

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

Université Mohamed Khider – Biskra
Faculté des Sciences et de la technologie
Département : Génie Electrique
Ref :.....



جامعة محمد خيضر بسكرة
كلية العلوم و التكنولوجيا
قسم: الهندسة الكهربائية
المرجع:.....

Thèse présentée en vue de l'obtention
Du diplôme de
Doctorat en sciences
Option : Electrotechnique

**Amélioration des performances d'un véhicule
électrique alimenté par une source
photovoltaïque**

Présentée par :
Arif Ali

Soutenu publiquement le : 7 / 11 / 2013
Devant le jury composé de :

Président	: Dr A. MOUSSI	Professeur	Université de Biskra
Rapporteur	: Dr A. BETKA	Professeur	Université de Biskra
Examineur	: Dr M.S.NAIT SAID	Professeur	Université de Batna
Examineur	: Dr L.BENDAAS	Professeur	Université de Batna
Examineur	: Dr L . RAHMANI	Professeur	Université de Sétif
Examineur	: Dr M.T.BENCHOUIA	Maître de conférences A	Université de Biskra

Résumé

Dans le contexte énergétique actuel (pollution des énergies fossiles), l'automobile occupe l'univers quotidien de notre société. En effet, la pollution par gaz à effet de serre ainsi qu'une consommation de carburant en constante augmentation, impliquent de plus en plus cet objet de consommation au cœur des débats autour de l'énergie. Le véhicule électrique (VE) est l'une des solutions préconisées, par les constructeurs automobiles et les organismes de recherche, pour remplacer peu à peu les véhicules classiques notamment dans les centres villes.

Le travail présenté fait l'objectif de deux grands axes :

Le premier cible la conception d'un superviseur d'énergie intelligent, basé sur la logique floue, permettent ainsi une permutation fiable et souple des différents modes de fonctionnement proposés, alors que le deuxième, qui concerne le moteur asynchrone propulseur, permet d'obtenir des performances mécaniques et électriques satisfaisantes.

Les résultats de simulation ont permis un fonctionnement fiable du système.

Mots Clés : Véhicule Electrique, GPV-FC, optimisation MPPT, contrôle flou, superviseur intelligent, commande DTC floue

Abstract

In the current energy context (pollution of fossil energies), the car occupies the universe of our company. Indeed, pollution by gas with greenhouse effect as well as a fuel consumption in constant increase, imply this object of consumption in the middle of the debates around energy. The electric vehicle (VE) is one of the recommended solutions, by the car manufacturers and the research organizations, to replace the traditional vehicles in particular in the centres town.

The present thesis focusses two main axes :

The first one fixes as a goal the conception of smart power management algorithm, based on fuzzy logic theory, allowing a optimum power flow of the two used energy sources : The PV generator and the PEM fuel cell stack, under both the vehicule energy demand and solar irradiance levels. In the second axis, a direct torque controller, based on fuzzy logic theory, was designed to control the induction motor to increase it's mechanical and electrical performances.

The obtained simulation results have proved the effectiveness of the proposed algorithms.

Keywords: electric vehicle, GPV-FC, MPPT optimization, fuzzy controller, power management, direct torque control fuzzy.

ملخص

العمل المقدم في هذه الأطروحة يتعلق بدراسة تركيبات التحكم لدفع سيارة كهربائية ذات محرك غير متزامن من وجهة نظر التحكم والتحسين الطاقى باستعمال الخلايا الشمسية و بطارية وقودية الاحتراق بهدف زيادة الإستقلال الذاتي. و في خطوة الاولى قمنا بدراسة مفصلة لتحكم مثالي لنظام تغذية بالطاقة الشمسية مزود ببطارية وقودية الاحتراق. العمل المنجز يهدف إلى تصميم منظم ذكي للطاقة يسمح بتعيين الصيغة المناسبة للتشغيل ، بالإضافة إلى إدراج أنظمة التحكم جميع مكونات النظام باستعمال الذكاء الاصطناعي و في خطوة ثانية، قمنا بدراسة تركيبات التحكم المقترحة لدفع سيارة كهربائية ذات محرك غير متزامن تم تقديمها و تحليلها لإبراز مبدأ التفاوت الكهربائي و كذلك فعالية المراقبة المقترحة، عند قيادة سيارة كهربائية لضمان مسار معين بمناورات محددة.

كلمات مفتاحية : سيارة كهربائية، طاقة الخلايا الشمسية و البطاريات وقودية الاحتراق، محرك كهربائي غير متزامن ، المنطق الغامض ، التحكم المباشر للعزم

Introduction générale

Problématique

Le contexte énergétique actuel, caractérisé par l'appauvrissement des réserves d'énergie fossiles, le réchauffement de la planète en partie dû à l'émission de gaz à effet de serre et le concept de développement durable, suscite l'essor de solutions énergétiques alternatives.

De nombreuses actions sont aujourd'hui menées à plusieurs niveaux:

- En limitant les émissions de gaz à effet de serre (protocole de Kyoto, 1998);
- En valorisant les systèmes énergétiques (cogénération d'électricité et de chaleur);
- En réduisant la consommation énergétique (maîtrise de la demande d'électricité, MDE);
- En développant de nouvelles ressources telles que les énergies renouvelables.

Les développements globaux récents semblent à garantir un marché vierge pour l'énergie renouvelable. Parmi plusieurs sources d'énergie renouvelable actuellement explorées, les systèmes photovoltaïques semblent être prometteurs en raison de leur nature propre dans l'environnement et de l'avantage de la conversion directe en énergie électrique. Naturellement, le soleil est la source primaire originale de la plupart des autres ressources des énergies renouvelables: de vent, de vague, hydroélectrique, biomasse, géothermique... etc. Il fournit déjà presque toute l'énergie subvenir aux besoins de la vie comme nous le savons. En moyenne, la terre reçoit environ de 1.2×10^{17} W d'énergie solaire. Le défi pendant un futur soutenable doit exploiter une fraction minuscule de cette énergie pour assurer les demandes modestes des activités humaines.

Le problème qui se pose toujours pour ce type de conversion est son rendement assez faible, ainsi que la contrainte de surfaces. Néanmoins, via la technologie d'absorption de presque tous le spectre lumineux via le silicium à multicouches a permis d'augmenter le rendement de conversion a presque 30%. De plus, des efforts énormes ont été mis en œuvre pour l'extraction du maximum de cette puissance. La méthode de MPPT (Maximum Power Point Tracking) rentre en compte ici, elle fait appelle de plusieurs techniques, soit celles traditionnelles ou celles basées sur l'intelligence artificielle telle que les réseaux de neurones, la logique floue, le neurone flou et les algorithmes génétiques [1-2].

Pour améliorer le système PV tout en conservant son qualité de respect de l'environnement, une idée, apparue dans les années 90, est d'utiliser l'hydrogène pour stocker

l'énergie à long terme. En effet, le gaz peut être produit par un électrolyseur, stocké sans perte importante quelle que soit la durée du stockage, puis converti en électricité dans une pile à combustible. Ces systèmes, appelés Solaire-Hydrogène ou PV-Hydrogène [3-4-5-6], présentent de nombreux avantages. L'électrolyseur et la pile à combustible ne produisent que très peu de bruit. De plus, on attend de ces composants une grande fiabilité, peu de contraintes de fonctionnement et une maintenance limitée.

L'utilisation d'un système PV-Fuel Cell dans le véhicule électrique, fait l'objectif de notre travail.

La simulation est devenue un passage obligatoire pour concevoir, caractériser, commander ou surveiller un processus quelconque. C'est dans ce contexte que nous contribuons à l'étude, la modélisation et l'optimisation d'un véhicule électrique sous l'environnement MATLAB /Simulink. Cet environnement permet d'une part de reproduire de façon fiable le comportement dynamique et électrique du véhicule, d'autre part de proposer de nouvelles solutions de gestion d'énergie pour un meilleur pilotage du véhicule.

Objectifs et plan de thèse

Les objectifs visés par ce modeste travail, s'articulent sur deux principaux volets:

Le premier volet vise l'élaboration d'un superviseur d'énergie intelligent permettant une permutation fiable et souple entre les différents modes de fonctionnement. En fait les tests sur un cycle de conduite réglementaire permettant, via ce gestionnaire d'énergie une utilisation adéquate des sources hybrides utilisées.

Comme deuxième volet, et qui concerne le moteur propulseur, une technique de commande basée sur une DTC floue a été proposé pour mettre l'obtention de performances mécaniques et électriques assez satisfaisants.

Organisation de la thèse

Le présent travail est subdivisé en quatre chapitres.

Le premier chapitre aura pour objectif de donner quelques généralités et définitions utilisées dans le domaine du véhicule électrique. En premier lieu, un aperçu sur l'historique du véhicule électrique est donné au début du chapitre. Ensuite, une description des différentes configurations des VE, du côté source, ainsi que du côté moteur propulseur a été donné, alors qu'en fin du chapitre, un flash sur quelques travaux récents, concernant les superviseurs d'énergies intelligents et l'optimisation électrique du véhicule.

Dans le second chapitre, une modélisation mathématique des différents étages de conversion, constituant le VE a été explicitement donné. En fait, la partie source est constituée d'un GPV et d'une pile à combustible PEMFC. Le moteur propulseur est de type asynchrone, alors que pour concrétiser les lois de contrôle suggérés, deux hacheurs boost et un onduleur de type NPC sont utilisés.

Dans le troisième chapitre, une description détaillée des approches de commande proposées sont présentées. En fait, un algorithme flou est introduit afin d'extraire le maximum de puissance du générateur photovoltaïque. Alors qu'un gestionnaire d'énergie basé sur la logique floue est proposé pour extraire les modes d'opération du système. En outre, et pour permettre l'obtention de caractéristiques mécaniques et électriques satisfaisante du moteur d'entraînement, un algorithme DTC-flou est introduit, ou les performances seront comparées au DTC classique.

Le quatrième chapitre est consacré à la présentation des résultats de simulation du système globale (GPV-FC et VE), obtenus sous l'environnement MATLAB/SIMULINK. Les performances et la robustesse des stratégies de commande des différentes parties de ce système seront discutés et commentés.

Enfin, une conclusion générale reprendra les choix et les résultats de nos investigations et présentera nos perspectives à ce travail.

Chapitre I

Configurations du système véhicule électrique

I.1 Introduction

Depuis plusieurs années, deux phénomènes tendent à faire évoluer le marché de l'automobile. C'est d'une part la prise de conscience sur l'environnement, et d'autre part l'augmentation du prix des carburants. C'est dans ce contexte que s'est lancée une véritable chasse aux grammes de CO_2 par kilomètre chez les constructeurs automobiles. Il est intéressant de noter que le taux de CO_2 rejeté est intimement lié à la consommation du véhicule, qui est devenue un des premiers arguments de vente des constructeurs. Tout un ensemble de solutions a donc été envisagé allant de l'optimisation de l'injection jusqu'à la conception des véhicules, en passant par l'étude de transmissions hybrides.

Il existe un ensemble d'autres systèmes permettant de rendre un véhicule non polluant. Le véhicule électrique en est un. La viabilité commerciale de ces véhicules est majoritairement compromise par leur autonomie. La clé de la réussite d'un véhicule électrique passe donc en grande partie par la qualité de source d'énergie dont il est pourvu.

L'utilisation de sources propres et renouvelables semble apporter une réponse convaincante. Le concept de production de l'électricité sur le lieu même de son utilisation, a encouragé le développement des moyens de production d'origine renouvelable. La tendance actuelle montre que l'intégration de ce type de ressources dans le système de véhicule électrique se fait en association avec l'utilisation d'un dispositif de stockage d'énergie est nécessaire pour assurer la continuité de la fourniture électrique, quand la ressource renouvelable ne peut le faire.

I.2 Historique

La première voiture électrique a été construite en 1834 à Brandon, en Grande Bretagne, par un mécanicien nommé Thomas Davenport. Le petit véhicule fonctionnait sur une batterie non-rechargeable et réussissait à parcourir un court trajet sur rail [7-8]. Puis, en 1859, le français G. Planté inventait la batterie secondaire plomb/acide rechargeable [9] et en 1869 Gramme construit le premier moteur électrique à courant continu ayant une puissance de plus d'un cheval. Douze ans plus tard, en 1881, Gustave Trouvé, réalisait le premier véhicule électrique alimenté par une batterie secondaire [10]. Le véhicule était propulsé par un moteur électrique à courant continu de 0,1 cheval et pesait 160 kg avec son conducteur. Sans doute, le début du XXème siècle a constitué l'âge d'or du VE. En effet, le

premier véhicule électrique qui a franchi la limite de 100 km/h, le 29 avril 1899, avec le Belge Camille Jenatton, c'est la voiture baptisée «La Jamais Contente» en forme d'obus. Ce VE avait deux moteurs entraînant directement les roues arrière, d'une puissance maximale totale de 50 kW (soit 67 chevaux), alimentés par les 80 éléments de la batterie Fulmen pesant près de la moitié du poids total du véhicule de 1,5 tonne. Deux ans plus tard, le 12 octobre 1901, l'ingénieur français Louis Krieger effectuait, sans recharge, le voyage Paris-Châtellerauld soit 307km à la vitesse moyenne de 17,5km/h [11]. Au début des années 30, la production de véhicules électriques est presque complètement interrompue, la période 1921-1940 étant dominée par les véhicules à moteur thermique. De nouvelles possibilités vont apparaître en traction électrique après les années 1945, lorsque les laboratoires Bell inventent le transistor et plus tard, les thyristors capables de commuter des courants et des tensions élevées. Ces découvertes conduisent au développement de l'électronique de puissance qui permet le remplacement des rhéostats et la commande des moteurs à courant alternatif à fréquence variable. En même temps, dans les années 60-90, à cause de la pollution atmosphérique et surtout des chocs pétroliers des années 70 et 80, de nombreux pays commencent à s'intéresser aux VE. Les recherches sont reprises et le VE commence à réapparaître en petit nombre. Dans les années 90, il devient évident que les véhicules électriques ne peuvent pas rivaliser avec les véhicules conventionnels à cause de leur autonomie et performances insuffisantes. Le frein à leur développement reste la source d'énergie électrique et leur stockage.

I.3 Principales Configurations des Véhicules

Selon le type d'énergie embarqué à bord du véhicule électrique on distingue deux grandes familles de ces derniers à savoir, le véhicule hybride et le véhicule tout électrique. Dans ce qui suit nous exposons les caractéristiques principales de chacune de ces deux familles.

I.3.1 Les véhicules hybrides

On introduit la notion de véhicule hybride lorsqu'un véhicule à moteur électrique embarque plusieurs sources d'énergies supplémentaires. L'hybridation est aussi l'association d'un moteur à combustion interne avec une machine électrique associée à un système de stockage. Cette dernière permet de diminuer la consommation d'énergie ainsi que les émissions par gaz à effet de serre [12]. On distingue alors deux principaux concepts de véhicule hybride :

- Hybride série
- Hybride parallèle

Dans la solution hybride série (figure (I-1)), le moteur thermique entraîne un générateur électrique qui débite sur une batterie et alimente le ou les convertisseurs du ou des moteurs électriques de traction.

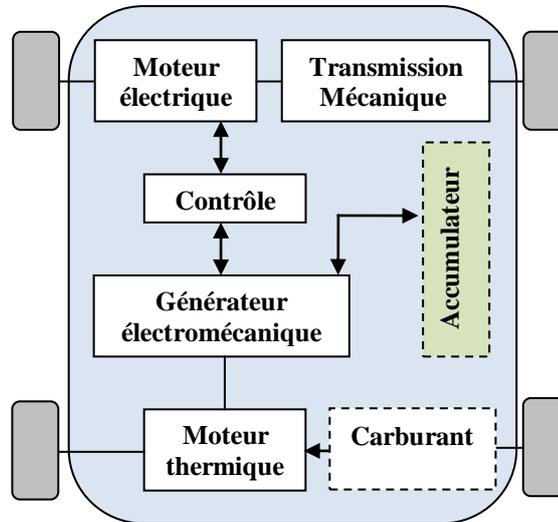


Figure I.1: Motorisation Hybride série.

Le moteur thermique peut être classique (à combustion interne) mais il peut être aussi une turbine qui présente l'avantage d'une plus grande capacité. En zone urbaine, le moteur électrique est alimenté par les seules batteries qui procurent une autonomie de 80 km. Pour les longues distances, le groupe thermomécanique offre une autonomie maximale de 340 km [7-13].

Parmi les avantages du véhicule hybride série on cite son autonomie et sa puissance disponible comparable à un véhicule thermique. De plus, cette configuration offre la possibilité d'une gestion globale de l'énergie présente dans le système (thermique et électrique). Enfin, la batterie, largement sous-dimensionnée par rapport au véhicule tout électrique, devient non limitative d'un point de vue énergétique mais aussi permet le mode de fonctionnement à zéro émission. L'inconvénient majeur de cette configuration est l'importance du système de motorisation de même que pour le véhicule hybride parallèle, avec les mêmes conséquences d'augmentation de la masse, du coût et la diminution de la place disponible.

La figure (I-2) montre la motorisation hybride parallèle qui permet aux deux moteurs, thermique et électrique, de fonctionner ensemble ou séparément. Le fonctionnement

simultané et optimisé des deux moteurs permet d'améliorer le rendement et de réduire la pollution.

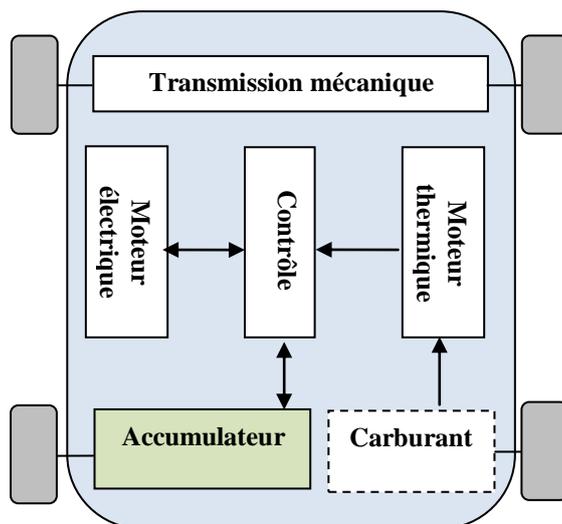


Figure I.2: Motorisation Hybride parallèle.

Le véhicule hybride parallèle a beaucoup d'avantages, parmi lesquels on cite ses performances et son autonomie qui sont comparables à celles d'un véhicule thermique mais surtout son taux d'émission zéro en mode électrique. Toutefois, il présente des inconvénients majeurs à savoir d'une part le poids et l'encombrement élevé, de son système de motorisation et d'autre part, la redondance de fonctionnalités entre ses deux moteurs [7-14]. Il peut être intéressant de combiner les deux types hybrides précédant pour réaliser un système série-parallèle.

I.3.2 Les véhicules électriques 'pur'

La propulsion d'un véhicule électrique est assurée par un moteur fonctionnant exclusivement à l'énergie électrique. Autrement dit, la force motrice est transmise aux roues par un ou plusieurs moteurs électriques selon la solution de transmission retenue. Compte tenu des progrès scientifique et technologique accomplis dans le domaine de l'électronique de puissance, les systèmes de gestion de l'énergie avec de nouvelles conceptions sont explorés pour développer ce mode de propulsion. Toutes ces explorations sont liées à une problématique commune : la production, le stockage et l'utilisation d'électricité.

Il s'agit d'un véhicule qui possède uniquement un accumulateur comme source d'énergie. La structure est donnée par le schéma de la figure (I-3). Les véhicules tout électriques proposés actuellement sont exclusivement urbains, leur autonomie est comprise entre 40 et 100 km avec des technologies de batteries relativement conventionnelles.

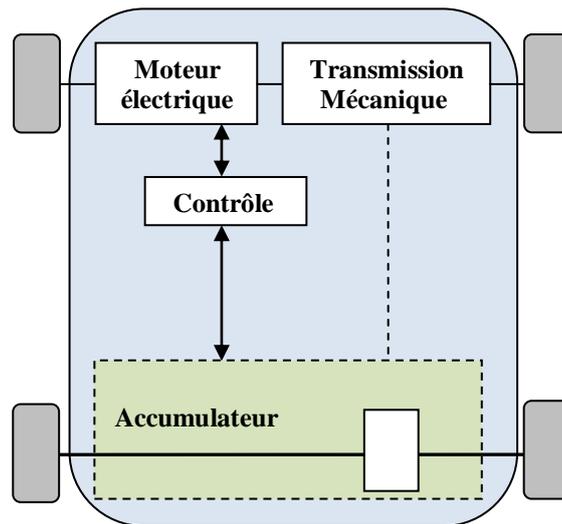


Figure I.3: Véhicule tout électrique

I.3.3 Inconvénients et avantages des VE

Depuis les premières réalisations de véhicules électriques, dans les années 1830, le frein essentiel à leur développement a été, et reste encore aujourd'hui, lié aux faibles performances des accumulateurs électriques dont l'énergie massique est comprise entre 30 et 120 Wh/kg, alors que les carburants pétroliers atteignent 12000Wh/kg, soit cent fois plus que les meilleurs accumulateurs électrochimiques actuels. Parmi les principaux freins à la présence significative des VE dans le trafic urbain, citons une autonomie limitée, l'absence d'infrastructures de recharge et un coût d'achat élevé. Ainsi, deux inconvénients notables du VE liés à son système de stockage d'énergie, apparaissent : d'une part, une masse trop élevée d'accumulateurs ou une faible autonomie, d'autre part, une longue durée de recharge ou une puissance excessive de charge (conditionnée par l'acceptabilité de l'accumulateur et par le coût d'infrastructure). En revanche, ses deux principaux atouts sont l'absence de pollution atmosphérique locale et le faible bruit acoustique. Notons également qu'une telle chaîne de conversion est réversible et qu'elle peut permettre la récupération d'énergie dans les descentes ou lors des freinages. Ainsi, pour pallier à cette faiblesse des accumulateurs électrochimiques, il est intéressant de réaliser des systèmes hybrides produisant de l'électricité à bord du véhicule. Une confrontation des différentes configurations est présentée dans le tableau (I-1), [15].

Tableau (I-1) : Résumé des avantages et inconvénients des diverses architectures présentées

Configuration	Avantages	Inconvénients
Hybride série	<ul style="list-style-type: none"> - autonome - puissance comparable au véhicule thermique - batterie largement sous-dimensionnée - fonctionnement en mode zéro émission 	<ul style="list-style-type: none"> - l'importance du système de motorisation - masse élevée - coût élevé
Hybride parallèle	<ul style="list-style-type: none"> - autonome et performant - taux d'émission zéro en mode électrique - moins polluant 	<ul style="list-style-type: none"> - encombrement élevé du système de motorisation - masse élevée - coût élevé
Tout électrique	<ul style="list-style-type: none"> - zéro émission - silencieux - confort d'utilisation 	<ul style="list-style-type: none"> - problème d'autonomie - utilisation urbaine - coût élevé

I.4 Définitions de base de la chaîne de traction

Le génie électrique investit de plus en plus l'automobile. Une mutation dans ce domaine est en train de s'accélérer grâce aux contraintes réglementaires environnementales et les lois des marchés liés au confort des usagers.

Un véhicule électrique est constitué:

- D'une chaîne de traction : Organe du système de traction assurant la transmission mécanique du mouvement. Elle est composée des roues, du différentiel, de la transmission ou boîte de vitesse (BV) et d'un moteur convertissant l'énergie sortant du générateur embarqué en énergie mécanique;
- D'un générateur ou source d'énergie embarquée : Organe du système de traction assurant le stockage et l'adaptation de l'énergie. Il est composé d'un système de stockage et d'un système d'adaptation (convertisseur et/ou transformateur);
- D'un différentiel est un système mécanique qui a pour fonction de distribuer une vitesse de rotation par répartition de l'effort cinématique, de façon adaptative, immédiate et automatique, aux besoins d'un ensemble mécanique;
- D'un engrenage est un système mécanique composé de deux roues dentées servant à la transmission du mouvement de rotation. Ces deux roues dentées sont en contact l'une avec l'autre et se transmettent de la puissance par obstacle. Quand il y a plus de deux roues dentées, on parle de train d'engrenages;
- D'un réducteur est un système d'engrenage dont le rapport de transmission est inférieur à 1, pour augmenter le couple moteur d'une rotation.

I.5 Solutions de transmission mécanique dans une chaîne de traction tout électrique

L'objet de la transmission de puissance mécanique est de relier la source d'énergie, le ou les moteurs électriques, aux roues motrices du véhicule ; il s'agit d'adapter la vitesse et le couple du moteur aux exigences fonctionnelles du véhicule. Nous pouvons envisager plusieurs possibilités d'associations d'éléments nécessaires à la transmission de la puissance qui sont le réducteur mécanique, la boîte de vitesses(BV) et éventuellement le différentiel. Le choix du réducteur est intimement lié, au type de véhicule et au choix du moteur qui a un volume et une masse principalement fonctions de son couple [16-17]. Pour réduire la masse embarquée et le coût de la motorisation, on préfère généralement associer le moteur à un réducteur mécanique. Cela permet de réduire le couple que doit fournir le moteur en augmentant sa vitesse de rotation. Il doit être parfaitement adapté aux exigences fonctionnelles du véhicule.

L'avantage essentiel de cette solution est de permettre l'utilisation d'un moteur à plus faible couple, donc plus léger, pour une vitesse maximale donnée. Le couple maximal que doit délivrer un tel moteur associé à un réducteur de rapport fixe est supérieur à celui que devrait produire un moteur associé à une boîte de vitesses. Cette solution est illustrée sur la figure (I-4).

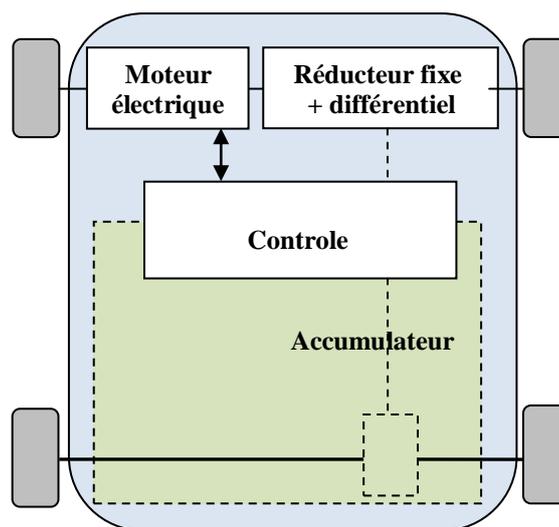


Figure I.4: Solution monomoteur avec réducteur fixe

I.6 Les moteurs propulseurs

La relation est étroite entre l'augmentation des performances des moteurs et la réalisation des hautes performances des véhicules électriques en exploitation. Il existe trois grandes catégories de moteurs (à courant continu, asynchrone et synchrone). En ce qui concerne le choix d'une technologie de motorisation, la solution de référence a été pendant

longtemps la motorisation à courant continu [18], Mais l'évolution de l'électronique de puissance et des matériaux tels que les aimants permanents conduit aujourd'hui à s'orienter vers des solutions plus performantes telles que les motorisations synchrones ou asynchrone.

I.6.1 Moteurs à courant continu (MCC)

Parmi les différents types de moteurs à courant continu, c'est essentiellement le moteur à excitation séparée qui est utilisé. C'est la solution la plus économique et la plus fiable grâce à son convertisseur d'induit du type hacheur à deux interrupteurs et un hacheur d'inducteur de plus faible puissance. Mais cette technologie comporte les inconvénients suivants [19-20]:

- la difficulté de refroidissement de l'induit tournant ce qui limite l'obtention des possibilités d'un couple massique élevé;
- la vitesse de rotation de l'induit est limitée par sa constitution;
- l'usure des balais nécessitant un entretien périodique pour enlever les poussières conductrices qui nuisent à l'isolement du collecteur;
- le coût de construction est élevé car la machine est complexe : collecteur, bobinage de l'induit.

I.6.2 Moteurs synchrones

Dans cette catégorie, on trouve plusieurs sortes de configurations dont nous citons la plus fréquente dans la littérature:

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) semble à plus d'un titre, une solution adaptée pour ses performances techniques et en particulier, sa compacité et son rendement. L'excitation dans ce cas est créée par les aimants permanents.

Les avantages dont disposent cette machine est les valeurs élevées des rapports couple/masse et puissance/masse ainsi que leur bon rendement. Cependant le prix des aimants est élevé et ne permet pas, à ce jour, de satisfaire la contrainte sur le prix de vente. Le fonctionnement en défluxage dans la zone de fonctionnement à puissance constante est difficile (commande de la machine complexe, risque de désaimantation, pertes électriques supplémentaires dues à l'augmentation du courant statorique) [19].

I.6.3 Moteurs asynchrones (MAS)

Le moteur asynchrone à cage est robuste, assez bon marché et facilement industrialisable. Il a une puissance massique assez élevée, ce qui conduit à un bon rendement pour la chaîne de traction. Le MAS est le candidat le plus adapté pour propulser les véhicules

électriques (VE), grâce à l'implantation des techniques de commande nouvelles. Actuellement, la technique de commande la mieux adaptée est celle du contrôle direct du couple (DTC) qui permet de piloter la machine en vitesse variable avec une grande souplesse [21-22]. Le tableau (I-2) présente une comparaison entre les différentes technologies des moteurs électriques.

Tableau (I-2) : Comparatif des technologies moteurs électriques

	MCC	MAS	MSAP
Rendement maximal	Bon	Passable	Très bon
Rendement moyen	Moyen	Bon	Bon
Vitesse maximale	Passable	Bon	Bon
Coût électronique de puissance	Très bon	Bon	Bon
Coût du moteur	Passable	Très bon	Moyen
Espace couple-vitesse	Moyen	Moyen	Bon

I.7 Multi-source pour une traction électrique

I.7.1 Le générateur photovoltaïque

L'énergie solaire photovoltaïque provient de la transformation directe d'une partie du rayonnement solaire en énergie électrique. Cette conversion d'énergie s'effectue par le biais d'une cellule dite photovoltaïque (PV) basée sur un phénomène physique appelé effet photovoltaïque qui consiste à produire une force électromotrice lorsque la surface de cette cellule est exposée à la lumière. La tension générée peut varier en fonction du matériau utilisé pour la fabrication de la cellule. L'association de plusieurs cellules PV en série/parallèle donne lieu à un générateur photovoltaïque (GPV) qui a une caractéristique courant-tension (I-V) non linéaire présentant un point de puissance maximale [23]. La caractéristique (I-V) du GPV dépend du niveau d'éclairement et de la température de la cellule. De plus, le point de fonctionnement du GPV dépend directement de la charge qu'il alimente. Afin d'extraire en chaque instant le maximum de puissance disponible aux bornes du GPV, nous introduisons un étage d'adaptation entre le générateur et la charge pour coupler les deux éléments le plus parfaitement possible. Par son critère autonome, le générateur photovoltaïque est utilisé pour des applications limitées comme source principale pour le VE, et ce pour la charge instantanée du système de stockage électrochimique conventionnel, et la fabrication sur place de l'hydrogène renouvelable lors de l'utilisation des piles à combustibles. En contre partie, le rapport rendement/surface assez faible des modules solaire a limité la fabrication du VE basées sur le solaire à grande échelle.

I.7.2 Piles à combustibles

I.7.2.1 Définition

Parmi les technologies envisagées pour l'avenir du véhicule électrique, c'est la pile à combustible, cette dernière est considérée comme une solution très prometteuse [24]. Ce convertisseur d'énergie, à la fois propre et efficace, permet de convertir l'énergie chimique de l'hydrogène en une énergie électrique, utilisable directement, et une énergie thermique qu'il est possible de valoriser. L'utilisation de cette cogénération permet d'atteindre des rendements très intéressants, jusqu'à 80% dans certains cas. Les piles à combustibles (PAC), générateurs statiques d'électricité et de chaleur. Deux technologies sont actuellement prometteuses. D'une part les PAC à membrane polymère PEMFC (Proton Exchange Membrane Fuel Cell) fonctionnant à des températures basses comprises entre 50 et 90 °C qui sont les plus développées. Leurs rendements en électricité, supérieur à 80% et elles occupent la majorité des VE réalisées. D'autre part les PAC à oxydes solides SOFC (Solid Oxide Fuel Cell) fonctionnant à des températures supérieures à 600°C ce qui implique un rendement faible mais permet de valoriser la chaleur produite en cogénération.

I.7.2.2 Principe de fonctionnement de la pile PEMFC

Le principe de fonctionnement d'une pile à combustible de types PEMFC est simple, bien que la technologie puisse sembler nouvelle. Il peut être brièvement décrit comme étant la réaction inverse de ce qui se produit dans l'électrolyse [25]. On peut distinguer 7 couches dans une cellule élémentaire de PEMFC (voir figure (I-5)) [26]:

- Deux plaques permettant notamment l'amenée des gaz, la collecte du courant et assurant la tenue mécanique;
- Deux couches assurant la distribution des gaz (couches de diffusion);
- Deux zones actives contenant les catalyseurs;
- La membrane constituant un électrolyte solide.

