

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

UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU



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

Mémoire de Fin d'Etude
de MASTER ACADEMIQUE
Spécialité : Entraînements Electriques

Présenté par
Sabah SAIB

**GESTION DE L'ENERGIE DES CHAINES DE TRACTION
ELECTRIQUE APPLICATIONS : VEHICULES
ELECTRIQUES ET DRONES.**

Mémoire soutenu publiquement le 25 Septembre 2016 devant le jury composé de :

M MOHELLEBI Hassane	Pr, UMMTO	Président
M OULD OUALI Samy Hassani	MCB, UMMTO	Promoteur
M BOUHEDDA Ali	Doctorant	Co-Promoteur
M HOCINI Farid	MCB, UMMTO	Examineur
M ^{me} OUDNI Zehor	MCB, UMMTO	Examineur

GLOSSAIRE

PàC	P ile à C ombustible
VH	V éhicule H ybride
ES	E lément de S tockage
DC	D irect C urrent
AFC	A lkaline E lectrolyte F uel C ell
PEMFC	P rotons E xchange M embrane F uel C ell
PAEC	P hosphoric A cid F uel C ell
MCFC	M olten C arbonate F uel C ell
SOFC	S olid O xide F uel C ell
DMFC	D irect M éthanol F uel C ell
SoC	S tate of C harge
VE	V éhicule E lectrique
SSE	S ystèmes de S tockage de l' E nergie
SEH	S ystème E lectrique H ybride
SH	S ystème H ybride
MCC	M achine à C ourant C ontinu
PFD	P incipe F ondamental de la D ynamique
VEH	V éhicule E lectrique H ybride
fem	F orce é lectro- m otrice
PI	P roportionnel I ntégral
MLI	M odulation de L argeur d' I mpulsions
RNA	R éseaux de N eurones A rtificiels
RNI	R éseau de N eurones I dentificateur
RNC	R éseau de N eurones C ontrôleur
CEN	C ycle E uropéen N ormalisé

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I DESCRIPTION ET MODELISATION DE LA CHAINE D'ALIMENTATION DU SYSTEME DE PROPULSION ELECTRIQUE HYBRIDE	3
I.1. Introduction	3
I.2. Architectures et constitution des systèmes électriques hybrides	3
I.3. Description de la chaine d'alimentation	4
I.4. La pile à combustible	4
I.4.1. Principe de la pile à combustible.....	4
I.4.2. Types de piles à combustible.....	6
I.4.3. Les PEMFC	9
I.4.4. Modèle de la PàC	10
I.5. Les batteries	13
I.5.1. Généralités.....	13
I.5.2. Les différentes technologies de batteries.....	15
I.5.3. Comparaison des différents types de batteries	16
I.5.4. Modèle de la batterie	17
I.6. Les supercondensateurs.....	18
I.6.1. Généralités.....	18
I.6.2. Principe de fonctionnement.....	18
I.6.3. Avantages et inconvénients des Supercondensateurs.....	19
I.7. Choix de la technologie de stockage	19
I.8. Modélisation des convertisseurs liés aux sources d'énergie	20
I.8.1. Convertisseur connecté à la PàC	20
I.8.2. Convertisseur connecté à la batterie (Hacheur parallèle réversible en courant).....	21
I.9. Conclusion.....	23
CHAPITRE II DESCRIPTION ET MODELISATION DE LA CHAINE DE TRACTION DU SYSTEME DE PROPULSION ELECTRIQUE HYBRIDE.....	24
II.1. Introduction	24
II.2. Description de la chaine de traction	24
II.3. La machine à courant continu (MCC).....	25
II.3.1. Equation électriques	25
II.3.2. Equations magnétiques.....	26
II.3.3. Expression du couple électromagnétique	26

II.3.4.	Equation mécanique	26
II.4.	La machine asynchrone	26
II.4.1.	Modèle de Park de la machine asynchrone	28
II.4.1.1.	Equations électriques.....	29
II.4.1.2.	Equations magnétiques.....	30
II.4.1.3.	Expression du couple électromagnétique	30
II.4.2.	Commande vectorielle de la machine asynchrone	30
II.5.	La machine synchrone.....	32
II.5.1.	Modèle de Park.....	33
II.5.1.1.	Equations électriques.....	33
II.5.1.2.	Equations magnétiques.....	33
II.5.1.3.	Expression du couple électromagnétique	34
II.5.2.	Commande vectorielle de la machine synchrone	34
II.6.	Modélisation des convertisseurs associés aux machines.....	35
II.6.1.	Modèle du hacheur quatre quadrants.....	35
II.6.2.	Modèle de l'onduleur de tension.....	36
II.7.	Conclusion.....	39
CHAPITRE III ETUDE DE LA COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE ET LES		
RESEAUX DE NEURONES		40
III.1.	Introduction.....	40
III.2.	La logique floue	40
III.2.1.	Généralités sur la logique floue.....	40
III.2.2.	Eléments de base de la logique floue	41
III.2.2.1.	Variables linguistiques et ensembles flous.....	41
III.2.2.2.	Fonction d'appartenance	41
III.2.2.3.	Univers de discours [20].....	42
III.2.2.4.	Règles floues	42
III.2.3.	Commande par logique floue	43
III.2.3.1.	Structure générale d'un régulateur flou.....	43
III.2.3.2.	Fuzzification.....	43
III.2.3.3.	Base de connaissance	43
III.2.3.4.	Inférences floues	43
III.2.3.5.	Défuzzification	44
III.2.3.6.	Correcteur flou proportionnel (FP).....	44
III.2.3.7.	Correcteur flou proportionnel dérivée (FPD).....	45

III.2.3.8.	Correcteur flou proportionnel intégral (FPI)	45
III.2.3.9.	Correcteur flou proportionnel intégral dérivée (FPID).....	46
III.2.4.	Réglage d'un contrôleur flou.....	46
III.2.5.	Avantages et inconvénients du réglage par logique floue	47
III.3.	Les réseaux de neurones.....	48
III.3.1.	Le neurone formel	48
III.3.2.	Définition d'un réseau de neurones.....	49
III.3.2.1.	Les réseaux de neurones non bouclés.....	49
III.3.2.2.	Les réseaux de neurones bouclés.....	50
III.3.3.	Apprentissage des réseaux de neurones	51
III.3.4.	Commande neuronale.....	51
III.3.4.1.	Commande neuronale basée sur l'inversion du système	51
III.3.4.2.	Commande basée sur l'apprentissage d'un contrôleur conventionnel	52
III.3.5.	Avantages des techniques neuronales	54
III.4.	Conclusion.....	55
CHAPITRE IV SIMULATION DE LA CHAINE DE TRACTION EN UTILISANT LA		
LOGIQUE FLOUE ET LES RESEAUX DE NEURONES		56
IV.1.	Introduction	56
IV.2.	Simulation de la chaine de traction à base d'un MCC	56
IV.2.1.	Résultats de simulation pour un régulateur classique (PI)	57
IV.2.2.	Résultats de simulation pour un régulateur neuronal	58
IV.2.3.	Résultats de simulation pour un régulateur flou.....	59
IV.2.4.	Test des performances des trois régaleurs pour une variation du moment d'inertie du moteur.....	61
IV.3.	Simulation de la chaine de traction à base d'un moteur asynchrone.....	63
IV.3.1.	Résultats de simulation pour un régulateur classique.....	63
IV.3.2.	Résultats de simulation pour un régulateur neuronal	65
IV.3.3.	Résultats de simulation pour un régulateur flou.....	66
IV.3.4.	Test de robustesse des trois régulateurs	67
IV.4.	Simulation de la chaine de traction à base d'un moteur synchrone	68
IV.4.1.	Résultats de simulation pour un régulateur classique.....	69
IV.4.2.	Résultats de simulation pour un régulateur neuronal	71
IV.4.3.	Résultats de simulation pour un régulateur flou.....	72
IV.4.4.	Test de robustesse des régulateurs de vitesse	73
IV.5.	Choix du moteur d'entraînement.....	74

IV.6. Conclusion.....	75
CHAPITRE V GESTION DE L'ENERGIE ELECTRIQUE DANS LE SYSTEME	
ELECTRIQUE HYBRIDE.....	76
V.1. Introduction.....	76
V.2. Gestion de l'énergie par séparation fréquentielle.....	76
V.3. Application à un véhicule électrique hybride.....	77
V.3.1. Modèle dynamique du véhicule [8].....	77
V.3.2. Dimensionnement du moteur de traction	78
V.3.2.1. Choix de la puissance du moteur électrique de traction	80
V.3.3. Simulation de la gestion de l'énergie électrique du véhicule électrique hybride	80
V.4. Application à un drone à voilure fixe.....	83
V.4.1. Historique.....	83
V.4.2. Définition	84
V.4.3. Classification des drones.....	84
V.4.3.1. Selon la taille.....	84
V.4.3.2. Selon la voilure.....	85
V.4.4. Modèle dynamique d'un drone à voilure fixe	86
V.4.4.1. Force de poussée	87
V.4.4.2. Force gravitationnelle.....	87
V.4.4.3. Forces aérodynamiques	88
V.4.4.4. Equations de la dynamique.....	88
V.4.5. Résultats de la simulation.....	89
V.5. Conclusion.....	91
CONCLUSION GENERALE	92

LISTE DES FIGURES

Chapitre I

Figure I. 1 Différentes architectures hybrides pour un SEH à PàC.....	3
Figure I. 2 Chaîne d'alimentation du système électrique hybride.....	4
Figure I. 3 Schéma de principe d'une pile à combustible	5
Figure I. 4 Principe de base des piles à combustible à électrolyte acide et alcalin [3].....	6
Figure I. 5 Courbe de polarisation d'une cellule d'une PàC	10
Figure I. 6 Principe de fonctionnement d'une cellule d'une batterie [10].....	13
Figure I. 7 Plages de fonctionnement en tension d'un élément électrochimique.....	14
Figure I. 8 Evolution de la tension en fonction de la capacité restante pour différents régimes de décharge	14
Figure I. 9 Modèle simple d'une batterie	17
Figure I. 10 Les différentes technologies de condensateurs [2 ; 13].....	19
Figure I. 11 Plan de Ragone [12]	20
Figure I. 12 Hacheur boost (élevateur)	20
Figure I. 13 Hacheur parallèle réversible en courant [2].....	22

Chapitre II

Figure II. 1 Exemple d'une chaîne de traction.....	24
Figure II. 2 Modèle électrique de la MCC	25
Figure II. 3 Schéma électrique de la machine asynchrone.....	27
Figure II. 4 Systèmes d'axes triphasé et diphasé	29
Figure II. 5 Principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté	31
Figure II. 6 Schéma synoptique de la commande vectorielle de la machine asynchrone	32
Figure II. 7 Schéma synoptique de la commande vectorielle de la machine synchrone.....	35
Figure II. 8 Schéma électrique d'un hacheur quatre quadrants.....	35
Figure II. 9 Fonctionnement dans les quatre quadrants	36
Figure II. 10 Schéma électrique de l'onduleur.....	37

Chapitre III

Figure III. 1 Fonctions d'appartenance usuelles.....	42
Figure III. 2 Univers de discours normalisé uniforme de 03 sous ensembles	42
Figure III. 3 Structure interne d'un régulateur flou	43
Figure III. 4 Structure d'un régulateur flou de type P	44
Figure III. 5 Structure d'un régulateur flou de type PD	45
Figure III. 6 Structure d'un régulateur flou de type PI	45
Figure III. 7 Structure d'un régulateur flou de type PID	46
Figure III. 8 Modèle de base d'un neurone formel	48
Figure III. 9 Fonctions d'activation d'un neurone artificiel	49
Figure III. 10 Perceptron à une couche cachée [21]	50
Figure III. 11 Réseau de neurones récurrent.....	50
Figure III. 12 Identification inverse d'un régulateur	52
Figure III. 13 Commande par identification d'un régulateur conventionnel.....	52
Figure III. 14 Commande par apprentissage d'un régulateur en parallèle.....	53

Figure III. 15 Apprentissage d'un régulateur.....	53
Figure III. 16 Auto ajustement des paramètres d'un régulateur	54

Chapitre IV

Figure IV. 1 Schéma de la commande en vitesse du MCC.....	56
Figure IV. 2 Vitesse du moteur (en bleu) avec sa référence (en violet).....	57
Figure IV. 3 Couple électromagnétique Figure IV. 4 Courant d'induit et sa référence.....	57
Figure IV. 5 Commande neuronale de la vitesse du MCC.....	58
Figure IV. 6 Vitesse du moteur (en bleu) et sa référence (en violet)	59
Figure IV. 7 Couple électromagnétique Figure IV. 8 Courant d'induit avec sa référence.....	59
Figure IV. 9 Commande par logique flou de la vitesse du MCC.....	60
Figure IV. 10 Vitesse du moteur (en bleu) et sa référence (en violet)	61
Figure IV. 11 Couple électromagnétique Figure IV. 12 Courant d'induit avec sa référence	61
Figure IV. 13 Régulateur PI classique Figure IV. 14 Régulateur neuronal	62
Figure IV. 15 Régulateur flou	62
Figure IV. 16 Chaîne de traction à base d'un moteur asynchrone	63
Figure IV. 17 Vitesse de rotation du moteur avec sa référence	63
Figure IV. 18 Flux rotorique Figure IV. 19 Courant statorique direct.....	64
Figure IV. 20 Couple électromagnétique Figure IV. 21 Courant statorique en quadrature	64
Figure IV. 22 Vitesse de rotation du moteur et sa référence	65
Figure IV. 23 Flux rotorique Figure IV. 24 Courant direct.....	65
Figure IV. 25 Couple électromagnétique Figure IV. 26 Courant statorique en quadrature	65
Figure IV. 27 Vitesse de rotation du moteur asynchrone.....	66
Figure IV. 28 Flux rotorique Figure IV. 29 Courant statorique direct.....	66
Figure IV. 30 Couple électromagnétique Figure IV. 31 Courant statorique en quadrature	67
Figure IV. 32 Test de robustesse pour un régulateur classique.....	67
Figure IV. 33 Test de robustesse pour un régulateur neuronal	68
Figure IV. 34 Test de robustesse pour un régulateur flou	68
Figure IV. 35 Chaîne de traction à base du moteur synchrone	69
Figure IV. 36 Vitesse du moteur et sa référence.....	69
Figure IV. 37 Courant direct i_d	70
Figure IV. 38 Couple électromagnétique	70
Figure IV. 39 Vitesse du moteur avec sa référence.....	71
Figure IV. 40 Courant statorique direct i_d	71
Figure IV. 41 Couple électromagnétique	71
Figure IV. 42 Vitesse du moteur et sa référence	72
Figure IV. 43 Courant direct i_d	72
Figure IV. 44 Couple électromagnétique	73
Figure IV. 45 Test de robustesse dans le cas d'un régulateur classique	73
Figure IV. 46 Test de robustesse dans le cas d'un régulateur neuronal	73
Figure IV. 47 Test de robustesse dans le cas d'un régulateur flou.....	74

Chapitre V

Figure V. 1 Principe de la gestion de l'énergie par séparation fréquentielle.....	76
Figure V. 2 Bilan des forces sur le véhicule.....	77
Figure V. 3 Schéma globale de la gestion de l'énergie dans le véhicule électrique hybride.....	80
Figure V. 4 Modèle dynamique du véhicule	81
Figure V. 5 Schéma de la gestion de l'énergie par séparation fréquentielle	81
Figure V. 6 Vitesse du moteur avec sa référence	82
Figure V. 7 Tension du bus continu	82
Figure V. 8 Puissance de la charge (bleu), puissance de la batterie (vert) et puissance de la PàC (rose)	83
Figure V. 9 Repère avion et description des diverses notations angulaires	87
Figure V. 10 Profil de vitesse du drone.....	90
Figure V. 11 Tension du bus continu	90
Figure V. 12 Puissances électriques	90
Figure V. 13 Courants électriques.....	91

Liste des tableaux

Tableau I. 1 Différents types de piles à combustible [5]	8
Tableau I. 2 Comparaison entre les différentes technologies de batteries [3]	16
Tableau III. 1 Relations entre les gains flous et classiques	46
Tableau IV. 1 Table de vérité du système d'inférence flou du régulateur de vitesse	60
Tableau V. 1 Classification des drones [24]	85
Tableau V. 2 Spécifications du drone étudié.....	89

INTRODUCTION GENERALE

La pollution urbaine (gaz d'échappements et bruits), le réchauffement climatique dû aux émissions de gaz à effet de serre, les perspectives d'épuisement annoncé des ressources en énergie fossile et une consommation mondiale d'énergie en augmentation sont des risques pour les siècles à venir.

Plusieurs actions sont menées par les constructeurs, essentiellement automobiles, dans le but de réduire la consommation des systèmes d'entraînement utilisant l'énergie fossile ainsi que les émissions de gaz à effet de serre, de polluants et de particules dans l'atmosphère. Une autre voie consiste à développer des solutions hybrides couplant les moteurs thermiques classiques à des moteurs électriques. Il ne faut pas oublier non plus le développement des systèmes d'entraînement tout électrique qui est entièrement tributaire des progrès attendus sur les accumulateurs électriques mais ces derniers n'ont pas connu de véritable essor du fait de leur faible autonomie et de leur important temps de recharge, une solution envisageable à ce problème est d'utiliser une source d'énergie renouvelable comme la pile à combustible (PàC). Cette dernière peut être utilisée comme une source principale, elle peut fournir de l'énergie sans aucune pollution localisée, ni bruit, avec une grande autonomie. Malgré ses avantages, la PàC n'est pas une source électrique idéale, sur l'aspect technologique, les PàC sont encore à améliorer sur un certain nombre de points : diminution de leurs cout, augmentation de leurs durée de vie, nécessité d'un démarrage rapide même aux températures très basses et amélioration de leur temps de réponse (dynamique lente), en plus elles sont caractérisées par une non réversibilité en puissance. Ces deux dernières caractéristiques ne leurs permettent pas de répondre directement aux exigences dynamiques de la charge, la solution est d'adjoindre à la PàC une source d'énergie auxiliaire capable de fournir l'énergie impulsionnelle lors des accélérations et de récupérer l'énergie lors des freinages (cas des véhicules). La combinaison de ces deux sources forme un système électrique hybride (SEH) de manière à cumuler les avantages de chacune d'entre elles.

Dans cette optique, nous nous intéresserons dans notre travail à un système d'énergie électrique hybride PàC-batterie destiné à l'alimentation, pour la première application, d'un véhicule électrique et d'un drone à voilure fixe en seconde application. L'objectif final du travail est de parvenir à gérer les flux d'énergie pour ce système hybride, afin de remédier aux

limites principales de la PàC qui sont : sa dynamique lente et sa non réversibilité en puissance. Ainsi, le mémoire est organisé comme suit :

Dans le premier chapitre, nous commencerons par la présentation des différentes architectures de systèmes électriques hybrides existantes, ensuite la chaîne d'alimentation du SEH sera présentée avec la modélisation des deux sources qui sont la PàC et la batterie ainsi que les convertisseurs de puissance qui leurs sont associés.

Le deuxième chapitre sera dédié à la modélisation et au dimensionnement des différents éléments constituant la chaîne de traction du SEH à savoir le moteur électrique avec son convertisseur.

Le troisième chapitre portera sur l'étude de deux techniques de commande non linéaires, qui seront utilisées pour la commande en vitesse du moteur électrique, et qui sont la commande à base de la logique floue et la commande à base des réseaux de neurones. Les principales notions théoriques de ces techniques seront présentées et des schémas de commande à base de celles-ci seront étudiés.

Le quatrième chapitre sera consacré à la simulation de la chaîne de traction du SEH pour trois types de moteurs électriques (MCC, moteur synchrone et moteur asynchrone) et trois types de contrôleurs de vitesse (classique, neuronal et flou).

Dans le cinquième chapitre, une technique linéaire de gestion de l'énergie électrique basée sur la séparation sera appliquée au système électrique hybride. Des résultats de simulation seront donnés pour la dynamique d'un véhicule électrique hybride et d'un drone à voilure fixe.

Nous terminerons notre mémoire par une conclusion générale et des perspectives.

Chapitre I DESCRIPTION ET MODELISATION DE LA CHAINE D'ALIMENTATION DU SYSTEME DE PROPULSION ELECTRIQUE HYBRIDE

I.1. Introduction

Un système électrique hybride est constitué de deux parties : une chaîne d'alimentations comportant les sources d'énergie et les convertisseurs qui leurs sont associées, et une chaîne de traction constituée principalement d'un moteur électrique avec son convertisseur. Dans ce chapitre, un état de l'art des différentes architectures hybrides sera présenté, suivi de la description et de la modélisation des différents éléments constituant la chaîne d'alimentation du système choisi.

I.2. Architectures et constitution des systèmes électriques hybrides

Un SEH à PàC se classe dans la catégorie des systèmes à architecture d'hybridation série, dans laquelle l'ensemble MCI et générateur électrique est remplacé par une PàC. Cette dernière est chargée de fournir l'énergie électrique nécessaire à la traction, à partir d'une réaction chimique entre l'oxygène et l'hydrogène [1].

Pour les SEH à PàC hybridés par une source secondaire (batterie ou supercondensateur), il existe une multitude de topologies possibles. Toutes ont un bus continu en commun, ce qui est logique vue la nature continue des sources et l'entrée continue des variateurs de vitesse des moteurs.

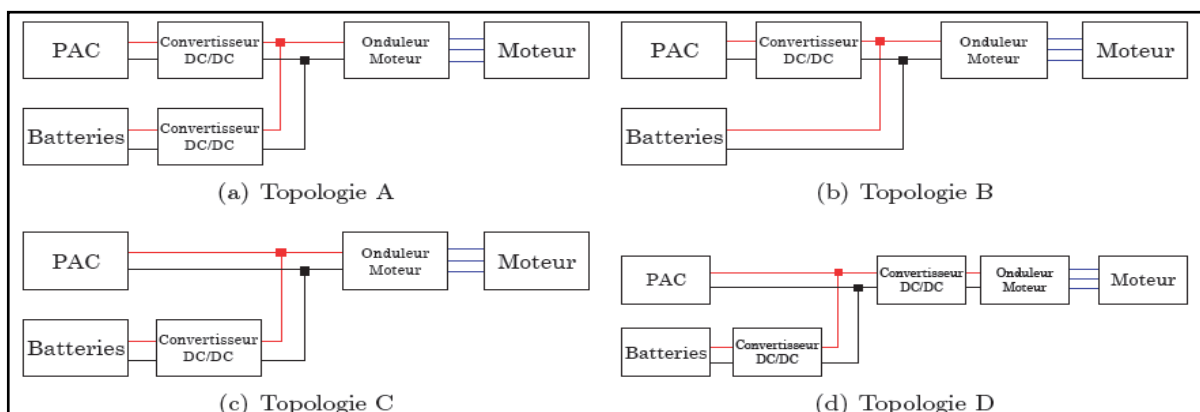


Figure I. 1 Différentes architectures hybrides pour un SEH à PàC

Quatre topologies de SEH à PàC hybrides sont présentées ci-dessus (**Figure I.1**). Ce sont les topologies A et D qui nous donnent le plus de degrés de liberté, elles assurent

également une tension stable sur le bus DC, tandis que les topologies B et C avec un étage de conversion en moins ont une tension du bus DC variable [2].

I.3. Description de la chaîne d'alimentation

La topologie que nous allons adopter (**Figure I.2**) est semblable à celle de la topologie A de la **Figure I.1**. Dans notre cas la chaîne d'alimentation comprend :

- Une PàC qui représente la source d'énergie ;
- Une batterie qui joue le rôle d'une source de puissance ;
- Un hacheur élévateur (Boost) relié à la PàC qui permet d'élever sa tension ;
- Un hacheur réversible en courant relié à la batterie permettant ainsi son fonctionnement dans les deux modes de charge et de décharge ;
- Un bus continu auquel sont reliés les deux hacheurs et qui permet le transfert des flux d'énergie vers la charge.

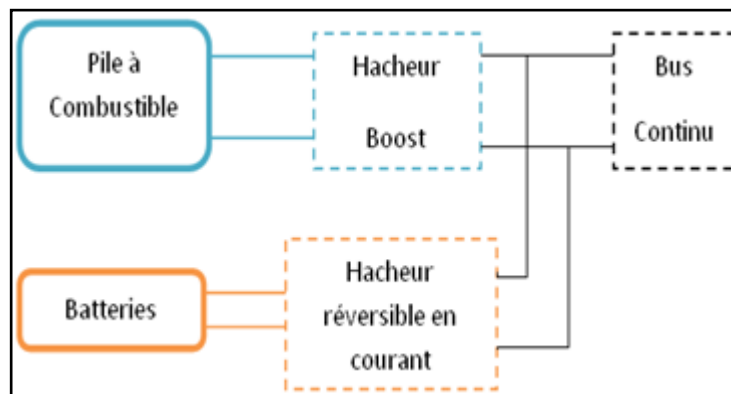


Figure I. 2 Chaîne d'alimentation du système électrique hybride

I.4. La pile à combustible

I.4.1. Principe de la pile à combustible

Une PàC (**Figure I.3**) est un dispositif qui convertit directement l'énergie chimique en énergie électrique, sans aucun processus thermique ou mécanique. Il existe divers types de PàC, mais toutes ces piles gardent en commun les caractéristiques suivantes :

- Elles sont essentiellement constituées de deux plaques (plaques bipolaires) permettant notamment l'amenée des gaz, la collecte du courant et assurant la tenue mécanique, et de deux électrodes (anode et cathode) séparées par un électrolyte ;

- Sur l'anode, on déclenche une réaction d'oxydation électrochimique d'un composé hydrogéné (le combustible). Cette réaction produit des électrons et met en jeu un ion ;
- Sur la cathode, on déclenche une réaction de réduction électrochimique en présence d'oxygène (le comburant) et des électrons venus de l'anode via la charge extérieure, et qui met en jeu le même ion qu'à l'anode. Le comburant est généralement l'oxygène de l'air ;
- Les réactions électrochimiques nécessitent un catalyseur sur chaque électrode; de plus elles produisent de la chaleur et de l'eau ;
- Entre ces deux électrodes, un électrolyte permet le transfert de l'ion mis en jeu tout en étant un isolant électrique vis-à-vis des électrons générés à l'anode. Cet électrolyte peut être solide ou liquide [3].

