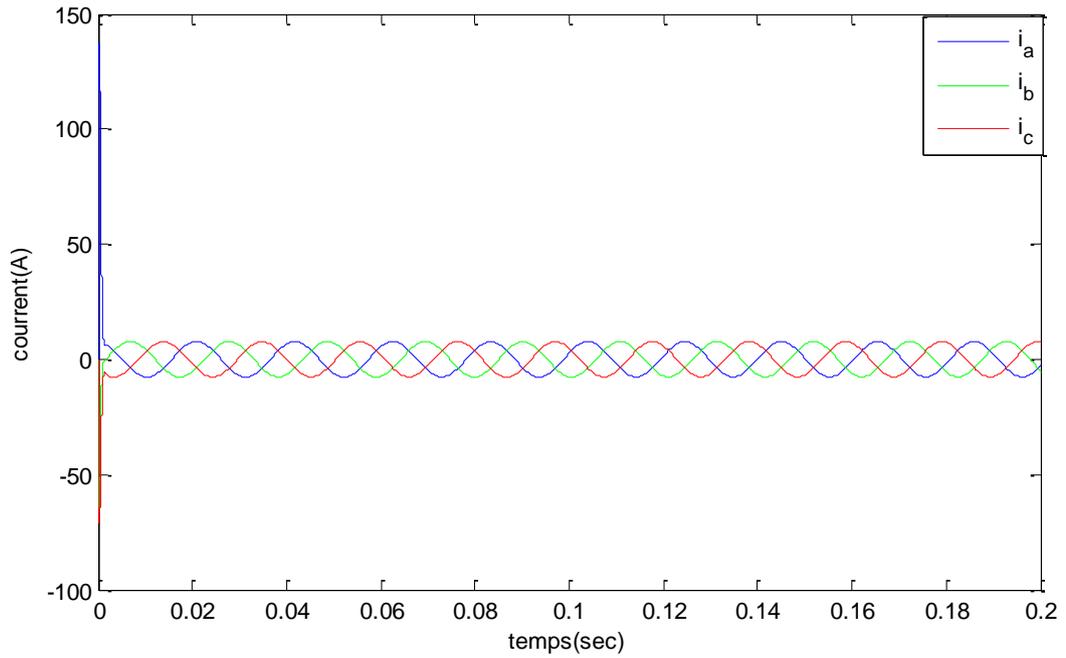


figure4.17: couple électromagnétique avec PSO

➤ pour les courants statoriques :



figures4.19: courants statoriques avec PSO

➤ performance de la repasse:

performance	d%	Tm	Tr	erreur statique
valeurs	1.3101	5.4780e-04.	8.4324e-04.	8.8013e-04

4.3. interprétation des résultats

Une comparaison est faite ici entre le régulateur conventionnel PI dans la commande vectorielle et le PI optimisé par PSO où ce dernier montre une minimisation importante des erreurs prise en compte dans notre fonction critères. moins de dépassement dans le régime transitoire et un système qui suit parfaitement la consigne. on réalise donc une régulation plus optimale avec la méthode PSO que la régulation classique comme la commande vectorielle.

4.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une brève introduction sur la méthode d'optimisation PSO, la méthode PSO convergent grâce à l'intelligence collective, vers l'optimum global. Comme une autre alternative très simple à mettre en œuvre montrant récemment une grande aptitude à résoudre des problèmes d'optimisation dans un grand nombre d'application. Dans notre étude , l'algorithme de PSO est alors employé pour trouver les paramètres du contrôleur PI pour la commande de vitesse de la MSAP.

La méthode de PSO utilisée pour éviter le recours au calcul habituel pour déterminer les valeurs des K_p et K_i des contrôleurs PI. on peut conclure que c'est une technique flexible, ainsi décrite par plusieurs ouvrages spécialisés

Conclusion générale

Le travail présenté s'inscrit dans le domaine de la commande des machines synchrones à aimants permanents, où le modèle de la machine étudiée a été présenté sous forme d'équation avant d'être validé dans un environnement MATLAB/SIMULINK, en plus des transformations de Park et du pré actionneur.