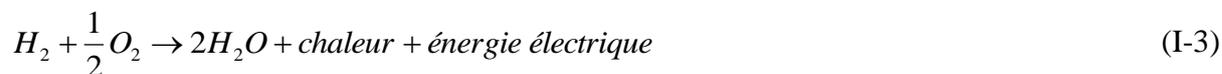
L'ensemble zone diffusionnelle: zone active constitue une électrode.- L'ensemble électrode membrane – électrode (EME) constitue le cœur de pile. A l'anode, on amène de l'hydrogène humide tandis que la cathode est alimentée en oxygène humide (ou plus simplement en air humide, enrichi ou non en oxygène). Dans le cas d'une pile à combustible PEMFC à électrolyte acide, on a une oxydation de l'hydrogène à l'anode selon:



Il s'agit d'une réaction catalysée. La molécule d'hydrogène réagit en libérant deux électrons, qui circulent dans le circuit électrique qui relie l'anode à la cathode. A la cathode, on assiste à la réduction cathodique (également catalysée) de l'oxygène selon:



Le bilan de la réaction (I.1) et (I.2) donne donc



Cette réaction (I.3) est exothermique (production de chaleur).

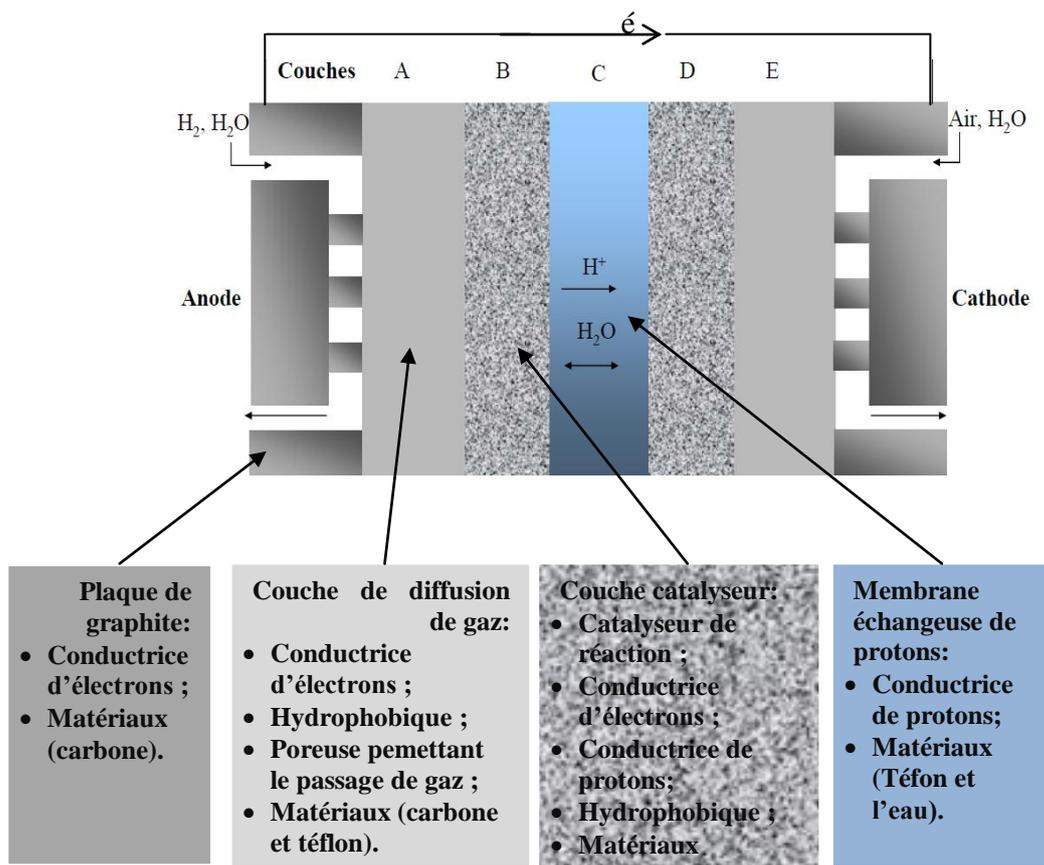


Figure I.5: différentes couches constituant une cellule d'une pile à combustible de type PEMFC [26]

I.7.2.3 Le rendement d'une pile PEMFC

Les entrées-sorties d'une pile à combustible PEMFC sont définies dans la figure (I-6).

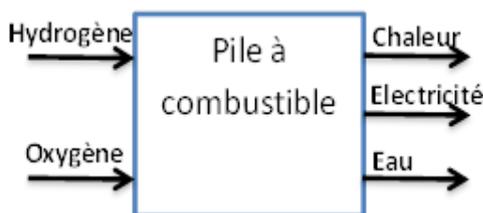


Figure I.6: Les entrées-sorties d'une pile à combustible de type (PEMFC).

Le rendement d'une pile à combustible de type PEMFC est lié directement à la puissance électrique produite divisée par le produit de l'enthalpie totale de la réaction (I-3) et du débit molaire de l'hydrogène. Notons que l'enthalpie est négative si l'énergie est libérée et positive dans le cas inverse.

$$\eta_{rev} = \frac{P_{el}}{-N_{H_2} \Delta h_f} \quad (I-4)$$

Si la réaction (I-3) est réversible, la puissance électrique maximale produite par une mole peut être exprimée en fonction de l'énergie libre de Gibbs qui exprime la quantité d'énergie disponible pour effectuer un travail extérieur. Ainsi l'équation (I-4) peut être ramenée à:

$$\eta_{rev \max} = \frac{\Delta g_f}{-\Delta h_f} \quad (I-5)$$

Ce rendement maximal ou limite est appelé aussi le rendement thermodynamique. L'énergie libre de Gibbs dépend de la température, tandis que la variation de l'enthalpie demeure constante. Le rendement limite est estimé à 83 %, tandis que la limitation de la tension d'une cellule provient bien évidemment de l'énergie libre de Gibbs, si le processus est réversible, le travail électrique effectué est égal à la variation de l'énergie libre de Gibbs [25].

$$\Delta g_f = P_{el} = -ZFE \quad (I-6)$$

La tension d'une cellule est exprimée par:

$$E = \frac{\Delta g_f}{2F} \quad (I-7)$$

Les pressions et les concentrations des réactifs influent sur l'énergie libre de Gibbs, ainsi que sur la tension selon (I-7). La tension est exprimée par l'équation de Nernst qui s'écrit sous plusieurs formes. Par exemple, si les pressions des réactifs et des produits sont exprimées en bar et l'eau produite sous forme vapeur [25], on a:

$$E = E^0 + \frac{RT}{2F} \ln \left(\frac{P_{H_2} P_{O_2}^{\frac{1}{2}}}{P_{H_2O}} \right) \quad (I-8)$$

Les piles à combustible PEMFC sont utilisées actuellement comme source primaire des VE, avec un électrolyseur intégré. Via la simplicité d'usage, ou le réservoir du véhicule ne sera désormais remplis par le carburant fossile, mais simplement par de l'eau, ce qui constitue un pas énorme pour la réduction des gaz polluants dans le trafic.

Parmi les pays réussis, on cite:

- Le Japon et son projet JHFC (Japan Hydrogen and Fuel Cell demonstration project).
- Les Etats-Unis qui a développé les piles à combustible dans le cadre du projet (Freedom car/Hydrogen fuel).

I.8 Etat de l'art

Le développement des superviseurs d'énergies ont connu une forte croissance ces dernières années. En effet, la référence [27] à augmenter l'économie du combustible du véhicule hybride, en utilisant un superviseur flou pour la gestion de l'énergie. Les structures d'énergie électrique (FC + B) et (FC + B+UC) sont développés par le logiciel ADVISOR. Dans [28], un modèle d'énergie électrique hybride, basé sur une pile à combustible (PEMFC) a été introduit comme une source primaire et une batterie Li-ion comme une source auxiliaire. La tension de la pile à combustible est réglée par un convertisseur DC/DC avant l'intégration avec la batterie. La force d'entraînement pour propulser les roues vient d'un moteur synchrone à un aimant permanent (PMSM). Un modèle de gestion de puissance a été incorporé dans le système tel que le rendement de puissance varie dans différentes conditions, y compris la puissance élevée, la puissance faible et les modes de charge. La référence [29] présente un projet qui concerne la gestion de l'énergie d'un système photovoltaïque. Ceci est fait par l'élaboration d'un algorithme basé sur la technique de logique floue qui nous permet d'optimiser la gestion du système de stockage, assurant une plus longue durée de vie de la batterie. Dans [30], les auteurs présentent un superviseur pour le véhicule électrique (FCHEV) basée sur la formulation empirique. Ce dernier a été construit avec la stratégie de commande floue. Il a utilisé le cycle d'entraînement (NEDC) comme entrée, la gestion de l'énergie est utilisée sous les différents modes d'opération de véhicule. Il incorpore également le freinage pour le rétablissement de la capacité de batterie.

Pour surmonter le problème des grandes ondulations de couple existent dans des moteurs à induction basés sur le système de contrôle direct de couple (DTC classique). Plusieurs auteurs [31-32-33], ont étudié l'onduleur à trois niveaux, type (NPC) qui alimente un moteur à induction (IMD). L'amélioration de la commande DTC est réalisée, soit en utilisant les régulateurs flous type Mamdani pour la vitesse du rotor, soit en se basant sur l'application d'un contrôleur flou qui choisit l'état approprié de commutation, au lieu d'appliquer la table conventionnelle de la DTC.

I.9 Conclusion

Les VE semblent être la réponse moderne aux problèmes d'émissions de gaz à effet de serre et de l'épuisement des ressources fossiles. De plus, ils possèdent de nombreux autres avantages, ils sont silencieux, sans pollution environnementale locale, sans consommation à l'arrêt et possèdent un bon rendement énergétique global. Cependant, le problème de stockage d'énergie embarquée fait que les VE ont de faibles performances.

Une vue macroscopique des systèmes qui constituent le véhicule électrique, ainsi que les différentes configurations ont été présentés. En outre, un aperçu bibliographique sur les différentes optimisations a été décrit. Le chapitre suivant sera consacré à la modélisation des différents sous-systèmes qui composent le véhicule électrique.

CHAPITRE II

Modélisation du système véhicule électrique

II.1 Introduction

Dans le présent chapitre, on présente une modélisation explicite des sous-systèmes composant le véhicule électrique, à citer : La source hybride, composée du générateur photovoltaïque et la pile à combustible (PEM), les convertisseurs statiques associés (DC/DC et DC/AC), le moteur de traction asynchrone, et enfin la dynamique du véhicule.

II.2 Modélisation de la source hybride

II.2.1 Modélisation du générateur Photovoltaïque

Pour la modélisation du générateur photovoltaïque, plusieurs modèles analytiques sont cités, parmi eux, on a choisi le modèle à quatre paramètres.

Ce modèle est largement utilisé [34-35]. Il traite la cellule photovoltaïque comme une source de courant, dépendante de l'éclairement, connectée en parallèle avec une diode et en série avec une résistance série R_s .

Les quatre paramètres apparaissant dans l'équation de la caractéristique $I(V)$ sont: le courants photonique I_L , la résistance série R_s , et deux caractéristiques de la diode I_0 et γ . Ces paramètres ne sont pas des quantités mesurables et ne sont pas généralement inclus dans les données des fabricants. Par conséquent, ils doivent être déterminés à partir des systèmes des équations $I(V)$ pour différents points de fonctionnement (donnés par les fabricants).

D'après la figure (II-1), illustrant le schéma équivalent d'une cellule cristalline, le courant de sortie est déterminé comme :

$$I = I_L - I_D \quad (\text{II-1})$$

Le courant photonique est lié à l'éclairement, à la température et au courant photonique mesuré aux conditions de référence par :

$$I_L = \left(\frac{G}{G_{REF}} \right) \left(I_{L,REF} + \mu_{ISC} (T_C - T_{C,REF}) \right) \quad (\text{II-2})$$

Le courant de la diode est donné par l'équation :

$$I_D = I_0 \left[\exp\left(\frac{q(V + IR_s)}{\gamma k T_c}\right) - 1 \right] \quad (\text{II-3})$$

Le courant I_0 est déterminé par l'expression suivante:

$$I_0 = I_{0,REF} \left(\frac{T_c}{T_{c,REF}}\right)^3 \exp\left[\left(\frac{q\mathcal{E}_G}{kA}\right)\left(\frac{1}{T_{c,REF}} - \frac{1}{T_c}\right)\right] \quad (\text{II-4})$$

La caractéristique $I(V)$ est décrite par une équation non linéaire explicite :

$$I = I_L - I_0 \left[\exp\left(\frac{q(V + IR_s)}{\gamma k T_c}\right) - 1 \right] \quad (\text{II-5})$$

Le facteur de qualité γ mesure l'imperfection de la cellule, il est généralement compris entre 1 et 2.

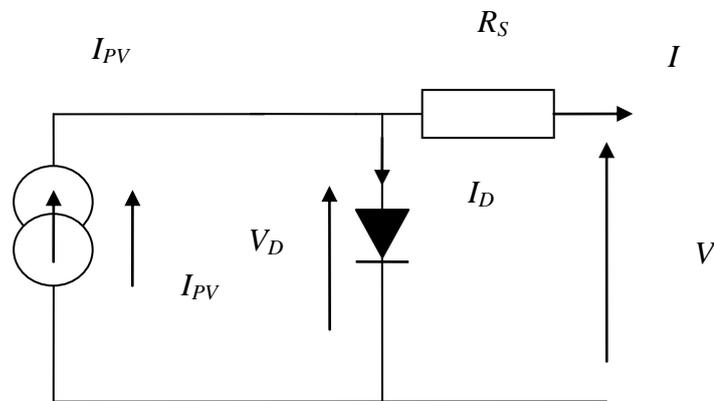


Figure II.1: Description d'une photopile ou cellule photovoltaïque

➤ Module photovoltaïque

Afin d'augmenter la tension d'utilisation, les cellules PV sont connectées en série. La tension nominale du module est habituellement adaptée à la charge. De plus, la fragilité des cellules au bris et à la corrosion exige une protection envers leur environnement et celles-ci sont généralement encapsulées sous verre ou sous composé plastique. Le tout est appelé un module photovoltaïque. Les modules peuvent également être connectés en série et en parallèle afin d'augmenter la tension et l'intensité d'utilisation.

De manière analogue, le générateur photovoltaïque est une matrice, composée de N_s modules en série et N_p branches en parallèle.

➤ Caractéristique courant-tension ($I-V$)

C'est une caractéristique fondamentale du module solaire. Elle est identique à celle d'une jonction P-N avec un sens bloqué, mais décale le long de l'axe du courant d'une quantité directement proportionnelle à l'éclairement. Elle se trace sous un éclairement fixe et une température constante (figure II-2).

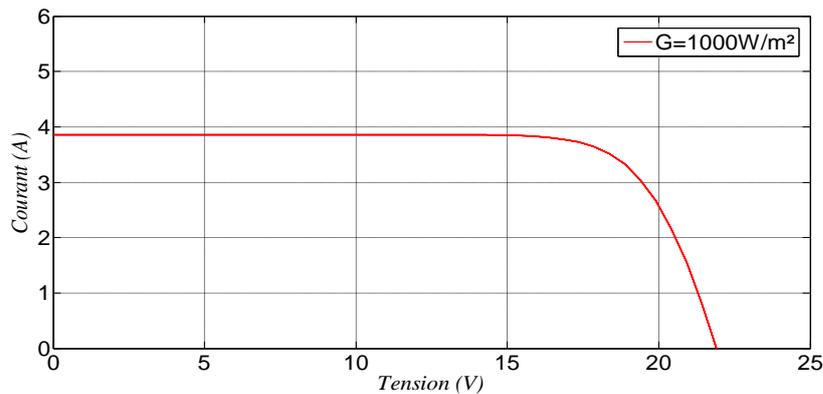


Figure II.2: Caractéristiques $I(V)$ d'un module solaire, ($T=25^{\circ}\text{C}$)

➤ Caractéristique puissance-tension ($P-V$)

La puissance débitée par le module photovoltaïque dépend du point de fonctionnement de cette dernière, C'est le produit de l'intensité de courant et la tension en ses bornes, voir figure (II-3). Le point « M » représente la puissance maximale débitée par le module.

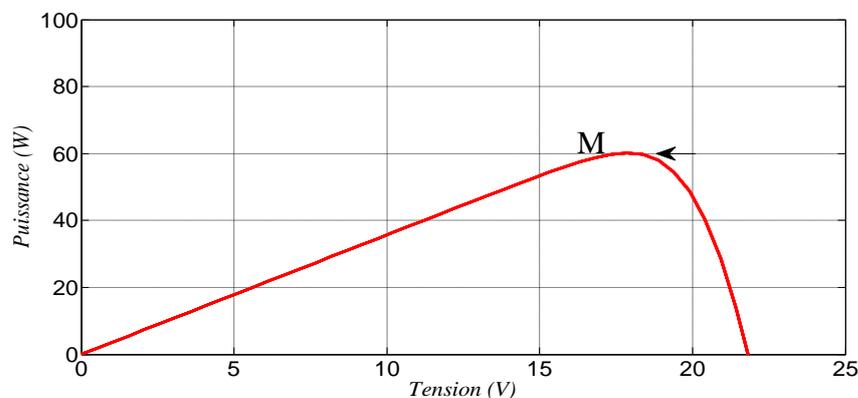


Figure II.3: Caractéristiques $P(V)$ d'un panneau solaire.

➤ Le rendement

Ce facteur définit le taux de conversion de l'énergie lumineuse en énergie électrique, il représente le rapport de la puissance fournie rapportée à celle du rayonnement incident :

$$\eta = \frac{I \cdot V}{G \cdot A_1} \quad (\text{II-6})$$

➤ Zone de fonctionnement du module solaire

En déplaçant le point de fonctionnement sur la caractéristique (I - V), trois zones peuvent être distinguées. La figure (II-4) représente les trois zones essentielles:

- ✓ La zone (I): Le courant reste constant quelle que soit la tension. Le générateur photovoltaïque fonctionne alors, comme un générateur de courant.
- ✓ La zone (II): Elle correspondant au coude de la caractéristique, la région intermédiaire entre les deux zones précédentes, représente la région préférée pour le fonctionnement du générateur, où le point optimal (caractérisé par une puissance maximale) peut être déterminé.
- ✓ La zone (III): Elle se distingue par une variation de courant correspondant à une tension presque constante, dans ce cas le générateur est assimilable à un générateur de tension.

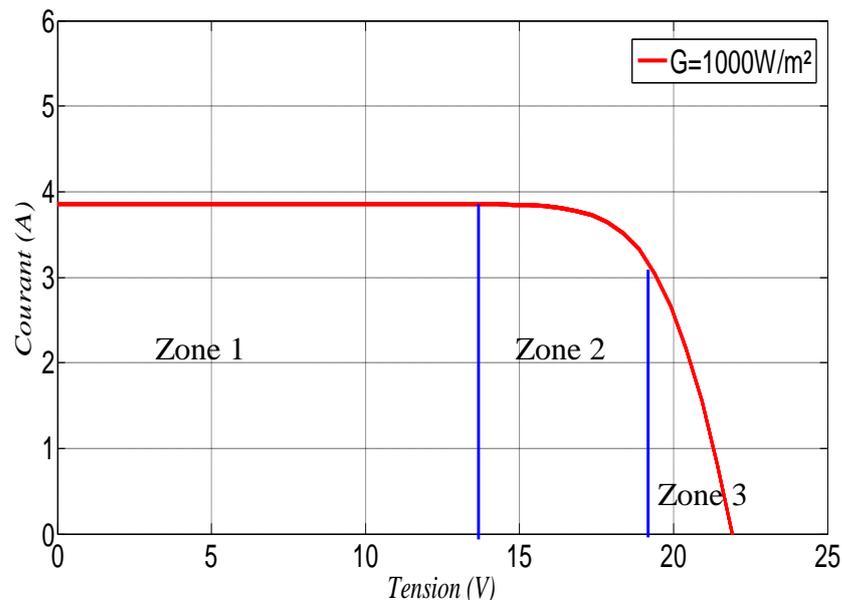


Figure II.4: Les différentes zones de la caractéristique $I(V)$, $T=25^{\circ}\text{C}$

➤ Effet de l'éclairement

Sur les figures (II-5) et (II-6) est illustré l'effet de la variation de l'éclairement incident sur les caractéristiques de la tension et de la puissance extraite respectivement :

L'augmentation de l'éclairement provoque un accroissement presque linéaire du courant de court-circuit, alors que la tension du circuit ouvert diminue légèrement. Par voie de conséquence, la puissance extraite se trouve augmentée.

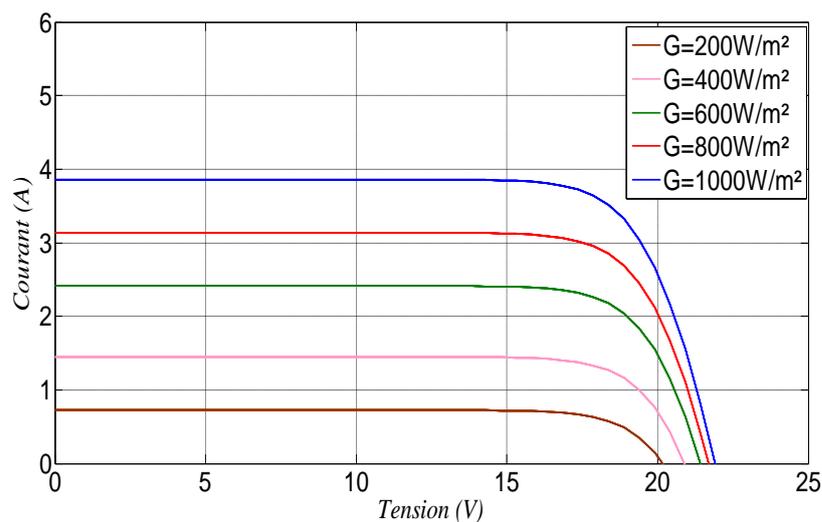


Figure II.5: Caractéristiques $I(V)$ d'un panneau solaire

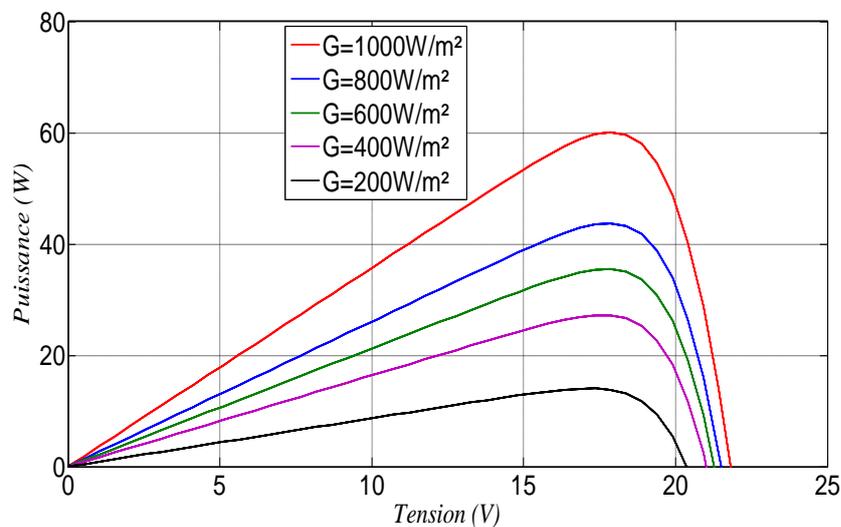


Figure II.6: Caractéristiques $P(V)$ d'un panneau solaire pour différents éclairements.

➤ Influence de la température

La température est un paramètre important dans le comportement des cellules. La figure (II-7) montre que l'augmentation de la température entraîne une diminution nette de la tension de circuit ouvert et une légère augmentation du courant de court-circuit, ainsi qu'une diminution de la puissance maximale extraite.

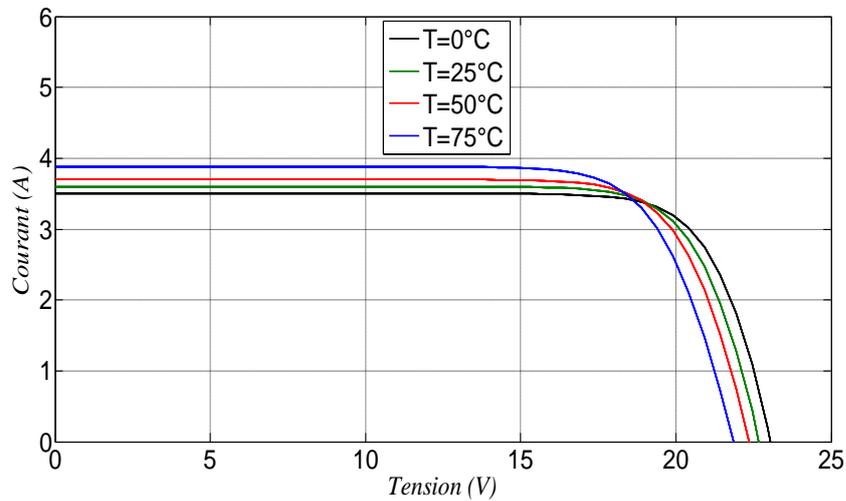


Figure II.7: Influence de la température sur la caractéristique $I(V)$.

➤ Générateur photovoltaïque [36,37]

Le générateur photovoltaïque est formée d'une matrice de N_s modules en série et de N_p rangés en parallèles. La caractéristique (courant –tension) est donnée par l'équation implicite suivante:

$$I_g = I_{scg} - I_{0g} \left[\exp \left(\frac{V + R_{sg} \cdot I}{\gamma} \right) - 1 \right] \quad (\text{II-7})$$

Avec

$$I_{scg} = N_p \cdot I_{sc} (\text{module}) \quad (\text{II-8})$$

$$I_{0g} = N_p \cdot I_0 (\text{module}) \quad (\text{II-9})$$

$$\gamma = N_s \cdot \gamma_c \quad (\text{II-10})$$

$$R_{sg} = \frac{N_s}{N_p} \cdot R_s \quad (\text{II-11})$$

La tension thermique γ et le courant I_0 sont respectivement identifiés par:

$$\gamma = \frac{V_{0p} + R_s \cdot I_{0p} - V_{0c}}{\log \left(1 - \frac{I_{0p}}{I_{sc}} \right)} \quad (\text{II-12})$$

$$I_0 = \left(I_{sc} - I_{0p} \right) \exp \left(- \frac{V_{0p} + R_s \cdot I_{0p}}{\gamma} \right) \quad (\text{II-13})$$

II.2.2 Modèle de la pile à combustible PEM

Une pile à combustible produit de l'énergie électrique provenant de la formation de l'eau par recombinaison d'hydrogène et d'oxygène. Elle est généralement utilisée comme source d'appoint dans les systèmes hybrides [38].

➤ Caractéristiques électriques

La caractéristique électrique d'une pile à combustible est déterminée par le nombre de cellules en série, définissant la tension totale et par la taille de la surface active, déterminant le courant délivré. Dans ce qui suit, on s'intéressera au modèle de la pile basse température (PEM), qui compose en fait l'une des sources du véhicule.

Plusieurs modèles semi-empiriques ont été élaborés pour modéliser le comportement électrique d'une pile PEM, et où la pression du gaz et la température sont prises comme paramètres ; parmi, on cite :

✓ Modèle de Kim

Le modèle de Kim [39] est actuellement un modèle de référence pour la modélisation des piles à combustible. Ce modèle est semi-empirique, c'est-à-dire basé sur des équations théoriques mais utilisant des paramètres pour ajuster le modèle aux données expérimentales.

$$V_{cell}(J) = E_0 - b \cdot \ln(J) - R \cdot J - m \cdot \exp(n \cdot J) \quad (\text{II-14})$$

Les paramètres de l'équation (II-14) dépendent de la température, de la pression et de la pression partielle en oxygène. Ce modèle permet de représenter toutes les parties d'une courbe de polarisation d'une pile, jusqu'à la zone de diffusion.

✓ **Modèle interne (N. Albrieux)**

Le modèle électrique développé par N. Albrieux est empirique. Ce dernier permet une cohérence mathématique de l'équation utilisée par rapport à la forme de la courbe caractéristique expérimentale (tension, courant), [40].

L'équation initiale est la suivante:

$$V_{cell}(J) = E + \frac{b}{\ln(d * J)} - c * J \quad (\text{II-15})$$

Les hypothèses du modèle électrique sont résumées dans la Figure (II-8).

Cette fonction est prolongeable par continuité en 0.

- ✓ La tension en 0 est la tension de circuit ouvert ($V(0) = E_{oc}$).
- ✓ La tangente de la courbe en 0 est verticale ($V'_{cell}(0) = -\infty$).
- ✓ La courbe possède un point d'inflexion en J_d ($V''_{cell}(J_d) = 0$).
- ✓ La pente de la tangente en ce point d'inflexion est $-\Delta$ (Δ est en fait la résistance ohmique de la pile).

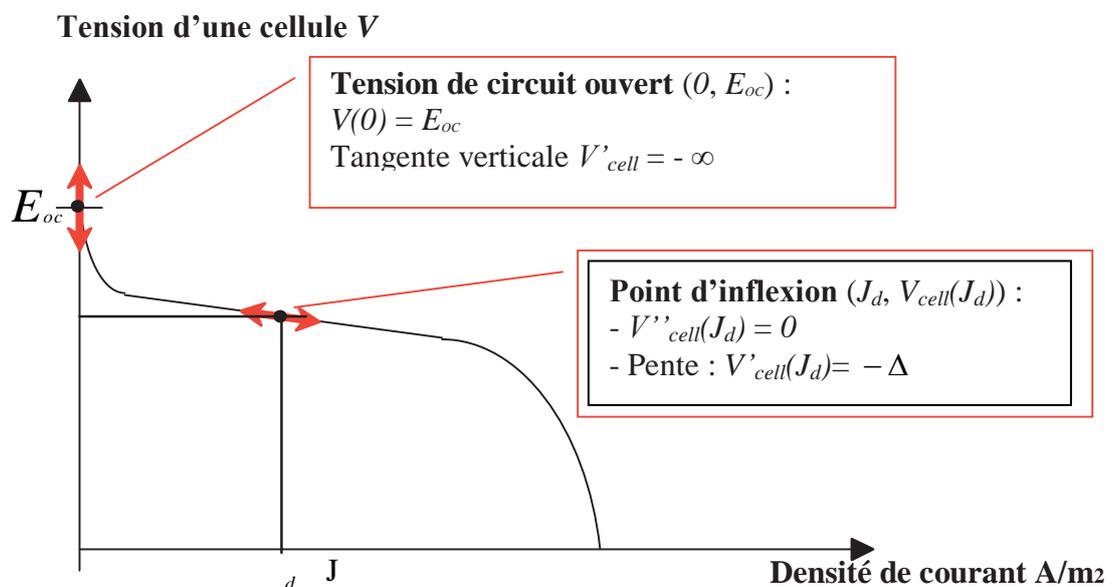


Figure II.8: Hypothèses du modèle électrique des composants électrochimiques.

L'équation obtenue est alors:

$$V_{cell}(J) = E + \frac{b}{\ln\left(\frac{J}{J_d}\right) - 2} + \left(\frac{b}{4 * J_d} - \Delta\right) * J \quad (\text{II-16})$$

Cette équation prend en compte une partie des problèmes de diffusion qui existent pour de fortes densités de courant. Mais la zone où les problèmes de diffusion sont prépondérants, n'est pas modélisée par ce modèle.

Les 4 constantes E_{oc} , b , J_d et Δ dépendent de la température T et de la pression partielle en oxygène P_{O_2} . Chaque paramètre est dissocié en trois composantes (Équation II-17). Ce choix permet de se rapprocher des équations théoriques du type Nernst et Butler Volmer.

$$\begin{bmatrix} E \\ J_d \\ b \\ \Delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_1 & E_2 & E_3 \\ J_{d1} & J_{d2} & J_{d3} \\ b_1 & b_1 & b_1 \\ \Delta_1 & \Delta_2 & \Delta_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ T \\ T * \ln(P_{O_2}) \end{bmatrix} \quad (\text{II-17})$$

Douze constantes doivent être déterminées. Cela nécessite un minimum de 4 couples (J - V_{cell}) pour 4 paires $\{T, P_{O_2}\}$.

Les 12 constantes du modèle sont obtenues par un programme Matlab, utilisant la fonction d'ajustement des moindres carrés pour les problèmes non linéaires. Elles sont décrites au Tableau (II-1).

Tableau II.1: Constantes des modèles électriques de la pile à combustible.