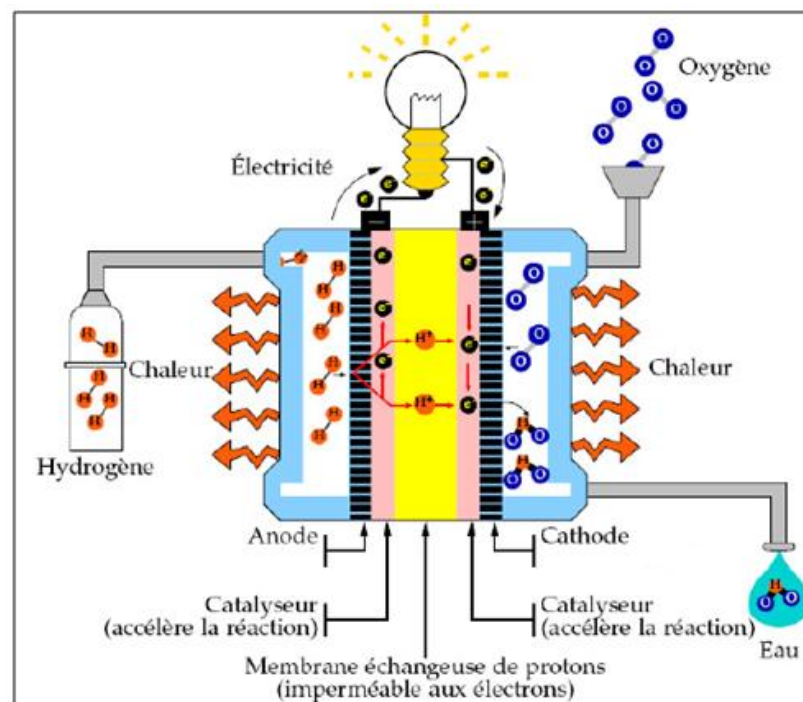
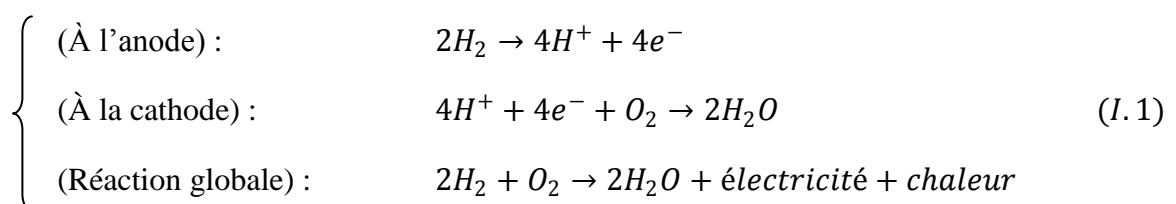


Figure I. 3 Schéma de principe d'une pile à combustible

On rencontre deux équations de principe selon que l'électrolyte soit acide ou alcalin.

Pour un électrolyte acide, on a :



Pour un électrolyte alcalin, on a :

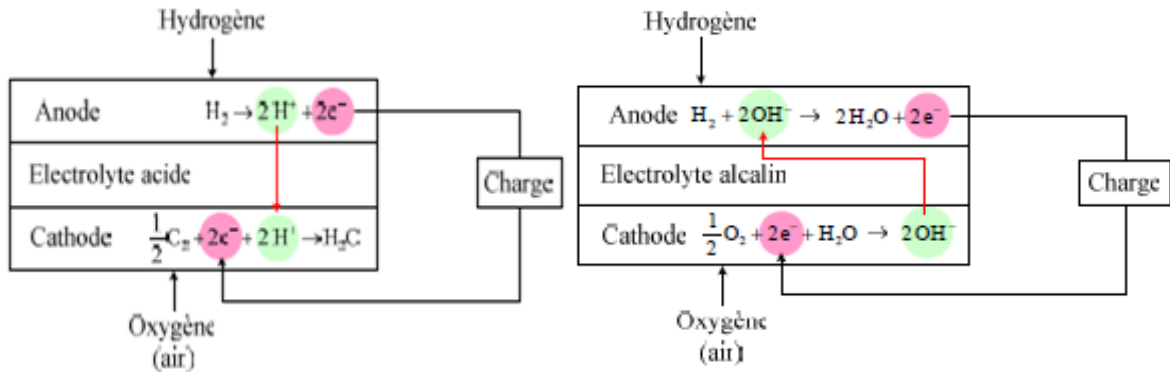
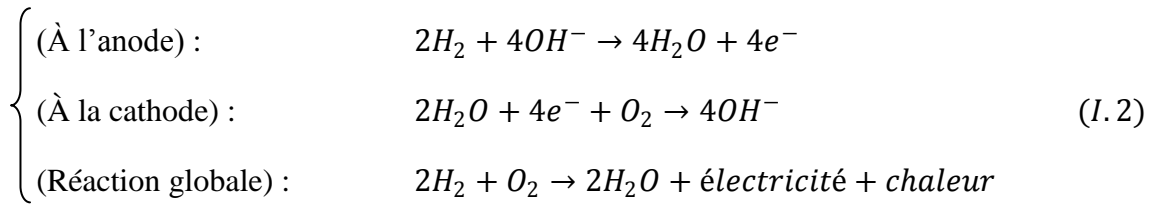


Figure I. 4 Principe de base des piles à combustible à électrolyte acide et alcalin [3]

I.4.2. Types de piles à combustible

Depuis le début des programmes de recherche et développement sur les PàC, plusieurs types de classifications ont été utilisés, basés sur des critères tels que le combustible, la température d'utilisation, la nature de l'électrolyte, la géométrie des systèmes, etc. A présent, la communauté scientifique a adopté une classification par type d'électrolyte. Le choix de l'électrolyte et du combustible utilisés détermine la nature des réactions aux électrodes, le type d'ions qui traversent l'électrolyte et conditionne de plus la température de fonctionnement de la pile [4].

- **Piles à Électrolyte Alcalin (AFC)**

Les piles alcalines (AFC : Alkaline Electrolyte Fuel Cell) sont utilisées depuis les années 1960 dans des applications diverses dont le vaisseau Apollo de la NASA.

Les AFC sont relativement peu coûteuses. D'une part les catalyseurs peuvent être des métaux peu précieux, d'autre part l'électrolyte, une solution alcaline, n'est pas difficile à trouver. Dans la plupart des cas, l'hydroxyde de potassium (KOH) est utilisé [5].

Cette pile a l'avantage d'utiliser une grande variété de catalyseurs et présente le meilleur rendement de toutes les PàC. Les catalyseurs sont habituellement une combinaison de nickel et d'un métal inactif comme l'aluminium, permettant de réduire le coût global de fabrication de cette technologie. Pour les plaques bipolaires, on utilise le magnésium métallique ou des composés de graphite [6].

- **Piles à Membrane Echangeuse de Protons (PEMFC)**

La PEMFC (Protons Exchange Membrane Fuel Cell) est la technologie la plus prisée pour les applications dans les transports surtout après l'avènement des membranes Nafion au début des années 80. Ses atouts majeurs sont sa petite taille et son temps de démarrage court. Elle fonctionne à des températures basses (80°C) de façon à maintenir l'eau à l'état liquide dans la membrane [7].

- **Piles à Acide Phosphorique (PAFC)**

Les piles à acide phosphorique (PAFC : Phosphoric Acid Fuel Cell) ressemblent beaucoup aux PEMFC. La différence majeure est l'électrolyte qui est l'acide phosphorique (H_3PO_4).

Cet acide supporte la présence de dioxyde de carbone, ce qui a favorisé son utilisation dans les applications terrestres [5].

- **Piles à Carbonate Fondu (MCFC)**

Le développement de ces piles (MCFC : *Molten Carbonate Fuel Cell*) a commencé plus récemment. Elles sont ainsi considérées comme des piles de seconde génération, car apparues bien après les piles fonctionnant à basses températures.

Ces piles fonctionnent à des températures élevées ce qui améliore la cinétique de la réaction de réduction de l'oxygène et rend inutile l'utilisation de métaux nobles comme catalyseurs. Les systèmes à base de MCFC peuvent atteindre des rendements électriques supérieurs à 50%. De plus, elles peuvent utiliser une large gamme de carburant, grâce au reformage interne et ne sont pas sensibles à la contamination par CO ou CO₂ comme c'est le cas pour les piles à basses températures.

L'électrolyte est constitué d'un mélange de carbonates de métaux alcalins (carbonates de lithium, de potassium et de sodium) retenu par une matrice céramique d'oxyde d'aluminium et de lithium (LiAlO₂). Les plaques bipolaires sont faites d'acier inoxydable recouvert de nickel. Le choix des métaux est important, en raison de la température de fonctionnement élevée et de la nature hautement corrosive de l'électrolyte [6; 7].

- **Piles à Oxyde Solide (SOFC)**

La caractéristique principale de cette pile (SOFC : *Solid Oxyde Fuel Cell*) est qu'elle fonctionne à haute température. Pour cela, c'est une pile généralement exploitée en cogénération et destinée à la production d'électricité décentralisée pour des gammes de puissances allant de 1 kW à quelques dizaines de MW.

L'utilisation directe d'hydrocarbures facilement reformés, en se passant de catalyseur à base de métaux nobles, est la conséquence du fonctionnement à hautes températures de ces piles [6].

Un défi majeur de cette technologie est le fonctionnement à des températures plus basses. Ceci permettrait d'utiliser des matériaux moins onéreux. Malheureusement, le rendement est très sensible à des changements de température, notamment la conductivité de l'électrolyte qui augmente fortement à basse température [5].

- **Piles à Méthanol Direct (DMFC)**

Le nom de cette pile (DMFC : *Direct Méthanol Fuel Cell*) prête à confusion. En effet, c'est une PEMFC utilisant du méthanol comme carburant et qui est directement en contact avec l'anode, et non comme on peut le croire une pile qui utilise du méthanol comme source d'hydrogène par un reformage externe. Elle utilise un électrolyte polymérique échangeur d'ion qui se présente sous forme de membrane. Le catalyseur à l'anode est composé d'un mélange de ruthénium et de platine, qui empêchent l'empoisonnement par le monoxyde de carbone. Les plaques bipolaires sont, quant à elles, faites de graphite, de métal ou de composite [7].

Les différents types de PàC sont rappelés dans le **Tableau I.1** :

Tableau I. 1 Différents types de piles à combustible [5]

Type de pile	Ion Mobile	Température (°C)	Rendement Électrique	Temps de démarrage	Applications
Alcaline (AFC)	OH^-	50-200	Pile : 60-70 % Système : 62 %	< 0.1 h	Vaisseaux spatiaux Apollo, p. ex.)
Membrane échangeuse de protons (PEMFC)	H^+	50-100	Pile : 50-68 % avec reformeur : 43-50 %	< 0.1 h	Véhicules, applications mobiles, petite cogénération
Acide phosphorique (PAFC)	H^+	220	Pile : 50% système (gaz naturel) : 40 %	1-4 h	Cogénération
Carbonate fondu (MCFC)	CO_3^{2-}	650	Pile : 65% système : 55-65%	5-10 h	Cogénération
Oxyde solide (SOFC)	O^{2-}	800-1000	Pile : 60-65 % Système : 55-65%		Cogénération, auxiliaires des véhicules
Méthanol direct (DMFC)	H^+	50-130	Pile : 20-30 %	<0.1 h	Applications mobiles, transport

I.4.3. Les PEMFC

Actuellement, le type privilégié pour les applications mobiles est la pile à membrane échangeuse de protons vues les températures de fonctionnement basses requises [8]. Les PEMFC utilisent une membrane en polymère comme électrolyte. Cette membrane est acide et a pour rôle de laisser passer les ions H^+ de l'anode vers la cathode tout en empêchant les électrons de passer. Les électrons passent par l'anode et rejoignent la cathode en passant à travers la charge électrique. La membrane doit être humide pour fonctionner correctement. Si elle est trop sèche, elle ne conduit pas correctement les ions, si elle est trop humide, elle les bloque.

Le combustible est de l'hydrogène pur et l'oxydant est de l'oxygène pur ou celui contenu dans l'air.

L'anode et la cathode disposent d'un catalyseur contenant des particules de platine qui permet ; à l'anode de séparer le dihydrogène en deux électrons et deux protons d'hydrogène et d'augmenter la cinétique de réduction de l'oxygène.

- **Avantages et inconvénients des PEMFC**

- **❖ Avantages**

Les avantages généralement cités sont :

- **Un rendement de conversion important** ; Grâce à la conversion directe de l'enthalpie libre de la réaction chimique en énergie électrique, les pertes dues normalement à la combustion du combustible, puis à la conversion de cette chaleur de combustion en énergie mécanique et enfin de l'énergie mécanique en électrique sont évitées ;
- **Un générateur propre** ; Les PàC ne rejettent pratiquement pas de gaz nocifs (CO_2, NOx) au niveau du cœur de la pile ;
- **Un système modulable** ; Les PàC sont modulables dans le sens où la taille d'une PàC peut facilement être augmentée ou réduite et le rendement électrique est relativement indépendant de cette taille ;
- **Un système relativement silencieux** ; Comme elle ne comporte pas de partie mobile au niveau du cœur, le fonctionnement des piles se fait sans nuisances sonores importantes. De ce fait, les PàC peuvent être placées à proximité de quartiers résidentiels.

❖ Inconvénients

Elles présentent aussi quelques inconvénients :

- **Nécessité d'utiliser comme catalyseur du platine** et d'alimenter le cœur de la pile par de l'hydrogène pur à cause des membranes actuellement utilisées ;
- **Une technologie qui est encore au stade artisanal** ; ce qui induit des coûts de fabrication élevés, bien que la structure du cœur de la pile soit assez simple ;
- **Une durée de vie encore faible** ; en particulier si le courant délivré subit des variations importantes et répétées, pour remédier à ce problème, un élément de stockage doit être prévu pour assurer la réponse aux pics de courant et améliorer la durée de vie de la pile, ce qui constitue un système hybride de puissance.

I.4.4. Modèle de la PàC

La courbe de polarisation est la caractéristique électrique d'une PàC. Elle représente la tension de la cellule en fonction de la densité de courant (**Figure I.5**). Elle dépend de la température de fonctionnement, de la pression des réactifs et du taux d'humidité de la membrane [9] :

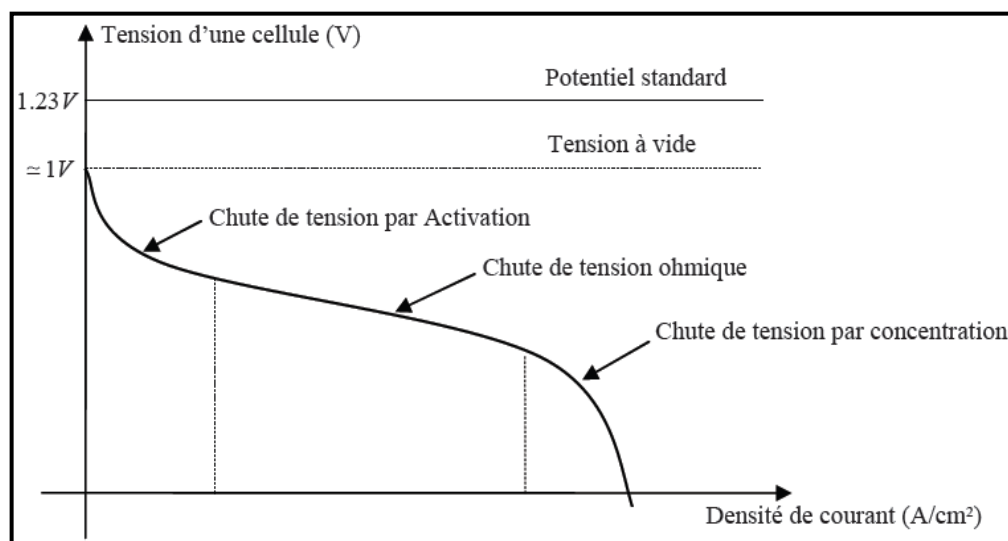


Figure I. 5 Courbe de polarisation d'une cellule d'une PàC

La courbe de polarisation de la PEMFC est généralement décrite comme étant la somme de quatre termes : la tension théorique à vide E , la chute de tension par activation V_{act} , la chute de tension ohmique V_{ohm} et la chute de tension par concentration V_{conc} .

Ces différentes chutes de tension peuvent s'exprimer en fonction du courant délivré par la pile selon les différentes relations suivantes:

- **Chute de tension par activation**

La réaction électrochimique doit franchir un seuil d'activation pour s'initier. Ce seuil est dû à la lenteur de la réaction électrochimique à la surface des électrodes. La relation entre les pertes d'activation et la densité de courant est donnée par l'équation de *Tafel* suivante:

$$V_{act} = a \ln \left(\frac{i_{pac}}{i_0} \right) \quad (I.3)$$

V_{act} étant la chute de tension par activation ;

i_{pac} : la densité de courant dans la pile ;

i_0 : Densité de courant d'échange équivalente au flux d'électrons dans l'interface électrolyte/électrode à circuit ouvert en (A/cm^2).

- **Chute de tension ohmique**

Les chutes de tension ohmiques sont causées par la résistance électrique de la membrane et par la résistance électrique de l'ensemble électrodes/plaques bipolaires. La relation de la chute de tension est:

$$V_{ohm} = R_{ohm} \cdot i \quad (I.4)$$

Avec : i est le courant débité par la pile.

La résistance ohmique R_{ohm} est en fonction de la conductivité de la membrane σ_m ($\Omega \cdot cm$) sous la forme suivante :

$$R_{ohm} = \frac{t_m}{\sigma_m} \quad (I.5)$$

Où :

t_m , σ_m sont respectivement l'épaisseur et la conductivité de la membrane, sachant que la conductivité est en fonction de la teneur en eau de la membrane λ_m et de la température de la PàC.

La valeur de λ_m varie entre 0 et 14 équivalent à l'humidité relative 0% et 100%. La variation de la conductivité de la membrane avec différentes valeurs d'humidité et de température T_{pac} est donnée sous la forme suivante :

$$\sigma_m = b_1 \exp \left(b_2 \left(\frac{1}{303} - \frac{1}{T_{pac}} \right) \right) \quad (I.6)$$

Où : b_2 est une constante.

b_1 est en fonction de la teneur en eau de la membrane λ_m et est donnée par :

$$b_1 = (b_{11}\lambda_m - b_{12}) \quad (I.7)$$

Les constantes b_{11} , b_{12} et b_2 sont habituellement déterminées empiriquement.

- **Chute de tension par concentration**

Les chutes de tension par concentration résultent d'un manque de réactifs. Lorsque la densité de courant devient élevée la diffusion des gaz dans les électrodes n'est plus assez rapide pour entretenir la réaction, elle est donnée par :

$$V_{conc} = i \left(c_1 \frac{i}{i_{max}} \right)^{c_2} \quad (I.8)$$

Où : c_1 et c_2 : Constantes qui dépendent de la température et de la pression partielle des réactifs et peuvent être déterminées empiriquement.

i_{max} : Densité de courant maximale qui est la cause de la forte chute de tension [5].

En combinant toutes les chutes de tension liées à toutes les pertes dans les sections précédentes, la tension de fonctionnement de la PàC peut être écrite sous la forme suivante :

$$v_{cell} = E - v_{act} - v_{ohm} - v_{conc} \quad (I.9)$$

La courbe de polarisation de la **Figure I.5** est donnée pour une cellule élémentaire. De manière classique, en faisant l'hypothèse que toutes les cellules ont un comportement électrique identique, la tension totale V_{pac} de la PàC est donnée par :

$$V_{pac}(I_{pac}) = N_{cell} \cdot v_{cell}(I_{pac}) \quad (I.10)$$

Avec v_{cell} la tension élémentaire d'une cellule et N_{cell} le nombre de cellules. La densité de courant i_{pac} (A/cm^2) est définie par :

$$i_{pac} = \frac{I_{pac}}{A_{cell}} \quad (I.11)$$

Avec I_{pac} le courant de la PàC et A_{cell} la surface active d'une membrane.

La puissance brute P_{pac} fournie par la PàC est donnée par la relation suivante [9] :

$$P_{pac} = V_{pac}(I_{pac}) \cdot I_{pac} \quad (I.12)$$

I.5. Les batteries

I.5.1. Généralités

Les batteries sont des sources électrochimiques qui convertissent l'énergie électrique en énergie chimique pendant la phase de charge, et l'énergie chimique en énergie électrique au cours de la phase de décharge. Les batteries peuvent être classées en batteries primaires ou secondaires. Les batteries primaires (les piles) sont utilisées une seule fois car les réactions chimiques qui fournissent le courant électrique sont irréversibles. Les batteries secondaires (les accumulateurs) sont réutilisables [3].

Une batterie est un assemblage de plusieurs cellules, unités indépendantes et complètes possédant toutes les caractéristiques électrochimiques nécessaires au stockage. Leur assemblage au sein d'un même module est uniquement destiné à disposer d'une tension plus élevée aux bornes du dispositif. Une cellule (**Figure I.6**) est constituée de trois éléments de base: une électrode positive (cathode), une électrode négative (anode) et un électrolyte.

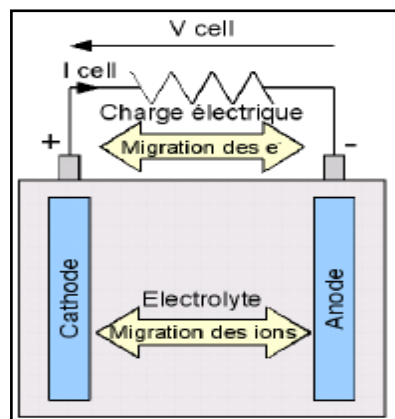


Figure I. 6 Principe de fonctionnement d'une cellule d'une batterie [10]

Les batteries sont normalement spécifiées par une capacité exprimée en ampères-heures (Ah). Cette valeur est définie comme l'énergie que peut fournir la batterie de la pleine charge caractérisée par une tension de circuit ouvert, à un état où la tension à ses bornes chute brutalement, tension dite de fin de décharge (**Figure I.7**). Notons que la valeur de la capacité dépend du courant délivré. On peut remarquer sur la **Figure I.8**, qu'elle est plus faible si le courant de décharge est important [11].

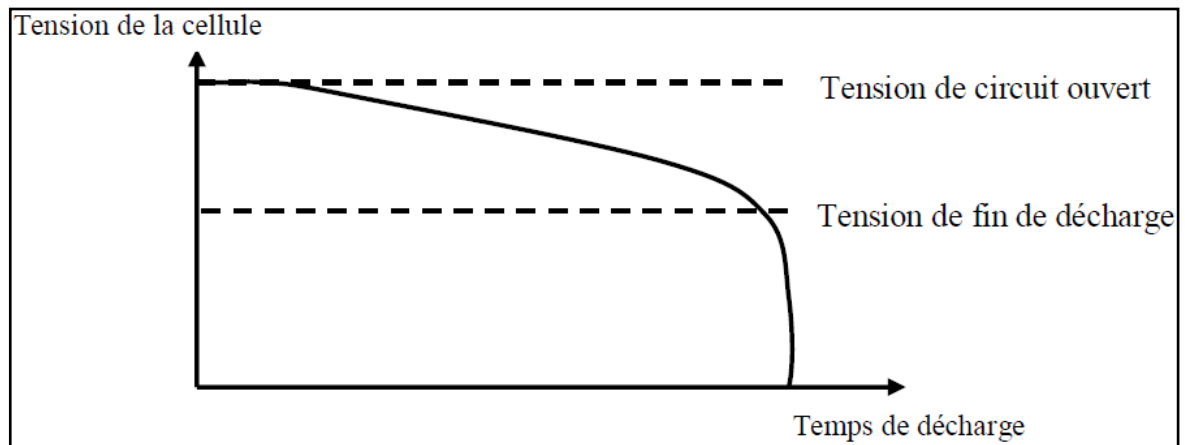


Figure I. 7 Plages de fonctionnement en tension d'un élément électrochimique

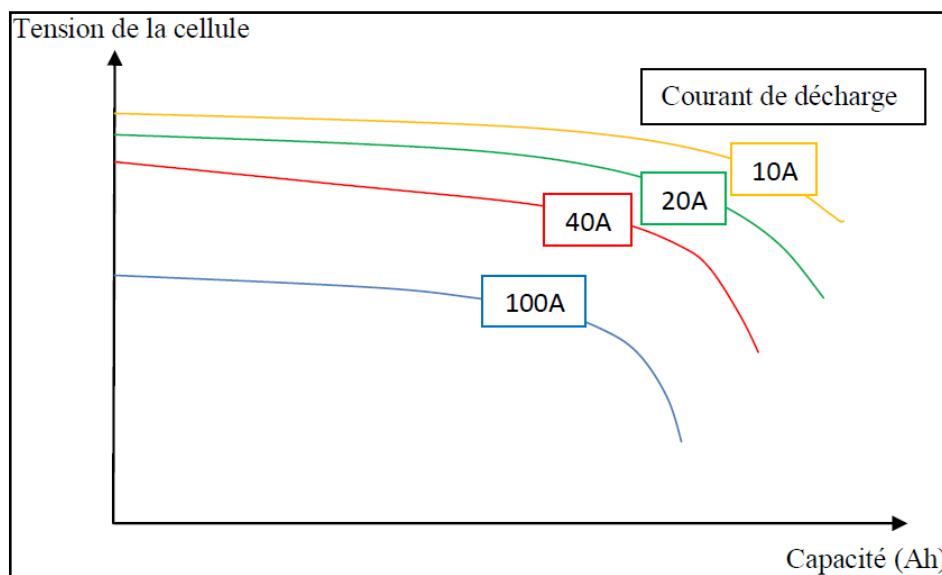


Figure I. 8 Evolution de la tension en fonction de la capacité restante pour différents régimes de décharge

Un paramètre très important pour gérer correctement la batterie est son état de charge, que l'on note SoC (State of Charge). L'état de charge est le rapport entre la capacité de la batterie chargée et sa capacité actuelle. Lorsque la batterie est totalement chargée son SoC vaut 100 %, lorsqu'elle est déchargée son SoC vaut 0 % [8].

Enfin, deux autres grandeurs permettent de comparer les batteries : l'énergie massique et la puissance massique. L'énergie massique est définie comme la capacité d'énergie par rapport au poids de la batterie (Wh/kg). L'énergie massique théorique est l'énergie maximale qui peut être produite par la masse totale des cellules réactives. De son côté, la puissance massique est définie comme la puissance maximale que peut produire la batterie sur une période courte par rapport à son poids. Cette puissance massique est un paramètre important dans les applications embarquées et incite les recherches sur la réduction du poids de la batterie [11].

I.5.2. Les différentes technologies de batteries

Les technologies de batteries sont variées et nous présentons dans la partie suivante et dans l'ordre chronologique les familles les plus utilisées dans les systèmes hybrides à savoir celles basées sur le plomb, le lithium et le nickel.

- **Batteries au Plomb**

La batterie au plomb est la plus ancienne des batteries, découverte par Gaston Planté en 1859, et est encore utilisée de nos jours dans les voitures conventionnelles. Ces batteries sont peu chères et la technologie est maîtrisée. Elles permettent de fournir des courants importants et leur durée de vie (nombre de cycles) est correcte [8]. Ce sont des caractéristiques intéressantes pour une utilisation pour les systèmes hybrides. En revanche, l'idée de l'emploi de cette solution technique est contrariée par une faible densité énergétique ainsi qu'une grande dépendance à la température en termes de puissance et d'énergie spécifique (baisse de performances en dessous de 10°C) [10].

- **Batteries au nickel**

Nickel –Cadmium (Ni-Cd)

Cette technologie se démarque par une puissance spécifique élevée et une cyclabilité importante. D'autre part, sa tenue en température autorise une utilisation sur une grande plage thermique (−40 à +85°C). Cette caractéristique constitue un avantage indéniable dans les applications transport. Cependant, cette technologie souffre d'un coût élevé, d'une tension de cellule relativement faible et d'un impact environnemental important. De surcroît, le conditionnement du module doit présenter une fiabilité irréprochable en raison de la haute cancérogénicité du cadmium. Ces aspects ont entraîné l'adoption d'une directive européenne (2002/95/CE) limitant leur utilisation à un usage professionnel [10].