Etant donné que l'asservissement de la vitesse représente le principal levier de commande d'une telle machine, nous avons centré notre travail sur l'étude et l'analyse des performances d'asservissement de vitesse de cette dernière qui est alimenté par un onduleur de tension. L'ensemble du système est gouverné par la commande vectorielle.

Les performances achevés par cette commande, qui reste acceptable, ont incité l'intérêt de l'optimisée. Ainsi le PSO a été introduit comme algorithme d'apprentissage visant à améliorer les performances du système complet.

Les résultats obtenus par la commande vectorielle optimisée par PSO, démontrent une nette amélioration. Le système est devenu non seulement plus rapide ($T_m : 5.47 \cdot 10^{-4}$ sec) mais aussi plus précis ($E = 8.80 \cdot 10^{-4}$), ce qui été le but recherché.

En perspective, il serait intéressant d'envisagé une commande également pour le couple électromagnétique et d'utiliser des commandes avancées en vue de palier les problèmes liés aux non linéarités du système.

Bibliographie

[1] Gouvernement du Canada <https://www.canada.ca/fr/environnement-changement-climatique/services/changements-climatiques/emissions-gaz-effet-serre/>

[2] Association nationale pour le développement de la mobilité électrique, <http://www.avere-france.org/Site/Article/>

[3] Chiffres de vente et immatriculations de voitures électriques en France. <http://www.automobile-propre.com/dossiers/voitures-electriques/chiffres-vente-immatriculations-france/>, 2015. [Online].

[4] Harun Turker : Véhicules électriques Hybrides Rechargeables : évaluation des Impacts sur le Réseau électrique et Stratégies Optimales de recharge

[5] H.Aid, W.Aina. Synthèse De Lois de Commande Non-Linéaires Pour Un Entraînement Electrique A Vitesse Variable Basé Sur Un Moteur Synchrone A Aimants Permanents, Mémoire de Master, Université abou bekr belkaid, Tlemcen, 2013

[6] B. BOUKAIS. Contribution A La Modélisation Des Systèmes Couples Machines Convertisseurs : Application Aux Machines A Aimants Permanents (BDCM-PMSM), Thèse de Doctorat, Université mouloud mammeri, Tizi-Ouzou, 2012

[7] M.Oubidar, S.Bendaoud. Machine Synchrone/Asynchrone, Projet de fin d'étude en ingénierie, Université du québec en Abitibi-Témiscamingue, 2010

[8] B.YACOUBI, Modélisation des machines électriques, Complément de cours, Faculté de Technologie ,Tlemcen, 2010.