Pile à combustible			
Jd	- 0,868	- 1,762e-3	4,9e-4
E	0,796	4,661e-3	- 3,22e-4
b	- 1,926	2,616e-2	- 1,489e-3
Δ	3,892	- 7,447e-3	- 2,696e-4

J_d en $A.m^{-2}$, E en V , b en V , Δ en $\Omega.m^2$.

➤ Caractéristiques thermiques

La réaction thermique au niveau de la pile consiste à déterminer l'équation du flux d'énergie échangée entre la pile, le système de régulation thermique, ainsi que le milieu extérieur. Cette réaction est modélisée via l'équation (II-18).

$$C_p \left(\frac{d\theta}{dt} \right) = P_{th} - \varphi_{ext} - \varphi_{ech} - \varphi_{gaz} \quad (\text{II-18})$$

Où:

$$\theta = T_{pile} - T_{ambiante} \quad (\text{II-19})$$

L'évolution de la température dépend de la capacité thermique du composant C_p , de la puissance Thermique produite par la réaction électrochimique P_{th} et des pertes liées au contact avec L'extérieur et au passage dans un échangeur.

La Puissance thermique dégagée par la réaction est donnée par:

$$P_{th} = n_s \cdot (U_{th} - U) \cdot I \quad (\text{II-20})$$

De même, l'équation suivante permet de calculer dans le cas général, le flux de chaleur échangé avec l'extérieur.

$$\varphi_{ext} = h_{ext} \cdot \theta \quad (\text{II-21})$$

Pour $T_{pile} \leq 323^\circ K$

$$h_{ext} = h_{ext1} \quad (\text{II-22})$$

Pour $T_{pile} > 323^\circ K$

$$h_{ext} = khT_{pile} - h_0 \quad (\text{II-23})$$

Les paramètres h_{ext1} , h_0 , kh et C_p seront définis dans le tableau (II-2) :

Tableau II.2: valeur des coefficients du modèle thermique pour la pile à combustible PEM utilisée.

C_p	5700 J.K⁻¹
h_{ext1}	52.98W. K ⁻¹
h_0	212W. K ⁻¹
kh	0.82W. K ⁻¹

Le Flux évacué par les gaz est donné par:

$$\varphi_{gaz} = -(C_{p(H_2)} \cdot F_{(H_2)} + C_{p(O_2)} \cdot F_{(O_2)})\theta \quad (\text{II-24})$$

Et:

$$C_{p(H_2)} = 30 \text{ J} \cdot \text{mol}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$$

$$C_{p(O_2)} = 14,69 \text{ J} \cdot \text{mol}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$$

➤ **Influence de la température et de la pression d'O₂**

Sur les figures (II-9) et (II-10) sont illustrées respectivement les tracés des influences de la température et de la pression d'O₂ sur la caractéristique électrique de la pile. Pour différentes température, on remarque que l'augmentation de la température améliore les performances de la pile à combustible. D'autre part, nous avons maintenu la température constante ($T=35^\circ\text{C}$) à différentes pressions. L'augmentation de la pression partielle en oxygène augmente la tension de la cellule pour le cas de fortes densités.

L'influence de la température est comparable à celle la pression partielle en oxygène améliore les performances de la pile à combustible.

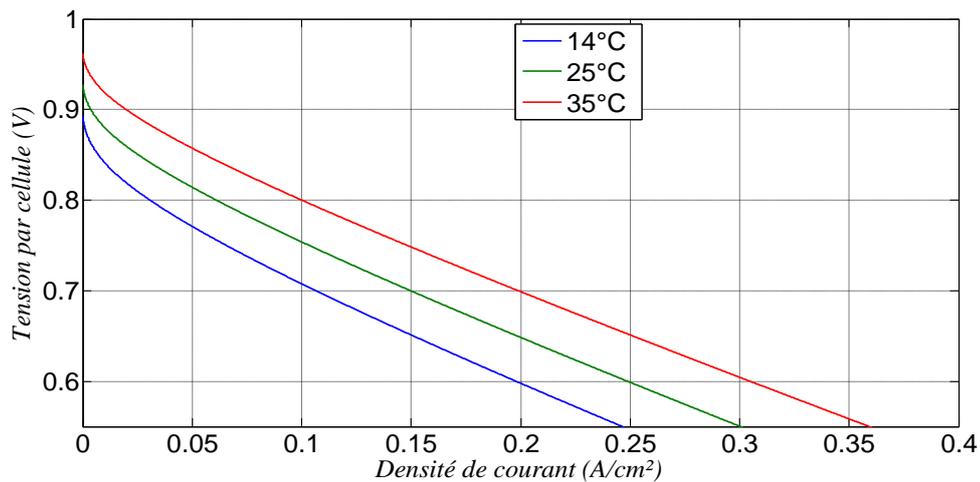
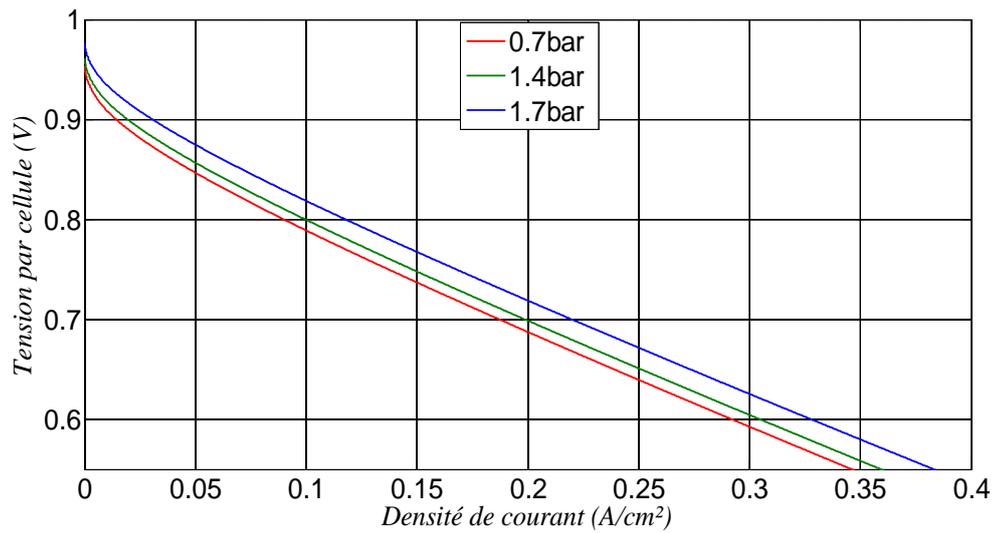


Figure II.9: Influence de la température de la pile à combustible ($P=1,4$ bar)

Figure II.10: Influence de la pression de la pile à combustible ($T=35^\circ$)

II.3 Modèle des convertisseurs statique

II.3.1 Modèle moyen de l'hacheur survolteur

Le modèle survolteur DC /DC est présenté dans la figure (II-11).

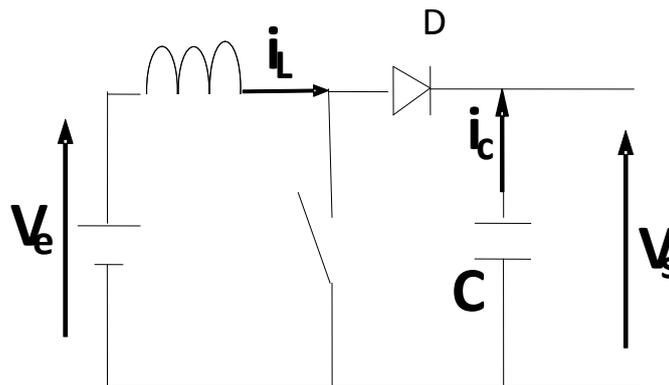


Figure II.11: Hacheur survolteur

Dans le cas où le système considéré est linéaire, la représentation d'état se met sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ Y = Cx \end{cases} \quad (\text{II-25})$$

Où:

x : vecteur d'état;

$$x = [x_1, x_2] = [i_L, v_c].$$

u : vecteur de commande, A : matrice d'état, B : matrice d'entrée et C : matrice de sortie.

➤ Séquences de fonctionnement et équations d'état

✓ Première séquence de conduction [0 à αT]

Le transistor Tr est en position «on» et la diode en position «off». Le comportement dynamique du circuit est donné par:

$$V_e = L \frac{di_L}{dt} \quad (\text{II-26})$$

$$\dot{x}_1 = \frac{V_e}{L} \quad (\text{II-27})$$

$$v_c = \frac{1}{c} \int i_c dt \quad (\text{II-28})$$

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{c} i_c \quad (\text{II-29})$$

$$i_c = \frac{v_c}{R} \quad (\text{II-30})$$

D'où :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{Rc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{II-31})$$

Qui peut être écrit sous la forme :

$$\dot{x} = A_1 x + B_1 V_e \quad (\text{II-32})$$

$$V_s = C_1 x \quad (\text{II-33})$$

Avec : $C_1 = [0 \ 1]$

✓ **Deuxième séquence de conduction [αT à T]**

Le transistor Tr est en position «off» et la diode en position «on».

$$L \frac{di_L}{dt} = V_e - V_c \quad (\text{II-34})$$

$$c \frac{dV_c}{dt} = i_L - \frac{V_c}{R} \quad (\text{II-35})$$

$$\dot{x}_1 = \frac{V_e}{L} - \frac{1}{L} x_2 \quad (\text{II-36})$$

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{c} x_1 - \frac{1}{Rc} x_2 \quad (\text{II-37})$$

D'où:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{c} & -\frac{1}{Rc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{II-38})$$

Qui peut être mit sous la forme:

$$\dot{x} = A_2 x + B_2 V_e \quad (\text{II-39})$$

$$V_s = C_1 x \quad (\text{II-40})$$

✓ **Modèle moyen :**

A partir des équations (II-31) et (II-38), on peut déduire la forme moyenne x et V_s pour toute la période :

$$\dot{x}_1 = (A_1 x + B_1 V_e) \alpha + (A_2 x + B_2 V_e) (1 - \alpha) \quad (\text{II-41})$$

$$V_s = (C_1 \alpha + C_1 (1 - \alpha)) x \quad (\text{II-42})$$

Avec :

$$A = A_1 \alpha + A_2 (1 - \alpha) \quad (\text{II-43})$$

$$B = B_1 \alpha + B_2 (1 - \alpha) \quad (\text{II-44})$$

Où :

A : matrice d'état; B : matrice de commande.

Le modèle moyen de l'hacheur survolteur est :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{1-\alpha}{L}x_2 + \frac{1}{L}u \\ \dot{x}_2 = \frac{1-\alpha}{c}x_1 - \frac{1}{Rc}x_2 \end{cases} \quad (\text{II-45})$$

II.3.2 Modèle de l'onduleur

L'onduleur de tension à MLI est un convertisseur statique DC-AC constitué des cellules de commutation généralement à transistors IGBT. Il permet, après redressement, d'imposer soit à la machine soit au réseau des ondes de tension à amplitudes et fréquences variables à partir d'une tension continue. Le schéma structurel d'un tel onduleur triphasé à deux niveaux et de sa charge est illustré sur la figure (II-12).

Pour chaque bras, il y'a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne:

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

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

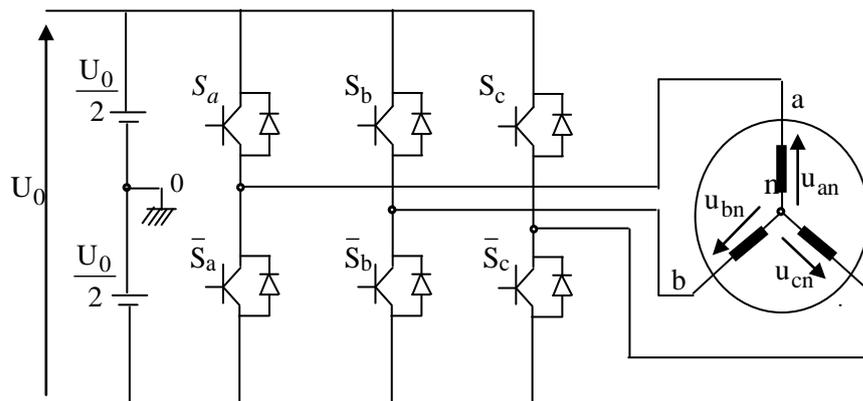


Figure II.12: Onduleur de tension triphasé à deux niveaux

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

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

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

$$\begin{cases} u_{ab} = u_{ao} - u_{bo} \\ u_{bc} = u_{bo} - u_{co} \\ u_{ca} = u_{co} - u_{ao} \end{cases} \quad (\text{II-46})$$

Tel que u_{ao}, u_{bo} et u_{co} sont les tensions d'entrée de l'onduleur.

Soit "n" l'indice du point neutre du côté alternatif.

On aura:

$$\begin{cases} u_{ao} = u_{an} + u_{no} \\ u_{bo} = u_{bn} + u_{no} \\ u_{co} = u_{cn} + u_{no} \end{cases} \quad (\text{II-47})$$

Sachant que, u_{an}, u_{bn} et u_{cn} sont les tensions simples de la machine et u_{no} est la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice "o".

La charge est équilibrée, donc:

$$u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0 \quad (\text{II-48})$$

La substitution de (II-47) dans (II-48) aboutit à:

$$u_{no} = \frac{1}{3} \cdot (u_{ao} + u_{bo} + u_{co}) \quad (\text{II-49})$$

En remplaçant (II-49) dans (II-47), on obtient:

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{bn} = -\frac{1}{3}u_{ao} + \frac{2}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{cn} = -\frac{1}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} + \frac{2}{3}u_{co} \end{cases} \quad (\text{II-50})$$

En utilisant les variables booléennes de l'état des interrupteurs, on aura:

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{U_o}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ u_{bn} = \frac{U_o}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ u_{cn} = \frac{U_o}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (\text{II-51})$$

II.4 Modélisation du bus continu

La figure (II-13) illustre le bus continu. Ce dernier est composé d'une capacité, qui a pour but le lissage de la tension.

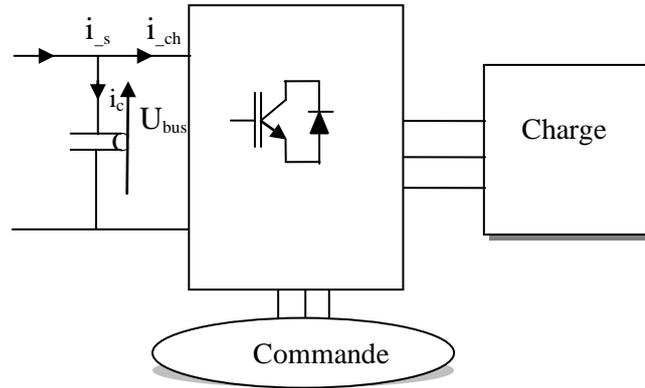


Figure II.13: Schéma simple du circuit du bus continu.

L'évolution temporelle de la tension du bus continu est obtenue à partir de l'intégration du courant capacitif i_c :

$$\frac{du_{bus}(t)}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_c(t) \quad (\text{II-52})$$

Le courant du condensateur est issu d'un nœud où circulent deux autres courants (courant de source et courant de charge):

$$i_c = i_s - i_{ch} \quad (\text{II-53})$$

On a également :

$$u_{bus} = \int \frac{du_{bus}}{dt} + u_{bus}(t_0) \quad (\text{II-54})$$

Où $u_{bus}(t_0)$ est la valeur de la tension à l'instant initial t_0 .

II.5 Modélisation du moteur asynchrone triphasé

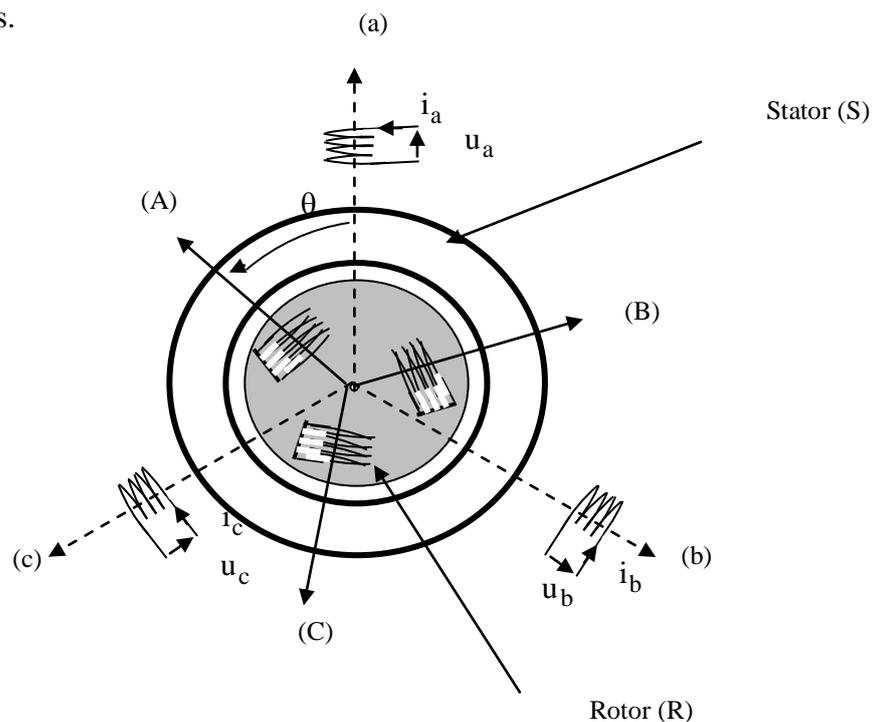
II.5.1 Description

La machine asynchrone (figure II-14) se compose d'un primaire (stator), portant un bobinage logé dans des encoches et relié à la source d'alimentation et d'un secondaire (rotors à cage).

Pour simuler et commander la machine, à partir des équations dynamiques, un ensemble d'hypothèses simplificatrices sont citées:

- On ne considère que le premier harmonique d'espace de la distribution de la force magnétomotrice;
- Résistance des enroulements invariables avec la température;
- Circuit magnétique supposé non saturer;
- Parfaite symétrie de construction;
- Effet de peau négligeable;
- Entrefer d'épaisseur uniforme, et effet d'encochage négligeable.

Ces hypothèses signifient que les comportements électrique et magnétique sont supposés linéaires.



.Figure II.14: Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

II.5.2 Equations de tension en grandeurs de phase

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représentée schématiquement sur la figure (II.18) et dont les phases statoriques et rotoriques sont repérées respectivement par a, b, c et A, B, C . Les phases rotoriques sont supposées court-circuitées. Le nombre de paires de pôles est égal à p et on note $\theta = \theta(t)$ l'angle mécanique, variable en fonction du temps. L'angle $P\theta$ définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases a et A choisis comme axes de référence.

Les expressions générales des tensions du moteur asynchrone s'obtiennent en écrivant que la tension appliquée à chacun des enroulements est la somme de la chute de tension ohmique et de la chute de tension inductive due au flux total qui le traverse.

Les expressions des tensions des trois phases statoriques (a, b, c) et rotoriques (A, B, C) s'écrivent sous la forme matricielle suivante:

$$\begin{cases} [u_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\psi_s] \\ [u_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\psi_r] \end{cases} \quad (\text{II-55})$$

Avec:

$$[u_s] = [u_a \quad u_b \quad u_c]^t, [i_s] = [i_a \quad i_b \quad i_c]^t, [\psi_s] = [\psi_a \quad \psi_b \quad \psi_c]^t$$

$$[u_r] = [u_A \quad u_B \quad u_C]^t, [i_r] = [i_A \quad i_B \quad i_C]^t, [\psi_r] = [\psi_A \quad \psi_B \quad \psi_C]^t$$

Et:

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

Les flux totalisés ψ_s et ψ_r des phases statoriques et rotoriques s'expriment sous la forme:

$$\begin{cases} [\psi_s] = [L_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \\ [\psi_r] = [L_r][i_r] + [M_{rs}][i_s] \end{cases} \quad (\text{II-56})$$

L'isotropie et la symétrie de la machine font que les inductances propres des phases statoriques sont égales. Il en est de celles du rotor.

Les matrices $[L_s]$ et $[L_r]$ s'écrivent alors:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ab} \\ M_{ab} & L_{aa} & M_{ab} \\ M_{ab} & M_{ab} & L_{aa} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_{AA} & M_{AB} & M_{AB} \\ M_{AB} & L_{AA} & M_{AB} \\ M_{AB} & M_{AB} & L_{AA} \end{bmatrix}$$

La matrice des inductances mutuelles entre phases du stator et du rotor $[M_{sr}]$ (telle que $[M_{sr}] = [M_{rs}]$) dépend de la position angulaire θ entre l'axe du stator et celui du rotor. Elle s'écrit :

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

M_0 étant le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor (leurs axes magnétiques sont alors alignés).

En introduisant les expressions (II-55) dans (II-56), nous obtenons le système d'équations électriques nécessaire à l'étude du fonctionnement de la machine à tous les régimes:

$$\begin{cases} [u_s] = [R_s] \cdot [i_s] + [L_s] \cdot \frac{d}{dt} [i_s] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [i_r]) \\ [u_r] = [R_r] \cdot [i_r] + [L_r] \cdot \frac{d}{dt} [i_r] + \frac{d}{dt} ([M_{rs}] \cdot [i_s]) \end{cases} \quad (\text{II-57})$$

Les expressions aux tensions obtenues ci-dessus sont d'ordre élevé (6ème ordre). Ainsi, la matrice $[M_{sr}]$ des inductances mutuelles étant à éléments non constants (les coefficients dans les expressions (II-57) sont variables), la résolution de ce système d'équations se heurte à des difficultés insurmontables, particulièrement lors de l'étude des phénomènes transitoires.

L'utilisation de la transformation de *Park* permet de contourner ce problème et d'obtenir un système d'équations à coefficients constants; ce qui facilite sa résolution.

II.5.3 Modèle de la machine asynchrone triphasée dans le repère de Park généralisé

Dans le cas où le neutre de la machine n'est pas relié, les composantes homopolaires sont nulles, le modèle de la machine asynchrone triphasée dans le référentiel de Park généralisé sera donné par les expressions suivantes.

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_a \psi_{sq} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_a \psi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (\omega_a - \omega) \psi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + (\omega_a - \omega) \psi_{rd} \end{array} \right. \quad (\text{II-58})$$

De plus les composantes des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par les expressions suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \\ \psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{array} \right. \quad (\text{II-59})$$

Le couple électromagnétique développé par le champ tournant est exprimé par la relation :

$$C_e = \frac{3pL_m}{2L_r} (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{II-60})$$

Afin de concevoir le modèle complet, on ajoute aux expressions électriques, l'équation mécanique suivante :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \quad (\text{II-61})$$

II.6 Modélisation du Véhicule

II.6.1 Introduction

Le problème abordé dans ce chapitre concerne la modélisation dynamique et cinématique du véhicule électrique. Nous cherchons à effectuer la caractérisation de celui-ci afin d'étudier le comportement du véhicule dans différents modes de conduite et d'évaluer les efforts de traction nécessaires pour un mouvement stable.

II.6.2 Dynamique du 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 arrière, ces deux roues de traction est entraînée simultanément par un actionneur asynchrone [41-42-43]. La figure (II-15) illustre les différentes forces qui agissent sur le véhicule.

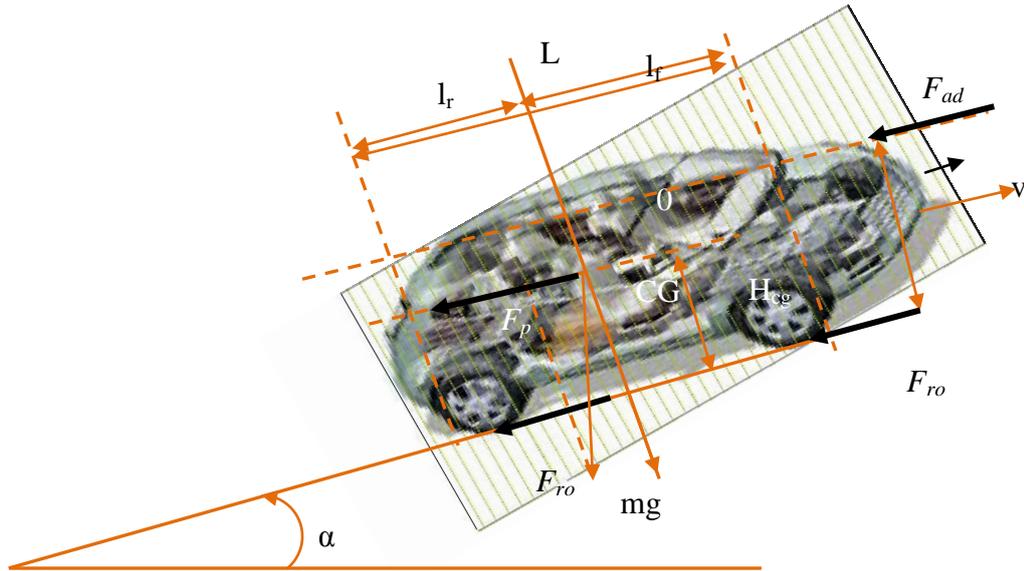


Figure II.15 : Force agissant sur un véhicule dans un cas général de mouvement.

➤ Force de résistance au roulement

On peut freiner le déplacement du véhicule par la force de résistance au roulement qui est due principalement à la friction des pneus du véhicule sur la route.

Cette force agit dans le sens opposé au déplacement.

Le coefficient μ qui est non linéaire, dépend de la vitesse du véhicule et de la pression du pneu.

L'expression de cette force est donnée par :

$$F_{ro} = \mu_{ro} \cdot m \cdot g \cdot \cos(\alpha) \quad (\text{II-62})$$

μ_{ro} est le coefficient de résistance au roulement, il réunit toutes les propriétés et les phénomènes physiques qui existent entre le pneu et le sol.

➤ Force résistante due à la pénétration dans l'air

Lorsque le véhicule se déplace dans l'air, il aura comme conséquence une force aérodynamique contraire au sens de déplacement relatif de l'automobile et de l'air. Cette force est la somme de plusieurs forces et moments résistants qui agissent sur et autour de l'automobile.

L'expression de cette force est la suivante :

$$F_{ad} = \frac{1}{2} \rho \cdot C_w \cdot A_f (v + v_o)^2 \quad (\text{II-63})$$

➤ Force résistante due à la pente à gravir

Pour que le véhicule puisse gravir une pente d'angle α , il lui faut une force F_p qui est proportionnelle à la masse « m » du véhicule et qui s'oppose à son avancement. Cette force est donnée par:

$$F_p = \pm m \cdot g \cdot \sin(\alpha) \quad (\text{II-64})$$

➤ **Force de traction totale**

La somme des forces du système en mouvement est donnée par l'expression suivante :

$$F_T = F_{ro} + F_{ad} + F_p \quad (\text{II-65})$$

Le moteur électrique assure la force de traction d'un véhicule électrique qui doit surmonter la charge de la route. L'équation du mouvement est alors donnée par :

$$m \frac{dv}{dt} = F - F_T \quad (\text{II-66})$$

La force $(F - F_T)$ accélère le véhicule, ou le décélère.

Si la force F_p , est négative, le véhicule descend une pente.

Le travail est défini par l'expression suivante :

$$\vec{W} = \sum_{i=1}^3 \vec{F}_i \cdot d\vec{x} \quad (\text{II-67})$$

Lorsqu'on dérive le travail par rapport au temps, on aura l'expression suivante :

$$P = \frac{d\vec{w}}{dt} = \vec{F} \left(\frac{d\vec{x}}{dt} \right) \Leftrightarrow P = \vec{F} \cdot v \quad (\text{II-68})$$

Ou

P : représente la puissance mécanique.

Le couple du moteur est donné par l'expression suivante :

$$T_m = F_w \cdot \frac{r}{G} \quad (\text{II-69})$$

G : représente le rapport de vitesse du système qui relie le moteur à l'axe.

Suivant les équations aérodynamiques du véhicule illustré au paragraphe, nous pouvons donner une représentation globale du modèle du véhicule électrique (figure (II-16)).

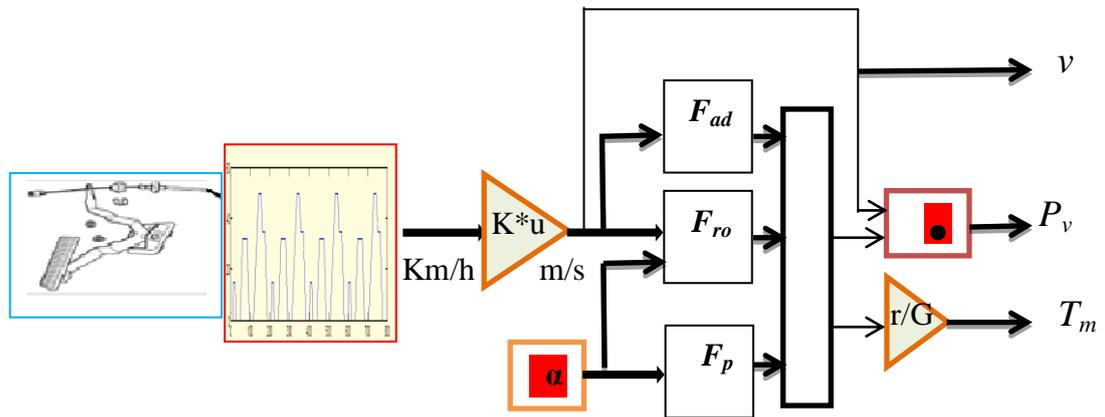


Figure II.16 : schéma de la dynamique du véhicule électrique

Ce modèle représente l'aérodynamique du véhicule. Il illustre les principales forces dynamiques exercés sur le véhicule, qui sont l'image des paramètres de références (la vitesse de rotation, le couple mécanique et la puissance mécanique) nécessaire pour la commande du système groupe motopropulseur.

II.7 Conclusion

Ce chapitre décrit le fonctionnement et la modélisation du véhicule électrique qui est alimenté par deux sources (PV-FC). Il rassemble les informations nécessaires à la sélection d'une installation couplant un champ photovoltaïque et une pile à combustible (PEM). L'outil de modélisation développé est un outil performant, permettant de simuler le comportement des systèmes PV-FC. L'architecture modulaire du modèle complet et de ses composants permet une détermination simple des paramètres d'ajustement et une utilisation de chaque modèle dans d'autres applications. Les simulations réalisées permettent une première analyse du fonctionnement du système et de l'influence de ses paramètres.

CHAPITRE III

Description des Approches de Commande

III.1 Introduction

Il existe de nombreux véhicules alimentés par des systèmes de génération d'électricité. Ces générateurs utilisent divers sources, tel que les piles à combustible, les super-capacités, les batteries et les panneaux photovoltaïques. Dans notre cas, On y trouve des panneaux photovoltaïques et les piles à combustibles. L'électricité provenant des sources assurent une disponibilité continue d'énergie. La structure du véhicule sur laquelle sera implémentée notre architecture de contrôle est un véhicule routier classique à quatre roues, alimentée par une source hybride constitué d'un générateur photovoltaïque et d'une pile à combustible.

La figure (III-1) montre la structure PV-FC proposé dans ce travail. Cette dernière est composée:

- ✓ d'un générateur photovoltaïque comme source principale d'énergie;
- ✓ d'une pile à combustible à PEM, comme source d'appoint;
- ✓ d'un véhicule électrique connecté au bus continu à travers le convertisseur DC/AC (onduleur);
- ✓ des convertisseurs DC/DC permettant le contrôle de l'écoulement de puissance via l'ajustement de la tension du bus continu;
- ✓ d'un superviseur intelligent où gestionnaire d'énergie qui contient l'algorithme de gestion d'énergie du système hybride. Il détermine la puissance de réglage fournie par le sous-système à hydrogène (pile à combustible) à partir de la puissance demandée par la charge et de la puissance disponible fournie par le générateur photovoltaïque, suivant le mode de fonctionnement approprié.

Cette surveillance adéquate du bon fonctionnement des sous – systèmes de production d'énergie renouvelables s'effectue selon trois modes de fonctionnement.