Nickel-Fer (Ni-Fe)

Ce type de batterie est beaucoup moins coûteux à fabriquer que les batteries Nickel-Cadmium. Ce sont des batteries pratiquement indestructibles. La longévité de ces batteries est due au fait que les métaux des électrodes sont stables. Cette stabilité fait aussi que ces batteries ne peuvent pas fournir un courant très important et ne conviennent pas au démarrage de systèmes (véhicules, drones...) [11]. Ces batteries sont sujettes à l'auto décharge, en effet elles perdent un peu plus de 5% d'énergie durant les 4 heures qui suivent la fin de charge. Ces problèmes sont en passe d'être résolus sur des prototypes. Leur densité énergétique plus importante que les batteries plomb/acide, leur durée de vie supérieure (environ 2 000 cycles)

et leur tolérance plus importante aux faibles températures, en font une batterie plus intéressante pour une application embarquée [8].

Nickel-Métal-Hydrure (Ni-MH)

Les batteries Ni-MH diffèrent des Ni-Cd de part la constitution de l'électrode négative, ici basée sur de l'hydrogène adsorbé dans un métal. Cette technologie apporte des améliorations intéressantes par rapport au Ni-Cd. Tout d'abord, l'énergie spécifique est plus élevée. Ensuite, l'absence de Cadmium rend le retraitement de l'accumulateur en fin de vie beaucoup plus aisé, et une éventuelle rupture de la cuve moins problématique. Le coût de ce type de batteries reste malheureusement élevé [3].

- **Batteries Lithium-ion**

L'électrolyte est constitué d'une solution organique ou d'un polymère solide. La grande légèreté de ce métal autorise l'obtention de densités énergétiques extrêmement élevées et la tension de cellule, une densité de puissance importante. Aujourd'hui, cette technologie est considérée comme extrêmement prometteuse et fait l'objet d'une recherche intensive, et les problèmes de sécurité (prise de feu) fréquemment invoqués sont en passe d'être résolus.

I.5.3. Comparaison des différents types de batteries

On se limite ici aux quatre types de batteries les plus utilisées actuellement : Plomb, Ni-Cd, Ni-MH et Li-Ion. Sur le **Tableau I.2** sont indiqués leurs principaux avantages et inconvénients :

Tableau I. 2 Comparaison entre les différentes technologies de batteries [3]

Technologie	Avantages	Inconvénients
Plomb	<ul style="list-style-type: none"> - Economique - Recharge facile - Stockage de longue durée (autodécharge faible) - Recyclage simple 	<ul style="list-style-type: none"> - Sensible aux décharges trop profondes - Capacité massique faible - Risque de sulfatation irréversible - Durée de vie faible - Pollution par le Plomb en cas de destruction
Ni-Cd	<ul style="list-style-type: none"> - Charge simple et rapide même après une longue période de stockage - Recharge facile même à basse température - Grande durée de vie 	<ul style="list-style-type: none"> - Faible densité énergétique - Autodécharge assez rapide (20% par mois) - Sensibilité à l'effet mémoire - Assez polluante à cause du Cadmium

	<ul style="list-style-type: none"> - Bonnes performances à basse température - Résistance interne très faible 	
Ni-MH	<ul style="list-style-type: none"> - Contient beaucoup plus d'énergie que le Ni-Cd - Pas d'effet mémoire - Simple à stocker et à transporter - Ne pollue pas comme le Ni-Cd 	<ul style="list-style-type: none"> - Ne supporte pas le dépassement de charge - Détection de fin de charge difficile - Durée de vie plus faible que le Ni-Cd en nombre de cycles - Cout élevé - Tension faible
Li-Ion	<ul style="list-style-type: none"> - Pas d'effet mémoire - Faible autodécharge (1% par mois, quelques pourcents par an) - Ne nécessite pas de maintenance - Possède une haute densité d'énergie pour un poids faible - Accepte une charge rapide - Peu de pollution et recyclable 	<ul style="list-style-type: none"> - Cout de production élevé - Problèmes de densité thermique - Sensible aux chocs - Recharge sous haute surveillance, risque d'explosion - Recyclage très technique

I.5.4. Modèle de la batterie

Le modèle le plus simple d'une batterie est représenté sur la **Figure I.9**. Il comprend une force électromotrice E_0 modélisant la tension à vide de la batterie, un condensateur modélisant la capacité interne de la batterie C_{bat} et une résistance interne R_{bat} [11].

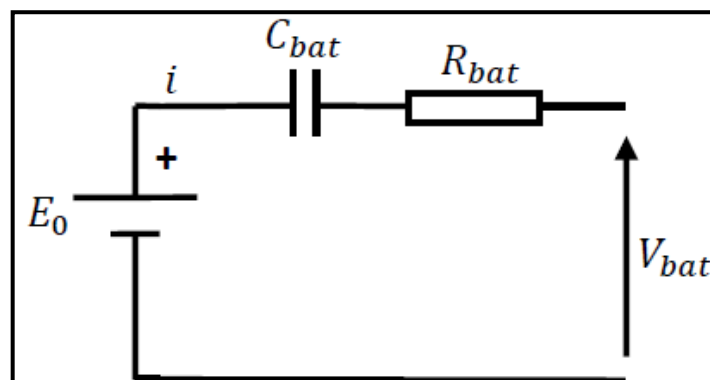


Figure I. 9 Modèle simple d'une batterie

Nous avons donc :

$$V_{bat} = E_0 - R_{bat} * i - V_c \quad (I.13)$$

Avec : V_{bat} la tension de sortie de la batterie, i le courant qu'elle débite et V_c la tension de sa capacité interne.

On définit également l'état de charge (SoC) de la batterie par :

$$SoC = 1 - \frac{Q_d}{C_{bat}} \quad (I.14)$$

Avec C_{bat} la capacité de la batterie et Q_d la quantité de charge manquante par rapport à C_{bat} .

I.6. Les supercondensateurs

I.6.1. Généralités

Le fonctionnement des supercondensateurs est basé sur le principe de la double couche électrochimique, qui est découvert par le physicien Helmutz dans les années 1850. Il a remarqué que l'application d'une différence de potentiel sur des électrodes, mises en contact avec un électrolyte, provoque un regroupement des ions de cet électrolyte à la surface de cette interface. Pour des raisons technologiques, il a fallu attendre 100 ans pour que les condensateurs à double couches électriques voient le jour, soit vers la fin des années 1950 dans l'idée de renouveler les systèmes de stockage d'énergie (SSE).

Les industriels et les scientifiques, par les progrès qu'ils apportent aux matériaux des électrodes et de l'électrolyte depuis ces 30 dernières années, ont permis aujourd'hui au supercondensateur de s'imposer de plus en plus dans les systèmes de forte puissance [7].

I.6.2. Principe de fonctionnement

Le principe général de fonctionnement des supercondensateurs repose sur la formation d'une double couche électrochimique, à l'interface d'un électrolyte et d'une électrode polarisable de grande surface spécifique. L'application d'une différence de potentiel, aux bornes du dispositif complet, entraîne le stockage électrostatique de charges aux deux interfaces électrode-électrolyte [12].

Contrairement à un condensateur "classique" (avec ou sans diélectrique) (**Figure I.10(a)**) ou un condensateur électrolytique (**Figure I.10(b)**), qui stockent l'énergie électrique sous forme de charges électriques qui s'accumulent dans les électrodes, les supercondensateurs stockent des charges électriques à l'aide de la double-couche de Helmutz : c'est la raison pour laquelle ils sont aussi appelés "Electrochemical double layer capacitor".

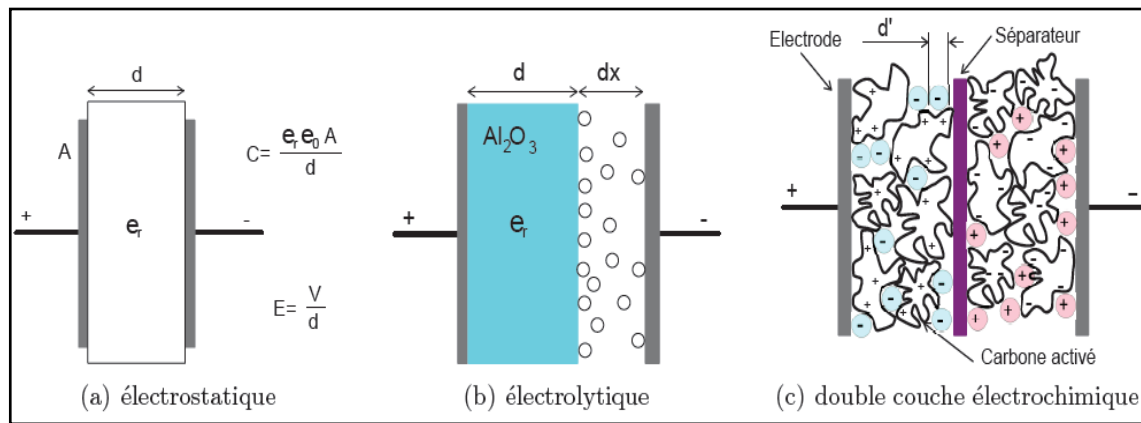


Figure I. 10 Les différentes technologies de condensateurs [2 ; 13]

I.6.3. Avantages et inconvénients des Supercondensateurs

❖ Avantages

- Cyclabilité presque illimitée ;
- Basse impédance, ce qui permet des pics de courant importants ;
- Recharge rapide ;
- Méthode de recharge simple, pas besoin d'une détection de remplissage.

❖ Inconvénients

- Impossible d'utiliser la capacité complète ;
- Densité d'énergie très basse ;
- Tension des cellules très basse, nécessité d'une mise en série ;
- Équilibrage de tension est requis si plus de trois cellules sont mises en série ;
- Haute à très haute auto décharge.

I.7. Choix de la technologie de stockage

L'utilisation d'un élément de stockage dans un SEH est envisagée pour compléter la source principale, car elle ne peut pas fournir toute la puissance nécessaire au fonctionnement du système et permettre l'absorption de tous les pics de freinage. De ce fait, le système de stockage d'énergie choisi doit être capable de réaliser un très grand nombre de cycles de charge et de décharge. Il doit aussi avoir une forte densité de puissance et un faible temps de réponse.

Les différents SSE peuvent être représentés dans un même plan appelé plan de Ragone (**Figure I.11**). Ce plan représente l'énergie massique en fonction de la puissance massique :

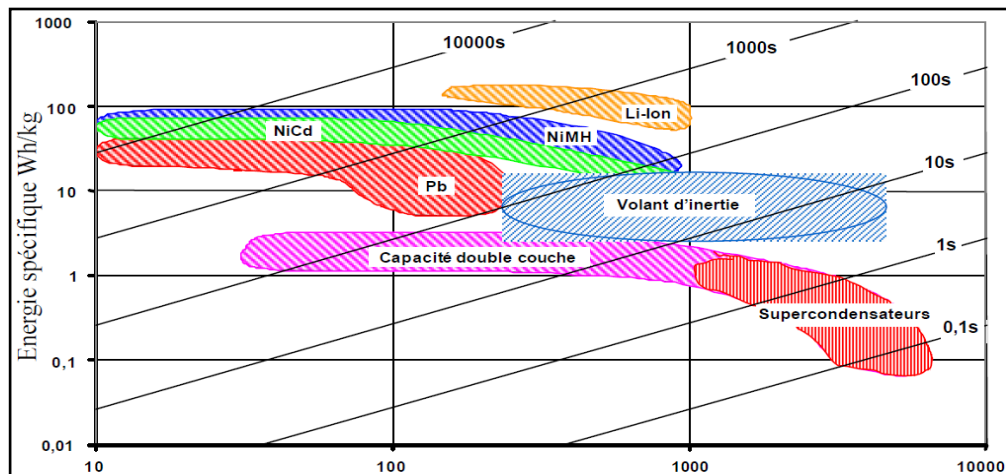


Figure I. 11 Plan de Ragone [12]

I.8. Modélisation des convertisseurs liés aux sources d'énergie

I.8.1. Convertisseur connecté à la PàC

Dans le but d'optimiser le transfert de puissance entre la PàC et la charge, on utilise un étage d'adaptation entre celles-ci. Habituellement, cet étage est constitué d'un hacheur parallèle unidirectionnel « boost » (Figure I.12). Bien sûr, ces étages présentent un surcoût par rapport à la connexion directe.

La tension de sortie V_{Bus} est réglée par le rapport cyclique α . Avec α étant le rapport entre αT , la période de conduction de l'interrupteur, et T la période complète.

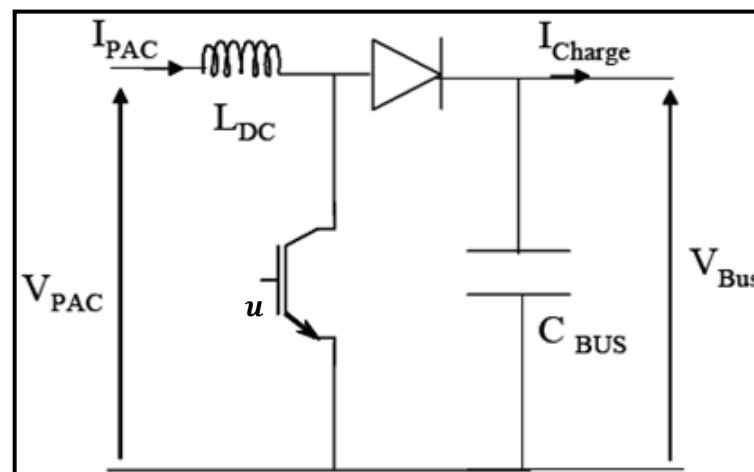


Figure I. 12 Hacheur boost (élévateur)

Où :

V_{PAC} est la tension de la PàC,

V_{Bus} est la tension du bus continu,

I_{PAC} est le courant équivalent demandé à la PàC,

I_{Charge} est le courant équivalent demandé aux bus continu,

L_{DC} représente l'inductance du hacheur,

C_{Bus} la capacité connectée au bus continu.

Pour notre étude, les hypothèses suivantes ont été faites pour la modélisation :

- Les interrupteurs sont idéaux : quand ils conduisent, leur résistance est nulle. Elle est infinie, quand ils sont bloqués. Les commutations sont considérées comme instantanées.

- Les éléments passifs (résistances de charge ou de perte, inductances et capacités) sont linéaires et invariants.

- Les sources de tension maintiennent leur tension continue indépendamment du courant fourni.

Les équations du modèle instantané sont données ci-dessous:

$$L_{DC} \frac{dI_{PAC}}{dt} = V_{PAC} - V_{Bus}(1 - u) \quad (I. 15)$$

$$C_{Bus} \frac{dV_{Bus}}{dt} = (1 - u)I_{PAC} - I_{Charge} \quad (I. 16)$$

Où : u est l'ordre de commande du hacheur qui peut être 1 ou 0 ; 1 quand l'interrupteur est fermé, 0 quand il est ouvert.

Le modèle moyen est simplement obtenu par la substitution de l'ordre de commande u par α [14]. Ce signal pourra avoir des valeurs comprises entre 0 et 1. Le modèle statique est représenté par les équations suivantes:

$$V_{Bus} = \frac{V_{PAC}}{1 - \alpha} \quad (I. 17)$$

$$I_{PAC} = \frac{I_{charge}}{1 - \alpha} \quad (I. 18)$$

I.8.2. Convertisseur connecté à la batterie (Hacheur parallèle réversible en courant)

Dans le cas où le hacheur utilisé doit permettre un fonctionnement en 'charge et décharge' des batteries, le courant électrique doit être réversible. Ainsi, pour le transfert d'énergie dans les deux sens, un hacheur réversible en courant a été utilisé (**Figure I.13**). Ce convertisseur permet d'élever la tension de la batterie, mais également de maintenir cette tension en sortie à une valeur fixe, au moyen de la régulation de tension dont il est muni. Il

donne aussi une flexibilité à la batterie, parce qu'un tel arrangement élimine la condition de tension de la batterie [11].

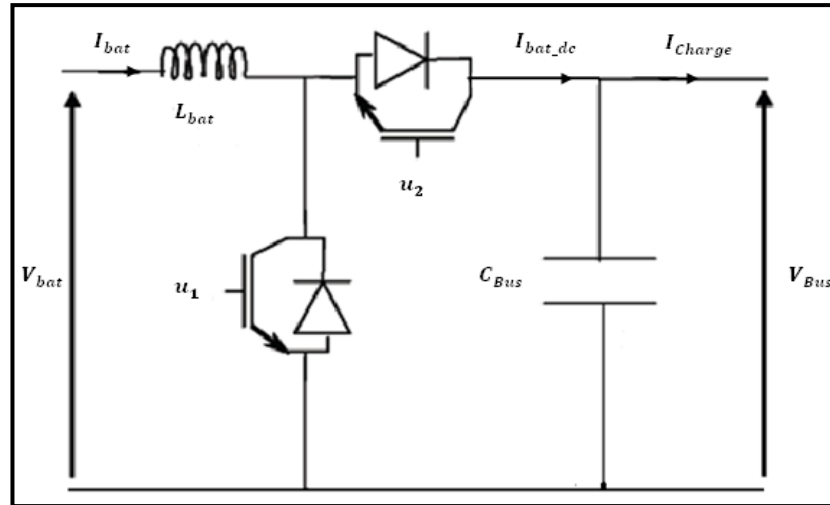


Figure I. 13 Hacheur parallèle réversible en courant [2]

Où :

V_{bat} est la tension de la batterie,

I_{bat} est le courant équivalent demandé à la batterie,

I_{bat_dc} le courant de la batterie injecté ou débité du bus continu,

L_{bat} représente l'inductance du hacheur.

La modélisation est faite comme précédemment, à la seule différence que le convertisseur possède deux modes de fonctionnement distincts. Quand la batterie est en mode de charge, le convertisseur se comporte comme un hacheur abaisseur, et quand elle est en mode de décharge, il se comporte comme un hacheur élévateur.

Après l'analyse des séquences de fonctionnement de cet hacheur, et en posant u_1 et u_2 comme des variables binaires représentant, respectivement l'état de conduction des interrupteurs, on obtient les équations différentielles suivantes :

- Dans le mode de fonctionnement élévateur ($I_{bat} > 0$)

$$\begin{cases} L_{bat} \frac{dI_{bat}}{dt} = V_{bat} - V_{Bus} (1 - u_1) \\ I_{bat_dc} = I_{bat} (1 - u_1) \end{cases} \quad (I.19)$$

- Dans le mode de fonctionnement abaisseur ($I_{bat} < 0$)

$$\begin{cases} L_{bat} \frac{dI_{bat}}{dt} = V_{bat} - V_{Bus} u_2 \\ I_{bat_{dc}} = I_{bat} u_2 \end{cases} \quad (I.20)$$

Afin de ne pas court-circuiter la source de tension, les commandes u_1 et u_2 doivent être complémentaires ($u_2 = \overline{u_1} = 1 - u_1$), donc les deux modèles sont similaires, ils peuvent être écrits par un seul système en posant $u_1 = u$:

$$\begin{cases} L_{bat} \frac{dI_{bat}}{dt} = V_{bat} - V_{dc}(1 - u) \\ I_{bat_{dc}} = I_{bat}(1 - u) \end{cases} \quad (I.21)$$

Le modèle moyen est donné par les équations suivantes où α est l'ordre de commande:

- Dans le mode de fonctionnement élévateur

$$V_{Bus} = \frac{V_{bat}}{1 - \alpha} \quad (I.22)$$

$$I_{bat} = \frac{I_{charge}}{1 - \alpha} \quad (I.23)$$

- Dans le mode de fonctionnement abaisseur

$$V_{Bus} = \alpha V_{bat} \quad (I.24)$$

$$I_{charge} = \frac{I_{bat}}{\alpha} \quad (I.25)$$

I.9. Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons décrit les différentes parties d'une chaîne d'alimentation d'un système de propulsion électrique hybride. Une modélisation des sources électriques (PàC et batterie) et des convertisseurs de puissance (boost et réversible en courant) liés à celles-ci a été également faite. L'étude de la chaîne de traction fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre II DESCRIPTION ET MODELISATION DE LA CHAÎNE DE TRACTION DU SYSTEME DE PROPULSION ELECTRIQUE HYBRIDE

II.1. Introduction

Ce deuxième chapitre aura pour objet de décrire la deuxième partie du système électrique hybride, qui est la chaîne de traction.

II.2. Description de la chaîne de traction

La chaîne de traction peut être décomposée en éléments décrits dans la figure suivante (**Figure II.1**). Il s'agit de l'alimentation à partir d'une source continue (batterie électrochimique, source embarquée d'énergie électrique), de l'ensemble convertisseur statique (hacheur quatre quadrants ou onduleur), moteur électrique (à courant continu, à induction (MI), synchrones à aimant permanent (MSAP), à réluctance variable) et son contrôle [15 ; 16]

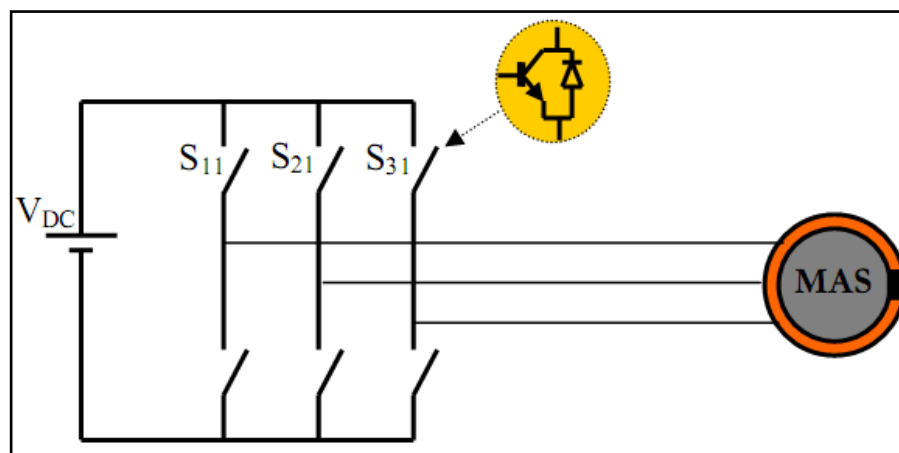


Figure II. 1 Exemple d'une chaîne de traction

On admettra dans ce qui suit les hypothèses simplificatrices suivantes :

- la saturation dans le circuit magnétique est négligée,
- on ne considère que le fondamental de la distribution spatiale de la f.m.m,
- => Les inductances propres constantes,
- => Les inductances mutuelles entre deux enroulements suivent une loi sinusoïdale et leurs amplitudes sont constantes.

- le circuit magnétique est parfaitement feuilleté => Les courants de Foucault sont négligés.
 - la résistance d'un enroulement ne varie pas en fonction de la température,
 - l'effet de peau est négligé.
- => Les résistances des enroulements sont constantes.

II.3. La machine à courant continu (MCC)

Les machines à courant continu à excitation séparée sont presque exclusivement utilisées pour les entraînements régulés. Dans ce cas, la tension d'induit et le couple sont nettement découplés en raison de l'alimentation distincte de l'induit et des inducteurs. De ce fait, le fonctionnement de la machine se prête à une large adaptation aux exigences du mécanisme entraîné. La variation de la vitesse s'obtient simplement par action sur la tension d'induit et/ou sur le courant d'excitation [17]. Le modèle électrique de cette machine est donné par la **Figure II.2** :

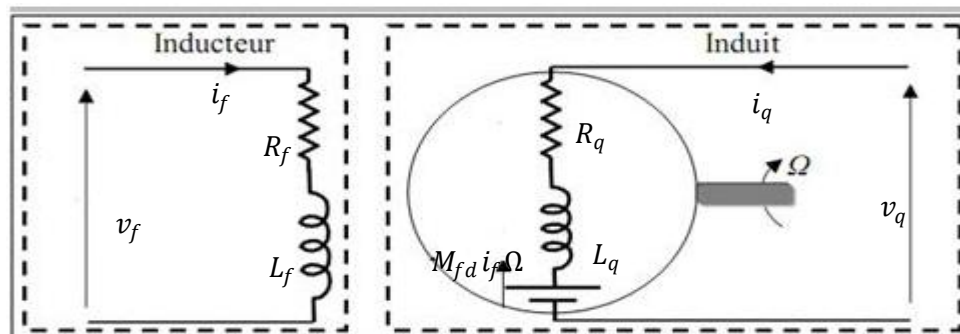


Figure II. 2 Modèle électrique de la MCC

II.3.1. Equation électriques

Le modèle électrique de la MCC au stator et au rotor est donné par les équations suivantes :

$$\text{Equation au stator :} \quad v_f = \frac{d\varphi_f}{dt} + R_f i_f \quad (II.1)$$

$$\text{Equation au rotor :} \quad v_q = \frac{d\varphi_q}{dt} + w\varphi_d + R_q i_q \quad (II.2)$$

Où : v_f est la tension de l'inducteur, i_f son courant, R_f sa résistance et φ_f son flux.

L'indice « q » est utilisé de la même manière pour l'induit.

w : est la pulsation mécanique et φ_d la composante directe du flux induit.

II.3.2. Equations magnétiques

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_f = L_f i_f \\ \varphi_d = M_{fd} i_f \\ \varphi_q = L_q i_q \end{array} \right. \quad (II.3)$$

Avec : M_{fd} l'inductance mutuelle entre l'enroulement f de l'inducteur et l'enroulement d de l'induit.

II.3.3. Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est donné en fonction du courant inducteur i_f et de la composante inverse du courant induit i_q :

$$C_{em} = M_{fd} i_f i_q \quad (II.4)$$

II.3.4. Equation mécanique

$$C_{em} - C_r = J_{MCC} \frac{d\Omega}{dt} - f \Omega \quad (II.5)$$

Tel que :

C_r : Couple résistant ;

f : Coefficient de frottement ;

J_{MCC} : Moment d'inertie.

II.4. La machine asynchrone

La MAS est représenté schématiquement dans la **Figure II.3**, elle est munie de six enroulements :

- Le stator est formé de trois enroulements fixés décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables.
- Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle.