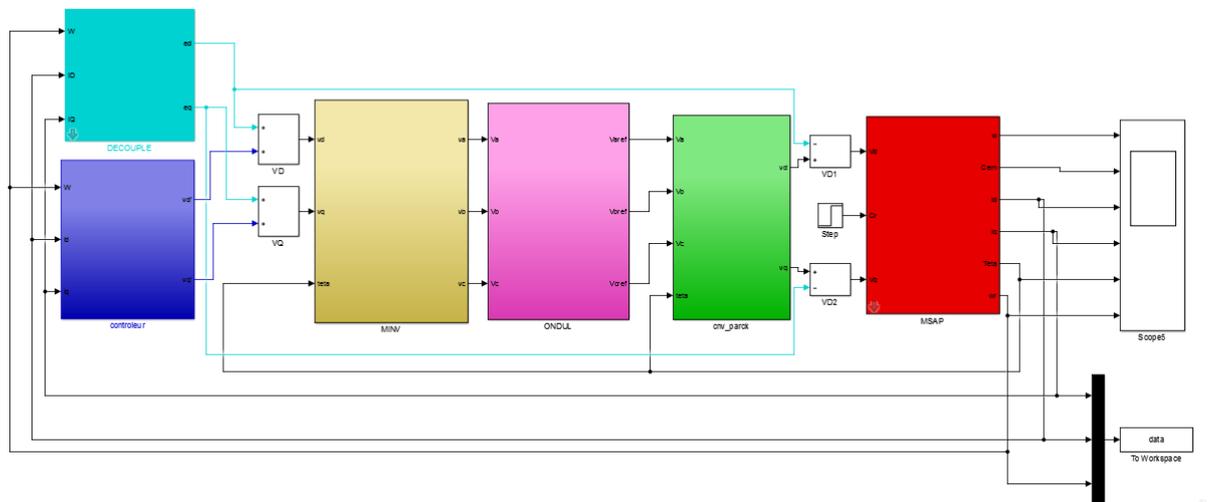
[9] N. SENHADJI ,A.CHALABI . COMMANDE DU MOTEUR SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS PAR BACKSTEPPING. , Projet de fin d'étude en Electrotechnique. Université Abou Bekr Belkaid - Tlemcen. 2014

- [10] N. BOUNASLA. Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrones à Aimants Permanents . l'obtention du diplôme de Magister en Electrotechnique. Université Ferhat ABBAS Sétif -1 (ALGERIE). 2014.
- [11] M. Jemli, H. Ben Azza, M. Boussak and M0 Gossa « Sensorless Indirect Stator Field Orientation Speed Control for Single-Phase Induction Motor Drive », IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 6, pp. 1618-1627, 2009.
- [12] C. M. F. S. Reza, Md. Didarul Islam, S. Mekhilef « A Review of Reliable and Energy Efficient Direct Torque Controlled Induction Motor Drives », Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 37, pp. 919-932, 2014.
- [13] Kennedy, J. and Eberhart, R. (1995). Particle Swarm Optimization. In the IEEE International Joint Conference on Neural Networks, pages 1942–1948, Perth.
- [14]: Y. Cooren, “Perfectionnement d'un algorithme adaptatif d'optimisation par essaim particulaire - applications en génie médical et en électronique,” Thèse de Doctorat de l'Université Paris 12, Val de Marne, 2008.
- [15] Y. Cooren, “Perfectionnement d'un algorithme adaptatif d'optimisation par essaim particulaire - applications en génie médical et en électronique,” Thèse de Doctorat de l'Université Paris 12, Val de Marne, 2008.
- [16] R. Eberhart, Y. Shi, “Comparing inertial weights and constriction factor in particle swarm optimization,” Proceeding of the International Congress on Evaluation of Computation, San Diego, California, IEEE Service Center, Piscataway, NJ, pp. 84-88, 2000.
- [17] M. Padma Lalitha, V. C. Veera Reddy, V. Usha, “Optimal DG placement for minimum real power loss in radial distribution systems using PSO,” Journal of Theoretical and Applied Information Technology, pp. 107- 116, 2010. [18] R Qi, B Hu, P.H Courneade « PSOTS: A Particle Swarm Optimization Toolbox in Scilab » 978_1_4244_4453_3/09/2009 IEEE.
- [19] Matlab 7.4.0 (R2007), “Genetic algorithm and direct search toolbox getting started with the genetic algorithm Example: Rastrigin's function,” The MathWorks, Inc., 2007.
- [20] T. Bäck. Evolutionary Algorithms in Theory and Practice. Oxford University, Press, 1996.

[21] M.T Huynh «Application de l'Optimisation par Essaim Particulaire à la représentation de matrice de préférence valuées» Université Libre De Bruxelles 2009.

Annexe

Explication du contenu du montage :



- bloc de découplage.
- bloc des contrôleurs PID
- bloc de la transformation de Park inverse.
- l'onduleur.
- bloc de la transformation de Park.
- La MSAP.