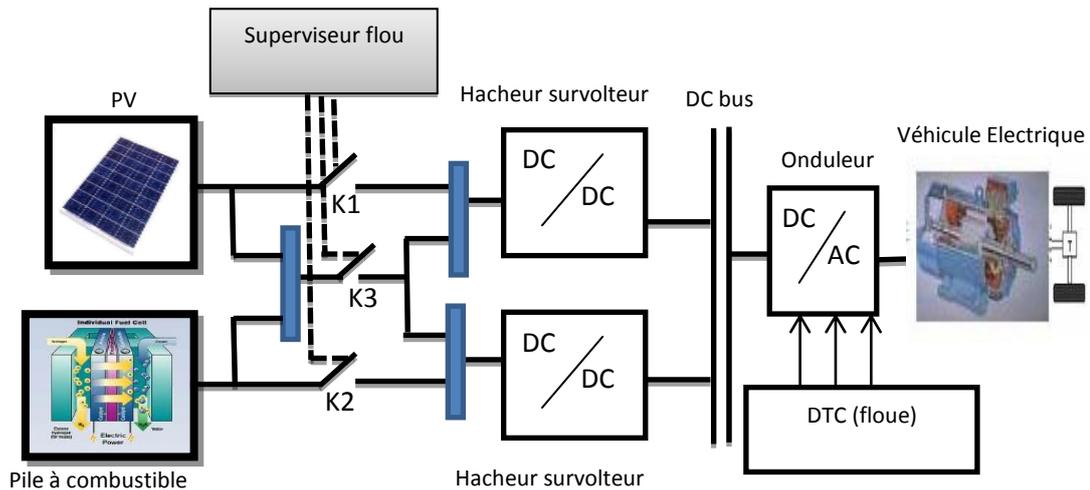


Figure III.1: synoptique du système de génération photovoltaïque hybride proposé

III.2 Description des modes de fonctionnement

La gestion d'énergie des différentes sources est assurée par un superviseur intelligent. Ce dernier détermine le mode de fonctionnement suivant trois cas proposés. Ces modes de fonctionnement sont possibles pour déterminer la capacité du système pour satisfaire la puissance totale demandée (la puissance de charge). Sur La figure (III-2) est illustrée la description des modes de fonctionnement proposés.

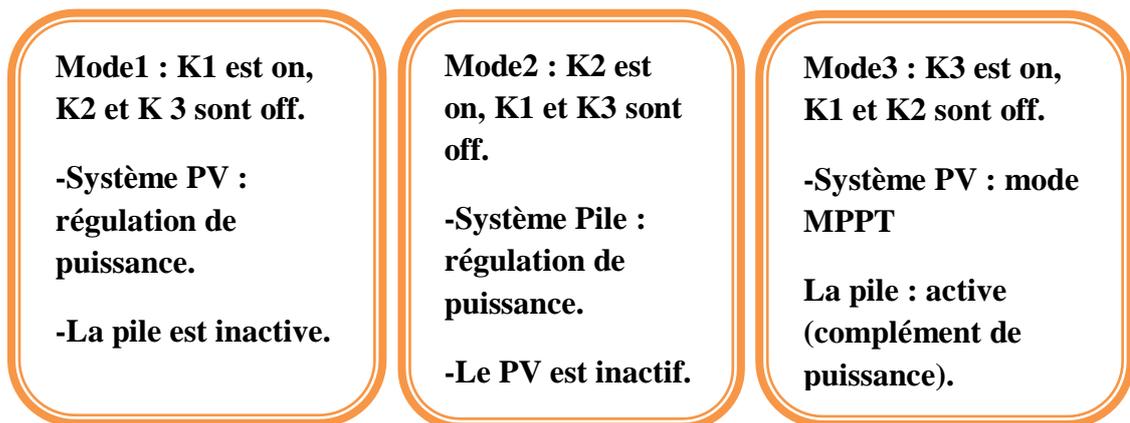


Figure III.2: Description des modes de fonctionnement du système.

III.2.1 mode 1 (régulation de puissance)

Dans ce mode de fonctionnement, la puissance demandée par la charge est faible, comparée à celle extraite du soleil. Le générateur photovoltaïque fournit la puissance nécessaire (la puissance de régulation) pour satisfaire la demande de la charge, par contre la pile à combustible est inactive.

Une fois la puissance maximale du générateur photovoltaïque ne satisfait pas cette requête, le superviseur entre le système en mode 2 ou 3. La Configuration du système correspondant en mode 1 est illustrée sur la figure (III-3).

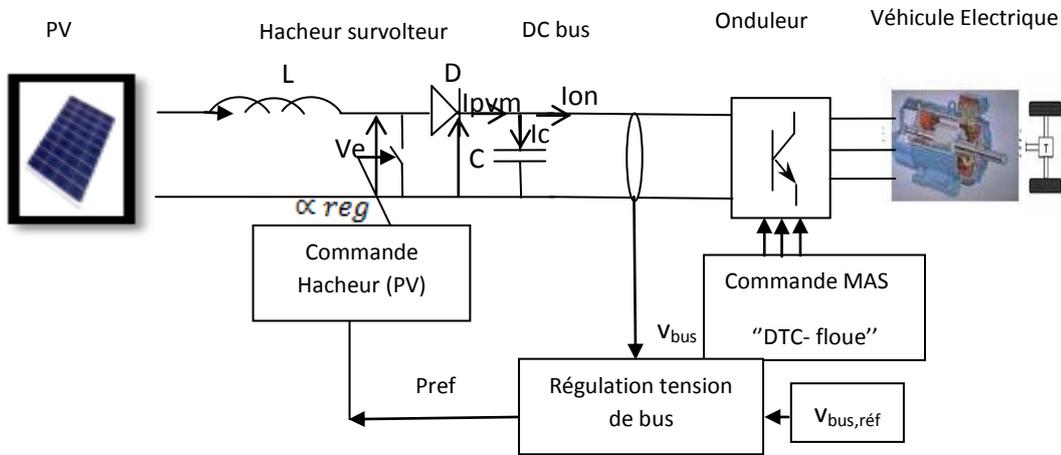


Figure III.3: configuration du système en mode 1

✓ **Remarque**

Il est à noter que pour assurer la stabilité du système, le point de fonctionnement doit se situer à droite du point MPP (point B) et non pas à gauche (point A) de la caractéristique I-V du GPV (voir figure (III-4)). Cette conclusion est déduite lors de l'utilisation d'un hacheur survolteur [44].

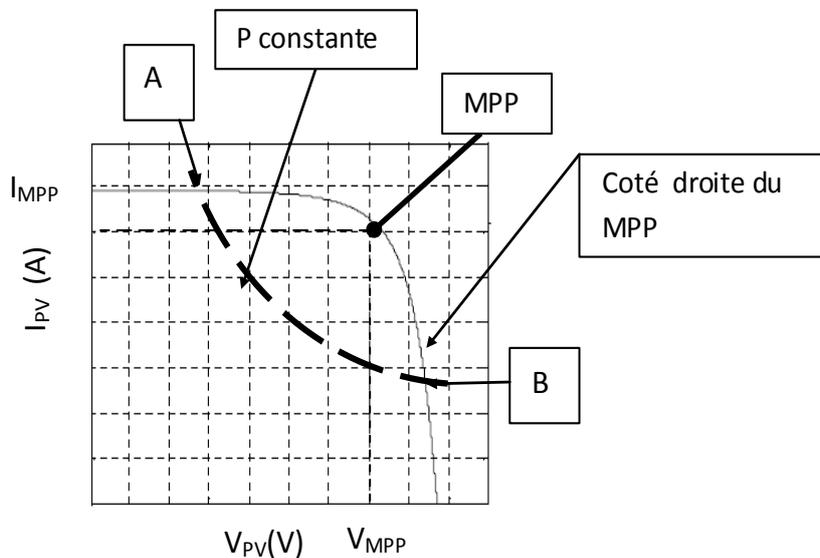


Figure III.4: caractéristique (I-V) du générateur photovoltaïque

✓ **Commande de l'hacheur survolteur lié au générateur photovoltaïque (fonctionnement en régulation puissance)**

Le régulateur de la tension du bus permet de déterminer la puissance de régulation $P_{pv,ref}$ satisfaisant la charge. Ce mode de fonctionnement fait apparition, dans le cas des routes plates et avec une charge faible.

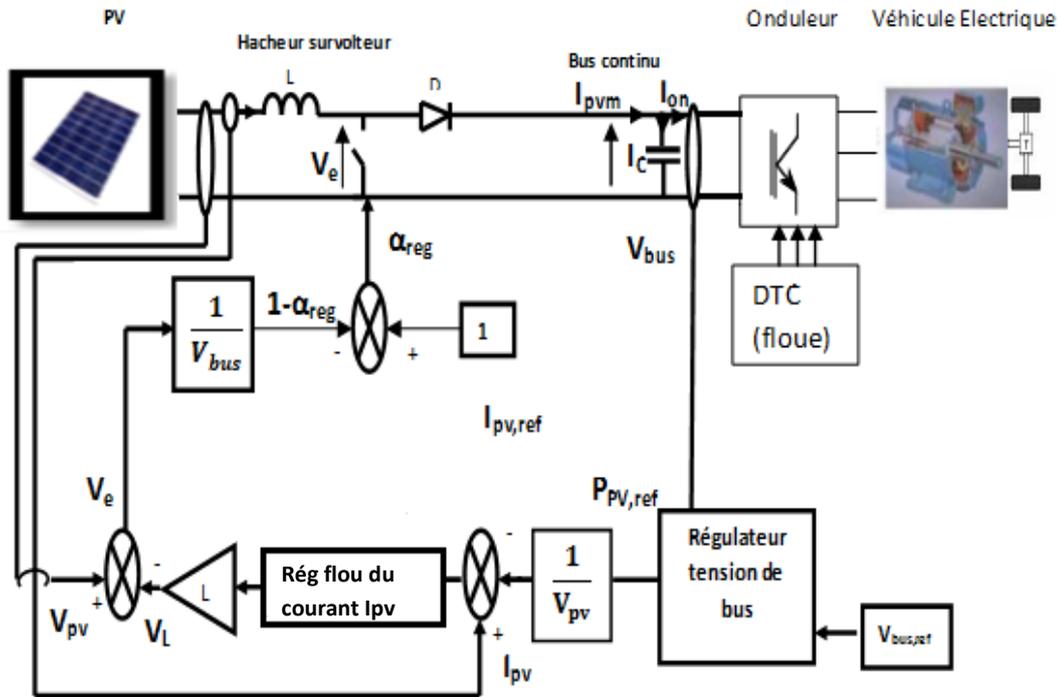


Figure III.5: commande de générateur photovoltaïque en mode régulation de puissance

✓ **Contrôle de la tension de bus**

Cette stratégie de commande est basée sur la théorie directe de Lyapunov [45-46].

L'erreur de tension du bus est comme suit :

$$e = V_{bus} - V_{bus,ref} \tag{III-1}$$

La dérivée de l'erreur est :

$$\dot{e} = \dot{V}_{bus} - \dot{V}_{bus,ref} \tag{III-2}$$

On a utilisé une fonction de Lyapunov quadratique :

$$V = \frac{1}{2} e^2 \tag{III-3}$$

Une condition suffisante de stabilité est d'assurer la dérivée de V définie négative :

$$\dot{V} = \dot{e}e \tag{III-4}$$

On choisit une dérivée de V de forme exponentielle :

$$\dot{V} = -Ke^2 \tag{III-5}$$

On aura :

$$\dot{e} = -Ke \quad (\text{III-6})$$

A partir de l'équation dynamique du bus continu, on aura :

$$I_c = c\dot{V}_{bus} \quad (\text{III-7})$$

Tel que :

$$\dot{V}_{bus} = \dot{e} + \dot{V}_{bus,ref} \quad (\text{III-8})$$

D'après les deux équations (III-7) et (III-8), on aura :

$$I_c = c(\dot{e} + \dot{V}_{bus,ref}) \quad (\text{III-9})$$

Dans notre cas, la tension de référence $V_{bus,ref}$ est égale à 550 V.

L'équation (III-9) devient :

$$I_c = c\dot{e} \quad (\text{III-10})$$

On aura finalement :

$$I_c = -cKe = K_1e \quad (\text{III-11})$$

Le courant de référence du générateur photovoltaïque se détermine par :

$$I_{pv,ref} = \frac{P_{pv,ref}}{V_{pv}} \quad (\text{III-12})$$

Le contrôleur flou permet une régulation du courant du générateur, et détermine l'angle d'amorçage du convertisseur DC-DC.

III.2.2 Mode 2

Dans ce mode, la pile à combustible fournit la puissance nécessaire (la puissance de régulation) pour satisfaire la demande de la charge (en pente), par contre le générateur photovoltaïque est inactif.

Une fois la puissance de la pile ne satisfait pas cette requête, le superviseur entre le système en mode 3. La Configuration du système correspondant en mode 2 est illustrée sur la figure (III-6).

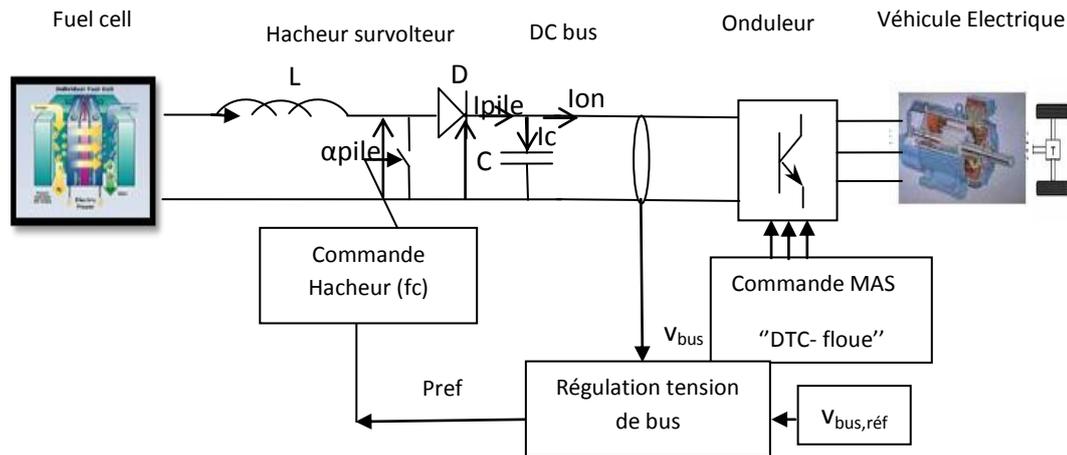


Figure III.6: configuration du système de génération en mode 2

La déduction de l'angle d'amorçage de l'hacheur lié à la pile α_{pile} s'effectue par la régulation du bus continue, de manière analogue au mode 1 (voir figure (3-5)).

III.2.3 Mode 3 (MPPT et source d'appoint)

Dans ce mode de fonctionnement, le générateur photovoltaïque fournit la puissance maximale (fonctionnement en MPPT) ; cette puissance est insuffisante pour satisfaire la demande de la charge, et la pile à combustible complète la puissance exigée par la charge.

Une fois la puissance fournie par le générateur dépasse la puissance totale demandée par la charge, le superviseur fait passer le système au mode 1.

La figure (III-7) montre le schéma général du système PV- FC fonctionnant en mode 3 et où le générateur PV et la pile à combustible PEM sont actifs.

Dans cette configuration deux convertisseurs DC/DC sont utilisés :

- ✓ Un hacheur survolteur lié au générateur photovoltaïque concrétise le fonctionnement en MPPT, alors que le deuxième hacheur survolteur lié à la pile produit le supplément d'énergie demandée par la charge, tout en maintenant la tension du bus continu constante ($V_{bus}=550v$).
- ✓ Une charge (moteur asynchrone de traction) est connectée au bus continu à travers l'onduleur tension.

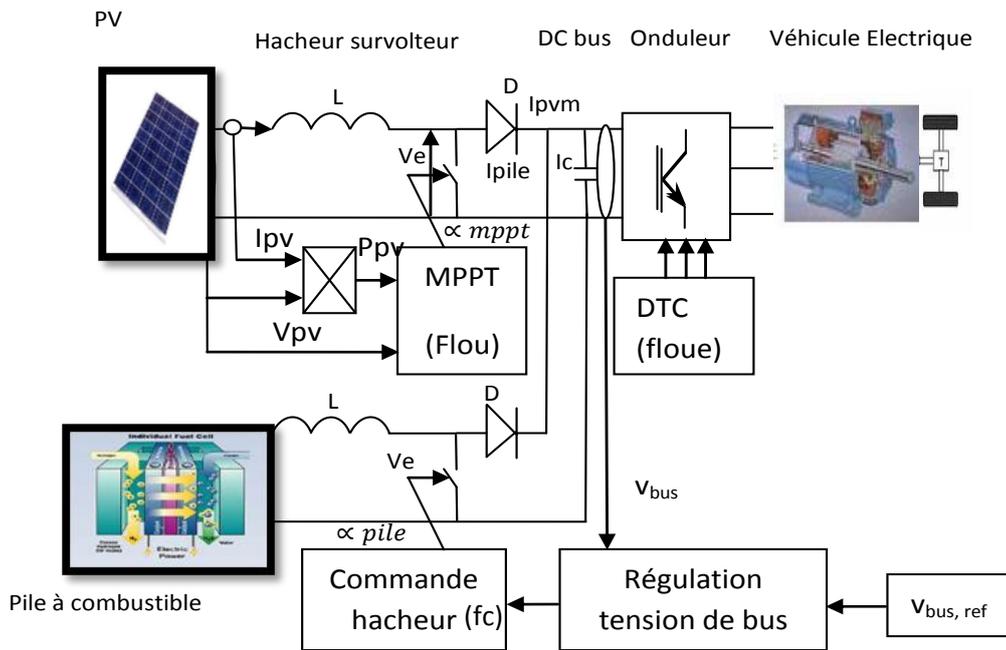


Figure III.7: Configuration du système de génération hybride en mode 3

✓ Commande de l'hacheur survolteur du générateur photovoltaïque

Le générateur photovoltaïque est une source finie pouvant fonctionner Selon toutes combinaisons de courant et de tension, où la meilleure combinaison s'appelle le point de puissance maximale (MPP) pour un éclairement et une température donnée [47]. La tension et le courant correspondants sont appelés tension optimale et courant optimum. Une connexion directe ne permet pas de faire fonctionner le générateur à sa tension optimale (puissance maximale). Il est possible d'insérer un convertisseur DC/DC d'adaptation, appelé : extracteur du point de puissance maximale (maximum power point tracker (MPPT)), entre la source photovoltaïque et la charge, qui permet la recherche du point (MPP) [48-49-50].

Par définition, une commande MPPT (maximum power point tracking), associé à un convertisseur DC/DC d'adaptation de charge permet de faire fonctionner un générateur photovoltaïque de façon à produire en permanence le maximum de sa puissance, quels que soit les conditions météorologiques (irradiation, température), cette commande place le système au point de fonctionnement maximum (V_{OPT} , I_{OPT}). Le premier système de puissance MPPT à été introduit en 1968 pour un système spatial. Au cours des années, plusieurs algorithmes (MPPT) ont été développés et largement adaptés pour déterminer le point de puissance maximum [51-52-53].

Une bonne technique MPPT devrait produire un rendement élevé, minimiser le phénomène d'oscillation autour du point optimum présent dans la méthode perturbe and observe. Pour ce faire, la technique à base de logique floue est appelée.

La figure (III-8) montre le schéma bloc de la source photovoltaïque, associée au convertisseur DC/DC fonctionnant en adaptateur d'impédance (MPPT flou), et où l'algorithme MPPT flou délivre en sortie, la tension optimale du générateur $V_{PV,ref}$ permettant ainsi de commander l'hacheur survolteur.

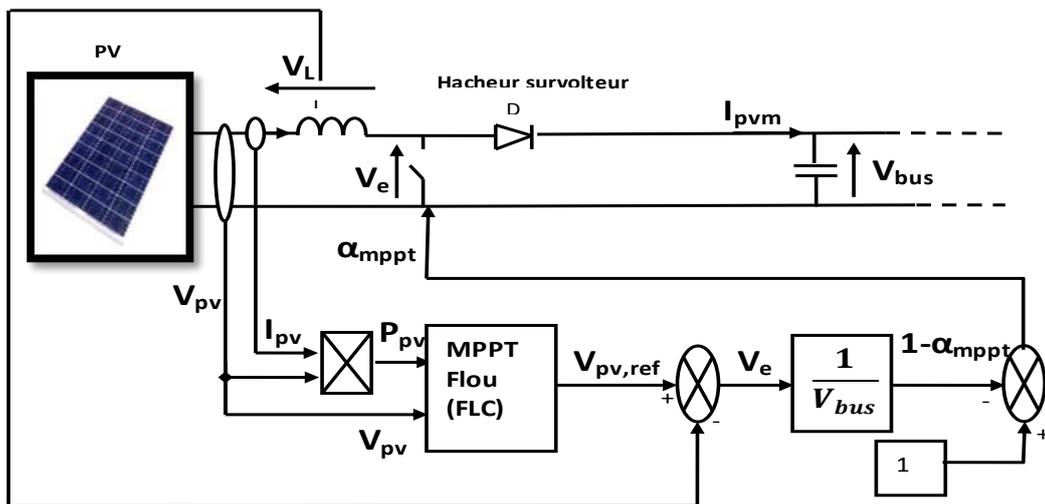


Figure III.8 : schéma de commande MPPT flou du générateur photovoltaïque

✓ Contrôleur MPPT basé sur la logique floue (FLC)

Ces dernières années, les contrôleurs par logique floue (FLC) sont largement utilisés pour la recherche du point MPPT [46-54-55]. Ces derniers sont indépendants du modèle du processus, ils se caractérisent par leur aptitude à appréhender les problèmes de non linéarité et ils présentent des performances robustes par rapport aux variations des conditions atmosphériques et de la charge.

Dans ce travail, on présente un algorithme MPPT qui utilise la théorie de la logique floue, pour remédier au problème d'oscillation de la méthode perturbation et observation (P&O). Le contrôleur flou proposé optimise l'amplitude de la perturbation pour minimiser les oscillations et pour avoir une réponse rapide et sans oscillations.

Les entrées utilisées pour générer la tension optimale qui correspond à la puissance maximale sont la variation de la puissance photovoltaïque (ΔP_{PV}) et la variation de la tension photovoltaïque (ΔV_{PV}). Comme sortie, le contrôleur flou détermine l'incrément optimal qui doit être ajouté à la tension de fonctionnement pour extraire le point de puissance maximal

MPP. Contrairement à la méthode perturbation et observation (P&O) qui utilise une perturbation constante pour déterminer la tension de fonctionnement. Cela produit l'oscillation du point de fonctionnement au tour du MPP en régime permanent.

➤ Présentation du contrôleur flou

Le générateur photovoltaïque doit être adapté afin d'assurer un bon prélèvement énergétique, on parle ainsi de maximisation de puissance. Ce dispositif MPPT doit être introduit en vue d'obtenir ce rendement énergétique maximal.

Les caractéristiques de la puissance tension ($P_{pv}(V_{pv})$) d'un panneau photovoltaïque sont fortement non linéaires et en forme de cloche figure (III-9). Pour chaque ensoleillement et température, il faut chercher la puissance maximale ce qui équivaut à la recherche de la tension photovoltaïque optimale. Des règles de comportement à tenir afin de converger vers le point optimal sont relativement simples à établir. Ces règles dépendent des variations de puissance photovoltaïque ΔP_{pv} et de tension photovoltaïque ΔV_{pv} du générateur photovoltaïque. La variation de ΔP_{pv} résultant de la variation de la tension photovoltaïque soit dans le sens positif ou dans le sens négatif. La valeur de ΔP_{pv} peut aussi être petite ou au contraire grande. A partir de ce jugement la valeur de la consigne de tension photovoltaïque $V_{pv,ref}$ est augmentée ou diminuée de façon petite ou respectivement grande dans le sens qui permet d'augmenter la puissance. Cette commande permet la recherche du point optimum en se basant sur les observations de l'expert.

Afin de converger vers le point optimal figure (III-9), il est nécessaire de définir des Règles basées sur la variation de la puissance photovoltaïque ΔP_{pv} , et de la tension photovoltaïque ΔV_{pv} , qui proposent une variation $\Delta V_{pv,ref}$ de la consigne de la tension V_{pv} .

- ✓ Si une grande augmentation de la tension photovoltaïque V_{pv} entraîne une grande augmentation de la puissance photovoltaïque P_{pv} , on continue d'augmenter fortement la tension de référence $V_{pv,ref}$ (point A à B ou point B à C). Si une grande augmentation de la tension V_{pv} entraîne une diminution de la puissance P_{pv} (point C à D), on diminue la tension de référence $V_{pv,ref}$ pour obtenir une augmentation rapide de la puissance. Contrairement, si une petite diminution de la tension photovoltaïque V_{pv} entraîne une petite augmentation de la puissance photovoltaïque P_{pv} (on est alors loin de la tension photovoltaïque optimale), on diminue légèrement la tension de référence $V_{pv,ref}$ de telle sorte à se rapprocher plus rapidement du sommet de la cloche.

- ✓ Si une augmentation ou une diminution quelconque entraîne une variation nulle de la puissance photovoltaïque, on ne fait pas varier la tension de référence $V_{pv,ref}$ (de telle sorte à pouvoir stabiliser le point de fonctionnement sur le sommet de la courbe). Si une variation nulle de la tension photovoltaïque entraîne une augmentation de la puissance, on en déduit que le niveau d'irradiation a augmenté, il faut donc augmenter la tension de référence $V_{pv,ref}$ pour se rapprocher de la nouvelle tension optimale.
- ✓ Si une variation nulle de la tension V_{pv} entraîne une diminution de la puissance P_{pv} , on en déduit que le niveau d'irradiation a diminué, il faut donc diminuer la tension de référence $V_{pv,ref}$ pour se rapprocher de la nouvelle tension photovoltaïque optimale.

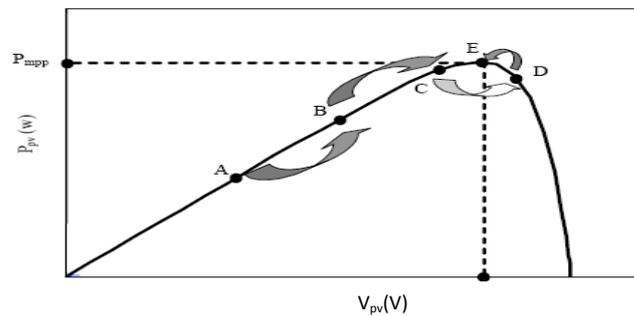


Figure III.9: Principe du contrôleur MPPT flou.

✓ Structure du contrôleur flou

Le dispositif MPPT flou à base de mesure de la variation de la puissance photovoltaïque ΔP_{pv} et de la tension photovoltaïque ΔV_{pv} détermine une variation $\Delta V_{pv,ref}$ de la consigne de la tension photovoltaïque $V_{pv,ref}$ selon les équations (III-2) à (III-4) :

$$\Delta P_{pv} = P_{pv}[K] - P_{pv}[K-1] \quad (III-13)$$

$$\Delta V_{pv} = V_{pv}[K] - V_{pv}[K-1] \quad (III-14)$$

$$V_{pv,ref}[K] = V_{pv}[K-1] + \Delta V_{pv,ref} \quad (III-15)$$

La structure du contrôleur par logique floue appliqué au système photovoltaïque est montrée sur la figure (III-10). La tension du générateur photovoltaïque V_{pv} est régulée de manière à ce qu'elle suit la tension photovoltaïque de référence $V_{pv,ref}$ obtenue à la sortie du contrôleur flou (FLC). Ce dernier est utilisé pour calculer le rapport cyclique α via les équations classique du hacheur survolteur.

$$V_e = V_{pv,ref} - V_L \tag{III-16}$$

$$1 - \alpha_{mpppt} = \frac{V_e}{V_{bus}} \tag{III-17}$$

$$\alpha_{mpppt} = 1 - \frac{V_e}{V_{bus}} \tag{III-18}$$

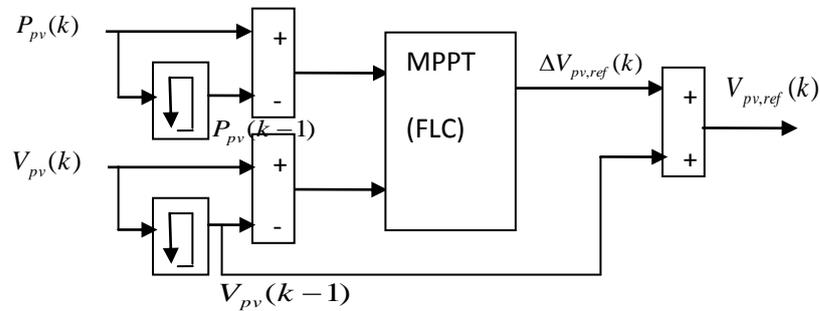


Figure III.10: Structure du contrôleur MPPT floue appliqué au système Photovoltaïque.

✓ **Choix des variables linguistiques et des fonctions d'appartenance**

Les ensembles flous des variables d'entrées et les fonctions d'appartenance sont à définir en premier lieu. Dans notre étude, les variables d'entrées floues sont respectivement: la variation de la puissance (ΔP_{pv}) et la variation de la tension (ΔV_{pv}). On attribue à ces variables sept sous-ensembles flous : GN : grand négative ; MN : moyen négative ; PN : petit négative ; PP : petit positive ; MP: moyen positive ; GP : grand positive ; ZE : Zéro

La figure (III-11) Nous donne les fonctions d'appartenance de ΔP_{pv} , ΔV_{pv} et de $\Delta V_{pv,ref}$

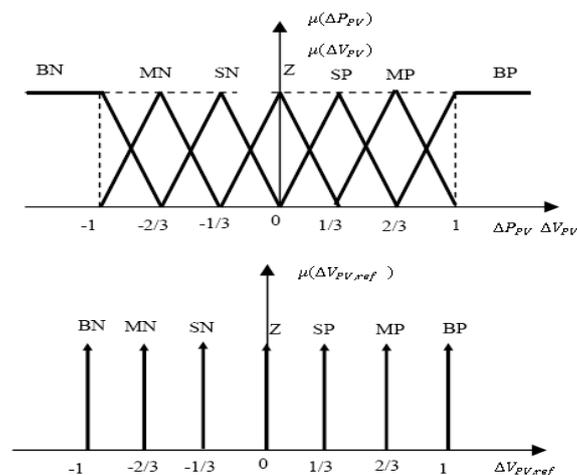


Figure III.11 : Fonctions d'appartenance de: ΔP_{pv} , ΔV_{pv} et de $\Delta V_{pv,ref}$

✓ Règles de décision du contrôleur flou :

Le tableau (III-1) illustre la table des règles de décision floue utilisée dans notre cas.

✓ Choix de la méthode de défuzzification

La défuzzification est la dernière étape du régulateur ; elle réalise la conversion en valeur numérique de la valeur linguistique de $(\Delta V_{PV,ref})$. Le raisonnement utilisé pour l'inférence floue est celui de Sugeno, et la méthode de défuzzification est celle du centre de gravité.

✓ Commande de l'hacheur survolteur lié à la pile à combustible :

La commande de la pile à combustible sert à définir cette dernière comme source d'appoint (de secours).

La commande de l'hacheur survolteur de la pile est déterminée par une régulation en cascade :

- ✓ Le régulateur du bus continu permet de définir la puissance de référence de la pile, $P_{pile,ref}$.
- ✓ Le régulateur du courant de la pile à base de la logique floue permet la commande du convertisseur. Cette approche de commande a été explicitement détaillée en mode 1.

La figure (III-12) illustre le principe de commande de la pile à combustible.

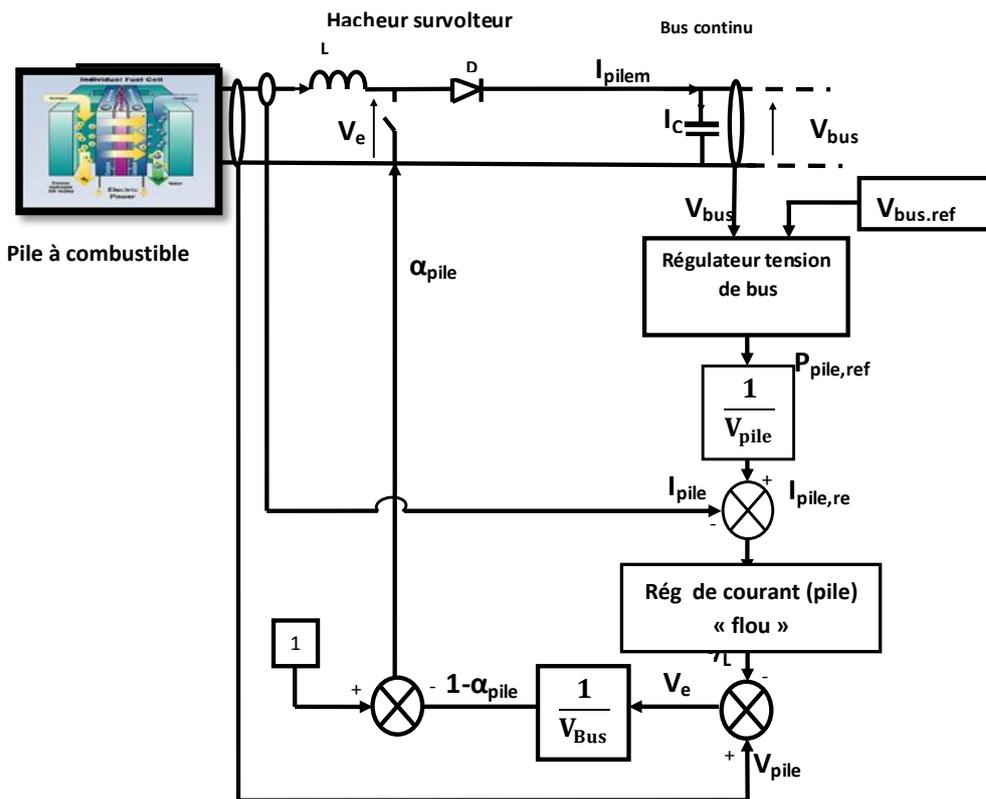


Figure III.12: Schéma de commande de la pile à combustible

Tableau III.1: Table des règles de décision floue.