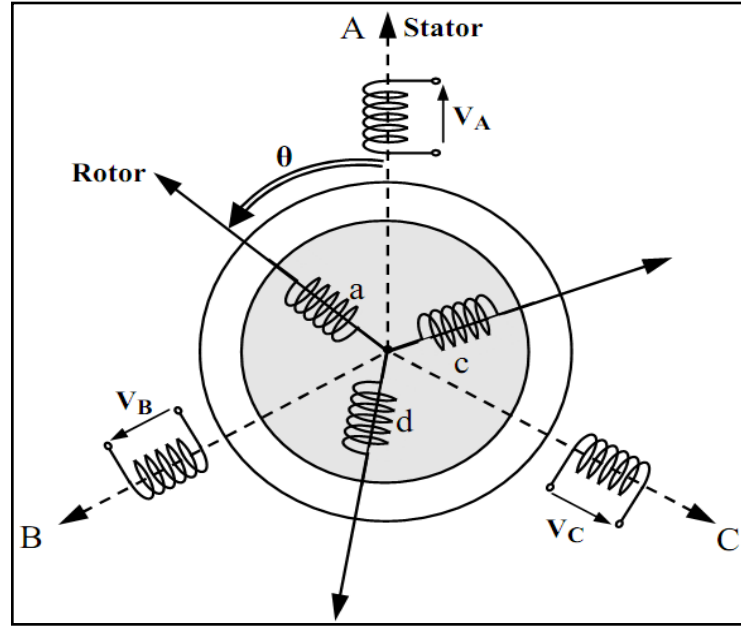


Figure II. 3 Schéma électrique de la machine asynchrone

Equations électriques

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (II.6)$$

$$[v_r] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} = 0 = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (II.7)$$

Avec : $\circ [v_{as}]$ et $[v_r]$ sont respectivement les vecteurs des tensions statoriques et rotoriques de même pour les flux et le courants.

R_s et R_r sont les résistances respectives des phases statoriques et rotoriques.

Equations magnétiques

$$\begin{bmatrix} [\varphi_s] \\ [\varphi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (II.8)$$

Où : $[L_{ss}]$ et $[L_{rr}]$ sont respectivement les matrices des inductances statoriques et rotoriques, $[M_{rs}]$ est la matrice des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques.

En considérant que l'inductance propre d'une phase est constante et que l'inductance mutuelle entre deux phases ne dépend que de l'angle entre leurs axes magnétiques, nous pouvons écrire :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{as} & M_{as} & M_{as} \\ M_{as} & L_{as} & M_{as} \\ M_{as} & M_{as} & L_{as} \end{bmatrix} \quad (II.9)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{ar} & M_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & L_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & M_{ar} & L_{ar} \end{bmatrix} \quad (II.10)$$

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (II.11)$$

Avec :

L_{as} : Inductance propre d'une phase statorique ;

L_{ar} : Inductance propre d'une phase rotorique ;

M_{as} : Inductance propre entre deux phases statoriques ;

M_{ar} : Inductance propre entre deux phases rotoriques ;

M_{sr} : Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique.

II.4.1. Modèle de Park de la machine asynchrone

Les systèmes triphasés peuvent être modélisés, par la transformation de Park, dans un repère diphasé orthogonal équivalent d'axes d et q. Ce repère peut être fixe ou tournant par rapport aux armatures de la machine. Ainsi, un système de grandeurs vectorielles triphasées peut être représenté par une grandeur vectorielle équivalente dans le repère orthogonal (d-q) (**Figure II.4**). Cette transformation triphasée-diphasée permet de représenter le système triphasé par deux composantes au lieu de trois, ce qui mène également à une réduction du nombre d'équations nécessaires à la modélisation du système.

Les valeurs X_d , X_q , X_o , grandeurs caractéristiques du système diphasé équivalent peuvent être obtenues en fonction des valeurs X_1 , X_2 , X_3 du système triphasé par la transformation $P(\theta)$ suivante:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (II.12)$$

L'indice «o» repère la composante homopolaire et (θ) est l'angle entre l'axe d du repère diphasé et la phase 1 du système triphasé.

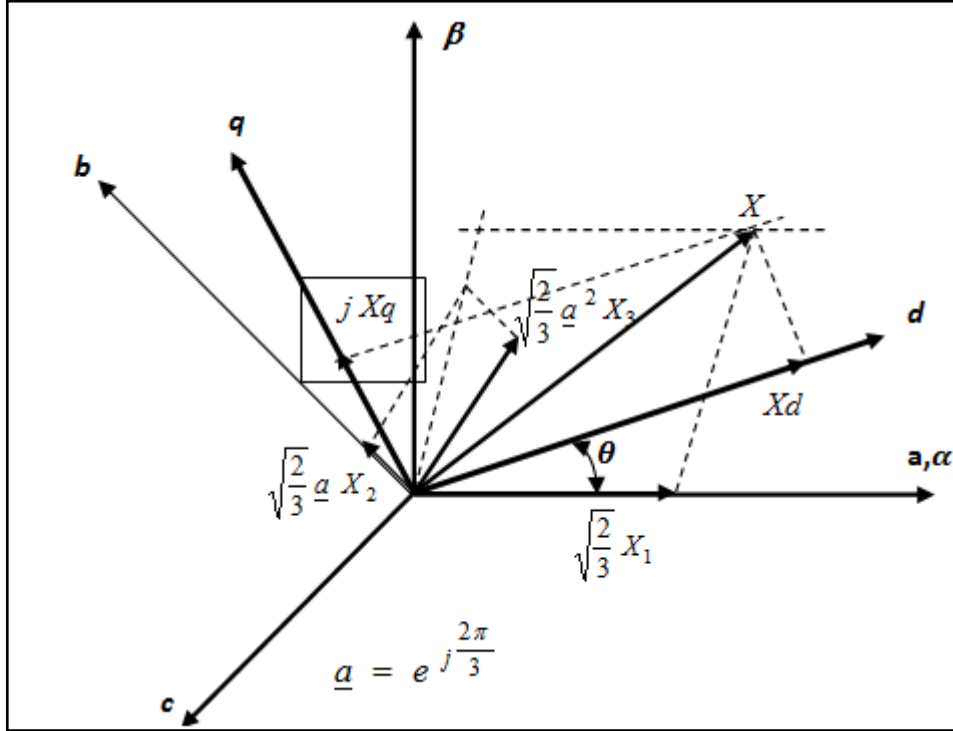


Figure II. 4 Systèmes d'axes triphasé et diphasé

II.4.1.1. Equations électriques

Au stator

$$\begin{cases} V_{ds} = \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} + R_s i_{ds} \\ V_{qs} = \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} + R_s i_{qs} \end{cases} \quad (II.13)$$

Au rotor

$$\begin{cases} V_{dr} = 0 = \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \varphi_{qr} + R_r i_{dr} \\ V_{qr} = 0 = \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \varphi_{dr} + R_r i_{qr} \end{cases} \quad (II.14)$$

Avec :

V_{ds} et V_{qs} sont les tensions direct et inverse de l'enroulement statorique ;

V_{dr} et V_{qr} sont les tensions direct et inverse de l'enroulement rotorique ;

w_s la pulsation statorique et w_m la pulsation mécanique.

II.4.1.2. Equations magnétiques

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (II.15)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{qs} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (II.16)$$

Avec :

$L_s = L_{as} - M_{as}$: Inductance propre cyclique du stator ;

$L_r = L_{ar} - M_{ar}$: Inductance propre cyclique du rotor ;

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: Inductance mutuelle entre stator et rotor.

II.4.1.3. Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est donné par l'équation (II.17) ci-dessous:

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} [\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}] \quad (II.17)$$

Avec : p le nombre de paires de pôles dans la machine.

II.4.2. Commande vectorielle de la machine asynchrone

Le principe de la commande vectorielle (**Figure II.5**) est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante, où il y a un découplage naturel entre la commande du flux et du couple.

Notre objectif est d'orienter le flux, donc on cherche qu'il n'y ait qu'une composante suivant l'axe d , il faut alors annuler la composante du flux φ_r suivant l'axe q . L'expression du couple électromagnétique se réduit à :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} \varphi_{dr} i_{qs} \quad (II.18)$$

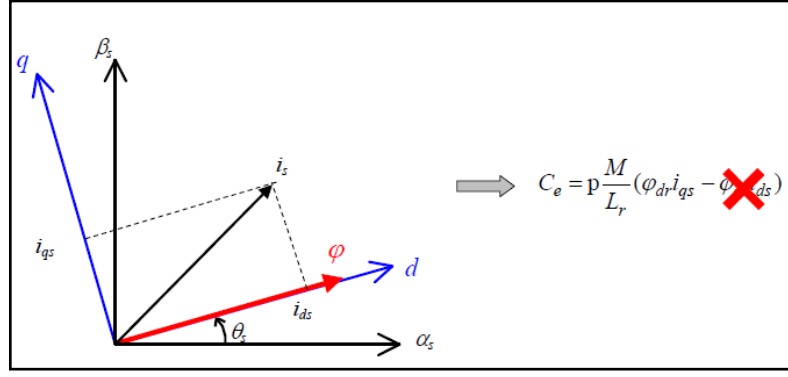


Figure II. 5 Principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté

D'après l'expression du couple, la stratégie de commande consiste à contrôler de façon indépendante le flux et le courant statorique pour imposer le couple. On a alors deux variables d'action comme dans le cas d'une machine à courant continu.

Dans cette condition nous avons: $\varphi = \varphi_{dr}$ et $\varphi_{qr} = \mathbf{0}$. Seules les grandeurs statoriques sont accessibles, les grandeurs rotoriques, elles ne le sont pas, il faut donc pouvoir les estimer à partir des grandeurs statoriques. Le modèle de Park du moteur asynchrone devient :

Au stator

$$\begin{cases} V_{ds} = \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} + R_s i_{ds} \\ V_{qs} = \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} + R_s i_{qs} \end{cases} \quad (II.19)$$

Au rotor

$$\begin{cases} V_{dr} = 0 = \frac{d\varphi_r}{dt} + R_r i_{dr} \\ V_{qr} = 0 = \omega_r \varphi_r + R_r i_{qr} \end{cases} \quad (II.20)$$

En tenant compte de la condition : $\varphi = \varphi_{dr}$ et $\varphi_{qr} = 0$, la position du flux sera instantanément donnée par θ_s qui est la position instantanée du référentiel $(d-q)$ par rapport au référentiel $(\alpha-\beta)$. Elle est déterminée par :

$$\begin{cases} \theta_s = \int \omega_s dt \\ \omega_s = \omega_m + \hat{\omega}_r \end{cases} \quad (II.21)$$

$\hat{\omega}_r$ représente la pulsation des courants rotoriques estimée, elle peut être déterminée à partir des équations précédentes (II.19) et (II.20) d'où :

$$\hat{w}_r = \frac{M}{T_r \hat{\varphi}_{dr}} i_{qs} \quad (II.22)$$

Le flux φ_{dr} peut être estimé à partir du courant statorique i_{ds} mesuré :

$$\hat{\varphi}_{dr} = \frac{M}{1 + T_r s} i_{ds} \quad (II.23)$$

La figure ci-dessous (**Figure II.6**) représente le schéma synoptique de cette commande :

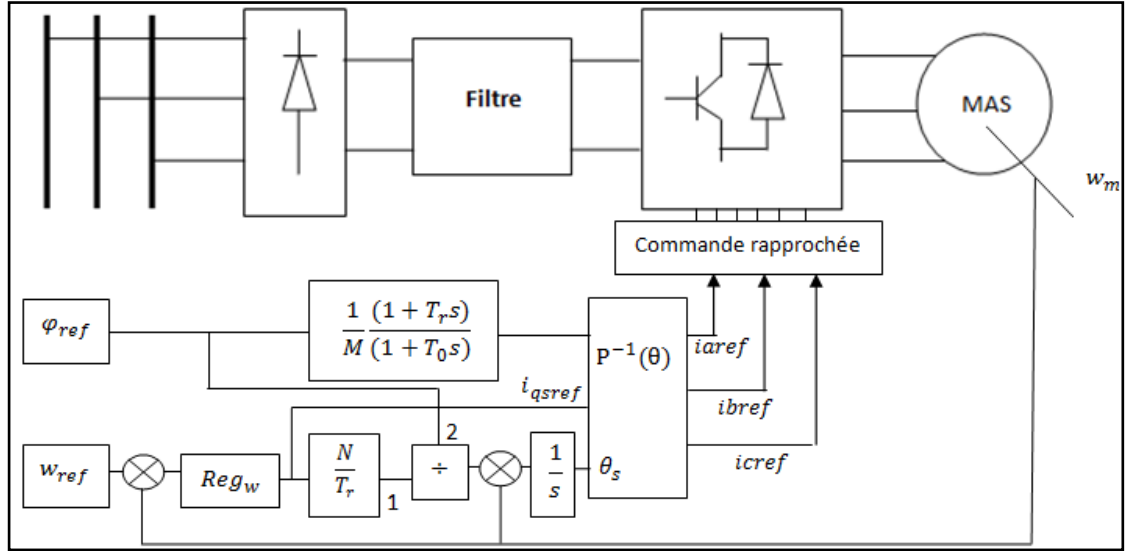


Figure II. 6 Schéma synoptique de la commande vectorielle de la machine asynchrone

II.5. La machine synchrone

Dans cette étude on considérera une machine excitée par des électroaimants et qui comporte un enroulement amortisseur (DQ).

Equations électriques

Au stator

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (II.24)$$

Au rotor

$$v_f = \frac{d\varphi_f}{dt} + R_f * i_f \quad (II.25)$$

Au niveau des enroulements amortisseurs

$$v_D = 0 = \frac{d\varphi_D}{dt} + R_D * i_D \quad (II.26)$$

$$v_Q = 0 = \frac{d\varphi_Q}{dt} + R_Q * i_Q$$

Equations magnétiques

$$\begin{bmatrix} [\varphi_s] \\ [\varphi_f] \\ [\varphi_{DQ}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s(\theta)] & [M_{sf}(\theta)] & [M_{sDQ}] \\ [M_{fs}] & [L_f(\theta)] & [M_{fDQ}] \\ [M_{DQs}] & [M_{DQf}] & [L_{DQ}(\theta)] \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_f] \\ [i_{DQ}] \end{bmatrix} \quad (II.27)$$

II.5.1. Modèle de Park

Le modèle de *Park* de la machine synchrone est donné par les équations suivantes (II.28), (II.29) et (II.30) :

II.5.1.1. Equations électriques

$$\begin{cases} V_d = \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega_s \varphi_q + R_s i_d \\ V_q = \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega_s \varphi_d + R_s i_{qs} \end{cases} \quad (II.28)$$

II.5.1.2. Equations magnétiques

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \\ \varphi_f \\ \varphi_D \\ \varphi_Q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{3}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \\ \varphi_f \\ \varphi_D \\ \varphi_Q \end{bmatrix} \quad (II.29)$$

$$= \frac{3}{2} \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 & M_{af} & M_{aD} & 0 \\ 0 & L_q & 0 & 0 & 0 & M_{aQ} \\ 0 & 0 & L_d & 0 & 0 & 0 \\ M_{af} & 0 & 0 & L_f & M_{fD} & 0 \\ M_{aD} & 0 & 0 & M_{fD} & L_D & 0 \\ 0 & M_{aQ} & 0 & 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix}$$

II.5.1.3. Expression du couple électromagnétique

$$C_{em} = \frac{3}{2}(\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) = \frac{3}{2}M_{af} i_f i_q + \frac{3}{2}(L_d - L_q)i_d i_q + \frac{3}{2}(M_{aD} i_D i_Q - M_{aQ} i_Q i_D) \quad (II.30)$$

$$= C_s + C_{saillant} + C_{asyn}$$

Avec :

C_s : Couple synchrone ;

$C_{saillant}$: Couple saillant dû à la saillance de la machine ;

C_{asyn} : Couple asynchrone dû à l'enroulement amortisseur.

II.5.2. Commande vectorielle de la machine synchrone

En considérant une machine synchrone sans enroulements amortisseurs, le couple électromagnétique sera donc donné par l'équation (II.31) suivante:

$$C_{em} = \frac{3}{2}p M_{af} i_f i_q + \frac{3}{2}p(L_d - L_q)i_d i_q \quad (II.31)$$

Les flux direct et en quadrature sont donnés par les équations ci-dessous :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + M_{af} i_f \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (II.32)$$

Si on suppose que le courant $i_d = \mathbf{0}$, le flux ne dépendra que du courant inducteur i_f (**Equation II.34**) (le courant i_q étant faible), et si on maintient ce courant constant le couple ne dépendra que de la composante i_q du courant (**Equation II.33**). On aurait ainsi réalisé le découplage entre le couple et le flux :

$$C_{em} = \frac{3}{2}p M_{af} i_f i_q \quad (II.33)$$

$$\varphi_d = M_{af} i_f \quad (II.34)$$

La figure suivante (**Figure II.7**) illustre le schéma synoptique de la commande vectorielle de la machine synchrone :

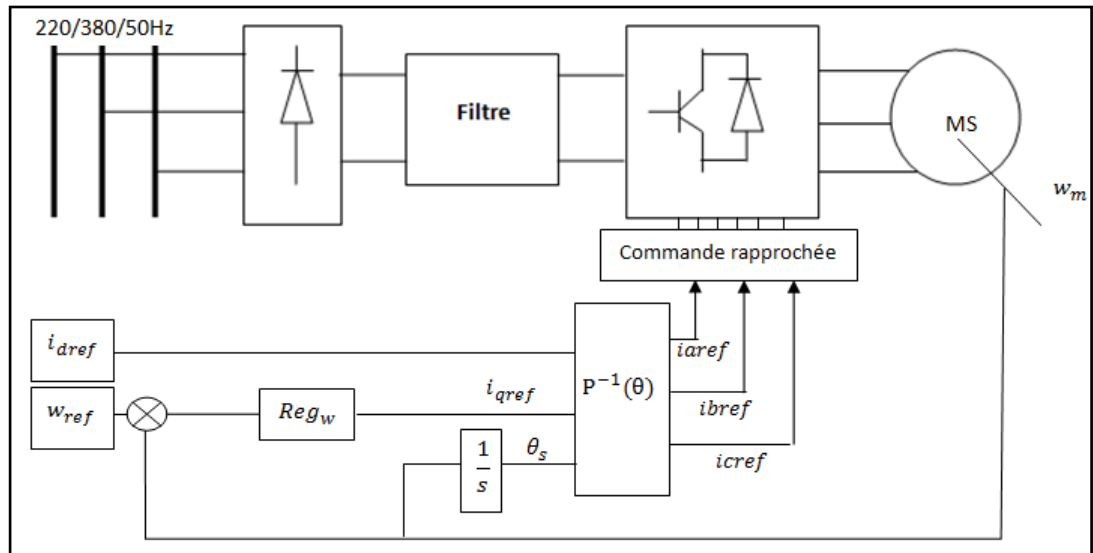


Figure II. 7 Schéma synoptique de la commande vectorielle de la machine synchrone

II.6. Modélisation des convertisseurs associés aux machines

II.6.1. Modèle du hacheur quatre quadrants

Le hacheur quatre quadrants est constitué de quatre transistors et de quatre diodes antiparallèle comme l'indique la figure (**Figure II.8**). Les semi-conducteurs sont supposés idéaux. Lorsqu'ils conduisent, ils sont assimilés à des courts-circuits et lorsqu'ils sont bloqués, ils sont équivalents à des circuits ouverts :

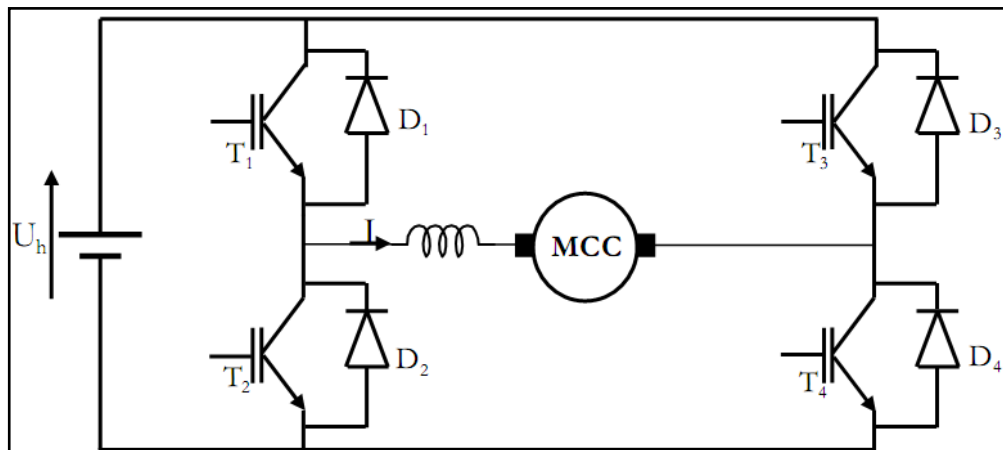


Figure II. 8 Schéma électrique d'un hacheur quatre quadrants

Les signaux de commande des transistors sont rectangulaires, de fréquence f_h (la période étant $T_h = 1/f_h$) et de rapport cyclique α . la commande est de type complémentaire et totale, les transistors T_1 et T_4 sont commandés simultanément de même pour les transistors T_2 et T_3 .

➤ Principe du hacheur quatre quadrants

Le hacheur alimenté par la tension U_h a une structure en « H » et permet un fonctionnement dans les quatre quadrants (**Figure II.9**).

Fonctionnement en moteur dans le sens (+) : T_4 est saturé, T_3 est bloqué : T_1 et T_2 sont commandés de façon complémentaire avec le rapport cyclique α .

- ❖ $0 < t < \alpha T$: T_1 et T_4 sont passants ; il y a transfert d'énergie du réseau vers le moteur et la bobine.
- ❖ $\alpha T < t < T$: T_2 et T_4 sont passants ; la bobine transfère de l'énergie au moteur dans une phase de roue libre.

La tension moyenne aux bornes du moteur est positive $U_m = \alpha \cdot U_h$.

Fonctionnement en moteur dans le sens (-) : T_2 est saturé, T_1 est bloqué : T_3 et T_4 sont commandés de façon complémentaire avec le rapport cyclique α .

- ❖ $0 < t < \alpha T$: T_3 et T_2 sont passants ; il y a transfert d'énergie du réseau vers le moteur et la bobine.
- ❖ $\alpha T < t < T$: T_4 et T_2 sont passants ; la bobine transfère de l'énergie au moteur dans une phase de roue libre.

La tension moyenne aux bornes du moteur est négative $U_m = -\alpha \cdot U_h$.

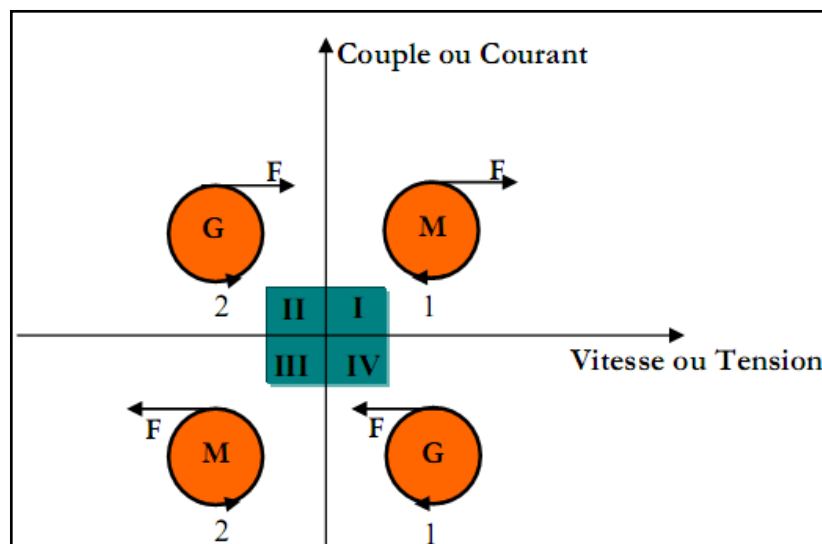


Figure II. 9 Fonctionnement dans les quatre quadrants

II.6.2. Modèle de l'onduleur de tension

Pour simplifier l'étude nous supposons que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée,

- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable (interrupteurs supposés idéalisés)
- La charge est équilibrée couplée en étoile avec neutre isolé.

On a donc :

$I_{Kij} = 0, V_{kij} \neq 0$; Interrupteur ouvert ;

$I_{Kij} \neq 0, V_{kij} = 0$; Interrupteur fermé.

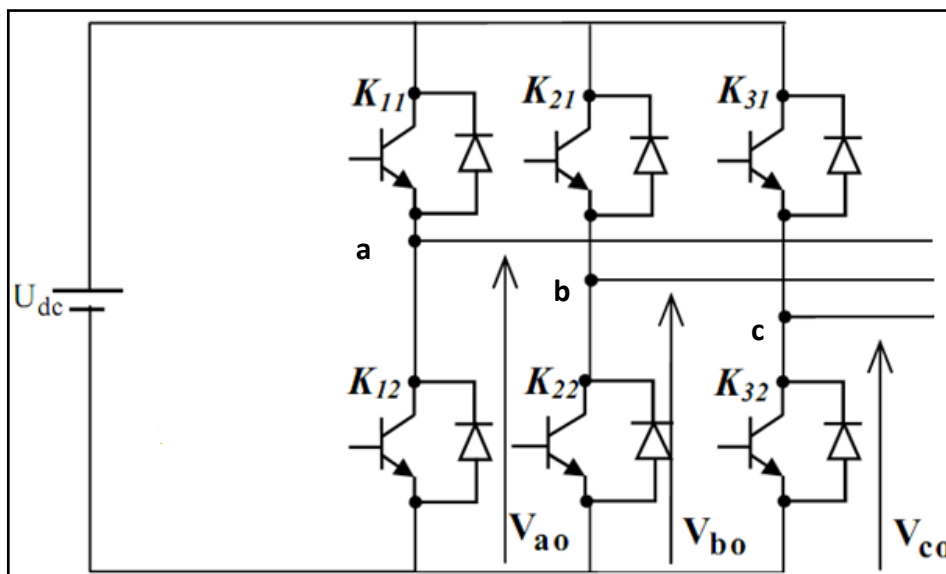


Figure II. 10 Schéma électrique de l'onduleur

Les tensions composées V_{ab}, V_{bc} et V_{ca} sont obtenues à partir de ces relations :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ba} \end{cases} \quad (II.35)$$

Tel que V_{ao}, V_{bo} et V_{co} sont les tensions d'entrée de l'onduleur. Elles sont référencées au point fictif « o ».

On peut écrire les relations de Charles suivantes [18] :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (II.36)$$

V_{an}, V_{bn} et V_{cn} : sont les tensions des phases de la charge

V_{no} : Tension du neutre de la charge par rapport au point fictif « o ».

Le système V_{an}, V_{bn} et V_{cn} étant équilibré, il en découle :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (II.37)$$

La substitution de cette relation dans la relation précédente aboutit à :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (II.38)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{array} \right. \quad (II.39)$$

Donc l'onduleur peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage continu-alternatif :

$$[V_{AC}] = [T] \cdot [V_{dc}] \quad (II.40)$$

Tel que :

$$[V_{AC}] = [V_{an} \ V_{bn} \ V_{cn}]^T$$

$$[V_{dc}] = [V_{ao} \ V_{bo} \ V_{co}]^T = U_{dc} [S_1 \ S_2 \ S_3]^T$$

Donc pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme des grandeurs booléennes.

La matrice de transfert est la suivante :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (II.41)$$

II.7. Conclusion

A travers ce deuxième chapitre, nous avons présenté les éléments constituant une chaîne de traction d'un système de propulsion électrique hybride, d'une part le moteur de propulsion, où nous avons donné le modèle électrique du moteur à courant continu à excitation séparée, du moteur asynchrone et du moteur synchrone avec leurs commandes respectives, et d'autre part, les convertisseurs de puissance associés aux moteurs : hacheurs quatre quadrant dans le cas d'un MCC et onduleur de tension dans le cas d'un moteur à courant alternatif. Le chapitre qui va suivre va traiter des commandes intelligentes (logique floue et réseaux de neurones) utilisées pour le contrôle de la vitesse du moteur de propulsion.

Chapitre III ETUDE DE LA COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE ET LES RESEAUX DE NEURONES

III.1. Introduction

Les systèmes à base des réseaux de neurones et de la logique floue font de bons approximateurs de fonctions à partir de données d'échantillons. De plus ils n'ont pas besoin de connaissance à priori sur le fonctionnement interne du système ou de modèle mathématique. Au départ ces techniques sont utilisées pour le calcul élémentaire, algèbre linéaire et la probabilité, elles sont alors utilisées dans des techniques plus complexes comme le traitement du signal, procédés aléatoires ainsi que pour l'identification et la commande de systèmes complexes. On s'intéressera dans ce chapitre à ces deux techniques. On commencera par exposer les notions élémentaires de celles-ci puis on montrera quelques schémas de commande utilisant ces deux techniques.

III.2. La logique floue

III.2.1. Généralités sur la logique floue

La logique floue suscite actuellement un intérêt général de la part de tous ceux qui éprouvent le besoin de formaliser des méthodes empiriques, de généraliser des modes de raisonnement naturels, d'automatiser la prise de décision dans leur domaine, de construire des systèmes artificiels effectuant les tâches habituellement prises en charge par les humains ; la raison de cet intérêt est justifiée par la forte limitation des techniques traditionnelles qui nécessitant une parfaite modélisation et identification du processus à régler ainsi que la complexité croissante des systèmes industriels dont il est souvent difficile, voire impossible d'en avoir un modèle mathématique rigoureux permettant de mettre en œuvre une commande suffisamment robuste [19].

La solution à ce problème est d'utiliser l'approche floue qui exploite des descriptions linguistiques des caractéristiques dynamiques du système fournies par l'expertise humaine pour générer une loi de commande.

La logique floue permet la formalisation des imprécisions dues à une connaissance globale d'un système très complexe et l'expression du comportement d'un système par des mots. Elle permet donc la standardisation de la description d'un système et du traitement de données aussi bien numériques qu'exprimées symboliquement par des qualifications linguistiques. On conçoit l'intérêt de cette approche dans la régulation ou l'asservissement des

processus industriels, pour lesquels les informations sont souvent imprécises, incertaines, voire seulement quantitatives.

III.2.2. Eléments de base de la logique floue

III.2.2.1. Variables linguistiques et ensembles flous

La logique floue traite des variables imprécises, vagues ou incertaines et introduit des décisions objectives par un raisonnement approximatif. Ces variables forment des *variables linguistiques*, dont les valeurs sont estimées ou appréciées par des mots ou expressions du langage naturel appelés *ensembles flous*.

Les variables linguistiques ou variables floues sont les entrées et les sorties du système à régler ; à titre d'exemple la vitesse de rotation d'une machine électrique est une variable linguistique qui peut prendre simultanément plusieurs valeurs linguistiques : négative grande (NG), égale à zéro (EZ), positive grande (PG), etc.

III.2.2.2. Fonction d'appartenance

Les ensembles flous ont le grand avantage de constituer une représentation mathématique de labels linguistiques largement utilisés dans l'expression de connaissances expertes, qualitatives et manipulées dans le raisonnement approché qui sera fait à partir de cette connaissance. Ils apparaissent donc comme un moyen de réaliser l'interface entre l'information numérique (quantitative) et l'information symbolique (linguistique, qualitative).

Généralement, dans les applications électriques en particulier, les fonctions d'appartenance utilisées pour la description des sous-ensembles flous sont de forme triangulaire, trapézoïdale, gaussienne ou sigmoïde (**Figure III.1**). Cependant, il n'existe pas de règle générale pour le choix de la forme de la fonction d'appartenance.

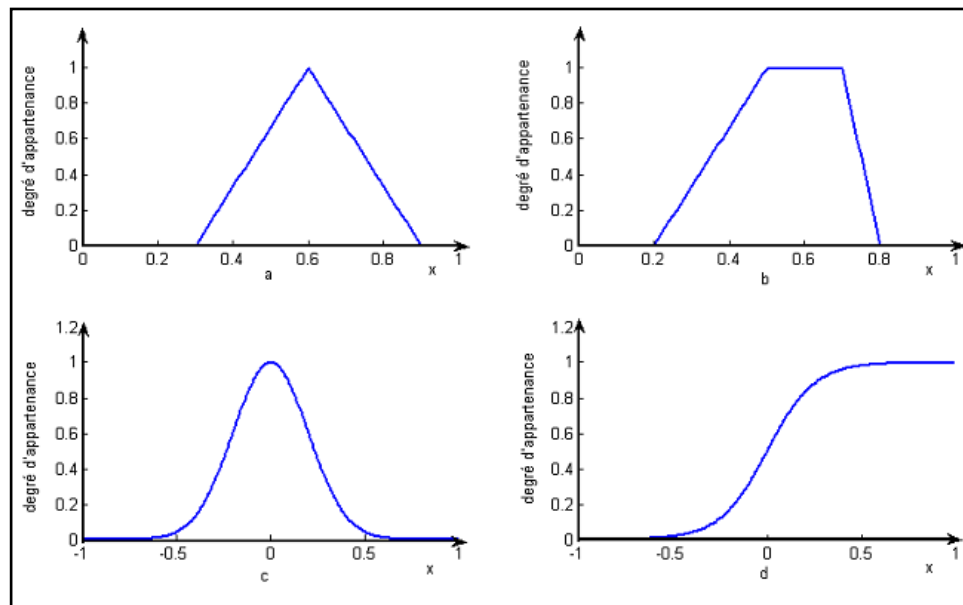


Figure III. 1 Fonctions d'appartenance usuelles

III.2.2.3. Univers de discours [20]

L'univers de discours représente l'ensemble de référence ou le domaine de variation de la variable linguistique, ou domaine de fonctionnement du processus dans le cas de réglage, comme illustré sur la **Figure III.2** où plusieurs sous ensembles sont décrits par des fonctions d'appartenance triangulaires et trapézoïdales.

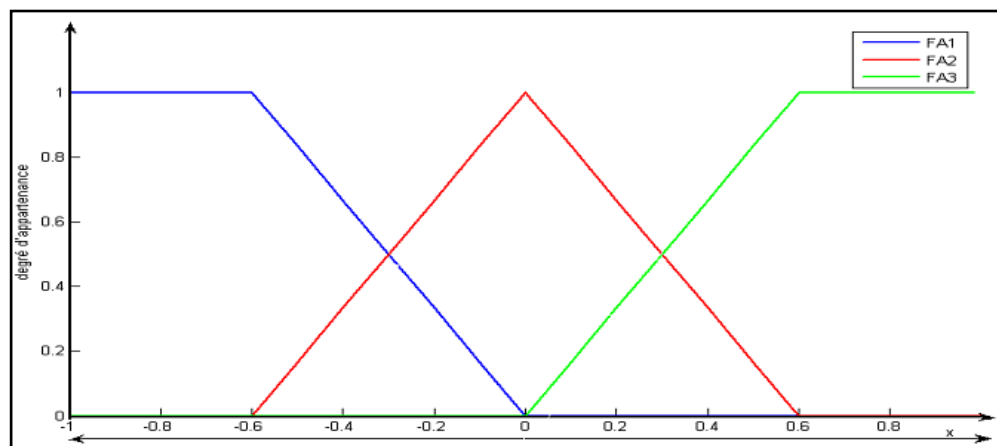


Figure III. 2 Univers de discours normalisé uniforme de 03 sous ensembles

III.2.2.4. Règles floues

La connaissance experte permet de déduire une proposition ou une décision définissant une loi de commande à partir d'une ou plusieurs règles floues appelées règles d'inférence. Celles-ci sont liées par des opérateurs flous ET, OU, ALORS,...etc.

Ces règles peuvent avoir la forme suivante :

SI (condition01) **ET/OU** (condition02) **ALORS** (décision ou action)

III.2.3. Commande par logique floue

III.2.3.1. Structure générale d'un régulateur flou

Un régulateur flou permet d'exprimer une loi de commande à l'aide d'un ensemble de règles de la forme « si prémisses alors conclusion ». La majorité des contrôleurs flous développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani. Ce schéma est illustré par la **Figure III.3**. Un régulateur est traditionnellement décomposé en quatre (04) blocs :

- Fuzzification
- Base de connaissances
- Inférence
- Défuzzification

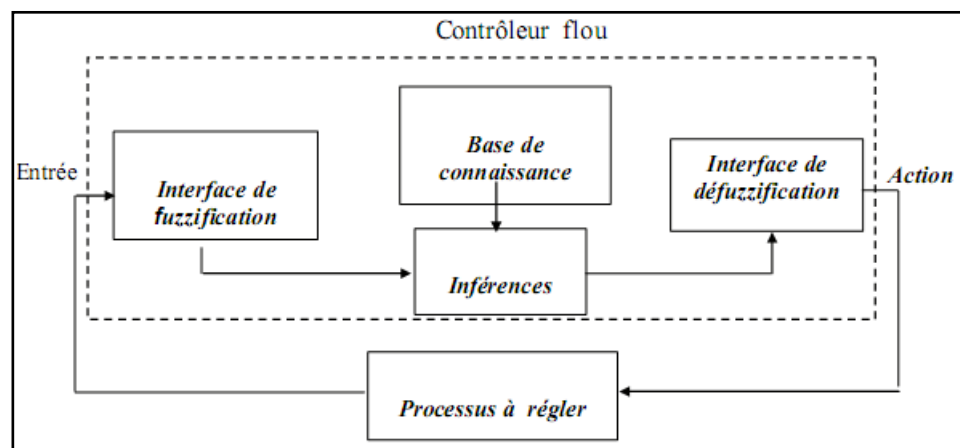


Figure III. 3 Structure interne d'un régulateur flou

III.2.3.2. Fuzzification

La stratégie de cette opération consiste à convertir les grandeurs d'entrées et de sortie mesurées ou estimées en variables linguistiques, exprimées par des termes flous.

III.2.3.3. Base de connaissance

Généralement cette base de connaissance est composée de l'ensemble des informations et des renseignements qu'on possède sur le processus à régler à partir d'une analyse empirique du système, et qui permet d'établir l'ensemble des fonctions et des règles floues du régulateur.

III.2.3.4. Inférences floues

Le principe de cette opération consiste à établir la liaison entre les grandeurs d'entrée du régulateur exprimées par des termes linguistiques et la variable de sortie sous sa forme floue à

partir d'une parfaite connaissance et d'une expertise concernant le fonctionnement du processus à régler.

Plusieurs approches sont proposées pour le traitement numérique des règles d'inférence à savoir :

- Méthode d'inférence max-min
- Méthode d'inférence max-produit
- Méthode d'inférence somme-produit

III.2.3.5. Défuzzification

Cette étape consiste à transformer la valeur floue ou linguistique issue du régulateur flou en valeur numérique. Plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature, telles que la méthode du maximum, la méthode de la moyenne des maximums et la méthode du centre de gravité. Néanmoins, il n'existe pas des critères de choix de l'une de ces méthodes.

III.2.3.6. Correcteur flou proportionnel (FP)

Ce type de correcteur est donné par la figure suivante (**Figure III.4**):

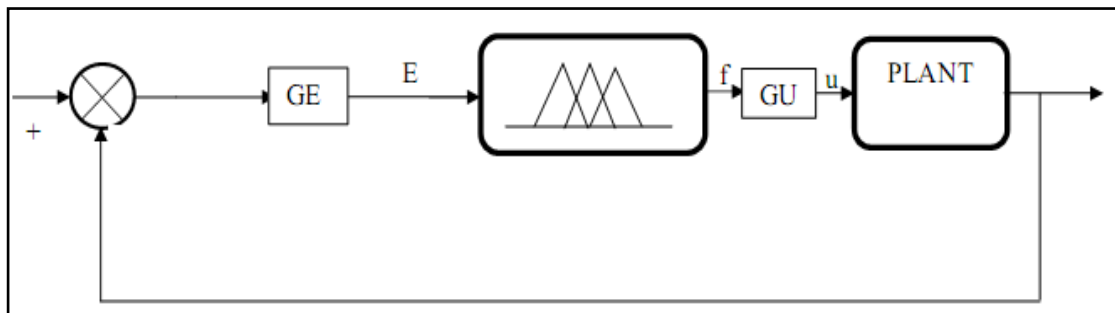


Figure III. 4 Structure d'un régulateur flou de type **P**

L'entrée du correcteur est l'erreur « e », la sortie est le signal de commande « u ». Ce correcteur possède deux paramètres d'adaptation GE et GU. Le signal d'entrée E est donné par l'équation suivante (**Equation III.1**):

$$E = GE e \quad (III.1)$$

Le signal de commande u_k est une fonction non linéaire de e_k :

$$u_k = f(GE \cdot e_k) \cdot GU \quad (III.2)$$

Par un choix judicieux au niveau de la structure interne du correcteur flou, on peut employer l'approximation linéaire suivante :

$$f(GE \cdot e_k) = GE \cdot e_k \quad (III.3)$$

D'où :

$$u_k = GE.GU.e_k \quad (III.4)$$

Dans le cas d'un correcteur proportionnel classique la sortie agissante est proportionnelle à l'erreur en entrée :

$$u_k = K_c.e_k \quad (III.5)$$

Ces deux dernières relations donnent :

$$GE.GU = K_c \quad (III.6)$$

III.2.3.7. Correcteur flou proportionnel dérivée (FPD)

Le correcteur proportionnel dérivé a comme entrée l'erreur « e » et sa dérivée « de » comme le montre la **Figure III.5**:

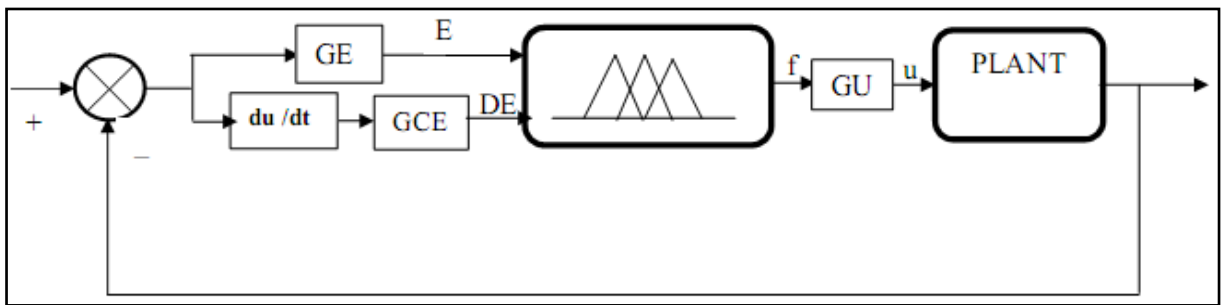


Figure III. 5 Structure d'un régulateur flou de type **PD**

Dans ce cas le signal de commande u_k est une fonction non linéaire de l'erreur « e » et la dérivée de l'erreur « de », u_k est donné comme suit :

$$u_k = f(GE.e_k, GCE.de).GU \quad (III.7)$$

III.2.3.8. Correcteur flou proportionnel intégral (FPI)

Le correcteur proportionnel intégral a comme entrées l'erreur « e » et sa dérivée « de » et l'intégral de la sortie comme commande (**Figure III.6**) :

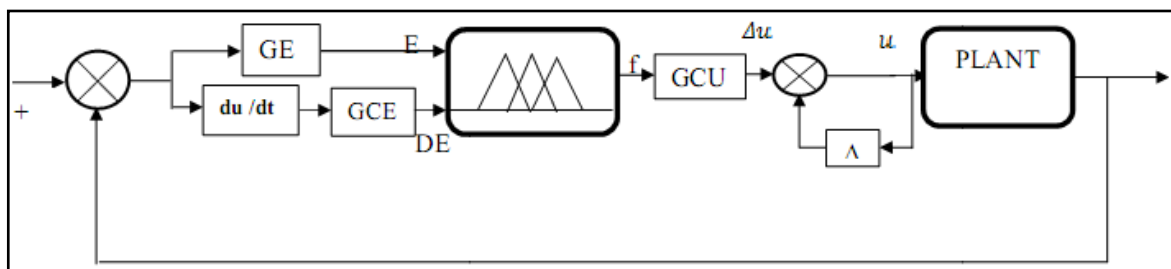


Figure III. 6 Structure d'un régulateur flou de type **PI**

Pour ce type de correcteur le signal de commande u_k est déterminé en incrémentant la valeur de la commande à l'instant k-1 par la variation Δu_k :

$$u_k = u_{k-1} + \Delta u_k \tag{III. 8}$$

III.2.3.9. Correcteur flou proportionnel intégral dérivée (FPID)

Ce Correcteur possède trois entrées : l'erreur, sa dérivée et son intégrale comme le montre la figure suivante (Figure III.7) :

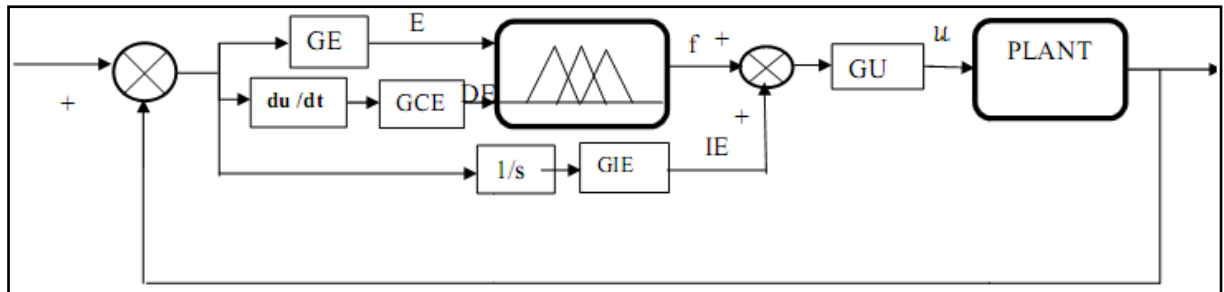


Figure III. 7 Structure d'un régulateur flou de type PID

La sortie du correcteur est ainsi une fonction non linéaire des trois entrées :

$$u_k = \left[f(GE \cdot e_k, GCE \cdot de_k) + GIE \cdot \sum_{i=1}^k e_i T_s \right] \cdot GU \tag{III. 9}$$

Avec: T_s la période d'échantillonnage.

Le tableau ci-dessous (Tableau III.1) résume les relations donnant les paramètres d'adaptation d'un correcteur flou en fonction des paramètres d'un correcteur PID classique :

Tableau III. 1 Relations entre les gains flous et classiques

		Correcteur PID classique		
		K_c	$\frac{1}{T_i}$	T_d
Correcteur flou	FP	$GE \cdot GU$	-	-
	FPI	$GCE \cdot GCU$	GE/GCE	-
	FPD	$GE \cdot GU$	-	GCE/GU
	FPID	$GE \cdot GU$	GIE/GE	GCE/GE

III.2.4. Réglage d'un contrôleur flou

Un contrôleur flou possède de nombreux paramètres de réglage, ce qui peut, à priori, effrayer ses utilisateurs potentiels. En effet, contrairement aux contrôleurs classiques, le contrôleur flou possède un nombre plus conséquent de paramètres, qui lui offrent davantage de degrés de liberté.

On peut distinguer parmi les choix et les réglages à faire :

- L'expression des règles ;
- La définition des variables et des valeurs linguistiques ;
- La méthode d'implication et la méthode d'inférence ;
- La méthode de défuzzification ;
- Les facteurs d'échelle sur les entrées et les sorties du contrôleur.

Cependant, on constate une certaine insensibilité du résultat au choix des méthodes d'implication, d'inférence et de défuzzification. Pour les autres paramètres, un réglage séquentiel est possible.

III.2.5. Avantages et inconvénients du réglage par logique floue

Evidemment, le réglage par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et d'inconvénient. Les avantages essentiels sont :

- La non nécessité d'une modélisation ;
- La maîtrise du système à régler avec un comportement complexe (fortement non linéaire et difficile à modéliser) ;
- L'obtention fréquente de meilleures prestations dynamiques (régulateur non linéaire) ;
- La disponibilité de systèmes de développement efficace, soit pour microprocesseur ou PC (solution logiciel), soit pour circuits intégrés (processus dédiés, fuzzy processors).

En contre partie les inconvénients sont :

- Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage ;
- L'approche artisanale et non systémique pour l'implémentation des connaissances de l'opérateur est souvent difficile ;
- L'impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de réglage en l'absence d'un modèle valable ;
- La précision de réglage souvent peu élevée ;
- La cohérence des inférences non garantie à priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible).

III.3. Les réseaux de neurones

III.3.1. Le neurone formel

Un neurone formel est un automate très simple imitant grossièrement la structure et le fonctionnement d'un neurone biologique. La première version de ce dernier est celle de McCulloch et W. Pitts et date de 1943 [21]. S'inspirant de leurs travaux sur les neurones biologiques, ils ont proposé le modèle du neurone formel qui se voit comme un opérateur effectuant une somme pondérée de ses entrées suivie d'une fonction d'activation (ou transfert) comme l'indique la **Figure III.8**:

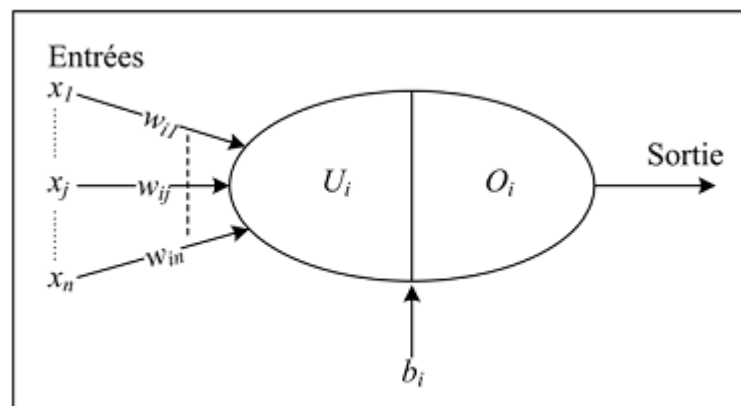


Figure III. 8 Modèle de base d'un neurone formel

U_i représente la somme pondérée des entrées du neurone, elle est donnée par :

$$U_i = \sum_j \omega_{ij} \times x_j + b_i \quad (III.10)$$

Où x_j représente l'entrée j connectée au neurone i . b_i le seuil interne du neurone ou biais. ω_{ij} désigne le poids de la connexion reliant l'entrée j au neurone.

$O_i = g(U_i)$ est la sortie du neurone et g sa fonction d'activation.

La fonction d'activation de chaque neurone (**Figure III.9**) détermine ses propres caractéristiques. Par conséquent le type du neurone est caractérisé par sa fonction d'activation. Conformément au neurone biologique, les fonctions d'activation sont généralement croissantes et continues. Les fonctions les plus utilisées sont la fonction linéaire et la fonction sigmoïde. Leur choix revêt une importance capitale et dépend souvent du type de l'application et du domaine de variation des variables d'entrée/sortie [21]. L'utilisation d'une fonction d'activation non linéaire permet aux réseaux de neurones de modéliser des équations dont la sortie n'est pas une combinaison linéaire des entrées. Cette caractéristique confère aux réseaux de neurone de grandes capacités de généralisation et de modélisation fortement appréciées pour la résolution des problèmes non linéaire [22].

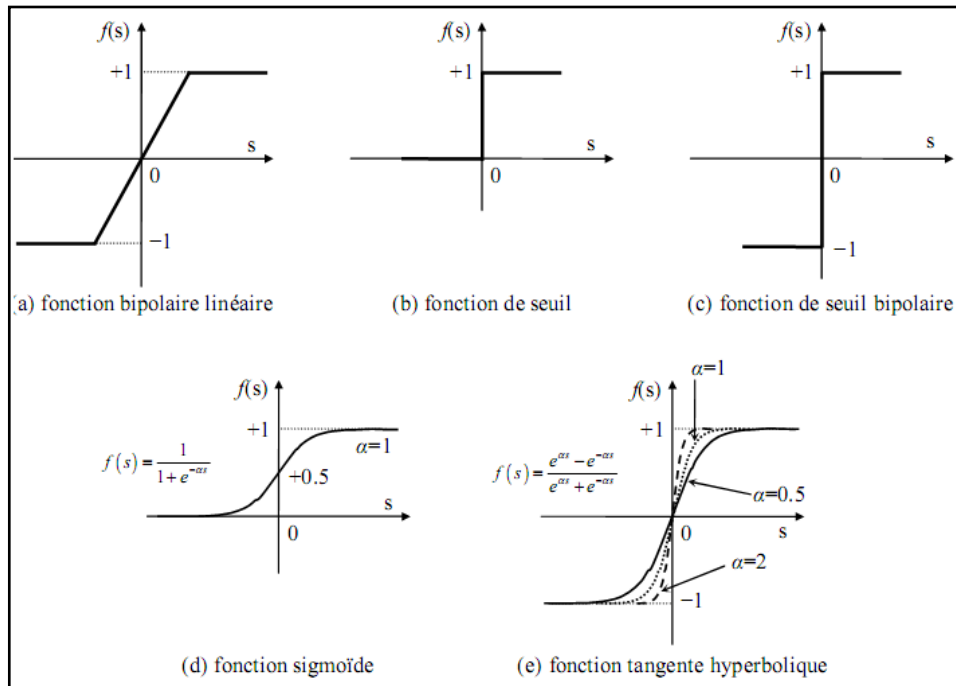


Figure III. 9 Fonctions d'activation d'un neurone artificiel

III.3.2. Définition d'un réseau de neurones

Un réseau de neurones peut être considéré comme un modèle mathématique de traitement réparti, qui a des caractéristiques semblables aux réseaux de neurones biologiques. Il est composé de plusieurs éléments de calcul non linéaires (neurones), organisés sous forme de niveaux différents appelés couches du réseau, opérant en parallèle et connectés entre eux par des poids. Chacun des processeurs élémentaires calcule une sortie unique sur la base des informations qu'il reçoit. Les neurones appartenant à la même couche possèdent les mêmes caractéristiques et utilisent la même fonction d'activation. Entre deux couches voisines les connexions se font par l'intermédiaire de poids qui jouent le rôle des synapses. Les structures des réseaux de neurones sont très variées mais sont souvent réparties en deux grandes familles : les réseaux de neurones non bouclés (statiques ou acycliques) et les réseaux de neurones bouclés (dynamiques, récurrents) [21; 23]

III.3.2.1. Les réseaux de neurones non bouclés

Dans ce type de structure également dite *feedforward*, la propagation de l'information se fait uniquement de l'entrée vers la sortie sans retour en arrière. Les neurones de la même couche peuvent se connecter uniquement avec les neurones de la couche suivante. L'architecture la plus utilisée est le *Perceptron* multicouches. Les neurones composant ce réseau s'organisent en N couches successives ($N \geq 3$). Les neurones de la première couche, nommée couche d'entrée, voient leur activation forcée à la valeur de l'entrée. La dernière couche est appelée couche de sortie. Elle regroupe les neurones dont les fonctions d'activation

sont généralement de type linéaire. Les couches intermédiaires sont appelées couches cachées. Elles constituent le cœur du réseau.