ΔP_{pv} / ΔV_{pv}	GN	MN	SN	Z	SP	MP	GP
GN	GP	GP	MP	Z	MN	GN	GN
MN	GP	MP	SP	Z	SN	MN	GN
SN	MP	SP	SP	Z	SN	SN	MN
Z	GN	MN	SN	Z	SP	MP	GP
SP	MN	SN	SN	Z	SP	SP	MP
MP	GN	MN	SN	Z	SP	MP	GP
GP	GN	GN	MN	Z	MP	GP	GP

III.3 Superviseur d'énergie intelligent

Dans le contexte du véhicule électrique, objet complexe, multi physique et à paramètres fortement variables selon les points de fonctionnement et l'utilisation, l'établissement d'un modèle est une tâche ardue. C'est pourquoi nous nous intéressons aux méthodes d'optimisation sans modèles et qui s'appuient sur la connaissance.

La logique floue, par sa capacité à mimer le raisonnement humain semble particulièrement adaptée à la gestion de la répartition de puissance entre les deux sources d'énergie dont nous disposons. Elle possède en effet la robustesse nécessaire pour prendre naturellement en compte les variations du système [56-57].

Les objectifs de la stratégie d'optimisation se résument ainsi :

- ✓ Satisfaire la demande de puissance du conducteur;
- ✓ Réduire la consommation de l'énergie qui provient du système (PV-FC), en utilisant Trois switches (K1, K2, K3) qui sont utilisés à la sortie des sources d'énergies (GPV-FC), voir figure (III-1). Ces switches sont contrôlés par le superviseur intelligent, on prend comme exemple, K1 est activé (on) lorsque la puissance de la charge et le courant de court-circuit sont minimaux;
- ✓ Réduire la taille du GPV en utilisant le minimum de cellules photovoltaïques.

Il existe plusieurs types de contrôleurs flous : Mamdani, Larsen, Sugéno... Un correcteur « Sugéno » a été adopté pour la simple raison qu'il est le plus communément utilisé dans les applications de type gestion d'énergie des véhicules [58-59] et par le fait qu'il a besoin de moins de durée de calcul que les systèmes de Mamdani [60].

Le contrôleur flou choisi possède deux entrées : la puissance de charge P_{ch} calculée à partir du cycle utilisé et ΔP_{ch} . Il fournit trois sortie k1, k2 et k3 .

Dans la suite, une description des fonctions d'appartenance des différentes entrées et sorties sont présentées.

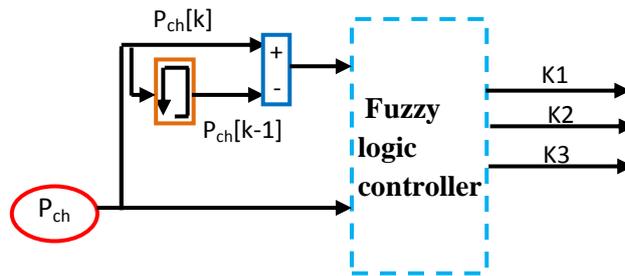


Figure III.13: Structure du superviseur flou appliqué au véhicule.

Les ensembles flous des variables d'entrées et les fonctions d'appartenance sont à définir en premier lieu. Dans notre étude, les variables d'entrées floues sont respectivement, la puissance de charge P_{ch} et la variation de la puissance de la charge ΔP_{ch} .

Pour P_{ch} On attribue cinq sous ensembles flous :

PP : plus petit ; **P** : petit ; **M** : moyen ; **G** : grand ; **PG**: plus grand.

Pour ΔP_{ch} On attribue trois sous ensembles flous :

NC : négative changement ; **ZC** : zéro changement ; **PC** : positif changement.

Les variables de sorties floues sont k_1, k_2, k_3 .

Pour chaque sortie, on propose quatre sous ensembles flous : On, On-temp : On-temporary, Off et Off-temp : Off-temporary.

Nous avons opté pour des fonctions triangulaires pour les variables d'entrées, à cause de la simplicité (Figure III-14) et des singletons pour les variables de sortie.

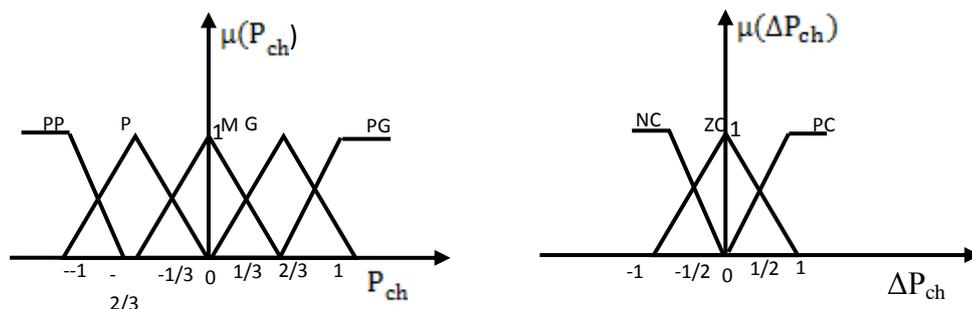


Figure III.14: Fonctions d'appartenance de: P_{ch} et ΔP_{ch}

Les fonctions d'appartenances pour les sorties sont choisi des singletons.

Une fois les entrées du système de décision choisies, et leurs fonctions d'appartenance définies, il faut passer à la base de règles qui a pour but de structurer la connaissance que l'on a sur le contrôle du processus. Cette étape essentielle s'appuie sur une connaissance des lois physiques du système et la simulation numérique permet d'ajuster les réglages.

Pour calculer les sorties de système, nous proposons les bases de règles suivantes:

IF [Δ Pch is NC AND Pch is PP] THEN [k1=On, k2=Off AND k3=Off]

IF [Δ Pch is NC AND Pch is P] THEN [k1=On, k2=Off AND k3=Off]

IF [Δ Pch is NC AND Pch is M] THEN [k1=Off-temp, k2=On-temp AND k3=Off]

IF [Δ Pch is NC AND Pch is G] THEN [k1=Off, k2=Off-temp AND k3=On-temps]

IF [Δ Pch is NC AND Pch is PG] THEN [k1=Off, k2=Off AND k3=On]

IF [Δ Pch is ZC AND Pch is PP] THEN [k1=On, k2=Off AND k3=Off]

IF [Δ Pch is ZC AND Pch is P] THEN [k1=On, k2=Off AND k3=Off]

IF [Δ Pch is ZC AND Pch is M] THEN [k1=Off, k2=On AND k3=Off]

IF [Δ Pch is ZC AND Pch is G] THEN [k1=Off, k2=Off AND k3=On]

IF [Δ Pch is ZC AND Pch is PG] THEN [k1=Off, k2=Off AND k3=On]

IF [Δ Pch is PC AND Pch is PP] THEN [k1=On, k2=Off AND k3=Off]

IF [Δ Pch is PC AND Pch is P] THEN [k1=On-temp, k2=Off-temp AND k3=Off]

IF [Δ Pch is PC AND Pch is M] THEN [k1=Off, k2=On-temp AND k3=Off-temp]

IF [Δ Pch is PC AND Pch is G] THEN [k1=Off, k2=Off AND k3=On]

IF [Δ Pch is PC AND Pch is PG] THEN [k1=Off, k2=Off AND k3=On]

La méthode de défuzzification est celle du centre de gravité.

III.4 Approche de commande du moteur de traction

Dans cette partie, on expose la commande directe du couple à deux, à trois niveaux de structure NPC et à contrôleur flou, du moteur de traction asynchrone. Cette technique, appliqué généralement aux véhicules électriques, permet une diminution considérable des ondulations du couple, et améliore notablement les performances.

III.4.1 Commande directe du couple (DTC) à deux niveaux

Ce type de commande est basé sur la détermination "directe" de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont sa fonction est de contrôler l'état du système, à s'avoir ici l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique.

Un onduleur de tension classique à 2 niveaux permet d'atteindre 7 positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de tension de l'onduleur (voir figure III-15)

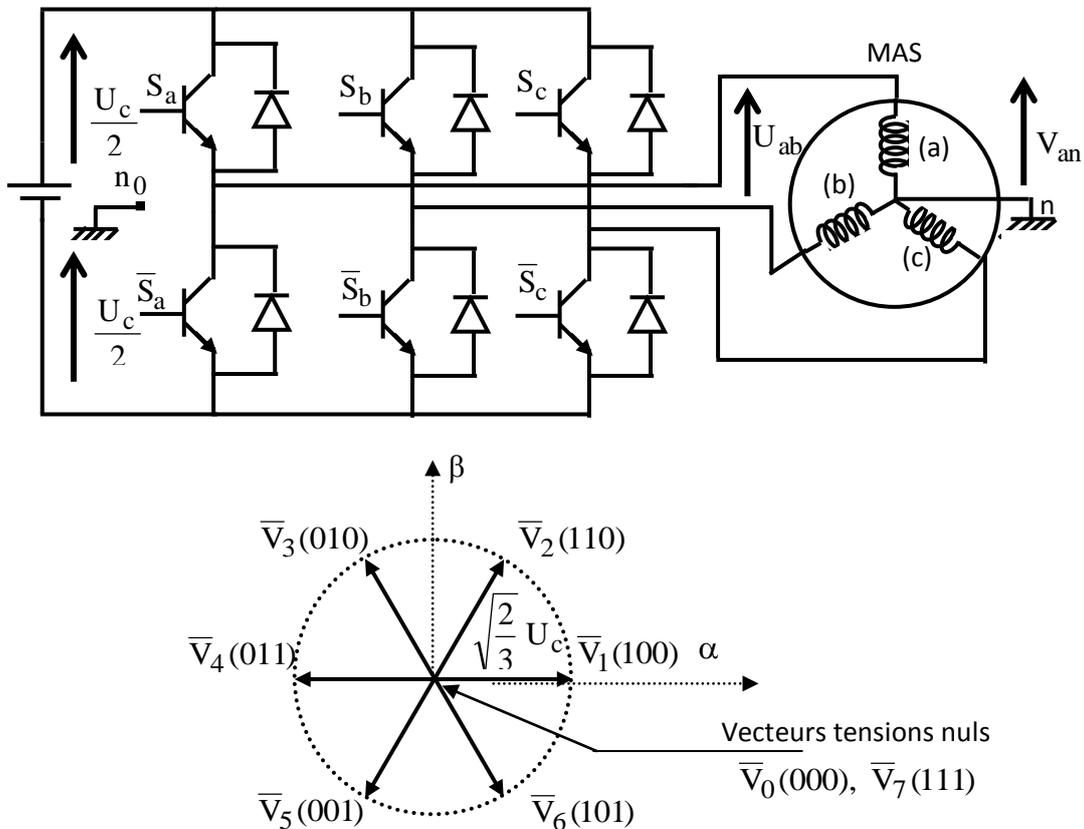


Figure III.15: Onduleur de tension et élaboration des vecteurs tensions \bar{V}_S

$$\bar{V}_{Sn_0} = \bar{V}_S = V_{S\alpha} + j V_{S\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_{an_0} + V_{bn_0} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{cn_0} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{III-19})$$

L'état des interrupteurs, supposés parfaits, peut être représenté par trois grandeurs booléennes de commande S_j ($j = a, b, c$) telle que :

$S_j = 1$ Si l'interrupteur du haut est fermé et du bas ouvert

$S_j = 0$ Si l'interrupteur du haut est ouvert et celui de bas fermé

Dans ces conditions on peut écrire :

$$V_{jn_0} = S_j U_c - \frac{U_c}{2} \quad (\text{III-20})$$

On peut alors écrire :

$$\bar{V}_S = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left[S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{III-21})$$

Les différentes combinaisons des 3 grandeurs (S_a, S_b, S_c) permettent de générer 8 positions du vecteur \bar{V}_S dont deux correspondant au vecteur nul.

$$\bar{V}_0 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (0, 0, 0) \text{ et } \bar{V}_7 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (1, 1, 1)$$

La méthode la plus simple de piloter l'onduleur consiste en un pilotage directe par applications successives à la période de commande de l'onduleur T_e , des vecteurs \bar{V}_K non nuls, et des vecteurs nuls \bar{V}_0, \bar{V}_7 .

Il est donc possible, de choisir des vecteurs de tension convenable et de mener le flux statorique sur une trajectoire voulue. L'objectif du contrôle du flux étant de garder le module de ce dernier constant. La meilleur façon de le faire sera de piéger sa trajectoire de référence de telle sorte qu'elle reste dans les limites des deux cercles concentriques de rayon très proches. La largeur $\Delta\bar{\Phi}_s$ de cette anneau circulaire dépend de la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur, plus la fréquence est élevée plus cette bande est étroite.

Le choix de \bar{V}_S ne porte pas uniquement sur l'erreur du module mais aussi sur le sens de rotation de $\bar{\Phi}_s$ et le secteur dans lequel se trouve le vecteur flux. A cet effet, le plan complexe (α, β) fixe du stator est subdivisé en six secteurs S_k avec : $k = 1, \dots, 6$ tel que:

$$(2k - 3)\frac{\pi}{6} \leq S_k \leq (2k - 1)\frac{\pi}{6}$$

Chaque secteur S_k contiendra un vecteur d'espace actif V_k de tension de l'onduleur, comme le montre le schéma de la figure (III-16)

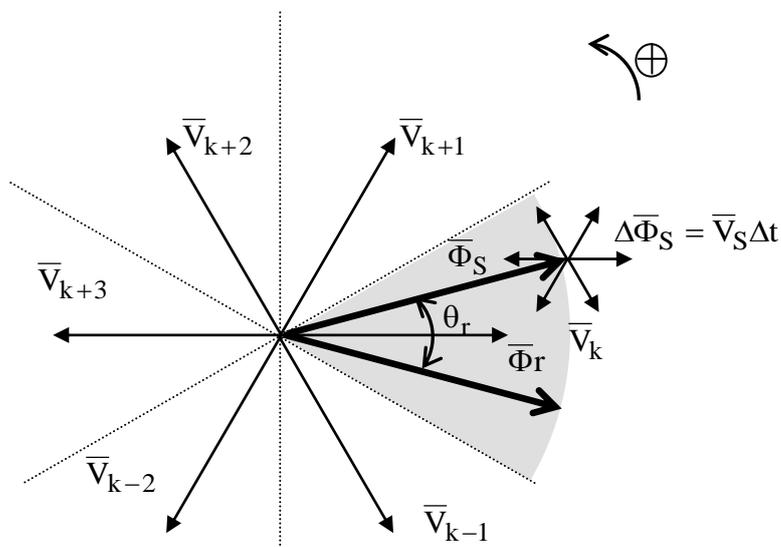


Figure III.16 : Vecteurs d'espace de l'onduleur et les variations correspondantes du vecteur du flux statorique

Le tableau (III-2) permet de choisir les vecteurs d'espace de l'onduleur en fonction de l'évolution voulue sur les deux grandeurs contrôlées, i. e, le flux statorique et le couple électromagnétique :

Tableau III.2 : Choix du vecteur tension.

$C_{em} \uparrow \quad \Phi_S \uparrow$	$C_{em} \uparrow \quad \Phi_S \downarrow$	$C_{em} \downarrow \quad \Phi_S \uparrow$	$C_{em} \downarrow \quad \Phi_S \downarrow$
V_{k+1}	V_{k+2}	V_{k-1}	V_{k-2}

➤ **Estimation du flux statorique**

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques, (courant et tension).

$$\bar{\Phi}_S = \Phi_{S\alpha} + j\Phi_{S\beta} \tag{III-22}$$

$$\begin{cases} \Phi_{S\alpha} = \int_0^t (V_{S\alpha} - R_S I_{S\alpha}) dt \\ \Phi_{S\beta} = \int_0^t (V_{S\beta} - R_S I_{S\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III-23})$$

On obtient les tensions, $V_{S\alpha}$ et $V_{S\beta}$ à partir des séquences de commande (S_a, S_b, S_c) , de la mesure de la tension U_c et la transformée de CONCORDIA:

$$\begin{aligned} \bar{V}_S &= V_{S\alpha} + jV_{S\beta} \\ \begin{cases} V_{S\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left(S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right) \\ V_{S\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (S_b - S_c) \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{III-24})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\Phi_S = \sqrt{\Phi_{S\alpha}^2 + \Phi_{S\beta}^2} \quad (\text{III-25})$$

Le secteur S_k dans lequel se situe le vecteur $\bar{\Phi}_S$ est déterminé à partir des composantes $\Phi_{S\alpha}$ et $\Phi_{S\beta}$. L'angle θ_S entre le référentiel (S) et le vecteur $\bar{\Phi}_S$ est égal à :

$$\theta_S = \text{Arctg} \frac{\Phi_{S\beta}}{\Phi_{S\alpha}} \quad (\text{III-26})$$

➤ Estimation du couple électromagnétique

De même on peut estimer le couple C_{em} uniquement à partir des grandeurs statoriques (flux et courant). A partir de leur composantes (α, β) , le couple peut se mettre sous la forme :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [\Phi_{S\alpha} I_{S\beta} - \Phi_{S\beta} I_{S\alpha}] \quad (\text{III-27})$$

Pour la déduction des séquences de commande de l'onduleur (S_a, S_b, S_c) , deux correcteurs non linéaires sont incorporés :

➤ Le correcteur de flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur $\bar{\Phi}_S$ dans une couronne circulaire comme le montre la figure (III-17). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\bar{\Phi}_S$, afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet d'obtenir de très

bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (1) ou diminuée (0) de façon à maintenir:

$$|(\Phi_S)_{\text{ref}} - \Phi_S| \leq \Delta\Phi_S$$

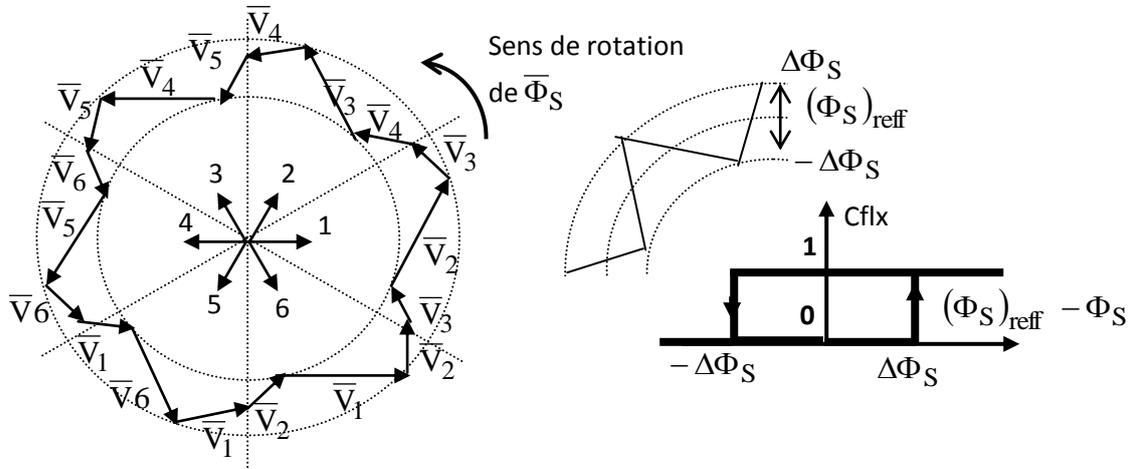


Figure III.17: Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions.

➤ **Correcteur de couple**

De même, le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites admissibles:

$$|(C_{em})_{\text{ref}} - C_{em}| \leq \Delta C_{em}$$

On a utilisé un correcteur à hystérésis à trois niveaux qui permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, présenté une variable booléenne (figure (III-18)) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue(1) pour une consigne positive et (-1) pour une consigne négative, ou diminuée (0).

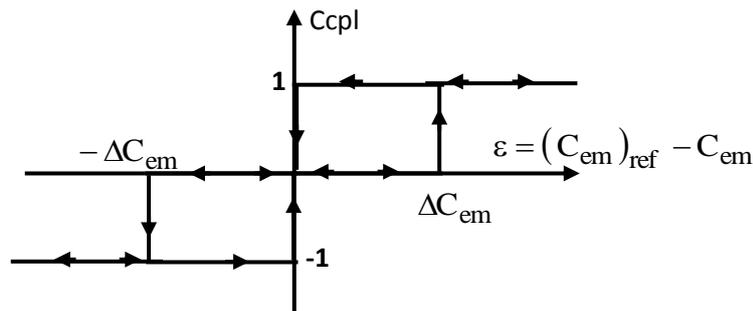


Figure III.18: Contrôle du couple à partir d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux

Le choix de l'état de l'onduleur (V_0, V_7) est effectué dans le tableau de location (III-3) :

Tableau III.3: Table de commande

Contr flux	1	1	1	0	0	0
Contr couple	1	0	-1	1	0	-1
S_1	V_2	V_7	V_6	V_3	V_0	V_5
S_2	V_3	V_0	V_1	V_4	V_7	V_6
S_3	V_4	V_7	V_2	V_5	V_0	V_1
S_4	V_5	V_0	V_3	V_6	V_7	V_2
S_5	V_6	V_7	V_4	V_1	V_0	V_3
S_6	V_1	V_0	V_5	V_2	V_7	V_4

La figure (III-19), illustre le synoptique de la commande DTC classique à 2 niveaux, appliqué au moteur de la traction.

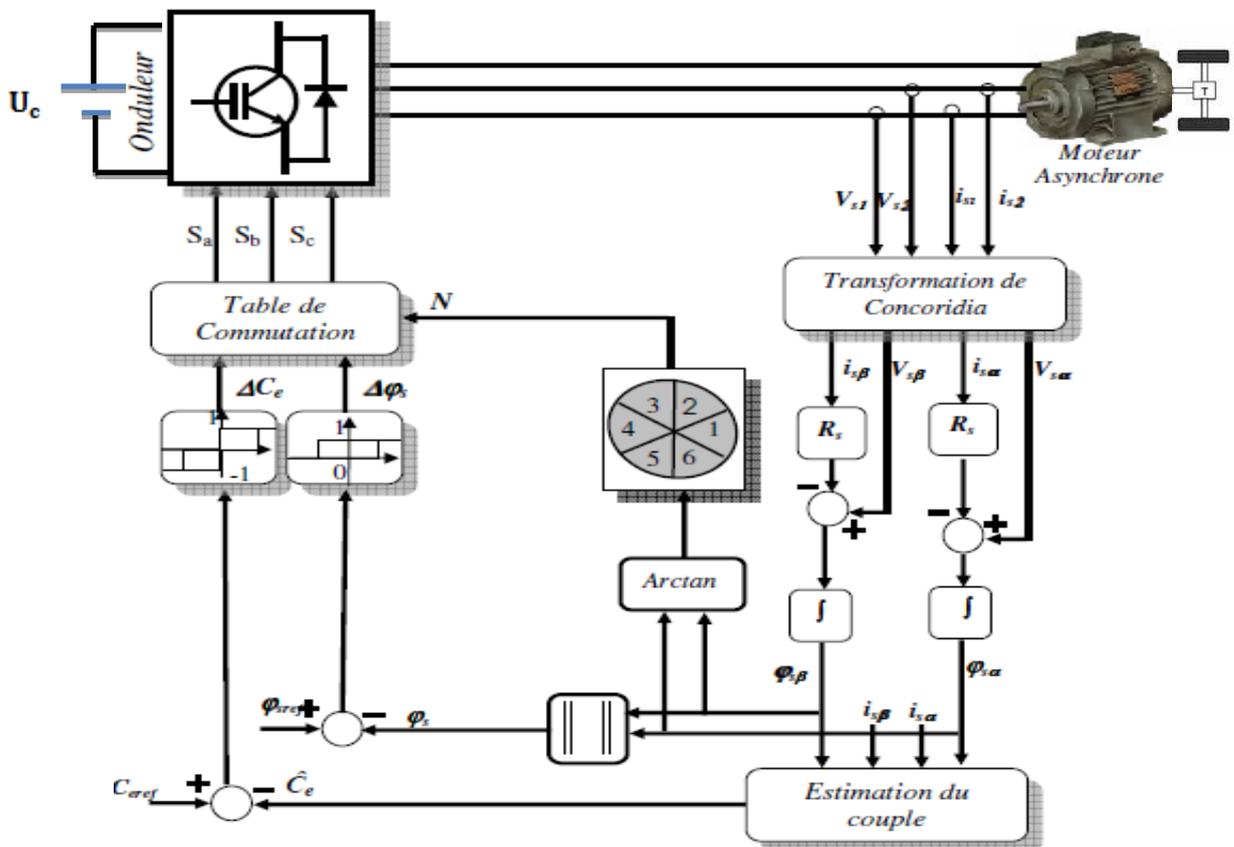


Figure III.19: Structure à 2 niveaux de la commande directe du couple

III.4.2 DTC munie d'un onduleur à trois niveaux à sélecteur neuronal (NPC)

Le problème majeur qui se manifeste en appliquant la DTC est l'apparition des distorsions harmoniques. L'allure du couple, présente des ondulations indésirables qui peuvent entraîner des effets dynamiques sur l'arbre et des bruits sonores nuisibles.

L'utilisation des onduleurs multi niveaux, peut être une solution efficace de ce genre de problèmes [61]. Plus le nombre de niveaux est grand, plus l'abaissement des distorsions est remarquable. On rencontre deux topologies d'onduleurs multi niveaux, qui sont plus connues, à savoir, la topologie multicellulaire et la topologie NPC (Neutral Point Clamped) .

Dans cette étude, on s'intéresse seulement à la deuxième topologie.

➤ Topologie NPC d'un onduleur à trois niveaux

Le nombre des interrupteurs dans cette structure est le double de celui d'un onduleur à deux niveaux, c'est à dire 12 interrupteurs, soient quatre interrupteurs par bras. La figure (III-20) illustre un onduleur de types NPC à trois niveaux.

La combinaison des états des différents interrupteurs correspondent à 19 états dont 16 sont actifs, les trois restant sont des séquences nulles. La figure (III-21) montre l'ensemble des vecteurs de tension délivrés par l'onduleur à trois niveaux.

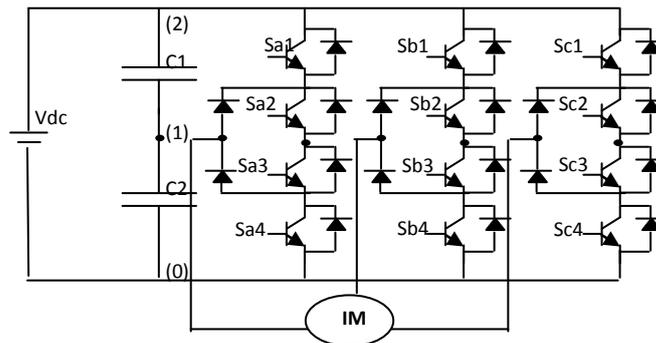


Figure III.20: Onduleur à trois niveaux de type NPC.

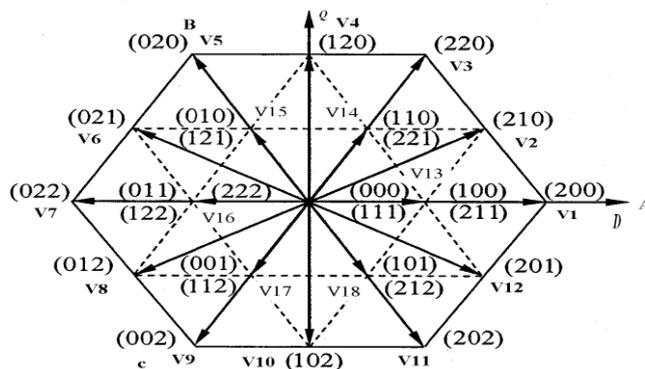


Figure III.21: Vecteurs des tensions et états des interrupteurs d'un onduleur à trois niveaux.

Cette figure présente aussi les états des interrupteurs de l'onduleur. Le code de chaque vecteur de tension indique les états des trois demi-bras en haut de l'onduleur. Ainsi le vecteur "210" par exemple indique que :

- ✓ Les deux interrupteurs du 1er demi bras en haut (K1 et K2) sont fermés, (code 2).
- ✓ Les deux interrupteurs du 2ème demi bras en haut (K3 et K4) sont respectivement ouvert et fermé, (code 1).
- ✓ Les deux interrupteurs du 3ème demi bras en haut (K5 et K6) sont ouverts, (code 0).

D'autre part, le tableau (III-4), présente les séquences correspondant à chaque position du vecteur de flux, sachant que l'erreur entre le flux de référence et le flux estimé est introduite dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux (voir figure 3-22. a), qui délivre 1 si cette erreur est positive, 0 si elle est dans la bande d'hystérésis et -1 si elle est négative. De plus, l'erreur entre le couple de référence et le couple estimé, est introduite dans un comparateur à hystérésis à cinq niveaux (voir figure 3-22. b), qui délivre 1 si cette erreur est positive et inférieure à +10% de la référence, 2 si elle est supérieure à +10% de la référence, 0 si elle est comprise dans la bande d'hystérésis, -1 si elle est comprise entre 0 et -10% de la référence et -2 si elle est inférieure à -10% de la référence.

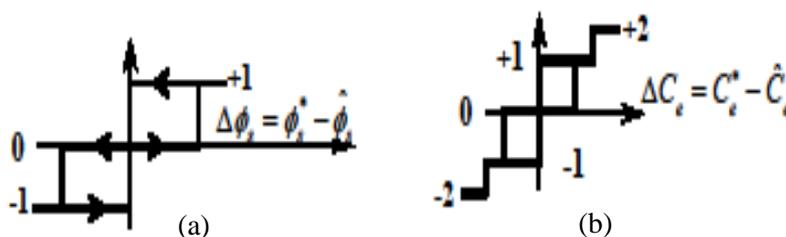


Figure III.22: Comparateur à hystérésis : (a) du flux statorique,
(b) du couple électromagnétique.

La DTC à trois niveaux a des mérites relatifs de structure simple et d'exécution facile à cause de l'utilisation des hystérésis. En contre partie, l'association de ces régulateurs simples à la dynamique du système et aux consignes stochastiques, causés par la variation aléatoire de l'éclairage ne permet pas d'obtenir les performances souhaités.

Pour surmonter cet handicap, on propose une table de vérité floue, permettant de réduire au minimum l'ondulation du couple, et de maximiser l'efficacité énergétique.

Tableau III.4 : Table de vérité de la DTC dans le cas d'un onduleur de type NPC à trois niveaux.

$\Delta\phi_s$			1					0					-1		
ΔC_e	2	1	0	-1	-2	2	1	0	-1	-2	2	1	0	-1	-2
S_1	220	210	200	201	202	120	120	000	102	102	020	121	211	112	002
S_2	020	120	220	210	200	021	021	000	201	201	022	122	221	212	202
S_3	022	021	020	120	220	012	012	000	210	210	002	112	121	211	200
S_4	002	012	022	021	020	102	102	000	120	120	202	212	122	221	220
S_5	202	102	002	012	022	201	201	000	021	021	200	211	112	121	020
S_6	200	201	202	102	002	210	210	000	012	012	220	221	212	122	022

III.4.3 Approche DTC-floue appliquée au véhicule

La commande par la logique floue permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies. Par opposition à un régulateur classique, Le régulateur flou ne traite pas une relation mathématique bien définie (algorithme de réglage), mais utilise des inférences avec plusieurs règles qui se basent sur des variables linguistiques. Dans ce qui suit, nous allons présenter la procédure générale de la conception d'un régulateur flou utilisé dans la stratégie DTC à trois niveaux.

Le schéma bloc de la commande floue-directe du couple (DTFC) appliquée au moteur de traction est présenté par la figure (III-23). Pour obtenir les meilleures performances de la DTC, un contrôleur flou a été introduit pour remplacer les contrôleurs à hystérésis classique et la table de commutation [62-63-64]. La valeur estimée du flux statorique est comparée à sa valeur désirée et la valeur estimée du couple électromagnétique est comparée au couple de référence, issue du régulateur PI de vitesse. Ce dernier permet de suivre les consignes issues du pédale, selon un profil désiré. Les erreurs du flux, couple et de l'angle de position du flux statorique sont fuzzifiés en plusieurs sous-ensembles flous pour sélectionner un vecteur tension afin de conduire le couple et le flux vers leurs valeurs de référence avec une réponse rapide de couple.