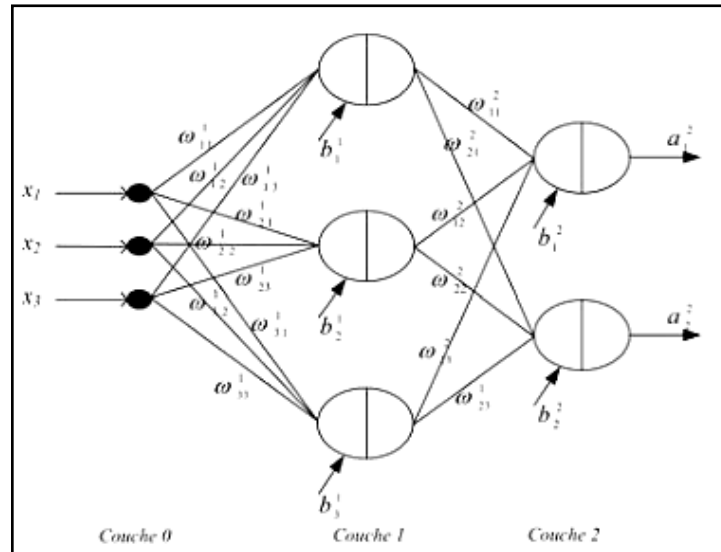


Figure III. 10 Perceptron à une couche cachée [21]

III.3.2.2. Les réseaux de neurones bouclés

Un réseau dynamique ou récurrent possède la même structure qu'un réseau multicouche muni de rétroactions. Les connexions rétroactives peuvent exister entre tous les neurones du réseau sans distinction, ou seulement entre certains neurones (les neurones de la couche de sortie et les neurones de la couche d'entrée ou les neurones de la même couche par exemple). La figure suivante (**Figure III.11**) montre un exemple d'un réseau de neurones récurrent multicouches qui utilise un vecteur d'entrée contenant les copies des activations de la couche de sortie du réseau.

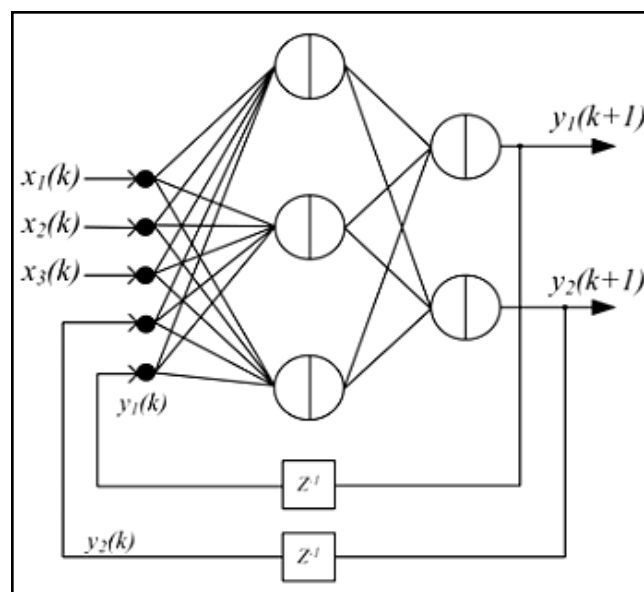


Figure III. 11 Réseau de neurones récurrent

III.3.3. Apprentissage des réseaux de neurones

Le point crucial du développement d'un réseau de neurone est son apprentissage. Il s'agit du processus de modification des poids des connexions (y compris les biais) ou plus rarement du nombre de couche et de neurones, afin d'adapter le traitement effectué par le réseau à la tâche qui lui est assignée.

On distingue trois familles d'apprentissage :

Apprentissage supervisé : dans ce cas, un superviseur (ou expert humain) fournit une valeur ou un vecteur de sortie (appelé cible ou sortie désirée), que le réseau de neurones doit associer à un vecteur d'entrée. L'apprentissage consiste dans ce cas à ajuster les paramètres du réseau afin de minimiser l'erreur entre la sortie désirée et la sortie réelle du réseau.

Apprentissage semi-supervisé ou apprentissage par renforcement : ce mode d'apprentissage suppose qu'un comportement de référence n'est pas possible, mais en revanche, il est possible d'obtenir des indications qualitatives sur les performances du réseau.

Apprentissage non supervisé : dans cet apprentissage, les données ne contiennent pas d'information sur la sortie désirée. La tâche du réseau consiste, par exemple, à créer des groupements de données selon des propriétés communes (classification).

III.3.4. Commande neuronale

III.3.4.1. Commande neuronale basée sur l'inversion du système

La commande directe basée sur l'inverse du système est le schéma de commande le plus simple. Elle repose sur l'apprentissage de l'inverse du processus. Après l'apprentissage montré par la **Figure III.12.a** (la sortie du système est l'entrée du réseau et son entrée est la sortie du réseau), le réseau de neurone inverse peut être placé en série avec le processus à commander et devient ainsi un contrôleur. Le schéma de principe de cette méthode est illustré par la **Figure III.12.b**. Dans ce cas, la commande peut se faire sans retour (en boucle ouverte). Cependant cette méthode est très peu utilisée par ses performances sont très limitées. Elle présente aussi un inconvénient majeur qui est celui d'estimer l'inverse du système. En effet en pratique, un processus n'est pas toujours inversible.

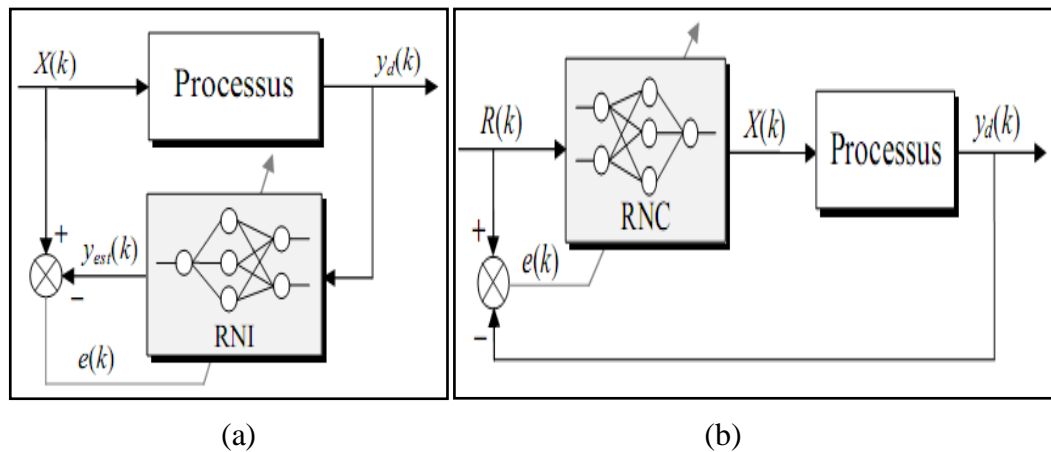


Figure III. 12 Identification inverse d'un régulateur

III.3.4.2. Commande basée sur l'apprentissage d'un contrôleur conventionnel

On présente ci-après des architectures de commandes simples basées sur l'apprentissage d'un contrôleur conventionnel déjà inséré dans la boucle de commande.

La commande par identification directe d'un régulateur est illustrée par la **Figure III.13**. Dans ce schéma un Réseau de Neurones Identificateur (RNI) est utilisé pour faire une identification hors ligne du régulateur. Une fois cette identification est accomplie, un réseau de neurones remplacera le régulateur conventionnel dans la boucle et fonctionnera en tant que Réseau de Neurones Contrôleur (RNC). Cette méthode trouve son intérêt lorsqu'on veut s'affranchir des contraintes liées à l'implémentation des régulateurs conventionnels.

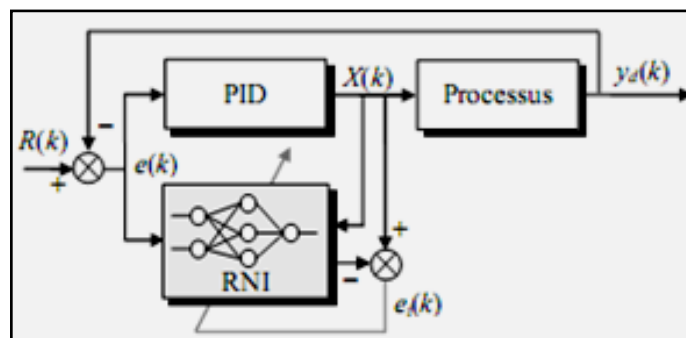


Figure III. 13 Commande par identification d'un régulateur conventionnel

La commande par apprentissage en parallèle avec un régulateur représentée par le schéma de la **Figure III.14** est constitué d'un RNC qui fonctionne en ligne et en parallèle avec un régulateur conventionnel. Le RNC réalise un apprentissage en ligne grâce à l'erreur calculée à partir de la consigne $R(k)$ et la sortie du processus $y_d(k)$. La sortie du RNC, $U_2(k)$ est additionnée avec la sortie $U_1(k)$ du régulateur conventionnel afin de la corriger.

L'intérêt de ce schéma est que le RNC opère en ligne et permet de corriger les insuffisances du régulateur conventionnel notamment lors des variations des paramètres du processus.

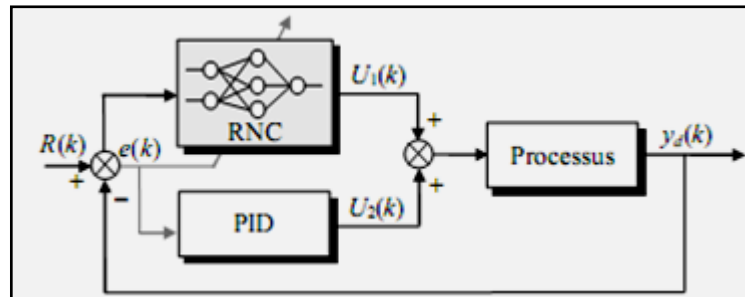


Figure III. 14 Commande par apprentissage d'un régulateur en parallèle

Un autre schéma consiste en la **commande par l'apprentissage d'un régulateur** (Figure III.15). Dans cette configuration, le RNC est corrigé par la sortie $U_2(k)$ du régulateur conventionnel dans le but de minimiser cette sortie et donc d'éliminer son effet dans la boucle de commande. Après apprentissage, donc $U_2(k)$ tend vers une très faible valeur, le RNC sera utilisé pour la commande du processus en boucle ouverte.

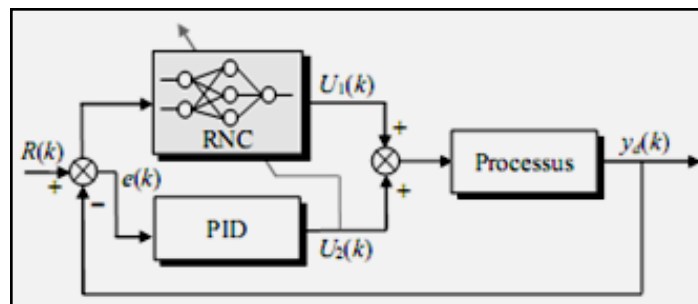


Figure III. 15 Apprentissage d'un régulateur

La dernière stratégie présentée est la **commande par auto-ajustement des paramètres d'un régulateur PID** (Figure III.16). Dans ce schéma, les paramètres du régulateur sont déterminés en ligne par le RNC. Ensuite, ils sont injectés dans la structure du PID afin de procéder à la régulation du processus. Cette architecture offre la caractéristique adaptative à la structure du régulateur conventionnel. Ceci permettra aux paramètres du régulateur PID de suivre en temps réel les changements de paramètres du processus.

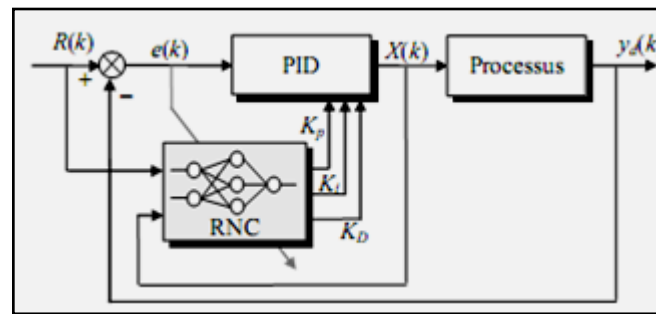


Figure III. 16 Auto ajustement des paramètres d'un régulateur

III.3.5. Avantages des techniques neuronales

Le grand avantages des réseaux de neurones artificiels comparés à la majorité des méthodes de l'intelligence artificielle ou des méthodes conventionnelles réside dans le principe fondamental de l'apprentissage. Un RNA est capable de reproduire un fonctionnement en ajustement uniquement ses poids. Les RNA sont des approximateurs universels parcimonieux : estimer un modèle linéaire ou non linéaire avec un RNA nécessite souvent moins de paramètres ajustables qu'avec les méthodes classiques de régression.

Comme vu précédemment, les schémas de commande adaptatifs à base de RNA reprennent simplement les principes fondamentaux de la théorie de la commande. Insérés dans un schéma de commande, ils permettent d'aller au-delà des techniques classiques pour s'adapter aux changements, compenser les variations de paramètres, compenser les non stationnarités et éviter l'emploi de modèles paramétriques trop lourds. Les techniques neuronales appliquées à l'identification et à la commande des systèmes dynamiques présentent plusieurs avantages. Parmi ceux-ci, nous pouvons citer :

- L'identification ou la commande neuronale d'un système ne demande pas la connaissance de son modèle mathématique inverse ;
- Comparées aux techniques conventionnelles, les techniques neuronales améliorent considérablement les performances de la commande ;
- Lorsque l'expertise humaine est disponible, elle peut être introduite dans leurs conceptions, sinon la commande neuronale se basera uniquement sur la réponse du système ;
- La commande neuronale s'adapte facilement aux changements du système (commande adaptative) ;
- Certaines architectures sont moins coûteuses en termes d'implémentation matérielle [22].

III.4. Conclusion

Nous avons présenté dans ce troisième chapitre, les principes fondamentaux de la logique floue et des réseaux de neurones. Des schémas de commande à base de ces deux techniques ont été présentés. Dans le chapitre suivant, deux schémas parmi ceux-ci seront choisis, l'un pour la logique floue et l'autre pour les réseaux de neurones, dans le but de commander la vitesse du moteur électrique de la chaîne de traction.

Chapitre IV SIMULATION DE LA CHAÎNE DE TRACTION EN UTILISANT LA LOGIQUE FLOUE ET LES RESEAUX DE NEURONES

IV.1. Introduction

Le choix du moteur d'entraînement et de son contrôleur de vitesse est sans doute un paramètre prédominant dans la conception d'un système de propulsion électrique. Ce présent chapitre a pour but, la simulation de différentes configurations de chaînes de tractions. Deux types de contrôleurs intelligents (neuronal et flou) en addition à un contrôleur PI classique seront utilisés pour le contrôle de la vitesse du moteur d'entraînement.

IV.2. Simulation de la chaîne de traction à base d'un MCC

Le fonctionnement des différentes machines étudiées dans ce mémoire a été effectué sous l'environnement Matlab/Simulink. Le schéma de la commande en vitesse du moteur à courant continu est donné par la figure suivante (**Figure IV.1**), où celui-ci est entraîné par un hacheur quatre quadrants commandé par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion). Les ordres de commande sont obtenus à partir de la régulation du courant de l'induit dont la référence est la sortie du régulateur de vitesse. Le paramètres de la machine sont donnés en **Annexe A.1**.

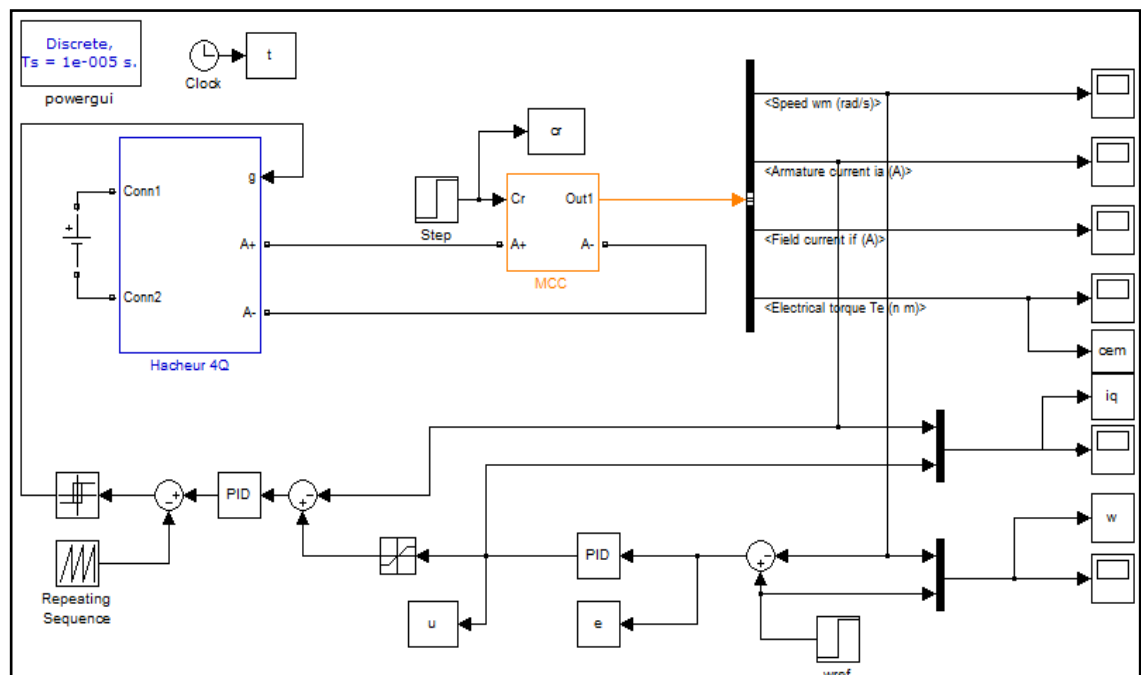


Figure IV. 1 Schéma de la commande en vitesse du MCC

Pour les trois moteurs, à courant continu, synchrone et asynchrone, nous allons appliquer un échelon de vitesse de 100 rad/s . À l'instant $t = 0.6 \text{ s}$ un couple résistant de 25 N.m sera appliqué aux machines.

Dans ce qui suit, nous allons présenter les résultats de simulation de la commande en vitesse d'un moteur à courant continu pour trois types de régulateurs : proportionnel intégral (PI), un régulateur neuronal et un régulateur flou.

IV.2.1. Résultats de simulation pour un régulateur classique (PI)

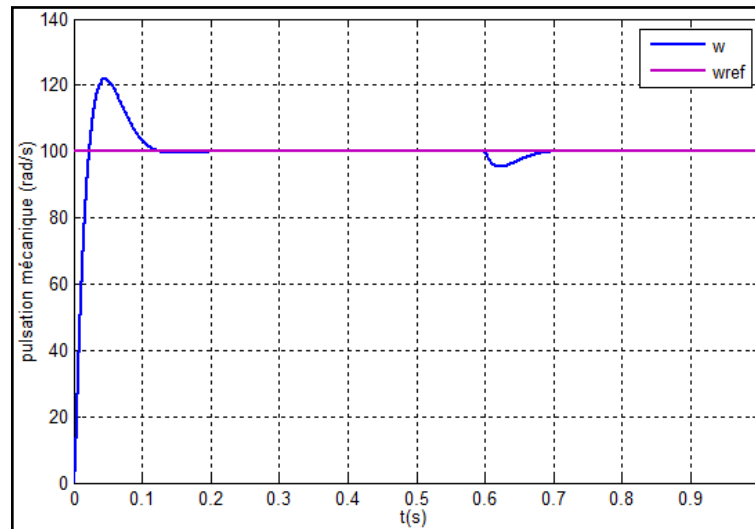


Figure IV. 2 Vitesse du moteur (en bleu) avec sa référence (en violet)

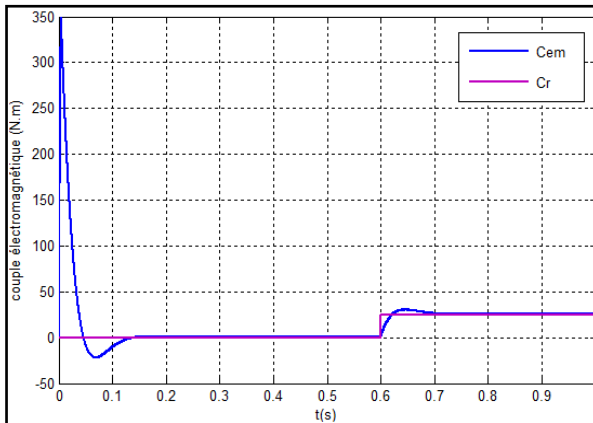


Figure IV. 3 Couple électromagnétique et couple résistant

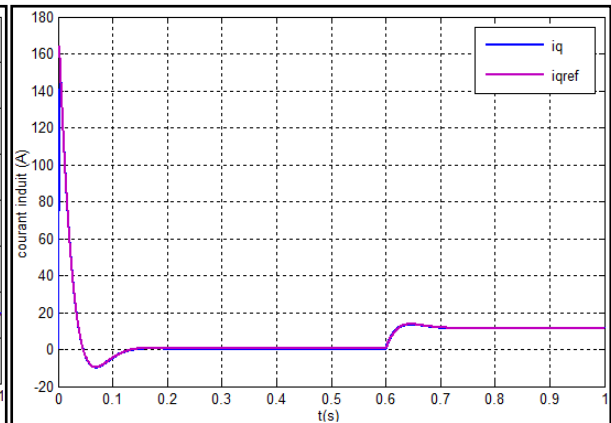


Figure IV. 4 Courant d'induit et sa référence

À partir des résultats de simulation précédents, nous constatons que le régulateur classique permet de réaliser une poursuite de vitesse mais avec un dépassement au démarrage et au moment de l'application du couple résistant (Figure IV.2) ; Ce dépassement est inévitable car en essayant de l'éliminer on risque d'affecter la rapidité de la régulation en régime statique. Le couple de démarrage (Figure IV.3) est d'environ 1.6 le couple nominal,

ce qui est acceptable pour un MCC, au moment de l'application du couple résistant ($t=0.6s$) le couple électromagnétique devient égal à celui-ci avec un dépassement. La forme du courant de l'induit i_q (**Figure IV.4**) est identique à celle du couple ce qui confirme la cohérence des résultats vu qu'ils sont directement liés par la relation (II.4) et que les autres paramètres de cette relation sont considérés constants.

IV.2.2. Résultats de simulation pour un régulateur neuronal

La commande est obtenue en remplaçant le régulateur PI de la **Figure IV.1** par un régulateur neuronal comme illustré sur la **Figure IV.5**. Ce dernier est obtenu par apprentissage du régulateur classique. L'entrée du régulateur neuronal est l'entrée e du régulateur PI et sa sortie est la sortie u de ce même régulateur. Le réseau de neurones est constitué d'une seule couche cachée de quinze (15) neurones avec une fonction d'activation à base radiale. L'algorithme d'apprentissage de ses paramètres est celui de *Levenberg Marquart*. Cet algorithme a été choisi pour sa rapidité.

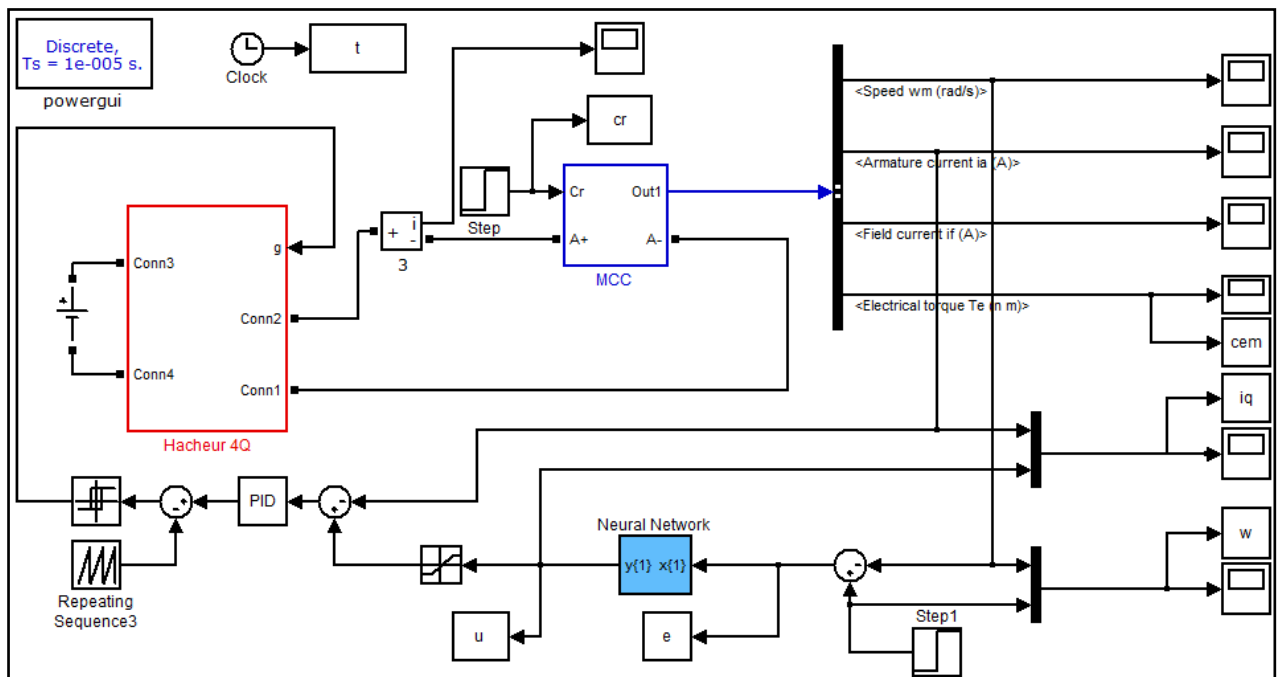


Figure IV. 5 Commande neuronale de la vitesse du MCC

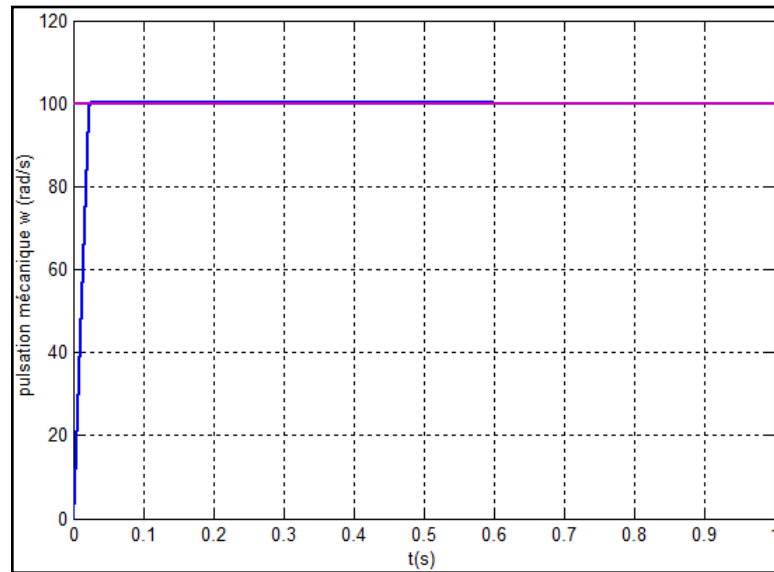


Figure IV. 6 Vitesse du moteur (en bleu) et sa référence (en violet)

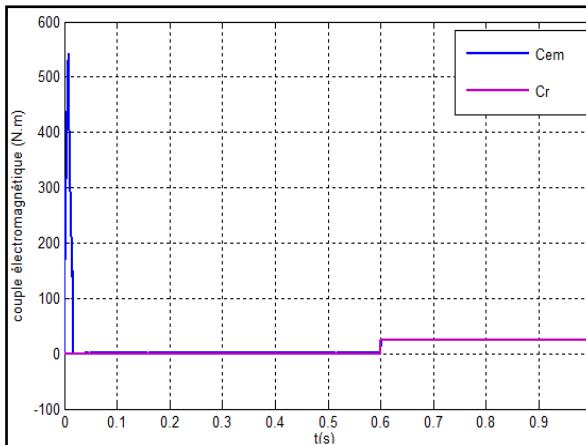


Figure IV. 7 Couple électromagnétique et couple résistant

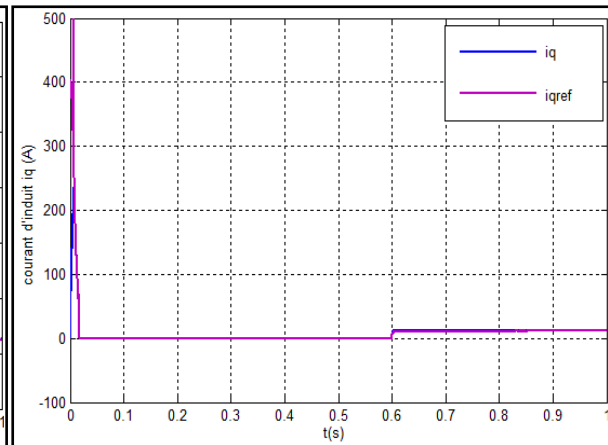


Figure IV. 8 Courant d'induit avec sa référence

La **Figure IV.6** montre une nette amélioration du comportement dynamique de la vitesse du moteur par rapport au régulateur classique : on constate l'élimination des dépassements et une meilleure robustesse vis-à-vis de l'introduction d'un couple résistant. On constate également l'absence du dépassement dans la réponse du couple électromagnétique (**Figure IV.7**) et du courant dans l'induit (**Figure IV.8**) au moment de l'application du couple résistant.

IV.2.3. Résultats de simulation pour un régulateur flou

L'architecture du régulateur flou utilisé pour la commande de la vitesse du MCC donnée par la **Figure IV.9** est celle d'un régulateur de type PI flou déjà présenté dans la **Figure III.6**. Ce régulateur comporte deux entrées qui sont l'erreur de vitesse (e_v) et la dérivée de cette erreur (de_v), et une seule sortie qui comporte un intégrateur.

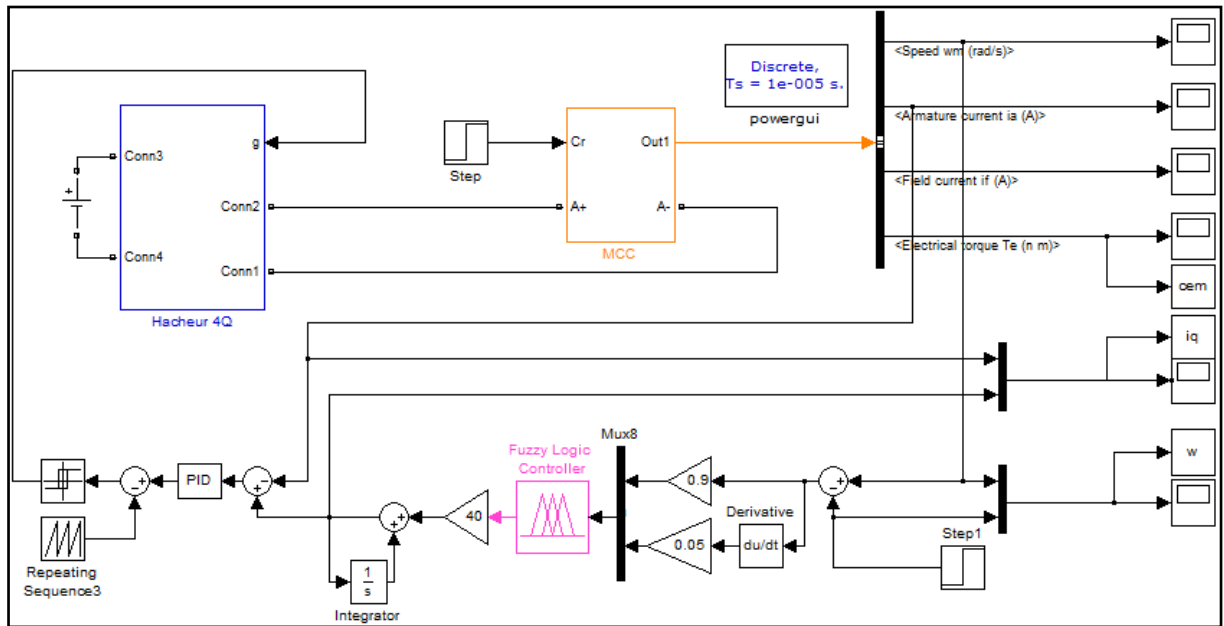


Figure IV. 9 Commande par logique floue de la vitesse du MCC

Le système d’inférence flou est de type *Mamdani* avec cinq (05) ensembles flous pour chaque variable linguistique, ce qui donne vingt-cinq (25) règles floues (**Tableau IV.1**). Les formes des fonctions d’appartenance sont soit de type triangulaire ou trapézoïdal.

Tableau IV. 1 Table de vérité du système d’inférence flou du régulateur de vitesse

ev \ dev	NG	NP	EZ	PP	PG
NG	PG	PG	PG	PP	PG
NP	EZ	NG	NP	NP	NG
EZ	PP	PG	EZ	NG	NP
PP	PP	PG	PP	PG	PG
PG	NP	NG	NG	NG	NG

Tel que les valeurs floues sont:

NG : négatif grand, **NP** : négatif petit, **EZ** : égal à zéro, **PP** : positif petit, **PG** : positif grand.

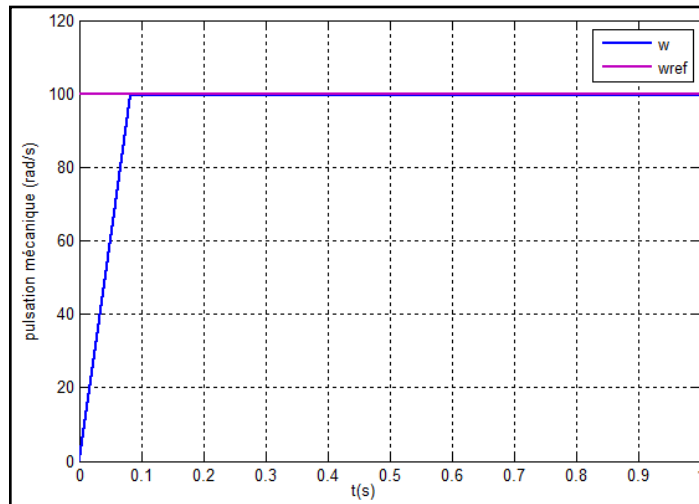


Figure IV. 10 Vitesse du moteur (en bleu) et sa référence (en violet)

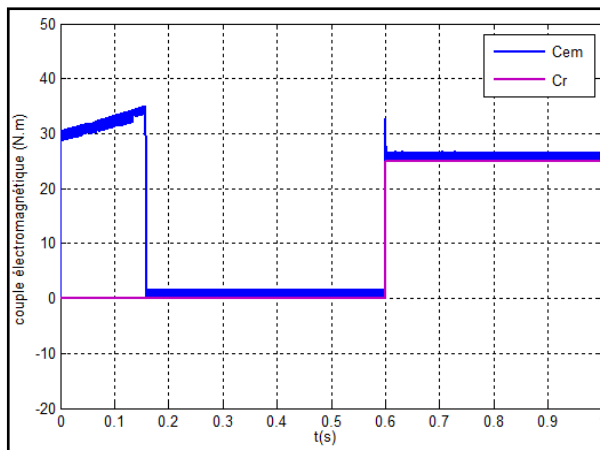


Figure IV. 11 Couple électromagnétique et couple résistant

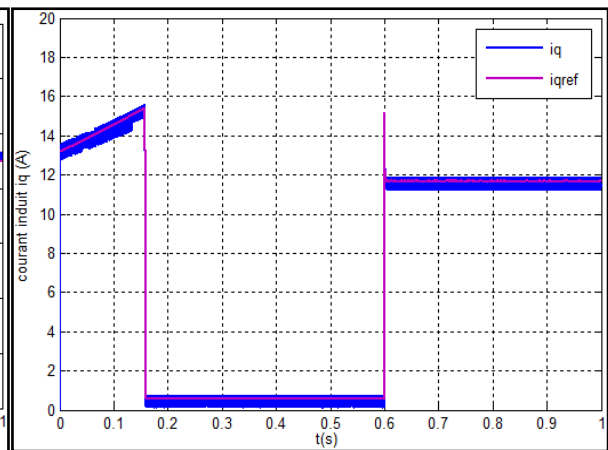


Figure IV. 12 Courant d'induit avec sa référence

Le régulateur flou utilisé assure de bonnes performances dynamiques pour la vitesse (**Figure IV.10**), le couple électromagnétique (**Figure IV.11**) et le courant d'induit (**Figure IV.12**) : les dépassements sont éliminés et les valeurs du couple et du courant au démarrage sont plus faibles. Le temps de réponse, l'erreur statique et les ondulations peuvent être réglés en agissant sur les trois gains d'adaptation à l'entrée et à la sortie du régulateur flou.

IV.2.4. Test des performances des trois régulateurs pour une variation du moment d'inertie du moteur

Les paramètres de la machine ne donnent pas lieu à des valeurs certaines et définitives. Ces variations correspondent à la dispersion constatée lors de la fabrication en nombre, aux évolutions des valeurs lors du fonctionnement ou aux méthodes utilisées pour l'identification des machines. Il est alors particulièrement intéressant de comparer les réponses du système commandé par l'un ou l'autre des régulateurs.

Le régulateur considéré étant celui de la vitesse, il est tout à fait logique que l'influence du moment d'inertie du système tournant ait une grande importance sur la réponse.

Nous simulons le comportement en vitesse pour des variations de -50% et $+100\%$ sur l'inertie du système.

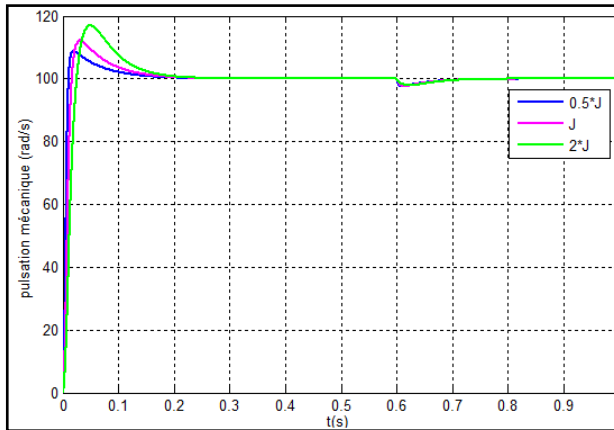


Figure IV. 13 Régulateur PI classique

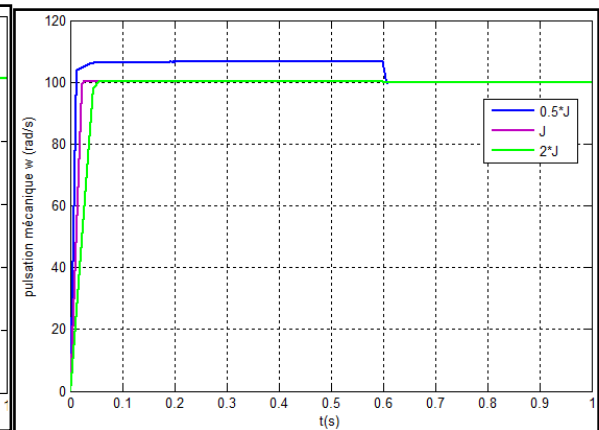


Figure IV. 14 Régulateur neuronal

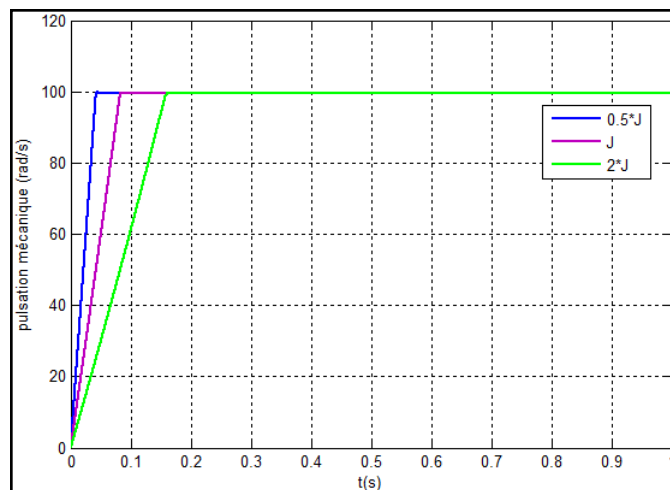


Figure IV. 15 Régulateur flou

Les trois courbes ci-dessus sont obtenues en faisant varier la valeur du moment d'inertie du moteur de sa moitié, sa valeur nominale et enfin le double de cette valeur. Ces résultats montrent l'effet de ce paramètre sur le temps de réponse de la vitesse : plus le moment d'inertie augmente plus le temps de réponse devient important. On constate aussi l'augmentation du dépassement dans le cas d'un régulateur classique (**Figure IV.13**).

IV.3. Simulation de la chaîne de traction à base d'un moteur asynchrone

Le schéma global de la chaîne de traction à base du moteur asynchrone est donné par la figure ci-dessous (Figure IV.16). Les paramètres de ce moteur sont donnés en Annexe A.2. La commande implémentée est la commande par orientation du flux rotorique déjà vue dans le deuxième chapitre. Comme pour le MCC, le fonctionnement du moteur sera simulé pour trois types de contrôleurs de vitesse.

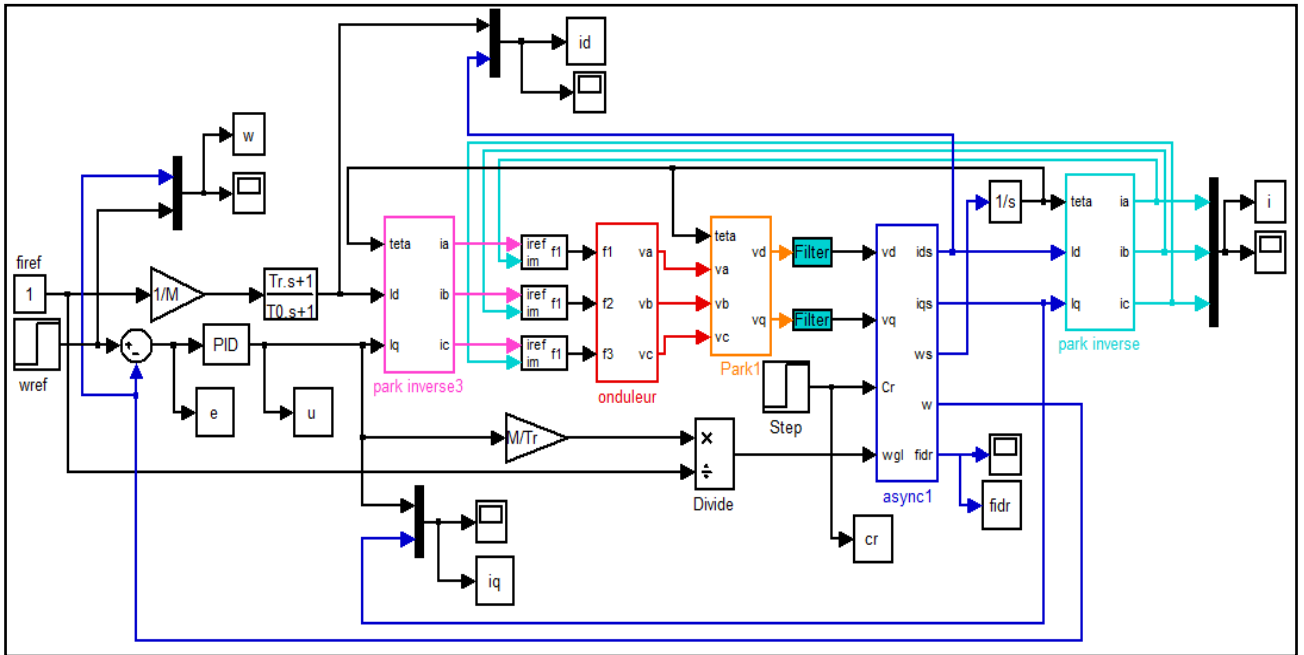


Figure IV. 16 Chaîne de traction à base d'un moteur asynchrone

IV.3.1. Résultats de simulation pour un régulateur classique

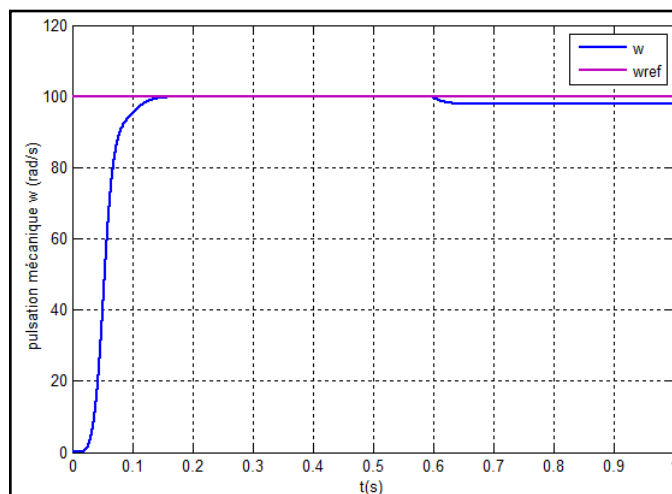


Figure IV. 17 Vitesse de rotation du moteur avec sa référence

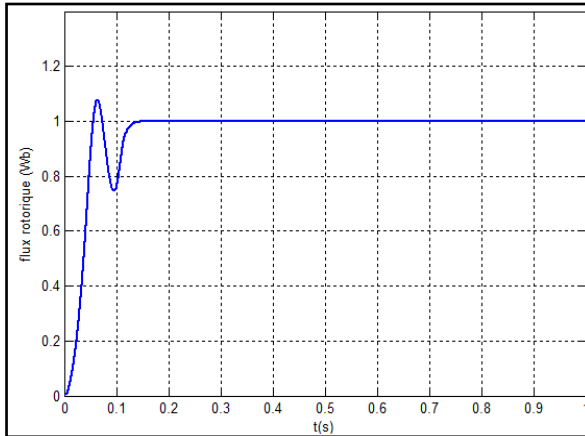


Figure IV. 18 Flux rotorique

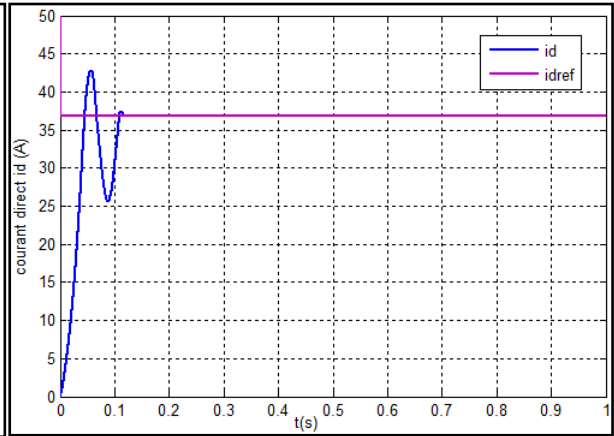


Figure IV. 19 Courant statorique direct

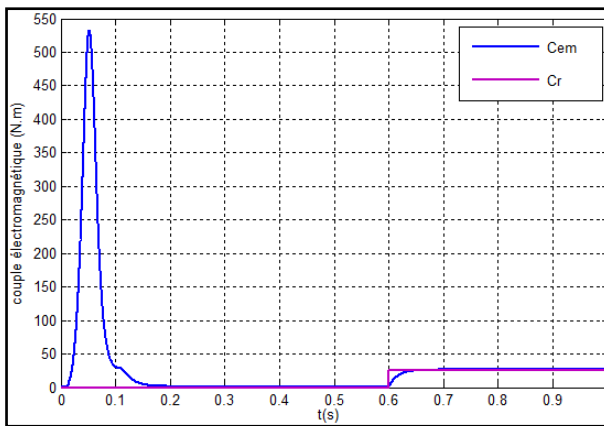


Figure IV. 20 Couple électromagnétique

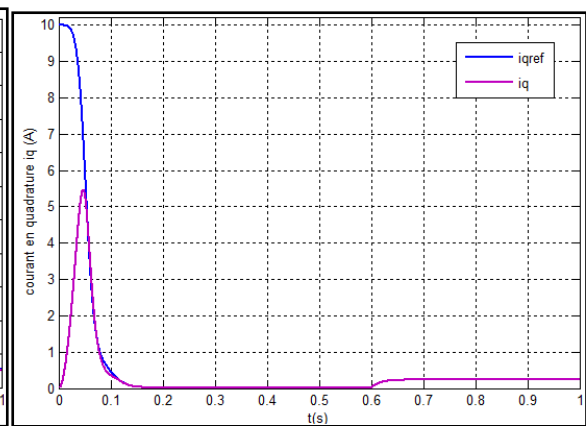


Figure IV. 21 Courant statorique en quadrature

Sur la courbe de la vitesse du moteur (**Figure IV.17**), on remarque une perte du réglage de la vitesse à partir du moment de l'application du couple résistant, cette erreur peut être corrigée mais cela aura pour conséquence la perte du découplage, donc une dégradation du flux rotorique. Le flux rotorique (**Figure IV.18**) suit sa référence qui est de 1Wb de même pour le courant direct id (**Figure IV.19**) qui est l'image de celui-ci. Le couple électromagnétique (**Figure IV.20**) est identique au couple résistant avec un faible écart dû aux frottements, sa valeur au démarrage est d'environ 2.3 le couple nominal ce qui est réalisable avec une machine asynchrone.

IV.3.2. Résultats de simulation pour un régulateur neuronal

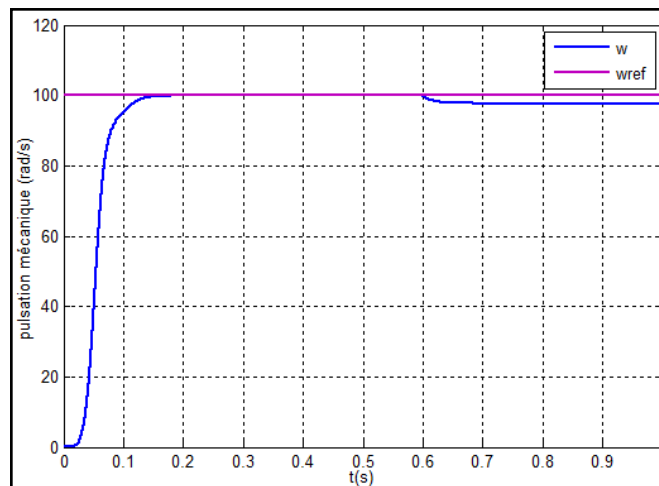


Figure IV. 22 Vitesse de rotation du moteur et sa référence

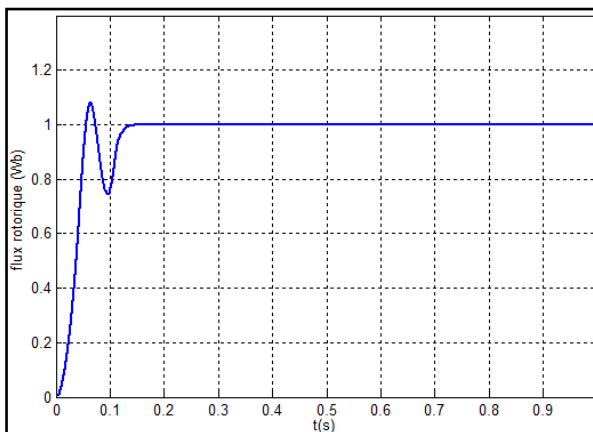


Figure IV. 23 Flux rotorique

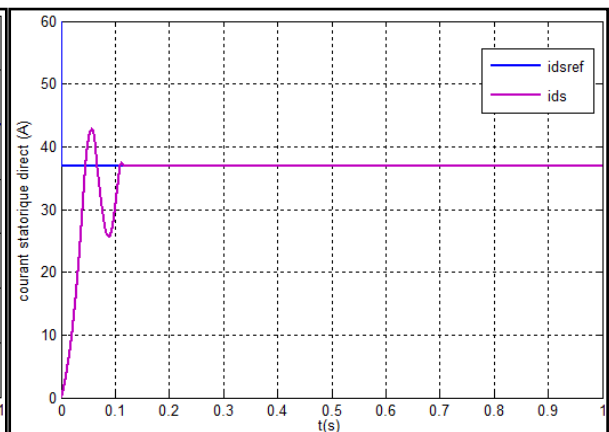


Figure IV. 24 Courant direct

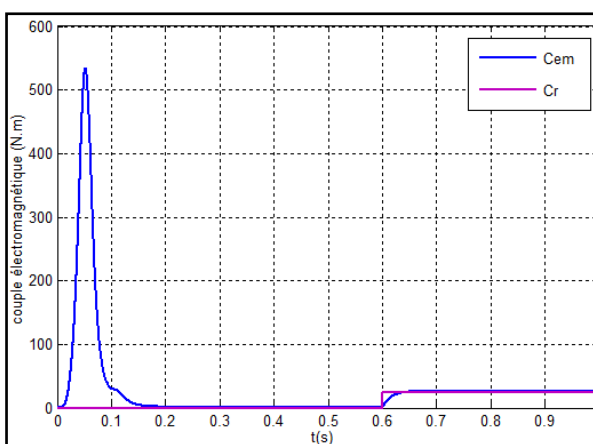


Figure IV. 25 Couple électromagnétique

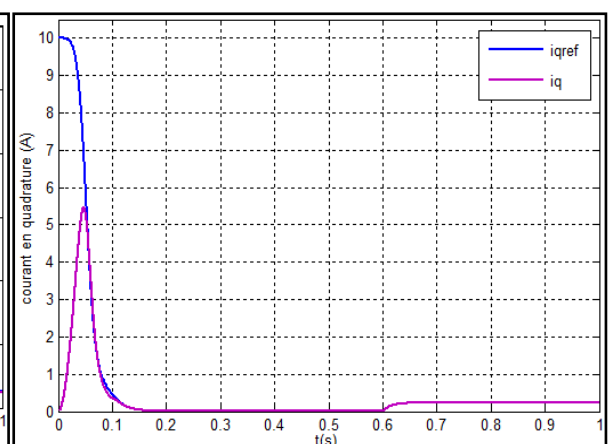


Figure IV. 26 Courant statorique en quadrature

Les résultats de la simulation obtenus avec un régulateur neuronale (Figure IV.22 jusqu'à la Figure IV.26) sont pratiquement identiques à ceux obtenus pour un régulateur PI classique. On remarque qu'après l'application du couple résistant, la vitesse du moteur chute

d'environ 2.5 rad/s . Une amélioration de la qualité de la régulation de la vitesse aura pour effet la dégradation de la courbe du flux donc de la qualité du découplage entre le couple électromagnétique et le flux.