Pour ce faire, un seul contrôleur flou permet la déduction des séquences de commutation de l'onduleur de tension.

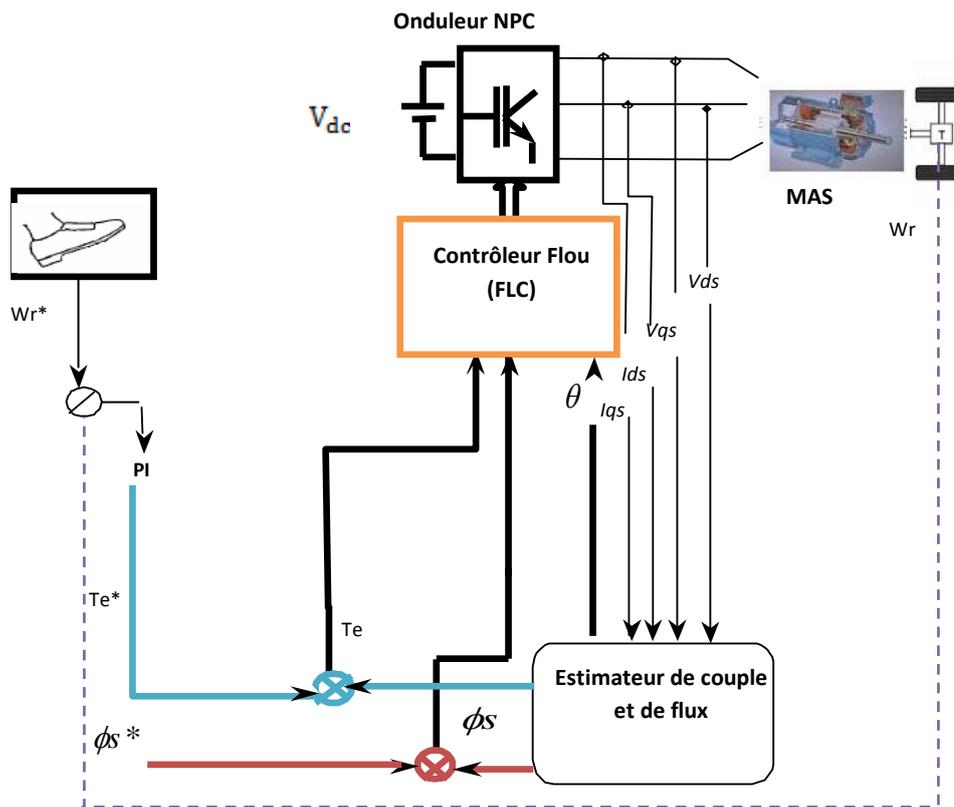


Figure III.23: Schéma bloc de la commande floue directe du couple (DTFC)

➤ Contrôleur flou

Le contrôleur flou est constitué de trois grandes parties : fuzzification, inférence floue et défuzzification

➤ Fuzzification

Dans ce système, les entrées du contrôleur flou sont E_ϕ (erreur de Flux statorique), E_t (erreur du couple) et θ (angle du flux statorique). La fuzzification est réalisée à l'aide des fonctions d'appartenance. Il existe trois groupes de la fonction d'appartenance correspondant aux trois variables d'entrée. Chaque groupe dispose d'un certain nombre de courbes, E_ϕ comporte trois catégories, E_t à cinq sous-ensembles flous et en raison de la nécessité d'obtenir un meilleur contrôle, l'angle de flux à 12 sous-ensembles flous qui se traduit par 180 règles. La figure (III-24) illustre les fonctions d'appartenance des trois entrées.

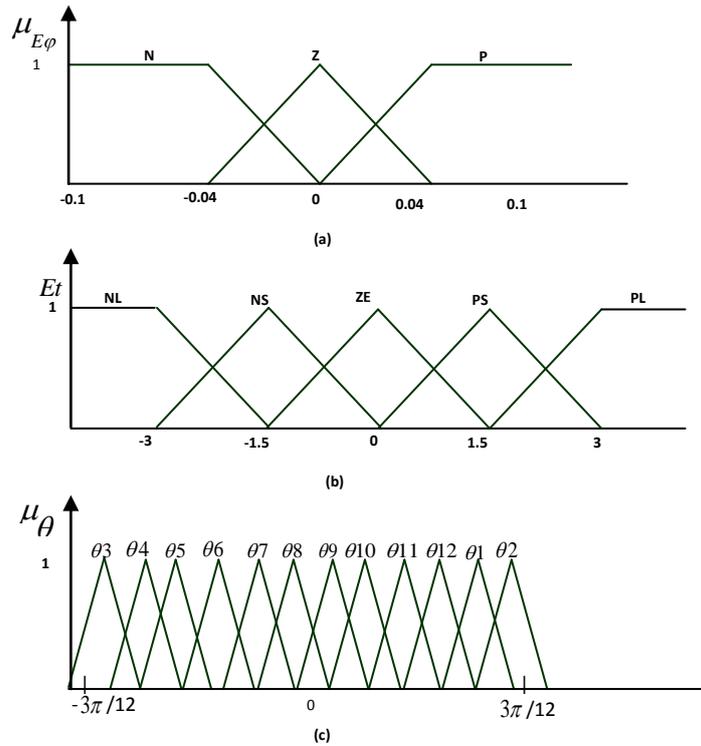


Figure III.24: Les fonctions d'appartenance des trois entrées

(a): L'erreur du flux statorique; (b): L'erreur du couple; (c): Angle du flux statorique

➤ **Défuzzification**

Après l'inférence floue, les ensembles flous, doivent être convertis en sortie à des grandeurs réelles.

➤ **Règles de contrôle**

L'ensemble des règles de contrôle sont présentées par le tableau (III-5).

La méthode d'inférence employée dans cette étude est le procédé de M.Mamdani basée sur la décision min-max. Les fonctions d'appartenance des variables A, B, C et N sont données respectivement par μ_A , μ_B , μ_C et μ_N . Le facteur α_i pour la règle i_{th} peut être écrit par:

$$\alpha_i = \min(\mu_{A_i}(E\varphi), \mu_{B_i}(Et), \mu_{C_i}(\theta)) \tag{III-28}$$

$$\mu_{N_i'}(n) = \min(\alpha_i, \mu_{N_i}(n)) \tag{III-29}$$

$$\mu_N(n) = \max_{i=1}^{180} (\mu_{N_i'}(n)) \tag{III-30}$$

Dans le contrôleur flou proposé pour la défuzzification on a utilisé la méthode du centre de gravité

Tableau III.5 : Règles d'inférence floue [33].

θ_1				θ_2				θ_3				θ_4			
$E_t \backslash E_\varphi$	P	Z	N	$E_t \backslash E_\varphi$	P	Z	N	$E_t \backslash E_\varphi$	P	Z	N	$E_t \backslash E_\varphi$	P	Z	N
PL	V0	V0	V0												
PS	V15	V14	V14	PS	V16	V15	V15	PS	V16	V15	V15	PS	V17	V16	V16
ZE	V15	V14	V14	ZE	V16	V15	V15	ZE	V16	V15	V15	ZE	V17	V16	V16
NS	V5	V4	V3	NS	V6	V5	V5	NS	V7	V6	V5	NS	V8	V7	V7
NL	V5	V4	V3	NL	V6	V5	V5	NL	V7	V6	V5	NL	V8	V7	V7
θ_5				θ_6				θ_7				θ_8			
$E_t \backslash E_\varphi$	P	Z	N	$E_t \backslash E_\varphi$	P	Z	N	$E_t \backslash E_\varphi$	P	Z	N	$E_t \backslash E_\varphi$	P	Z	N
PL	V0	V0	V0												
PS	V17	V16	V16	PS	V18	V17	V17	PS	V18	V17	V17	PS	V13	V18	V18
ZE	V17	V16	V16	ZE	V18	V17	V17	ZE	V18	V17	V17	ZE	V13	V18	V18
NS	V9	V8	V7	NS	V10	V9	V9	NS	V11	V10	V9	NS	V12	V11	V11
NL	V9	V8	V7	NL	V10	V9	V9	NL	V11	V10	V9	NL	V12	V11	V11
θ_9				θ_{10}				θ_{11}				θ_{12}			
$E_t \backslash E_\varphi$	P	Z	N	$E_t \backslash E_\varphi$	P	Z	N	$E_t \backslash E_\varphi$	P	Z	N	$E_t \backslash E_\varphi$	P	Z	N
PL	V0	V0	V0												
PS	V13	V18	V18	PS	V14	V13	V13	PS	V14	V13	V13	PS	V15	V14	V14
ZE	V13	V18	V18	ZE	V14	V13	V13	ZE	V14	V13	V13	ZE	V15	V14	V14
NS	V1	V12	V11	NS	V2	V1	V1	NS	V3	V2	V1	NS	V4	V3	V3
NL	V1	V12	V11	NL	V2	V1	V1	NL	V3	V2	V1	NL	V4	V3	V3

III.5 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'exposé de l'ensemble d'algorithmes et les différentes approches permettant de commander le système global (véhicule électrique, générateur photovoltaïque et pile à combustible).

Pour l'amélioration de l'efficacité d'entraînement et l'autonomie du véhicule, nous avons utilisé des techniques de détermination de la grandeur mécanique (vitesse) de la machine asynchrone en utilisant seulement les mesures des grandeurs électriques en se basant sur l'approche de l'intelligence artificielle (logique floue).

CHAPITRE IV

Résultats de simulation

IV.1 Introduction

Pour mettre en exergue les performances issues des lois de contrôle présentées dans le précédent chapitre, le système a été simulé sous l'environnement matlab-simulink, et les algorithmes de contrôle ont été testés sous un cycle de conduite réglementaire. En fait, on débute par la présentation des résultats illustrant l'aérodynamique du véhicule, en calculant les puissances demandées par le véhicule. Ensuite, on expose les résultats obtenus par le superviseur d'énergie intelligent permettant une permutation souple des modes de fonctionnement du système PV-FC. Enfin, on expose les résultats de commande des deux sources.

IV.2 Cycles de conduite réglementaires

Les cycles de conduites réglementaires ont généralement été construits pour reproduire des conditions réelles de circulation, mais n'ont pas de vocation à décrire l'ensemble des conditions d'utilisation des véhicules. En fait, ces cycles sont nécessairement courts et simplifiés, compte tenu de leur objectif de reproductibilité et de fiabilité élevée des résultats.

Le cycle FTP (Federal Test Procédure), est utilisé aux États-Unis ainsi que de nombreux pays d'Amérique latine. Ce cycle, construit sur la base d'un itinéraire étudié à Los Angeles en 1972, simule un parcours urbain de 18 km à 34 km/h de moyenne. Les arrêts représentent 20 % de la durée. Il se compose d'une phase 1 (FTP72-1) avec démarrage moteur froid après repos du véhicule, d'une phase 2 enchaînée à la première (FTP72-2), et d'une phase 3, répétition de la phase 1, (figure (IV-1)).

La figure (IV-2) illustre un tracé du cycle HFET (Highway Fuel Economy Test) qui est un parcours interurbain de 16,4 Km (vitesse moyenne : 50 Km /h). Parcours deux fois, la mesure est effectuée au cours du second parcours. Il a été construit initialement pour la mesure de la consommation.

Les figures (IV-3) et (IV-4) présentent respectivement, le cycle HDUDDS (Urban Dynamometer Driving Schedule for Heavy Duty Vehicles) et le cycle NYC (New York City Cycle), établis aux Etats-unis.

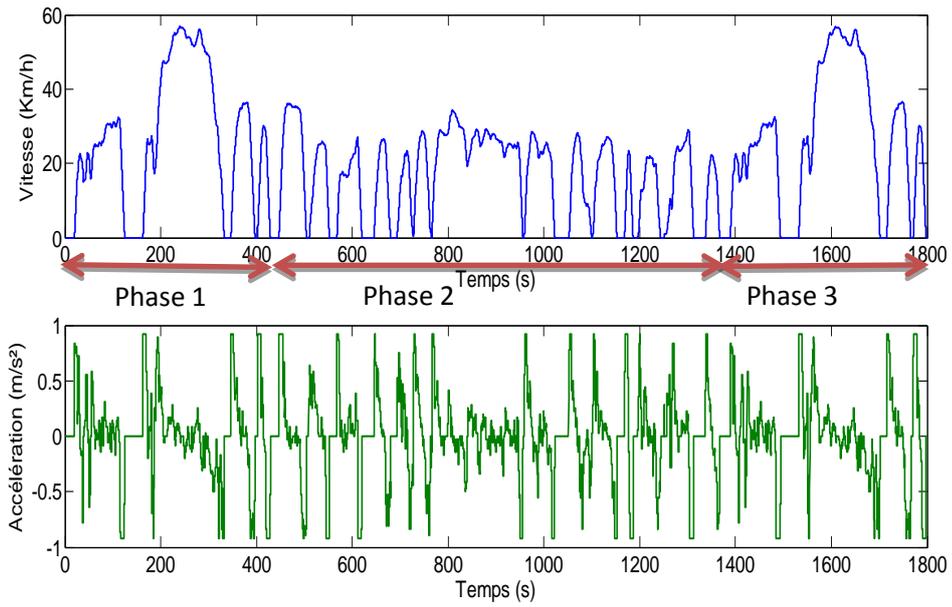


Figure IV.1.:Cycle FTP (Federal Test Procedure)

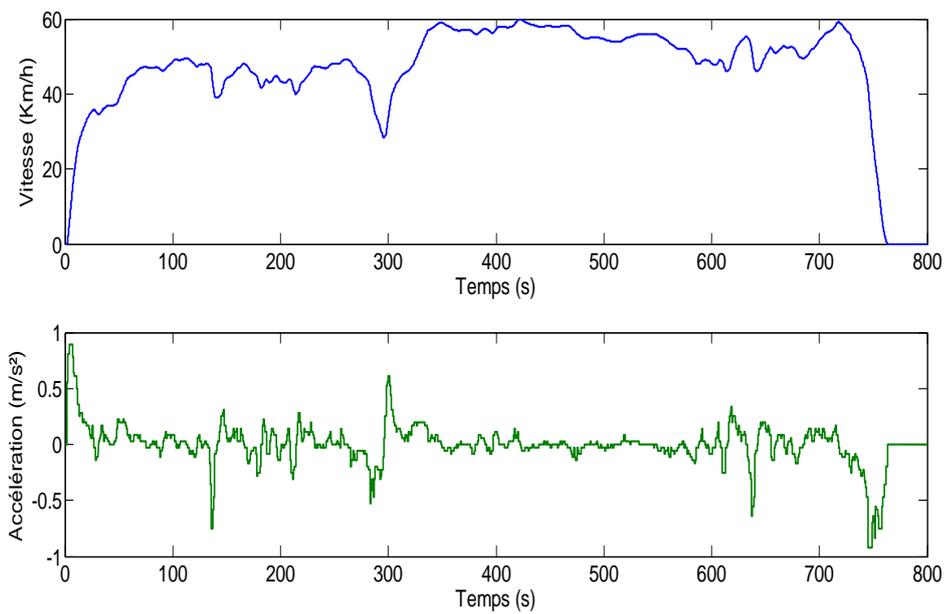


Figure IV.2: Cycle HFET (Highway Fuel Economy Test)

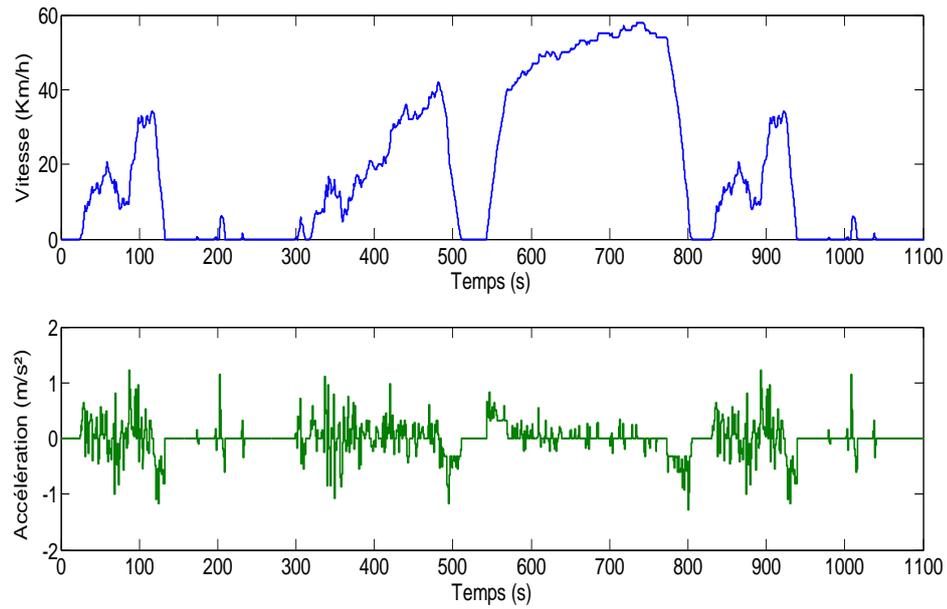


Figure IV.3: Cycle HDUDDS (Urban Dynamometer Driving Schedule for Heavy Duty Vehicles)

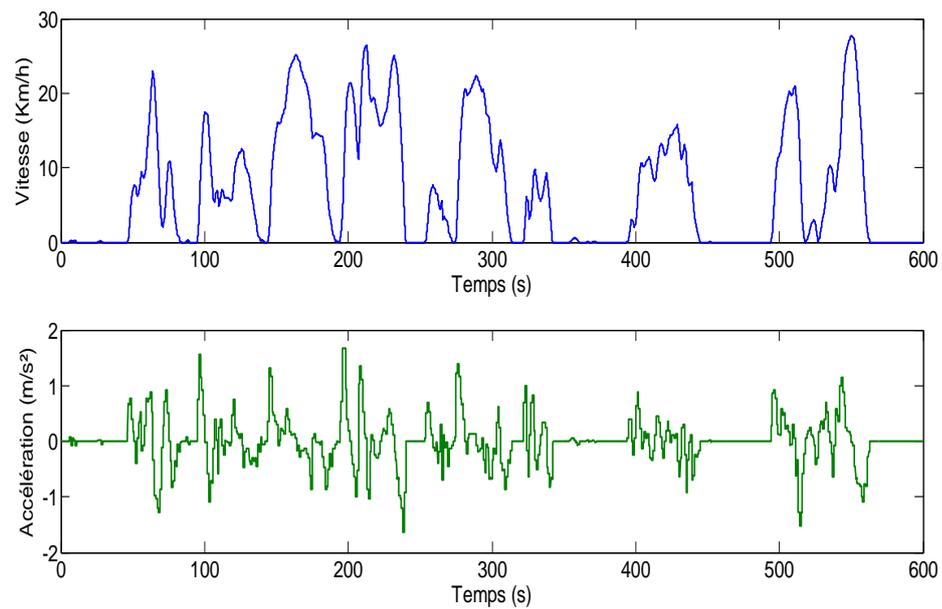


Figure IV.4: Cycle NYC (New York City Cycle)

La figure (IV-5) illustre Le cycle Européen urbain. Ce dernier a été choisi pour le reste de notre travail car, le profil de vitesse simple et sans pics nous permettra de tester notre algorithme de supervision de puissances.

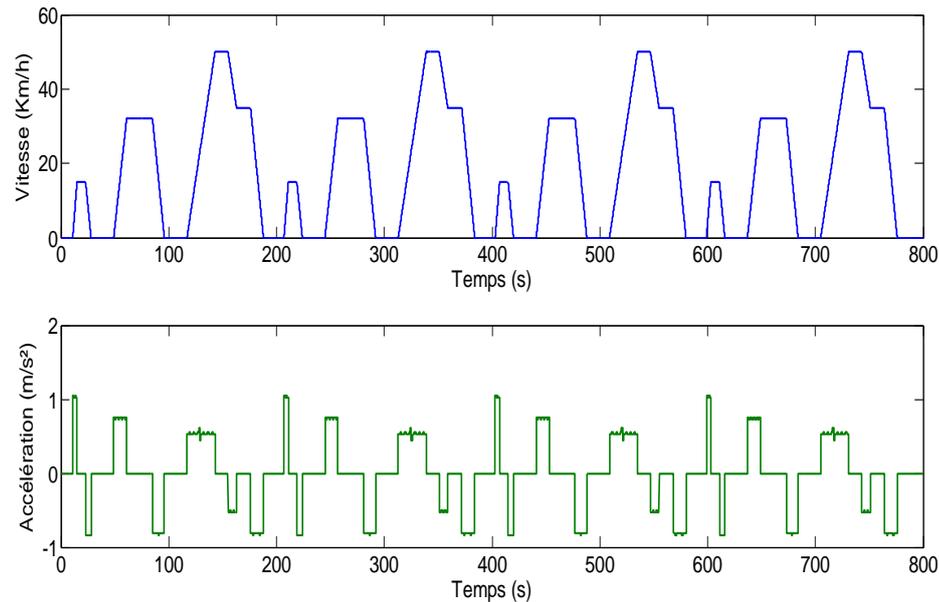


Figure IV.5: Cycle Européen urbain (ECE-15)

En effet, ces profils de route sont très utiles pour examiner le fonctionnement du véhicule électrique dans les différents secteurs, ou on remarque sur les figures précédentes que la variation de la pédale d'accélération suit parfaitement le changement du profil de la route.

Le but envisagé par cette série de simulation est d'estimer la puissance mécanique demandé au moteur propulseur, et ce, pour le cycle urbain européen, en tenant compte de la vitesse linéaire et le gradient routier. En fait, ce profil de charge, ainsi que les niveaux d'éclaircissements solaires constituent l'input à l'organe de contrôle et de gestion d'énergie.

Sur les figures (IV-6) et (IV-7) sont montrées les allures des puissances développées par le moteur propulseur par rapport au gradient routier, et ce pour le cycle NYC et HFET respectivement. Dans un premier temps, l'angle α_p est considéré égale à zéro : aucune pente à gravir par le véhicule, puis une augmentation de la pente de 5° et 10° ont été proposés pour connaître l'appel de puissance limite du véhicule. De ces graphes trois remarques sont extraites :

- Le gradient affecte d'une manière monotone l'appel de puissance mécanique développée par le moto-propulseur pour les deux cycles. Cette augmentation de puissance est causée par l'accroissement de la force F_p (voir équation II.61).

- Une augmentation notable de la puissance en régime dynamique (variation de la vitesse linéaire) est constatée, et qui est causé principalement par l'accroissement du couple dynamique (voir équation II.71).

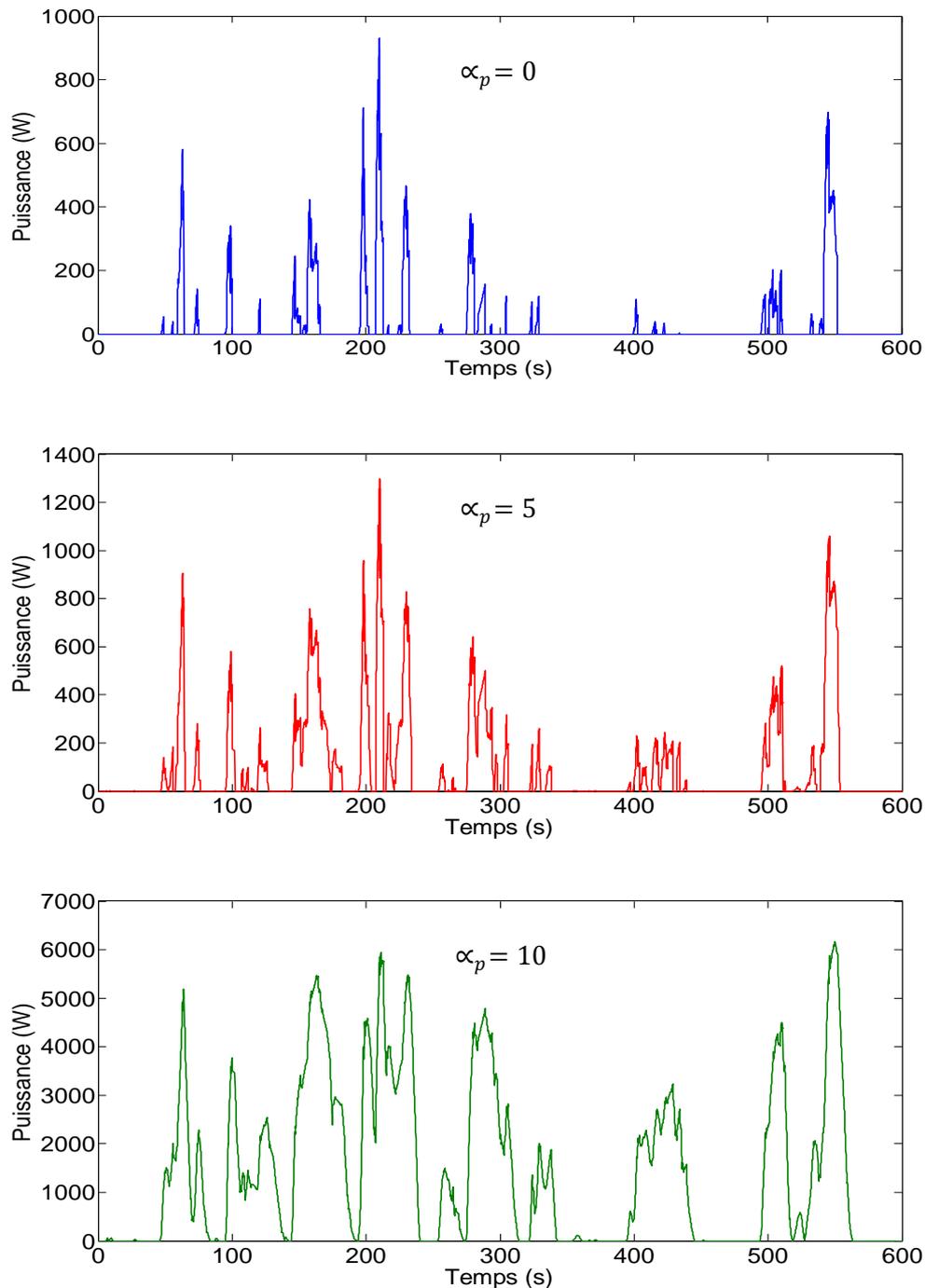


Figure IV.6: Puissance nécessaire pour vaincre les forces résistantes au mouvement à différents gradients routiers (New York City Cycle)

- Un appel de puissance important dans le cas du cycle HFET, comparé au cycle NYC, et ce pour toute la plage de variation de la vitesse linéaire et du gradient routier, ce qui

conduit à un choix judicieux du moteur d'entraînement, ayant un rendement élevé à faible puissance.

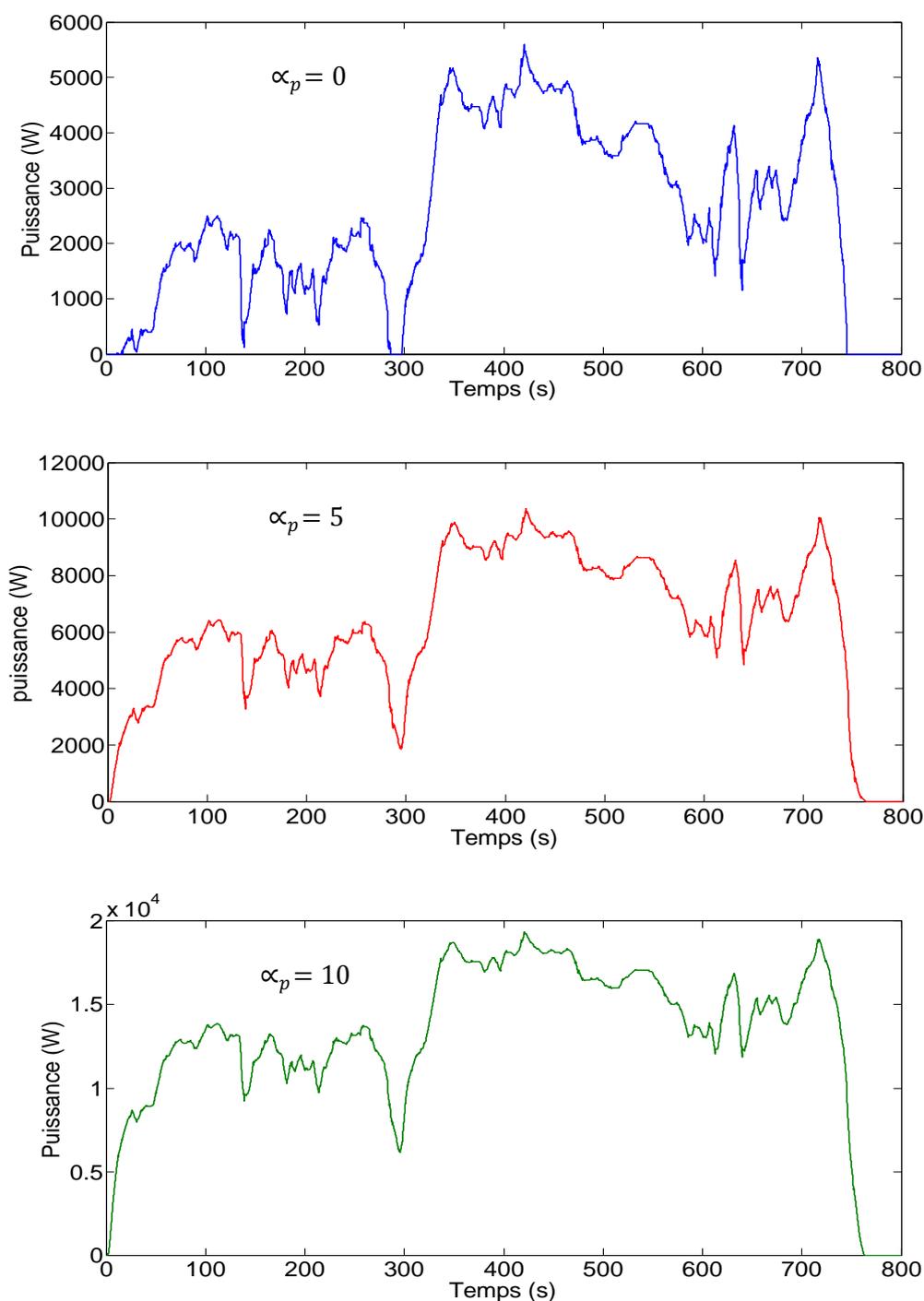


Figure IV.7 : Puissance nécessaire pour vaincre les forces résistantes au mouvement à différents gradients routiers (Highway Fuel Economy Test)

IV.3 Résultats de la partie source

Les figures (IV-8) et (IV-9) représentent respectivement le profil de charge avec un gradient routier $\alpha_p = 5^\circ$, caractérisé par la demande énergétique du véhicule en cycle ECE,

ainsi que les niveaux d'éclaircissements solaires. Pour bien distinguer l'apport en performances des lois de commandes suggérées, ces niveaux varient en escalier, avec un moyenne de 416 W/m^2 , avec une période de 200s.

De la figure (IV-8), on peut constater que cette demande de puissance refléchi un fonctionnement intermittent entre arrêt et marche, et varie en pic croissant, ayant une période de 200s.

Les figures (IV-10) et (IV-11) illustrent les puissances fournies par les différents sous-systèmes (GPV et pile à combustible), alors que les caractéristiques (IV-12), (IV-13), (IV-14) et (IV-15) décrivent les conditions et le basculement des différents modes de fonctionnement.

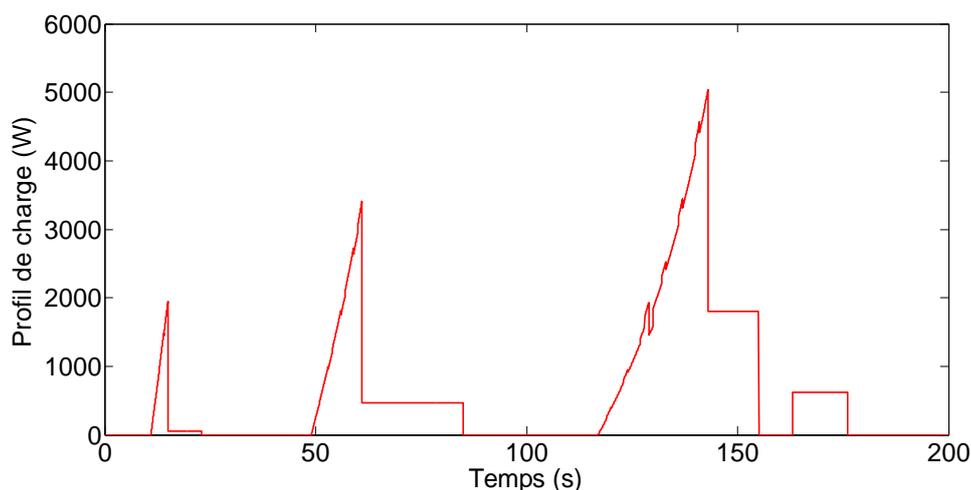


Figure IV.8 : Profil de charge

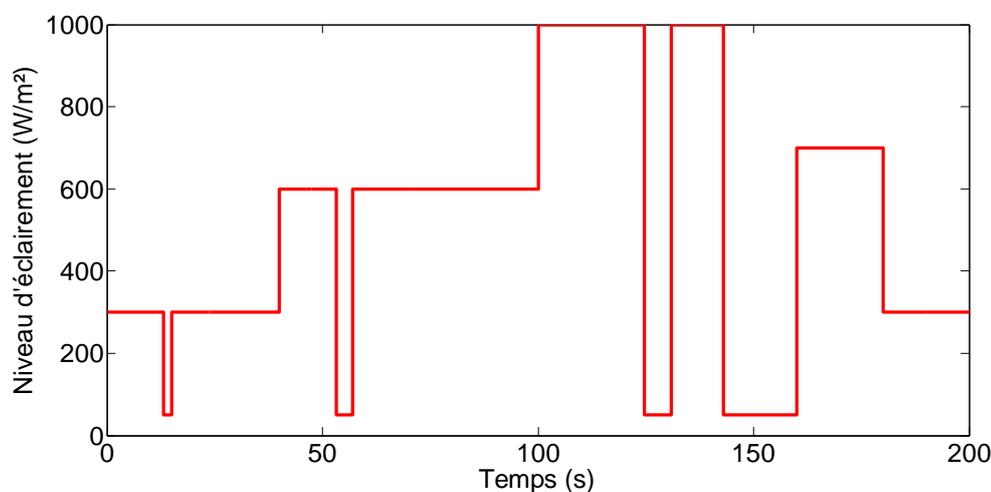


Figure IV.9 : niveaux d'éclaircissement

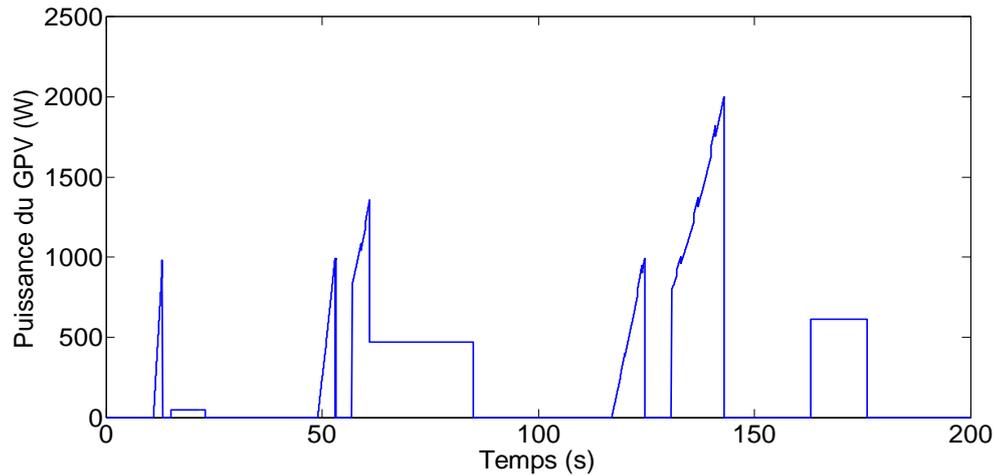


Figure IV.10 : puissance du générateur photovoltaïque

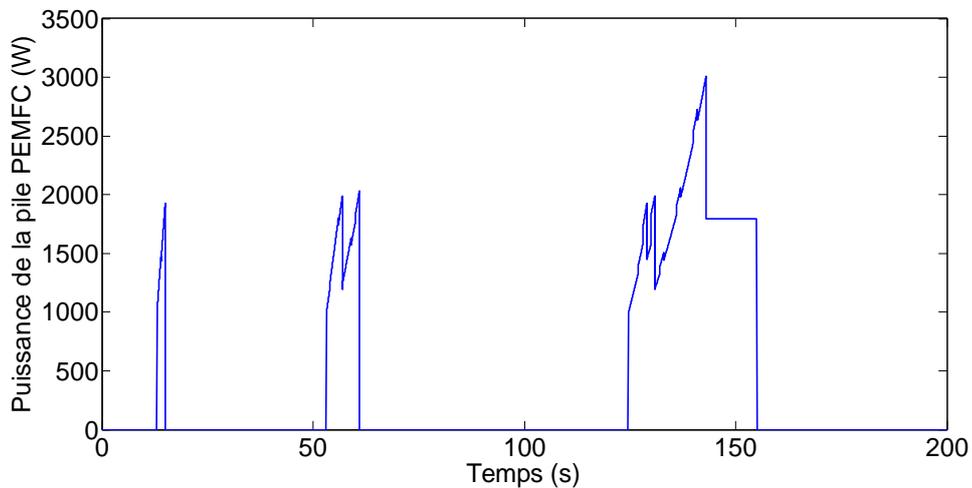


Figure IV.11 : puissance de la pile à combustible PEM

Pour mener une bonne lecture des résultats, les conclusions suivantes sont extraites :

- De (0 à 11s) : La voiture est en arrêt (voir cycle urbain normalisé). Aucune demande énergétique n'est constatée, et les deux sources sont inactives.
- De (11 à 23.01s) : La charge varie entre (0 et 2000W), alors que le générateur PV ne peut délivrer que 1000W pour ce niveau d'éclairement (400 W/m^2). Donc, de (11 à 13.08s), le système fonctionne en mode 1 car la puissance demandée est très faible et ne dépasse pas la puissance fournie par Le GPV. Ensuite de (13.8 à 15.05s), il bascule en mode 2, ou la pile à combustible fournit la puissance de charge nécessaire (voir figure 4-15) et enfin de (15.05 à 23.01s), le système revient en mode 1 parce que la puissance demandée est faible et ne dépasse pas 50W.

- De (49 à 85.01s) : La demande de la charge augmente d'environ 1000W et le palier d'éclairage passe à 600w /m². Au début de cette séquence, entre 49s et 53.15s, la demande de la charge est croissante et le générateur photovoltaïque est apte à couvrir cette demande. Le système fonctionne alors en régulation de puissance (mode 1). Arrivant à l'instant 53.15s, la demande de la charge augmente de presque le double, et le niveau d'éclairage chute à presque 40 W/m². Le GPV se trouve alors inapte à couvrir cette demande, le superviseur d'énergie fait basculer le système en mode 2, ou la pile à combustible couvre toute la puissance demandée. Entre 56.923s et 61s, le niveau d'éclairage est rétabli à 600 W/m², et une croissance monotone de la puissance demandée de la charge est remarquée. Le système bascule alors en mode 3, ou le générateur PV fonctionne en MPPT, en débitant une crête de 1300 W, et la pile à combustible, comme source d'appoint fournit la puissance (2000 W) pour couvrir la totalité de la puissance demandée. Enfin, entre (61s et 85.01s) la demande de la charge devient constante et égale à 472W, ce qui rend le système de nouveau en mode 1, ou le GPV couvre cette puissance et fonctionne en régulation de puissance.
- De (117.1 à 155.01s) : Le palier d'éclairage passe à la valeur maximale (1000w/m²), et les trois modes de fonctionnement sont constatés. De (117.1s et 124.66s), une montée écrêtée à 1000 W de la puissance de charge est remarquée. Cette dernière est totalement couverte par le GPV qui opère en mode régulation de puissance (mode 1). Ensuite, de (124.66s à 130.9s) le système passe en mode 2, ou la pile couvre la totalité de la puissance demandée.

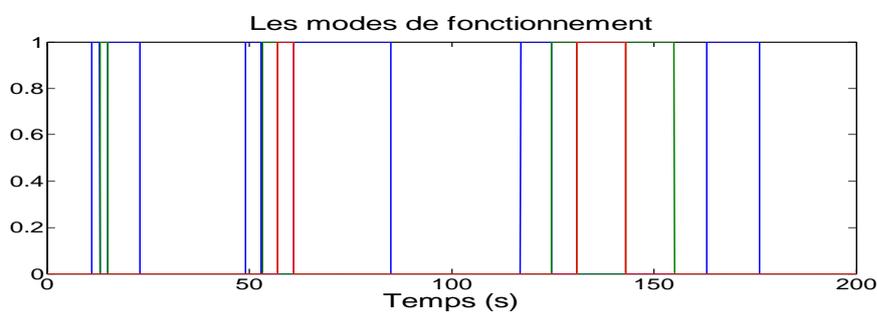


Figure IV.12 : Les modes de fonctionnement du système

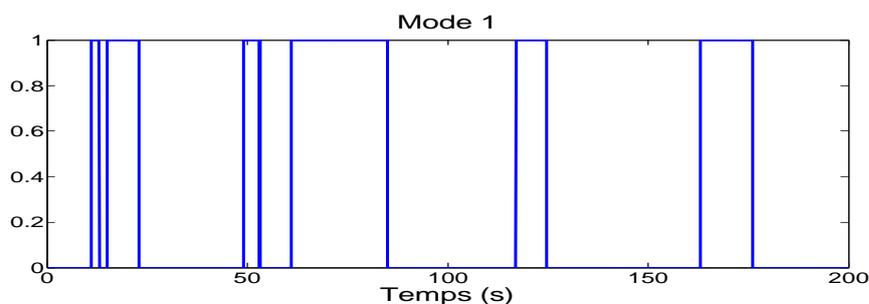


Figure IV.13 : Mode de fonctionnement 1

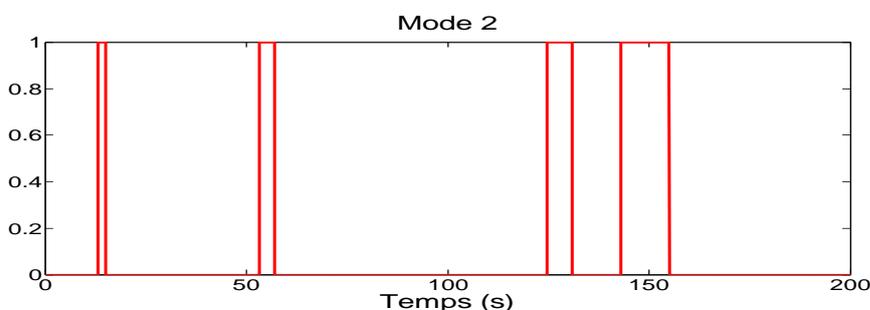


Figure IV.14 : Mode de fonctionnement 2

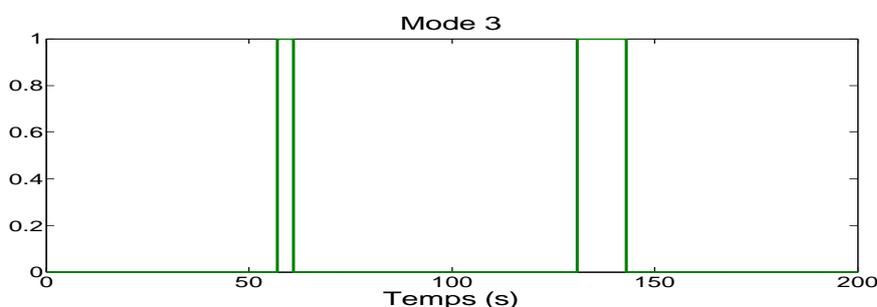


Figure IV.15 : Mode de fonctionnement 3

- De (130.9s à 143s), la demande de la charge dépasse les puissances dimensionnées de chaque source. Le système bascule alors en mode 3, ou le GPV opère en MPPT, alors que le reste de puissance est délivrer la pile à combustible. Enfin, de (143s à 155.01s), le niveau d'éclairement chute notablement, et la demande de la charge demeure constante (1800 W). Le GPV se trouve alors incapable de couvrir cette demande, et elle est quasiment fournie par la pile à combustible, qui opère en mode 2.
- De (163s à 176s) : Le niveau d'éclairement indique 800W/m². Une demande moindre de la charge est constatée (620W). Le générateur PV couvre cette puissance et le système bascule de nouveau en mode 1 (voir les figures (IV-10) et (IV-13)).

La figure (IV-16) présente l'allure de la tension du générateur photovoltaïque, alors que la figure (IV-17) décrit les différents modes de passage. Les figures (IV-18) et (IV-19) illustrent respectivement, l'allure de la tension de la pile à combustible et ainsi que celle du bus continu.

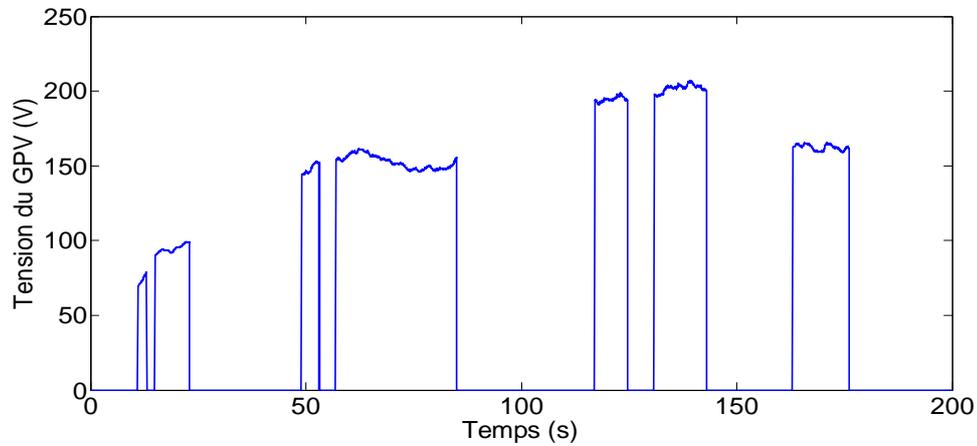


Figure IV.16 : Tension du générateur photovoltaïque

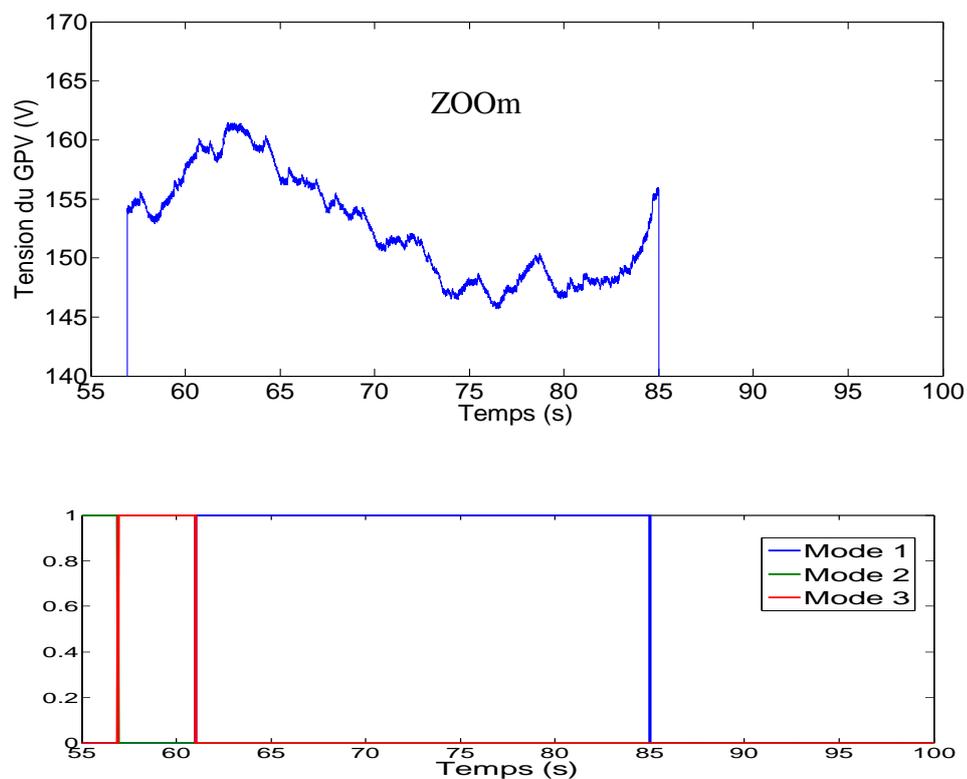


Figure IV.17: Zoom du passage du mode 3 au mode 1

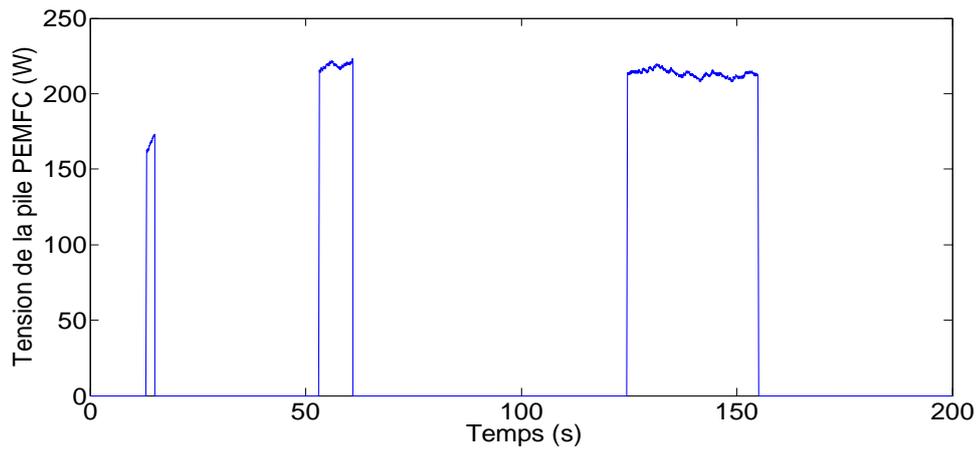


Figure IV.18: Tension de la pile à combustible

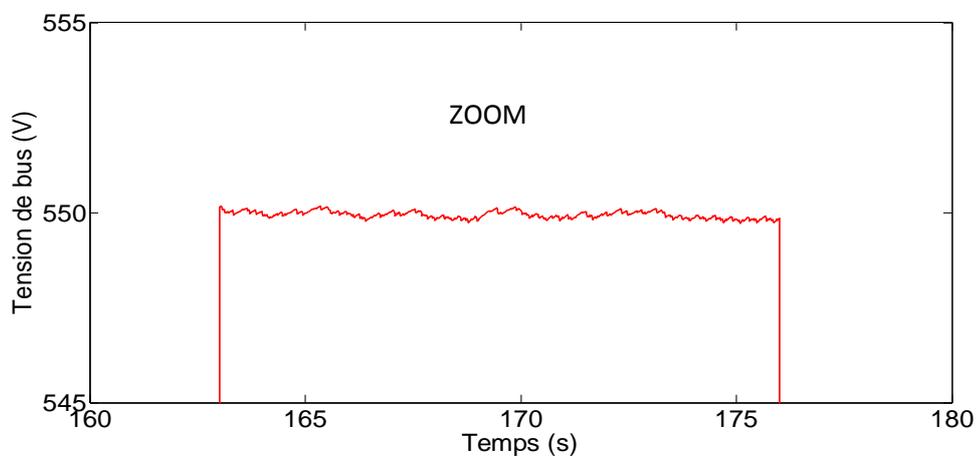
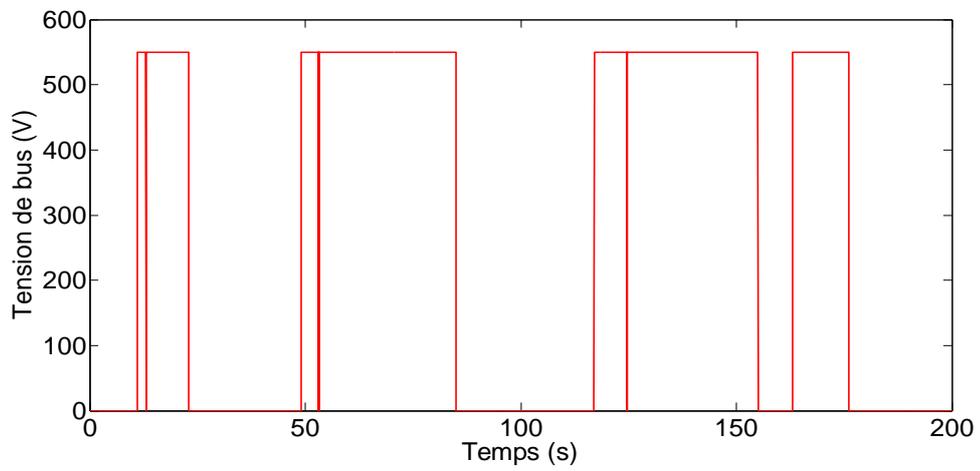


Figure IV.19: tension du Bus continu

De ces figures, on peut constater que :

- La tension de bus continu atteint toujours sa référence (550 V) sans dépassement ni erreur statique, pour les demandes de charge non nulles. En fait, pour les instants d'arrêt, aucune source d'énergie n'est activée, et les switchs du superviseur sont en mode off, ce qui conduit à une décharge totale du condensateur du bus continu.
- Pour mettre en exergue l'efficacité du régulateur flou, les deux indices de performances suivants sont suggérés :

1- l'intégrale de l'erreur absolue :
$$IAE = \int_0^t |e(t)| dt \quad (IV-1)$$

2- l'intégrale du carré de l'erreur:
$$ISE = \int_0^t e^2(t) dt \quad (IV-2)$$

Les résultats de simulation ont donné :

$$ISE = 0.0068, \quad IAE = 0.073$$

De ce fait, le régulateur flou permet un suivi précis et rapide de la consigne, malgré les variations de la demande énergétique et des niveaux d'éclairage.

- De (56.9-61s), la figure (IV-17) montre que le superviseur d'énergie fait fonctionner le système en mode 3. Le générateur PV délivre sa puissance maximale, et le régulateur MPPT flou (FLC), fait coïncider la tension du GPV à sa valeur optimale. Ensuite de (61-85), le système bascule au mode régulation de puissance (mode 1), et la tension du GPV est alors inférieure à la tension optimale.
- Pour mettre en exergue l'efficacité du contrôleur MPPT flou (FLC). Les critères de performance cités ci-dessus ont donné :
ISE=0.009 et IAE=0.085.

De ces deux critères, on peut conclure que le régulateur MPPT flou prouve son efficacité.

IV.4 Résultats de la partie propulsion

Les simulations numériques ont été effectuées sur un véhicule électrique propulsé par un moteur asynchrone de 5 kW alimenté tantôt par un onduleur de tension à deux niveaux et tantôt par un onduleur de type NPC à trois niveaux à sélecteur neuronal.

Les lois de contrôle du convertisseur sont de type : DTC classique et DTC floue.

L'objectif des simulations effectuées est l'évaluation des performances dynamiques de la stratégie de commande proposée sur un cycle urbain normalisé ECE-15 illustré par la figure (IV-20). En fait, cette figure illustre les vitesses de rotation de référence, image de la vitesse linéaire, changée par la position de la pédale.

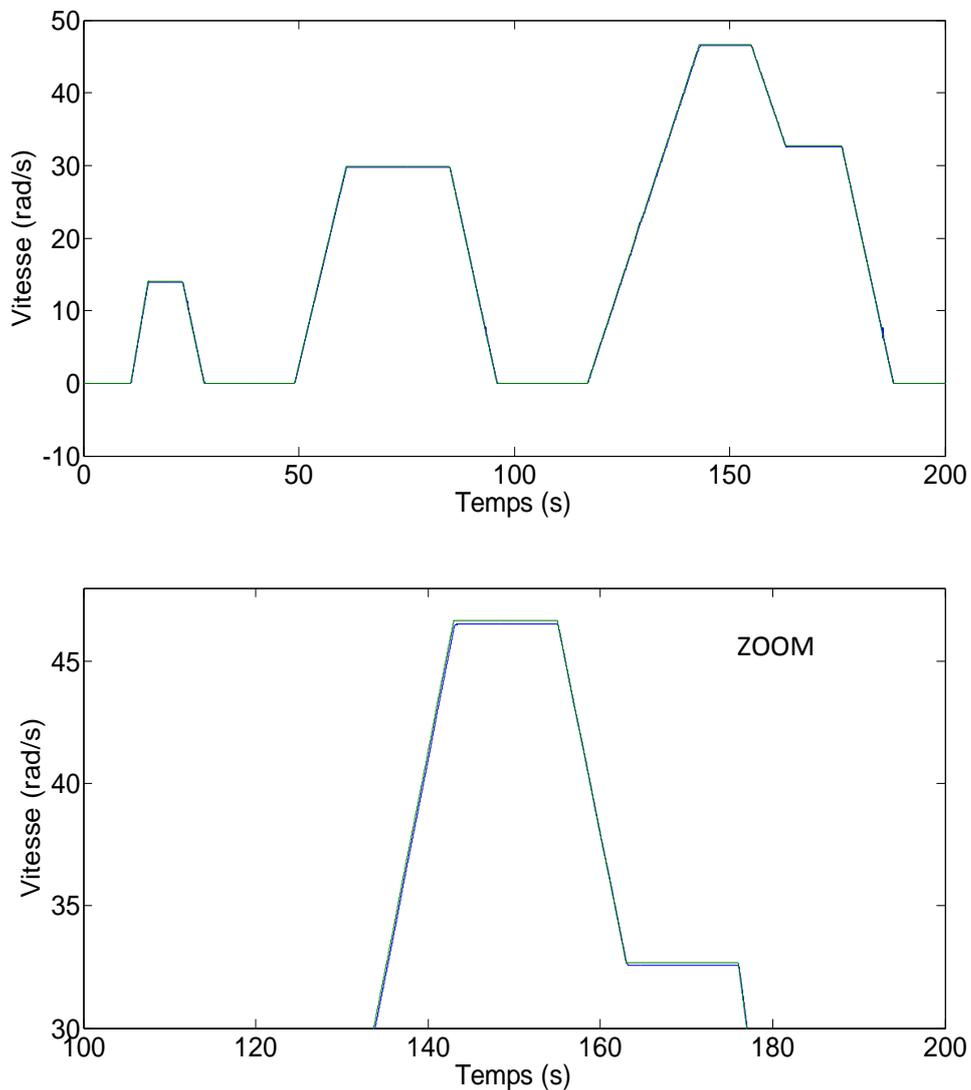


Figure IV.20: Vitesses de rotation de référence (cycle ECE)

Les figures (IV-21) à (IV-23) illustrent les allures du couple électromagnétique et du flux rotorique, pour les trois stratégies citées au paravent, en tenant compte des changements de la position de la pédale d'accélération ainsi qu'un profil de route varié, caractérisé par des portions montantes, descendantes et plates.

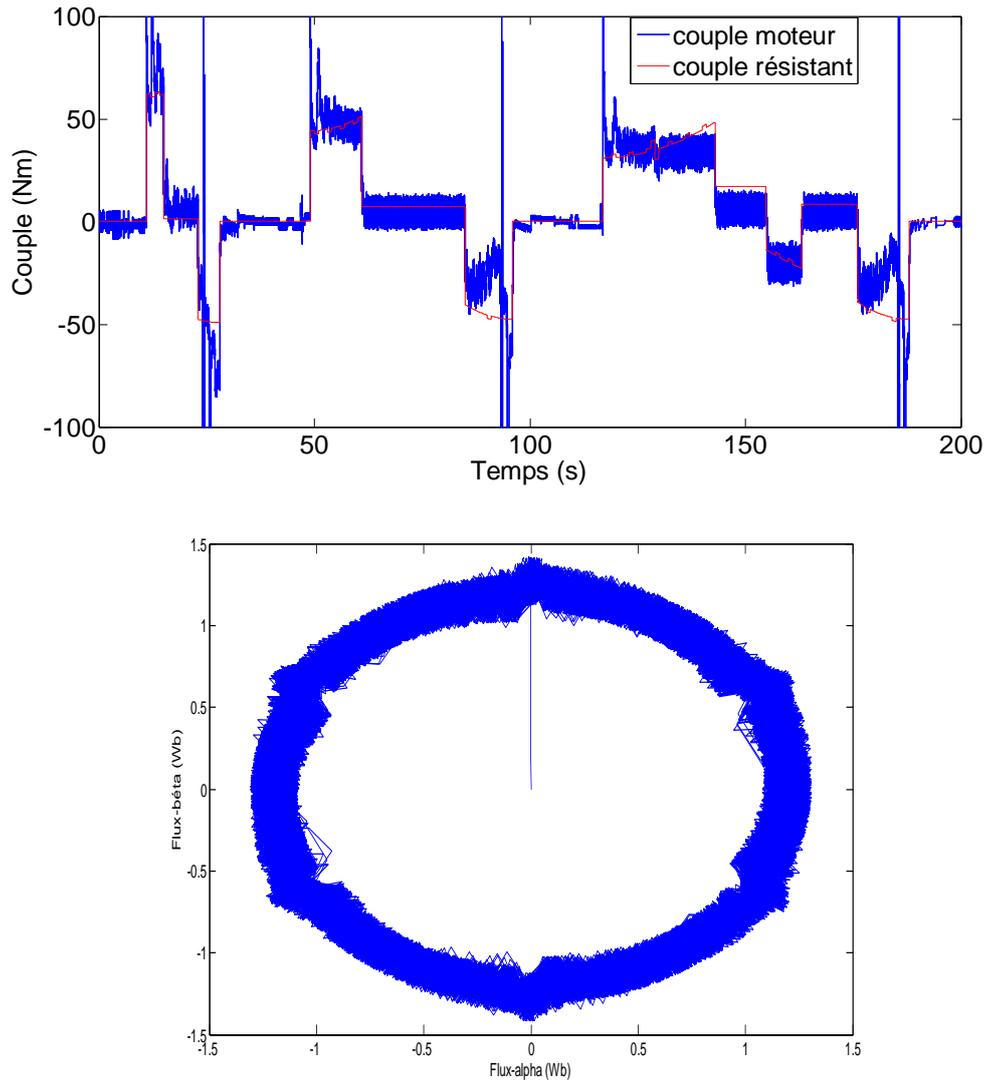


Figure IV.21: Résultat de simulation de la commande DTC à 2 niveaux

Comparée aux travaux précédents utilisant des onduleurs à deux et trois niveaux, la stratégie proposée est appliquée à tout le véhicule, en tenant compte de son aérodynamique. Cette stratégie a été employée pour réduire les contraintes liées à l'utilisation de régulateurs hystérésis et de tables de commutation dans la DTC classique, et par conséquent minimiser les ondulations de courant, de flux et de couple.

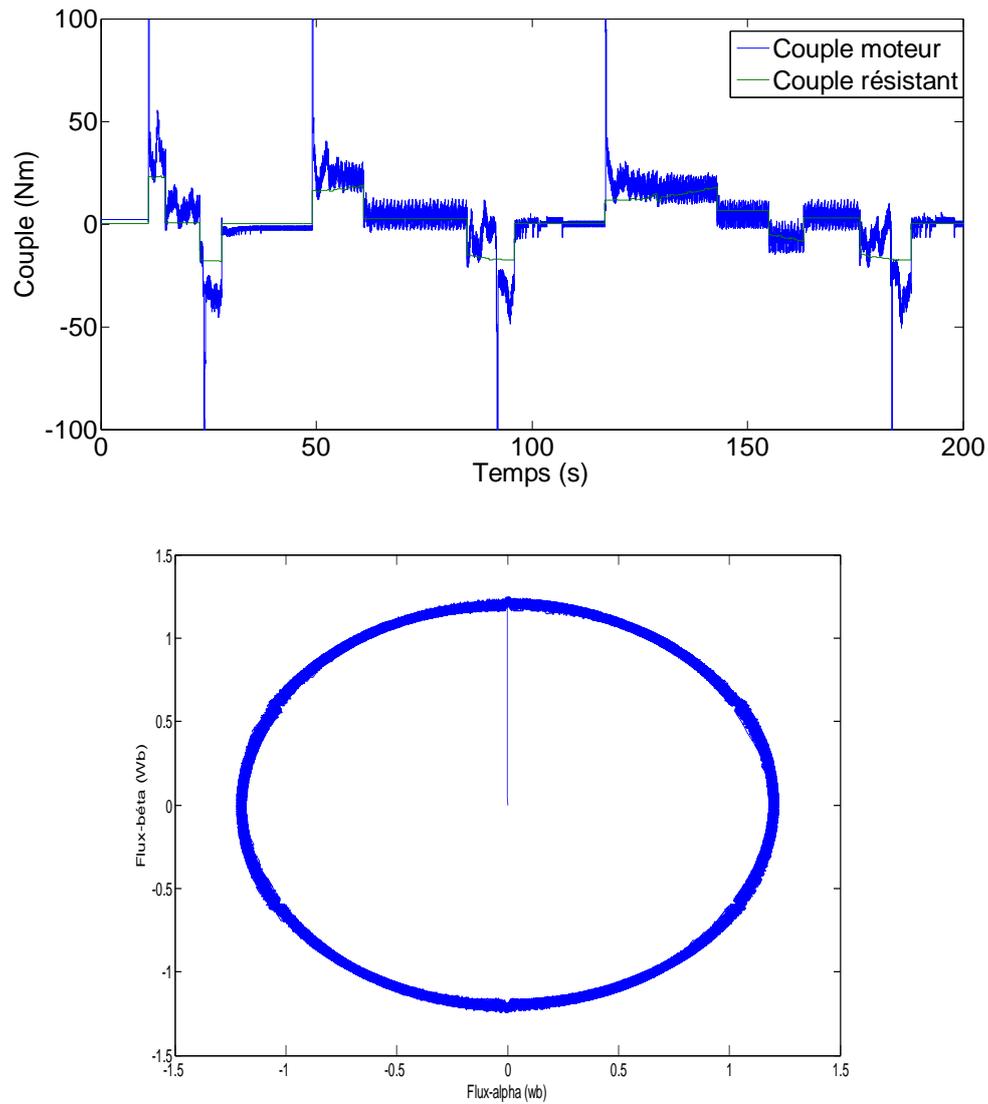


Figure IV.22: Résultat de simulation de la commande DTC à 3 niveaux.

Il faut particulièrement noter que la vitesse et le couple enregistrent des changements d'autant plus notables que le profil de la route et les positions d'accélérateur sont importants.

La figure (IV-24) illustre l'allure des courants statoriques de la commande DTC floue.

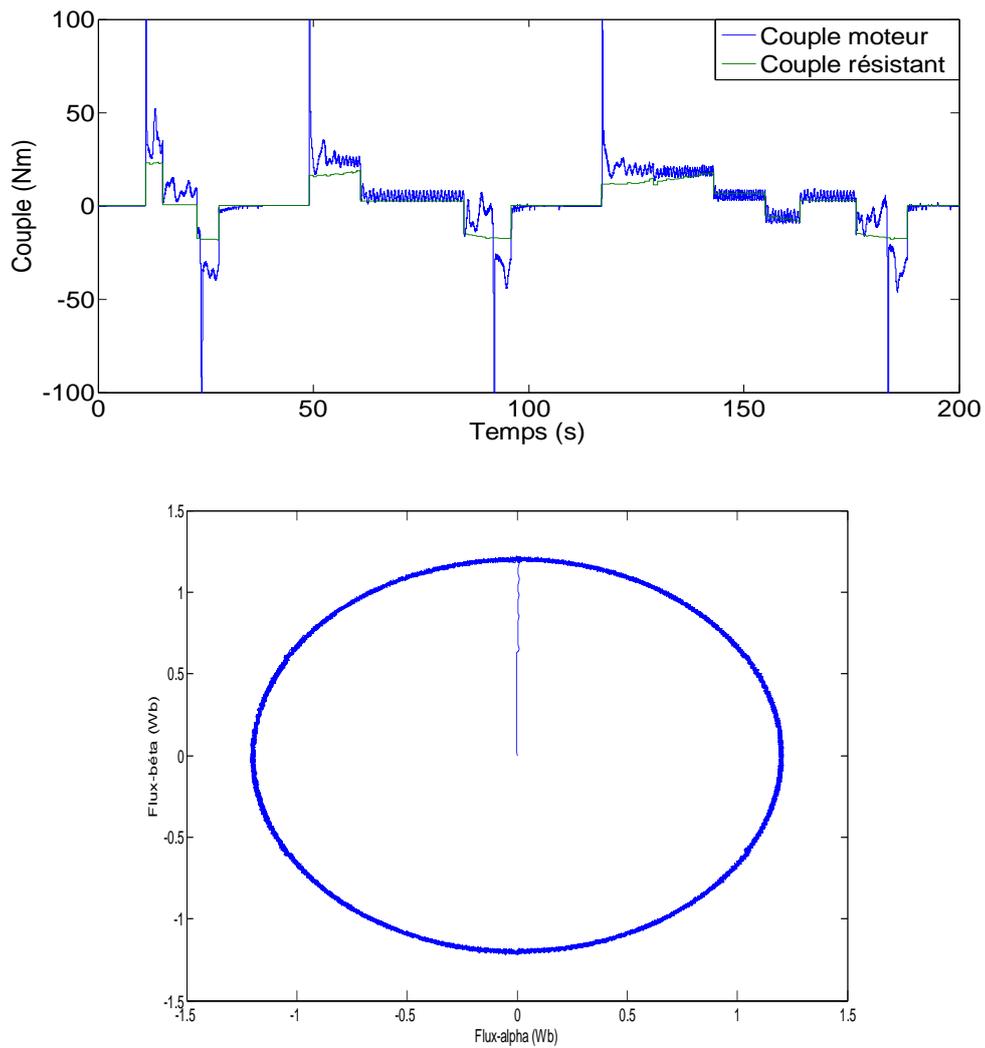


Figure IV.23: Résultat de simulation de la commande DTC-Flou.

Les résultats obtenus illustrent assez clairement les bonnes performances dynamiques en termes de vitesse et de flux statorique de la commande DTC flou. Par ailleurs, on peut constater une réduction notable des ondulations de couple, notamment en comparaison à la commande directe du couple (DTC) à deux niveaux et à trois niveaux. Ceci est bien évidemment dû au taux d'harmonique faible du courant illustré par la figure (IV-25).

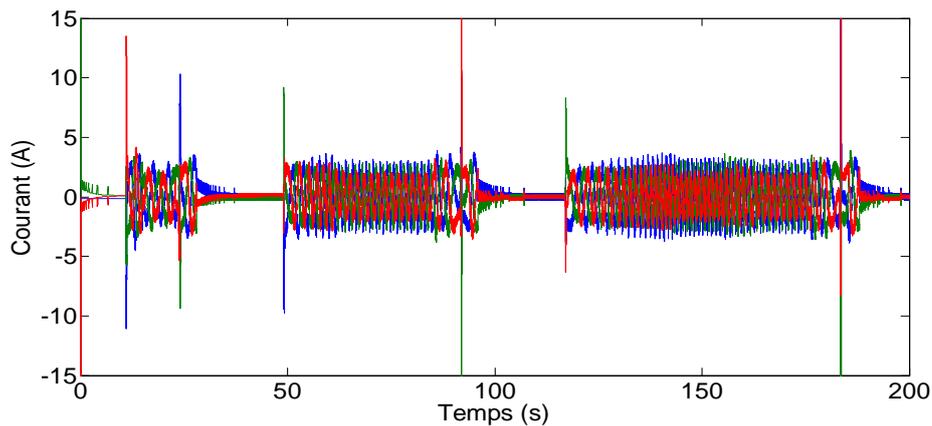


Figure IV.24 : Allure des courants statoriques de la commande (DTC floue).

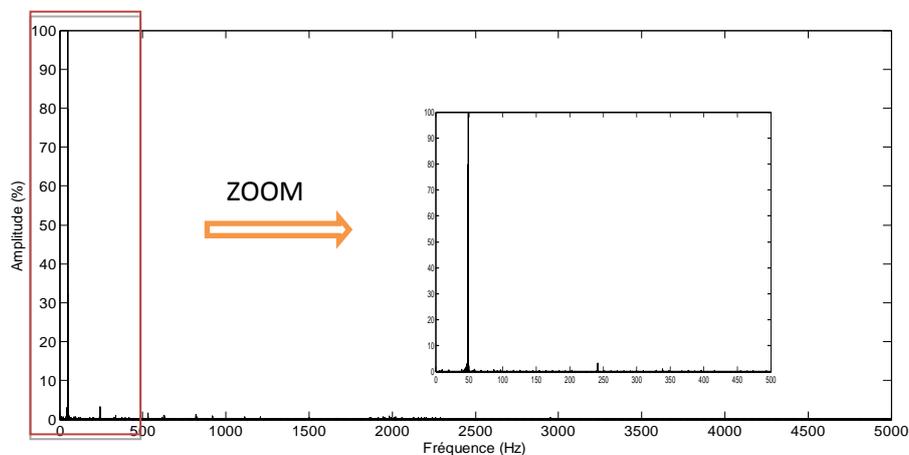


Figure IV.25 : Spectre du courant statorique de la commande (DTC floue), pour une vitesse de 1500 trs/min et un couple de 30 Nm.

IV.5 Conclusion :

Dans le présent chapitre, une série de simulation a été effectuée pour tester les performances des systèmes obtenues via les lois de contrôle suggérées. En fait, le gestionnaire d'énergie suggéré a permis une permutation souple entre les différents modes de fonctionnement, alors que la commande DTC floue a prouvé une supériorité notable vis-à-vis des DTC classiques, minimisant ainsi les stress sur le couple, ainsi qu'une norme du flux quasi-circulaire .

Conclusion Générale

Dans le présent travail, une étude de modélisation et d'optimisation d'un véhicule électrique alimenté par une source hybride propre (solaire, hydrogène) a été présentée. En fait, les lois de contrôle de la partie source ont ciblé de permettre une utilisation optimale des deux entités de génération utilisées, et ce via la conception du superviseur d'énergie flou proposé, alors que l'algorithme de commande du moteur propulseur basé sur la DTC-floue, permet un rejet presque total des harmoniques de courants indésirables.

Nous avons tout d'abord fait une présentation générale des différentes architectures, des divers constituants qui font partie de la chaîne électrique, de leur mode de fonctionnement et des tâches à accomplir par chaque sous-ensemble. Cela nous a guidé dans la définition de notre véhicule en terme d'architecture, moteurs et sources d'énergie. Notre système étudié est un véhicule tout électrique à entraînement direct, qui est propulsé par un moteur de type asynchrone alimenté par une source hybride (PV-fuel cell). En fin un état de l'art sur l'optimisation de quelques configurations du VE.

En deuxième lieu, et après une modélisation des différents sous-systèmes constituant le VE, une attention particulière a été donnée à la conception du superviseur d'énergie à base de la logique floue. Ce dernier a prouvé une efficacité notable par une permutation souple des différents modes de fonctionnement. Contrairement aux gestionnaires d'énergie classiques, qui permettent un écoulement de la puissance des sources suivant une demande connue en temps réel de la charge, l'algorithme proposé utilise le concept de la puissance fictive, inspiré de la méthode de conductance incrémentale du GPV. Le contrôleur d'énergie utilisé a pu verrouiller d'une façon organisée les différents sources produites et ce via les différents profils de routes prises par le véhicule d'une part, et les niveaux d'éclairiments d'autres part. Ces derniers ont été choisis variables en grands gradients, simulant ainsi le fonctionnement en nuit et en jour. Pour ce faire, trois modes d'opération ont été proposé. Dans le premier mode, la demande de la charge est assez modéré, et le GPV couvre totalement cette requête. Une fois, une chute notable de l'éclairiment solaire, simulant un passage nuageux ou une conduite pendant la nuit, la pile à combustible entre en opération et couvre totalement cette demande. Une fois la demande de la charge devient plus importante, le système bascule en fonctionnement hybride des sources, ou le GPV fournit le maximum de sa puissance, alors que la pile fonctionne en source d'appoint. Il est à noter que l'algorithme MPPT-flou basé sur

le concept de MAMDANI a permis d'obtenir une réponse rapide, douce, sans dépassement et peu sensible aux variations aléatoires de l'éclairement solaire.

Pour la commande du moteur propulseur, notre choix a été penché sur la conception d'une commande DTC basé sur la logique floue. L'étude comparative menée avec la DTC classique à deux et à trois niveaux a montré une supériorité notable de la technique proposée en qualité de performances mécaniques (couple), et électriques (courants et flux).

Au terme de ce travail nous avons affirmé qu'une grande partie de l'objectif fixé est atteinte. Pour la continuité de ce travail, il nous vient à l'esprit de définir les axes de recherches qui sont, à notre avis, encourageants pour le développement du véhicule électrique :

- Applications d'autres configurations de sources (tel que GPV + fuel cell + super condensateur), permettent de répondre à la demande énergétique du VE en toute circonstances.
- Réalisation d'un banc d'essai à partir des résultats de simulation pour compléter le travail et concrétiser ce projet

$I_{L,REF}$	Courant photonique sous condition de référence [A]
G, G_{REF}	Eclairement réels et à la condition de référence [W/m ²]
$T, T_{C,REF}$	Température de cellules, réelles et à la condition de référence [°K]
μ_{ISC}	Coefficient de la température du courant de court-circuit
V	Tension de sortie [V]
I	Courant inverse de saturation [A]
γ	Facteur de qualité
R_S	Résistance série [Ω]
q	Constante de charge d'électron, [1.602 x 10 ⁻¹⁹ C]
k	Constante de Boltzmann, [1.381 x 10 ⁻²³ J/K]
V_{cell}	Potentiel d'une cellule [V]
J	Densité de courant [A.cm ⁻²]
E_0	Tension de circuit ouvert [V]
b	Paramètres de Tafel pour la réduction de l'oxygène [V]
R	Résistance ohmique [$\Omega.cm^{-2}$]
m, n	Paramètres liés à la diffusion [v, A ⁻¹]
V_{cell}	Potentiel d'une cellule [V]
J	Densité de courant [A.m ⁻²]
E_{0c}	Tension de circuit ouvert de la cellule [V]
\dot{j}_d, b, Δ	Paramètres du modèle de la pile à combustible
T	Température [°K]
P_{o_2}	Pression partielle en oxygène [bar]
L_{aa}	Inductance propre d'une phase statorique [H]
L_{AA}	Inductance propre d'une phase rotorique [H]
M_{ab}	Inductance mutuelle entre phases statoriques [H]
M_{AB}	Inductance mutuelle entre phases rotoriques [H]
$L_s = L_{aa} - M_{ab}$	Inductance propre cyclique du stator [H]
$L_r = L_{AA} - M_{AB}$	Inductance propre cyclique du rotor [H]

$L_m = \frac{3}{2}M_0$	Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor [H]
G	Poids du véhicule [G = m x g]
Af	Masse volumique de l'air [kg/m ³]
P	Surface frontale du véhicule [m ²]
v	Vitesse relative entre l'automobile et le vent [m/s]
G	Accélération gravitationnelle [m/s ²]
F_{ro}	Force de résistance au roulement [N]
F_{ad}	Force résistante due à la pénétration dans l'air[N]
F_p	Force résistante due à la pente à gravir [N]
F_{la}	Force exigée donnant l'accélération linéaire [N]
$[V_{an_0} \quad V_{bn_0} \quad V_{cn_0}]^T$	Tensions de sortie de l'onduleur [V]
$(\Phi_S)_{ref}$	Consigne de flux [Wb]
$(C_{em})_{reff}$	Couple de référence [N.m]
ΔC_{em}	Bande d'hystérésis du correcteur.

Bibliographiques

- [1] C.Yuen, D.Heon Kim, S.Chan Kim, W.Sam , “A New Maximum Power Point Tracker of Photovoltaic Arrays Using Fuzzy Controller ", IEEE, pp 396-403, 1994.

- [2] N. Patcharaprakiti, S. Premrudeepreechacharn,Y.Sriuthaisiriwong, “Maximum power point tracking using adaptive fuzzy logic control for grid-connected photovoltaic system ", Science Direct, Renewable Energy 30, pp.1771-1778, 2005.

- [3] Park, C, Oh, K, Kim and Kim, H. “Development of fuel cell hybrid electric vehicle performance simulator”, Int. J. Automotive Technology 5, 4, 287–295, 2004.

- [4] Yun, H., Zhao, Y., Sun, Z. and Wan, G. “Model-based power control strategy development of a fuel cell hybrid vehicle”, Power Sources, 180/2, 821–829, 2008.

- [5] Kim, M. J. and Peng, H. “Power management and design optimization of fuel cell/battery hybrid vehicles”, Power Sources, 165, 819–832, 2007.

- [6] M. C. Kisacikoglu, M. Uzunoglu, M. S. Alam, “Load sharing using fuzzy logic control in a fuel cell/ultracapacitor hybrid vehicle”, International Journal of Hydrogen Energy, vol. 34, no. 3, pp. 1497-1507, Febr. 2009.

- [7] A. NOUH, “Contribution au développement d’un simulateur pour les véhicules électriques routiers”, Thèse de doctorat en génie électrique, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, Mars 2008.

- [8] Thierry Mahé, “Motorisations hybrides”, Conférence internationale de l’industrie et technologie, pp. 38-41, mai 2005.

- [9] Agence Internationale de l'Energie (IEA), "Véhicules Electriques: Technologie, Performances et perspectives", Editions TECHNIP, Paris, France, 1994.
- [10] O. REYSS, "Stratégies de contrôle embarquables d'un groupe moto-propulseur hybride", Thèse de doctorat en sciences et technologies de l'information des télécommunications et des systèmes, école supérieur d'électricité paris sud, octobre 2008.
- [11] Claude-Eric BARBIER – "Modélisation et simulation du système véhicule électrique pour la conception et le contrôle de sa chaîne de traction", Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, 22.10.1994.
- [12] F. Badin, J. Scordia, R. Trigui, E. Vinot et B. Jeanneret, "Hybrid electric vehicles energy consumption decrease according to drive train architecture", Hybrid vehicle conference, Institution of engineering and technology , pp. 213 – 224, December 2006.
- [13] B. Multon, "Motorisation des véhicules électriques", Techniques de l'ingénieur, 2001.
- [14] D. Fodorean, "Conception et réalisation d'une machine synchrone à double excitation : Application à l'entraînement direct", Thèse de doctorat, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, juillet 2005.
- [15] M. Ehsani, Y. Gao, S. E. Gay et A. Emadi, "Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles", Edition CRC Press LLC, Second Edition, 2005.
- [16] P. Mestre, "Etude et Simulation d'un Véhicule Electrique à Moteur synchrone mono-source", Thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse (INPT), juin 1997.
- [17] V. MESTER, "Conception optimale systémique des composants des chaînes de traction électrique", Thèse de doctorat en génie électrique, Ecole Centrale de Lille, Mai 2007.

- [18] M. H. Westbrook, “Development and future of battery, hybrid and fuel-cell cars”, Edition IET, 2001.
- [19] J. Beretta, “Le génie électrique automobile”, Edition Hermes Lavoisier, mai 2005.
- [20] I. Husain, “Electric and hybrid vehicles: Design Fundamentals”, Edition CRC Press, Second Edition, 27 juin 2011.
- [21] Der Fa Chen Chin, Wen Liao Kai, Chao Yao, “Direct Torque Control for a Matrix Converter Based on Induction Motor Drive Systems”, IEEE proceedings, International conference on Innovative Computing, Information and Control, Vol. 7, pp. 101-108, 2007.
- [22] Fengyang Gao; Congyue Huang; Jianguo Zhai, “Research on improvement of DCT performance using the low-pass filter for stator flux”, Electric Drive Automation, Vol. 32, No. 2, p. 9–12, 2010.
- [23] Roberto Faranda, and Sonia Leva, “Energy comparison of MPPT techniques for PV systems”, WSEA transactions on Power Systems, pp. 446-455, 2008.
- [24] Philippe Stevens, Frédéric Novel-Cattin, Abdel Hammou, Claude Lamy et Michel Cassir, “Pile à Combustible ” Techniques de l’ingénieur, Août 2000.
- [25] James Larminie and Andrew Dicks, “Fuel Cell Systems Explained”, Edition John Wiley, Second Edition, 2003.
- [26] Claus Abjerg Andersen, Morten Olesen Christensen and Anders Risum Korsgaard, “Design and Control of Fuel Cell System for Transport Application” Project in alborg university, project group: EMSD 10 - 11A, june 2002.
- [27] Qi Li , Weirong Chen , Yankun Li , Shukui Liu , Jin Huang, "Energy management strategy for fuel cell/battery/ultracapacitor hybrid vehicle based on fuzzy logic", International journal of electrical power and energy systems, Elsevier, Vol. 43, pp. 514–525, 2012.

- [28] Jenn-Jiang Hwang, Yu-Jie Chen, Jenn-Kun Kuo, ‘‘ The study on the power management system in a fuel cell hybrid vehicle’’, International journal of hydrogen energy, Elsevier, Vol. 37, pp. 4476-4489, 2012.
- [29] Ahmet Afsin Kulaksiz , Ramazan Akkaya, "A genetic algorithm optimized ANN-based MPPT algorithm for a stand-alone PV system with induction motor drive", International journal of solar energy, Elsevier, Vol. 86, pp. 2366–2375, 2012.
- [30] Qian Ning, "Modeling and Simulation for Fuel Cell-Battery Hybrid Electric Vehicle", International Conference on Computer Modeling and Simulation, IEEE, 2009.
- [31] Yuan Gao, Jinkuan Wang, Xinyun Qiu, "The Improvement of DTC System Performance on Fuzzy Control", journal of procedia environmental sciences , Elsevier, Vol. 10, pp. 589 – 594, 2011.
- [32] M. Nasir Uddin, *Senior Member IEEE*, and Muhammad Hafeez, "FLC Based DTC Scheme to Improve the Dynamic Performance of an IM Drive ", IEE Transactions on Industry Applications, Vol. 48, N°2, pp. 823 - 831, Nov 2010.
- [33] Xavier del Toro, Salvador Calls, Marcel G. Jayne, Phil A. Witting, Antoni Arias and Jose Luis Romeral, "Direct Torque Control of an Induction Motor Using a Three-level Inverter and Fuzzy Logic", IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Vol. 2, pp. 923 – 927, 4/04/2004.
- [34] A. Betka, ‘‘Performance optimization of a photovoltaic induction motor pumping system’’, International journal of renewable energy, Vol. 29, pp. 2167–2181, 2004.
- [35] Nicola Femia, Giovanni Petrone, Giovanni Spagnuolo, Massimo Vitelli, " Optimization of Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking Method ", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 20, N°4, pp. 963-973, 2005.
- [36] Y. TIAM TAN "Impact on the power system with a large penetration of photovoltaic generation ", Thèse de doctorat en génie électrique, UMIST, february 2004.

- [37] Xiaofeng Sun, Weiyang Wu, Xin Li, Qinglin Zhao, " A Research on Photovoltaic Energy Controlling System with Maximum Power Point Tracking ", IEEE proceedings, Conference on Power Conversion, Vol. 2, pp.822-826, 2002.
- [38] Z. Jiang, L. Gao, and R. A. Dougal, "Flexible multiobjective control of power converter in active hybrid fuel cell/battery power sources," IEEE Transaction on Power Electronics., Vol. 20, N^o. 1, pp. 244–253, Jan 2005.
- [39] J. Kim & al, "Modeling of proton exchange fuel cell membrane with an empirical equation", Journal of Electrochemical Society, Vol. 142, N^o8, pp. 2670-2674, 1995.
- [40] S. Busquet, F. Domain, R. Metkemeijer, D. Mayer, "Stand-alone power system coupling a PV Field and a fuel cell", Proceedings of the PV in Europe conference, Rome, Italy, pp. 667-670, 2002, 7-11 October.
- [41] Faiz J., Sharifian M.B.B., Keyhani A., Proca A.B., "Sensorless direct torque control of induction motors used in electric vehicle", IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 18, n^o 1, pp. 1-10, March 2003.
- [42] Casadei D., Serra G., Tani A., Zarri L. and Profumo F., "Performance analysis of a speed-sensorless induction motor drive based on a constant-switching-frequency DTC scheme", IEEE Trans. Industry Applications, vol. 39, n^o 2, pp. 476-484, March-April 2003.
- [43] Haddoun A., Benbouzid M.E.H. and Diallo D., "A loss-minimization DTC scheme for EV induction motors", IEEE Trans. Vehicular Technology, vol. 56, n^o 1, pp. 81-88, January 2007.
- [44] F Valenciaga, P. F. Puleston, and P. E. Battaiotto, "Power control of a photovoltaic array in a hybrid electric system using sliding mode techniques", Proceeding of electrical engineering, Control and Theory Application, Vol. 148, no. 6, pp. 448–455, Nov. 2001.
- [45] Drid. S, A. Makouf, Nait-Said M.S, and Tadjine. M, "The Doubly Fed Induction

- Generator Robust Vector Control Based on Lyapunov Method”. Transactions on Systems, Signals & Devices Vol. 4, No. 2, pp. 1-13, 2009.
- [46] Mourad. Tiar, “Commande optimale d’un système de génération photovoltaïque hybride”, Thèse de magister en génie électrique, Université de Biskra, 2011.
- [47] Armstrong, S. and W.G. Hurley, “Self-regulating maximum power point tracking for solar energy systems”, Proceeding of the 39th International Conference of Power Engineering, University of the West of England (UWE), 6-09-2004.
- [48] G. Walker, “Evaluation MPPT converter topologies using a matlab pv model”, Australian universities power engineering conference, AUPEC, Australie, pp.1-6, Septembre 2002.
- [49] S. Yuvarajan, Dachuan Yu, Shanguang Xu, “A novel power converter for photovoltaic applications”, Journal of Power Sources, Vol. 135, N°: 1, pp. 327-331, 2004.
- [50] Z.d. Zhong, H.b. Huo, X.j. Zhu, G.y. Cao, Y. Ren, “Adaptive maximum power point tracking - control of fuel cell power plants”, Journal of Power Sources, Vol. 176, pp. 259-269, 2008.
- [51] M.A.S. Masoum, H. Dehbonei, E.F.Fuchs, “Theoretical and experimental analyses of photovoltaic systems with voltage and current-based maximum power point tracking”, IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol. 17, N°: 4, pp. 514-522, 2002.
- [52] V. Salas, E. Olias, A. Barrado, A. Lazaro, “Review of the Maximum Power Point Tracking Algorithms for Stand-Alone Photovoltaic Systems”, Solar Energy Materials & Solar Cells, Vol. 90, N°: 11, pp. 1555 –1578, 2006.
- [53] Hurng-Liahng Jou, Wen-Jung Chiang, Jinn-Chang Wu, “A novel maximum power point tracking method for the photovoltaic system”, Conference international PEDS, pp. 619-623, 2007.

- [54] S. Lalouni , D. Rekioua , T.Rekioua , E. Matagne “Fuzzy logic control of stand-alone photovoltaic system with battery storage”, *Journal of Power Source*, Vol. 193, N°: 2, pp. 899–907, 2009.
- [55] Ammasai Gounden, Sabitha Ann Peter, Himaja Nallandula and S. Krithiga, “Fuzzy logic controller with MPPT using line-commutated inverter for three-phase grid connected photo-voltaic systems”, *International journal of renewable energy*, Vol. 34, N°:3, pp. 909-915, 2009.
- [56] L. Al-Outaibi , N. Essounbouli , F. Nollet, "Intelligent Energy Management in photovoltaic installation using fuzzy logic", *International journal of sciences and technique of automatic control and computer engineering*, Elsevier, Vol. 5, pp. 1576–1585, 2011.
- [57] F. Chekired , A. Mahrane , M. Chikhi, "Optimization of energy management of photovoltaic system by the fuzzy logic technique", *Energy procedia*, Elsevier, 6, pp. 513–521, 2011.
- [58] Naim A. Kheir, Mutasim A. Salman, Niels J. Schouten “Emissions and fuel economy trade-off for hybrid vehicles using fuzzy logic”, *Journal of Mathematics and Computers in simulation*, Vol. 66, pp.155-172, 2004.
- [59] N. Schouten, M. Salman, and N. Kheir, “Fuzzy logic control for parallel hybrid vehicules”, *IEEE Trans. Contr. Syst.Technol*, Vol. 10, pp. 460-468, May 2002.
- [60] Essounbouli. N, Manamanni, N. Hamzaoui, “Synthesis of switching controllers a fuzzy supervisor approach”. *Conference of Nonlinear analysis Theory*, Special Issue, 65(9), pp.1689-1704, 2006.
- [61] R. Toufouti, “Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone”, *Thèse de doctorat en génie électrique*, Université de Constantine, Juin 2008.

- [62] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques". Thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy-I, 1999.
- [63] X. Huang, "Direct Torque Control of Three-level Inverter Using Neural Networks as a Switching Vector Selection", IEEE proceedings, International Conference on Industry Applications, Vol. 2, pp. 939-944, 2001.
- [64] Yuan Gao, Jinkuan Wang, Xinyun Qiu, "The Improvement of DTC System Performance on Fuzzy Control", elsevier, Procedia Environmental Sciences, Vol. 10, pp. 589 – 594, 2011.

Annexe

✚ Pièce d'identité du module utilisé

Ce module possède les caractéristiques suivantes fournies par le constructeur à 1000 w/m² et 25°C :

Courant de court-circuit : $I_{cc}= 3,7$ A

Tension à circuit ouvert : $V_{oc}= 22,5$ V

Courant optimum : $I_{op}=3,5$ A

Tension optimale : $V_{op}= 18$ V

Résistance série : $R_s= 0.08$ Ω

Puissance crête = 60 W

Coefficient de variation du courant en fonction de la température = 0.06 % / °c

Coefficient de variation du tension en fonction de la température = 0.4 % / °c

✚ Paramètres de moteur asynchrone

Puissance nominale : $P_n=5000$ W

Tension nominale : $V_s= 220/380$ V

Inductance propre cyclique statorique : $L_s = 0.1554$ H

Inductance propre cyclique rotorique : $L_r = 0.1554$ H

Inductance mutuelle : $L_m=0.15$ H

Résistance statorique : $R_s= 1.2$ Ω

Résistance rotorique : $R_r = 1.8$ Ω

Coefficient de frottement : $f =0.0001$ N.m.s/rad

Inertie : $J = 0.07$ N.m

✚ Paramètres du véhicule

Masse du véhicule : $m = 1540$ kg

Surface frontale du véhicule : $A_f= 1,8$ m²

Rayon de la roue : $R = 0,3$ m

Coefficient de résistance de roulement du pneu : $\mu = 0,015$

Coefficient de pénétration dans l'air : $C_w = 0,25$

Accélération gravitationnelle : $g = 9,81$ m/sec²

Coefficient de charge : $k_A = 0,22$

Masse volumique de l'air : $\xi = 0,23$ kg/m³

Coefficient d'inertie de rotation : $k_m = 1,08$

Sommaire

<i>Introduction générale</i>	1
 <u>Chapitre I : Configurations du système véhicule électrique</u>	
I.1 Introduction	4
I.2 Historique	4
I.3 Principales Configurations des Véhicules	5
I.3.1 Les véhicules hybrides	5
I.3.2 Les véhicules électriques ‘pur’	7
I.3.3 Inconvénients et avantages des VE	8
I.4 Définitions de base de la chaîne de traction	9
I.5 Solutions de transmission mécanique dans une chaîne de traction tout électrique	10
I.6 Les moteurs propulseurs	10
I.6.1 Moteurs à courant continu (MCC)	11
I.6.2 Moteurs synchrones	11
I.6.3 Moteurs Asynchrones	11
I.7 Multi-source pour une traction électrique	12
I.7.1 Le générateur photovoltaïque	12
I.7.2 Piles à combustibles	13
I.7.2.1 Définition	13
I.7.2.2 Principe de fonctionnement de la pile PEMFC	13
I.7.2.3 Le rendement d’une pile PEMFC	14
I.8 Etat de l’art	16
I.9 Conclusion	17
 <u>Chapitre II : Modélisation du système véhicule électrique</u>	
II.1 Introduction	18
II.2 Modélisation de la source hybride	18
II.2.1 Modélisation du générateur Photovoltaïque	18
II.2.2 Modèle de la pile à combustible PEM	24
II.3 Modèle des convertisseurs statique	29
II.3.1 Modèle moyen de l’hacheur survolteur	29
II.3.2 Modèle de l’onduleur	32
II.4 Modélisation du bus continu	34
II.5 Modélisation du moteur asynchrone triphasée	35
II.5.1 Description	35
II.5.2 Equations de tension en grandeurs de phase	36
II.5.3 Modèle de la machine asynchrone triphasée dans le repère de Park généralisé	38
II.6 Modélisation du Véhicule	39
II.6.1 Introduction	39
II.6.2 Dynamique du véhicule	39
II.7 Conclusion	42

Chapitre III : Description des Approches de Commande

III.1 Introduction	43
III.2 Description des modes de fonctionnement	44
III.2.1 mode 1 (régulation de puissance)	44
III.2.2 Mode 2	47
III.2.3 Mode 3 (MPPT et source d'appoint)	48
III.3 Superviseur d'énergie intelligent	55
III.4 Approche de commande du moteur de traction	58
III.4.1 Commande directe du couple (DTC) à deux niveaux	58
III.4.2 DTC munie d'un onduleur à trois niveaux à sélecteur neuronal (NPC)	64
III.4.3 Approche DTC-floue appliquée au véhicule	66
III.5 Conclusion	69

Chapitre IV : Résultats de simulation

IV.1 Introduction	70
IV.2 Cycles de conduite règlementaires	70
IV.3 Résultats de la partie source	75
IV.4 Résultats de la partie propulsion	82
IV.5 Conclusion	87
Conclusion générale	88
Bibliographiques	90
ANNEXE	98