IV.3.3. Résultats de simulation pour un régulateur flou

L'architecture du régulateur flou utilisé pour le moteur asynchrone est identique à celle du moteur à courant continu, avec uniquement une différence dans les valeurs des gains de réglage.

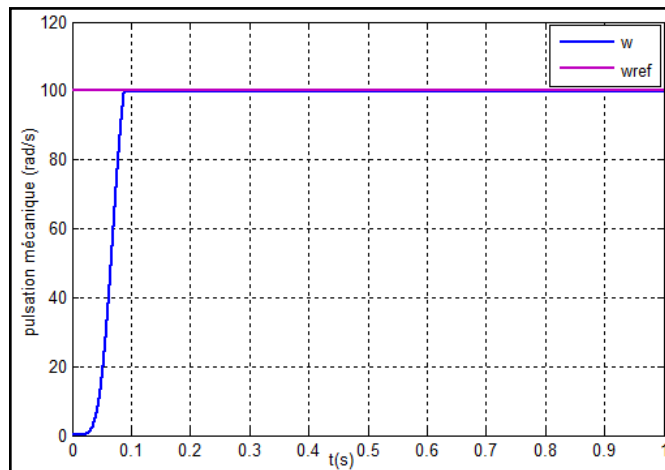


Figure IV. 27 Vitesse de rotation du moteur asynchrone

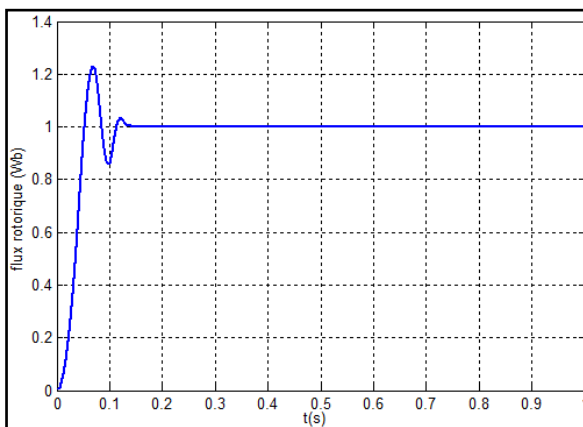


Figure IV. 28 Flux rotorique

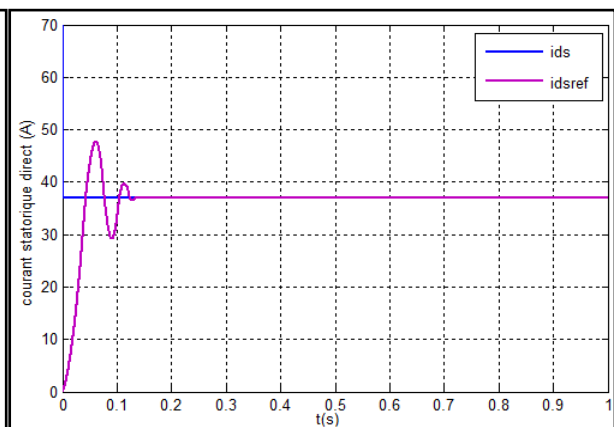


Figure IV. 29 Courant statorique direct

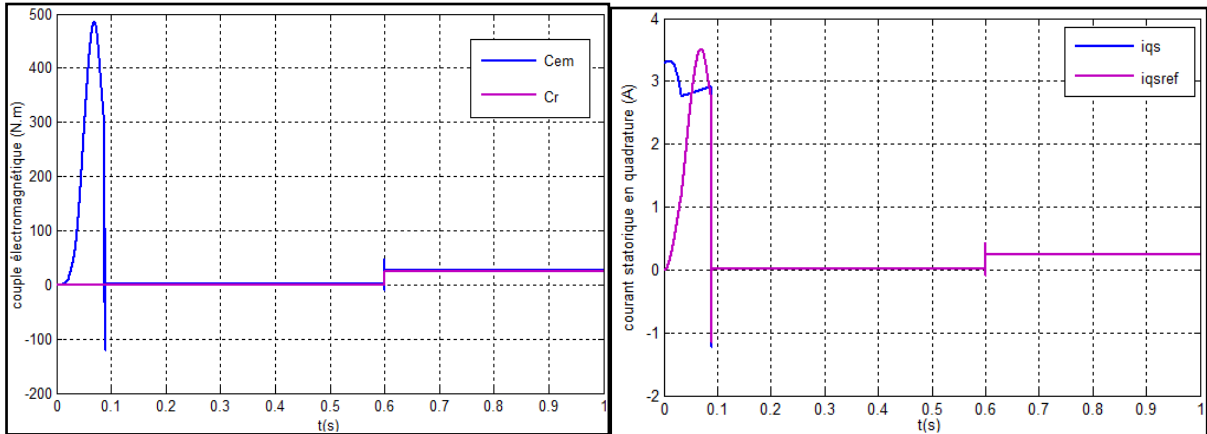
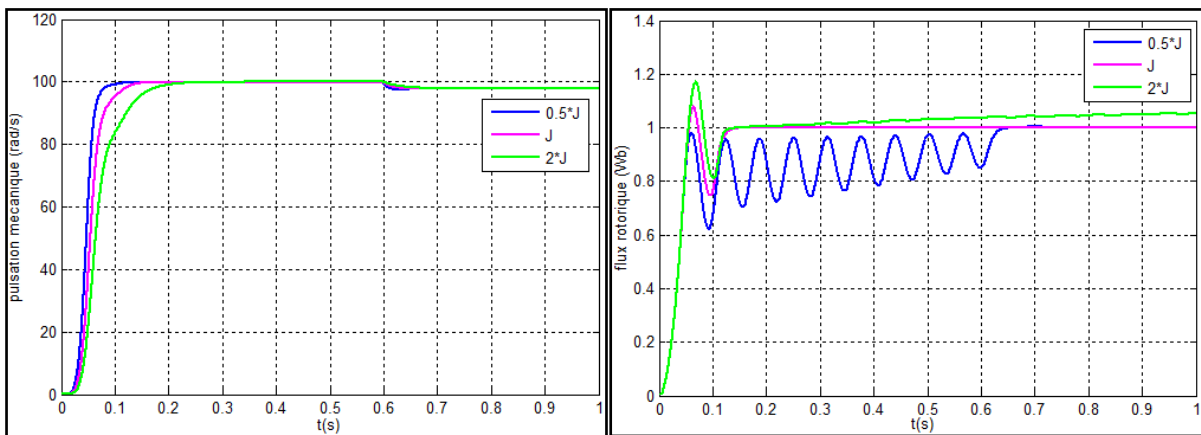


Figure IV. 30 Couple électromagnétique **Figure IV. 31** Courant statorique en quadrature

Les résultats de la simulation de la chaîne de traction à base du moteur asynchrone avec un régulateur flou montrent une amélioration de la réponse en vitesse comparés aux résultats pour un régulateur classique. Le moteur suit sa référence de vitesse sans dépassement et sans perturbation au moment de l'application du couple résistant (**Figure IV.27**). La qualité du découplage entre le flux et le couple électromagnétique est bonne et ce d'après la courbe du flux rotorique (**Figure IV.28**) qui est maintenu constant. La machine est moins sollicitée au démarrage et le courant i_{qs} suit parfaitement sa référence (**Figure IV.31**).

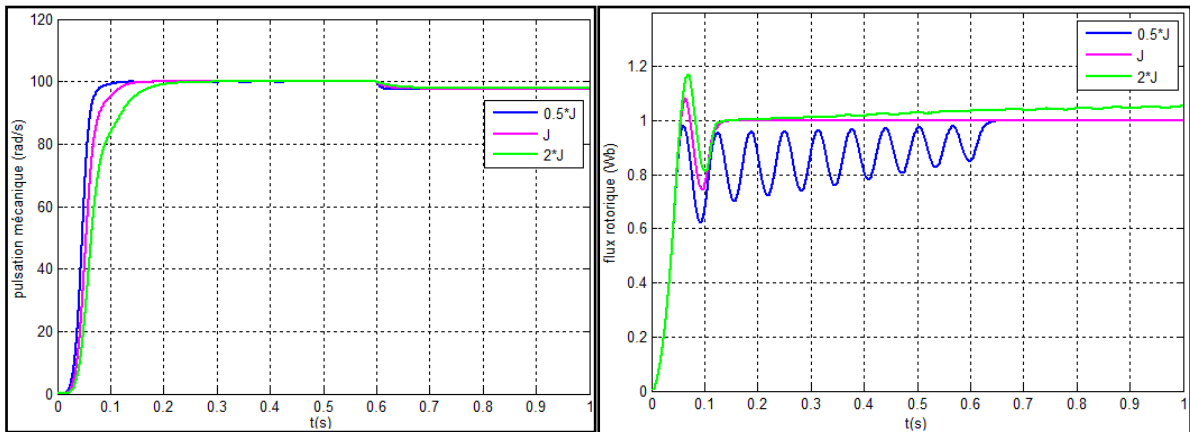
IV.3.4. Test de robustesse des trois régulateurs



(a) Vitesse de rotation du moteur

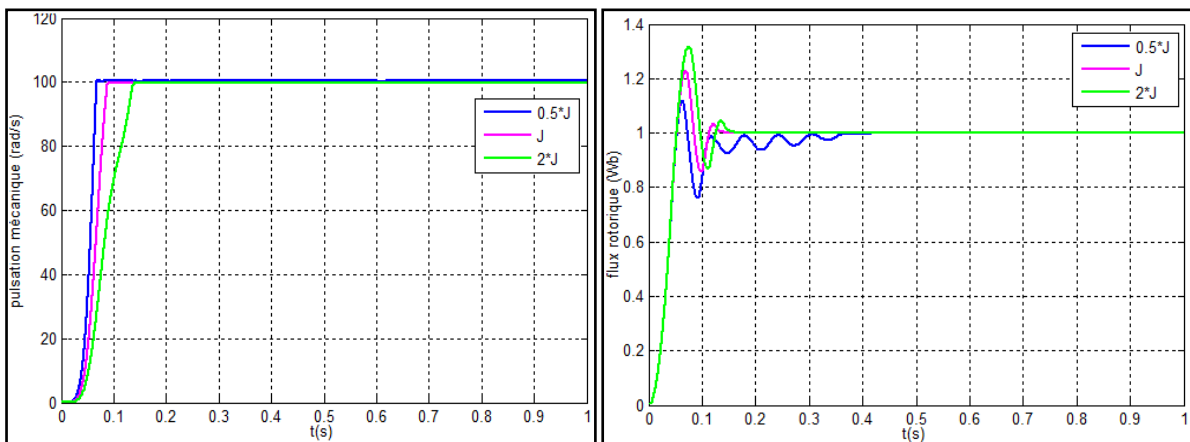
(b) flux rotorique

Figure IV. 32 Test de robustesse pour un régulateur classique



(a) Vitesse de rotation du moteur

(b) flux rotorique

Figure IV. 33 Test de robustesse pour un régulateur neuronal

(a) Vitesse de rotation du moteur

(b) flux rotorique

Figure IV. 34 Test de robustesse pour un régulateur flou

Dans le cas de la machine asynchrone, le régulateur flou a donné de meilleurs résultats en termes de robustesse : d'après la courbe du flux rotorique (**Figure IV.34.b**), le découplage est maintenu malgré la variation du moment d'inertie.

IV.4. Simulation de la chaîne de traction à base d'un moteur synchrone

Le schéma global de la simulation de la chaîne de traction est donné par la **Figure IV.35**. Les paramètres du moteur synchrone sont donnés en **Annexe A.3**. Le moteur est alimenté à travers un onduleur de tension commandé par hystérésis. Une valeur nulle est imposée au courant i_d afin de réaliser le découplage entre le couple et le flux. La référence du courant i_q étant la sortie du régulateur de vitesse :

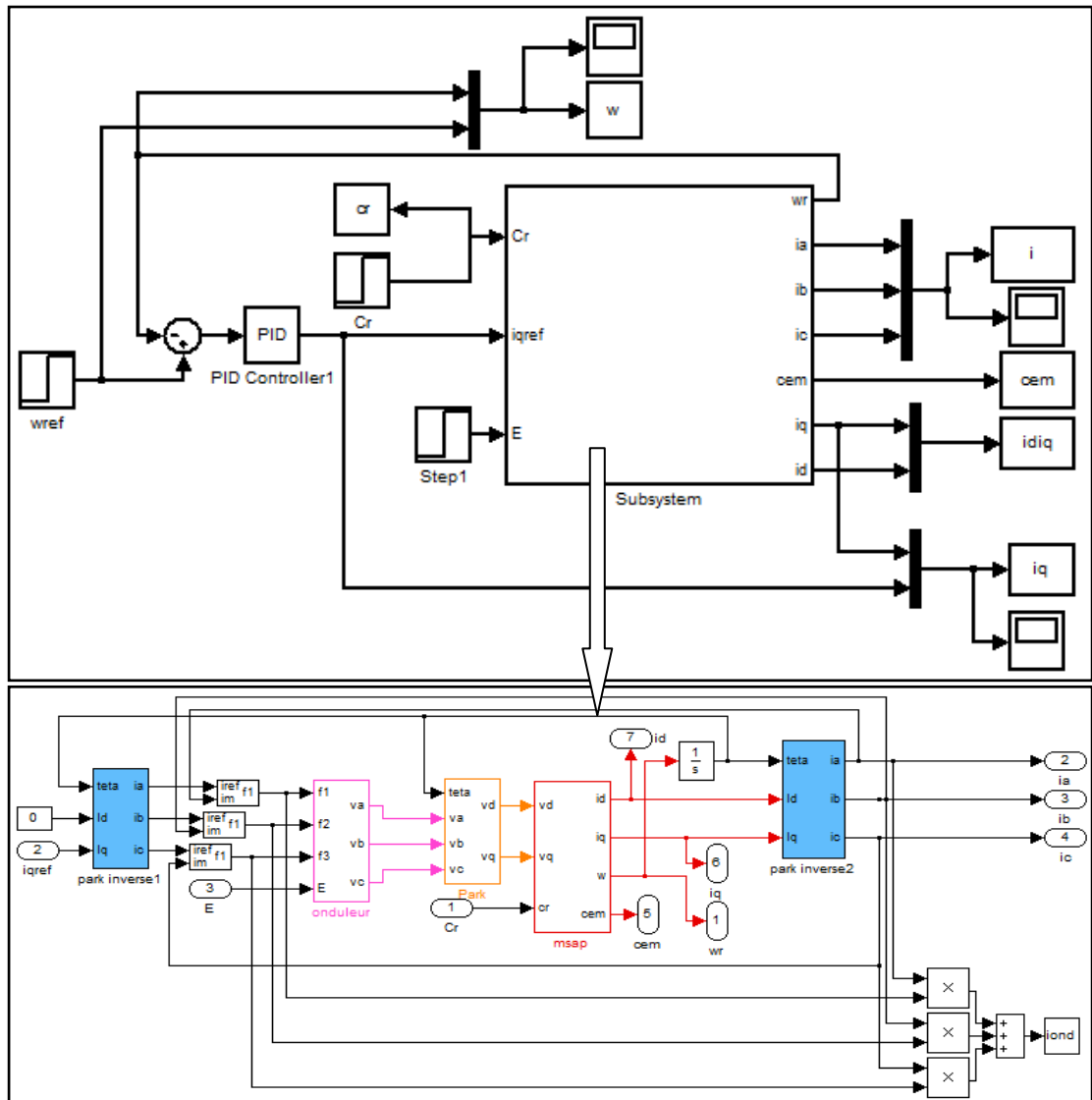


Figure IV. 35 Chaîne de traction à base du moteur synchrone

IV.4.1. Résultats de simulation pour un régulateur classique

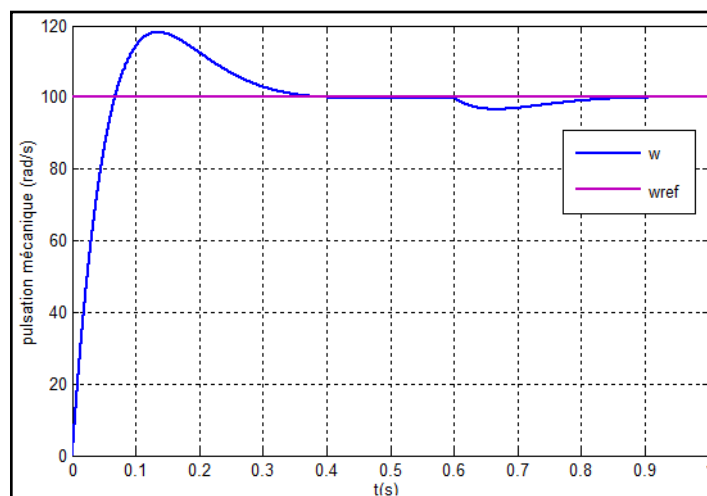


Figure IV. 36 Vitesse du moteur et sa référence

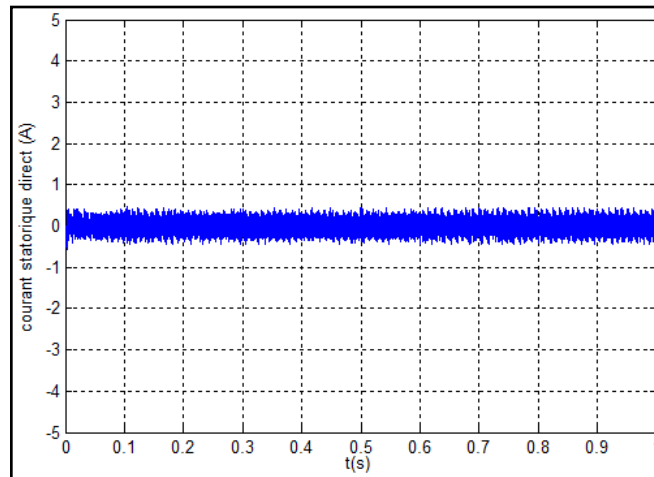


Figure IV. 37 Courant direct i_d

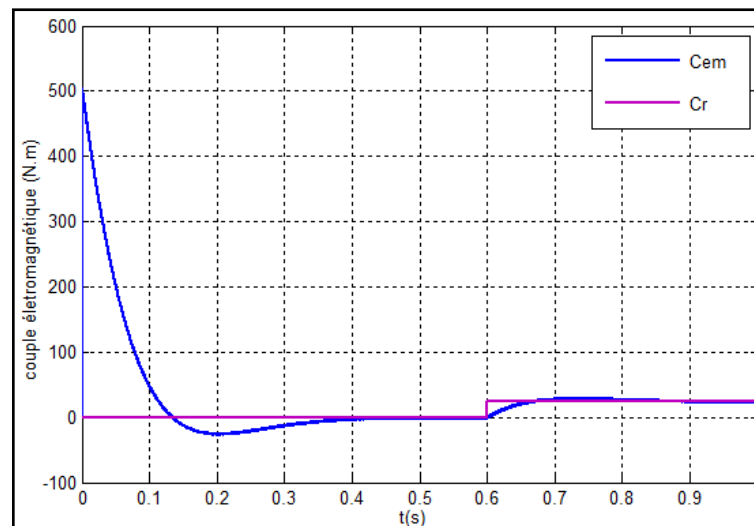


Figure IV. 38 Couple électromagnétique

La vitesse du moteur synchrone donnée par la **Figure IV.36** suit sa référence mais avec un dépassement au démarrage et une perturbation au moment de l'application du couple résistant. Le courant i_d de la **Figure IV.37** oscille autour de sa valeur de référence, ce qui permet de dire que le régulateur classique assure le découplage entre le couple électromagnétique et le flux. Le couple de démarrage est important au démarrage (**Figure IV.38**). Au moment de l'application du couple résistant tout en restant égal à celui-ci en régime permanent.

IV.4.2. Résultats de simulation pour un régulateur neuronal

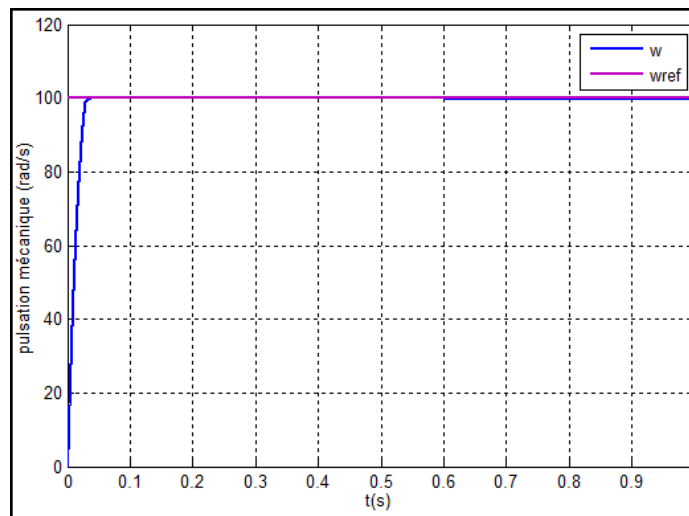


Figure IV. 39 Vitesse du moteur avec sa référence

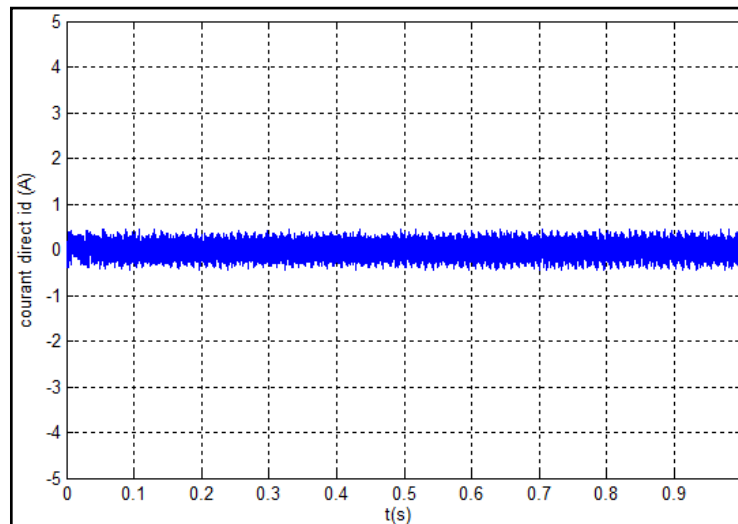


Figure IV. 40 Courant statorique direct i_d

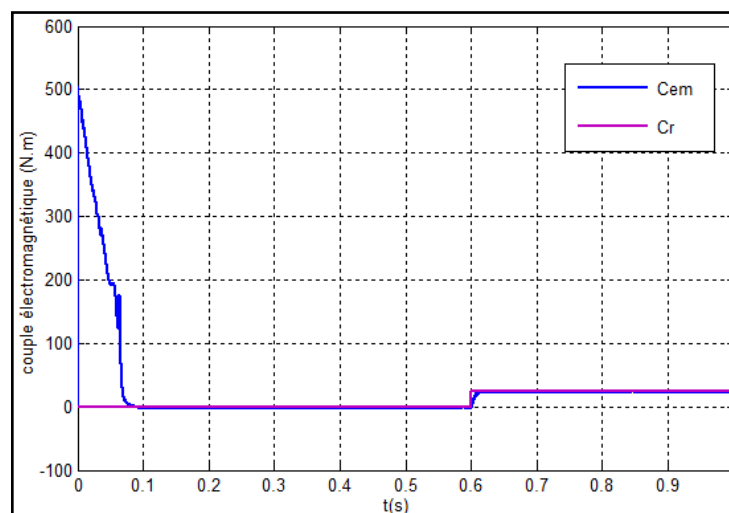


Figure IV. 41 Couple électromagnétique

La réponse en vitesse du moteur synchrone en utilisant un régulateur neuronale (**Figure IV.39**) est meilleure que celle donnée par le régulateur PI : on remarque l'absence du dépassement et de la perturbation. Par contre, on constate une dégradation de la forme du courant i_d (**Figure IV.40**) et du couple électromagnétique (**Figure IV.41**).

IV.4.3. Résultats de simulation pour un régulateur flou

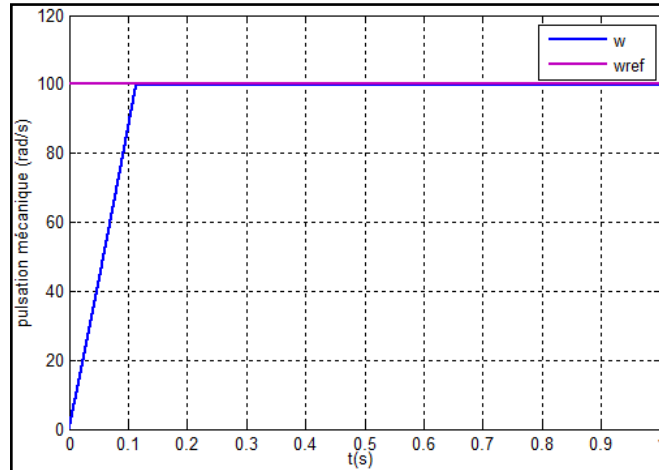


Figure IV. 42 Vitesse du moteur et sa référence

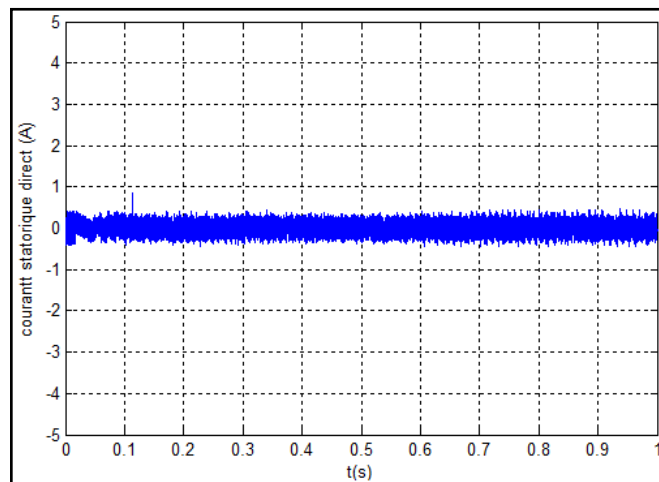


Figure IV. 43 Courant direct i_d

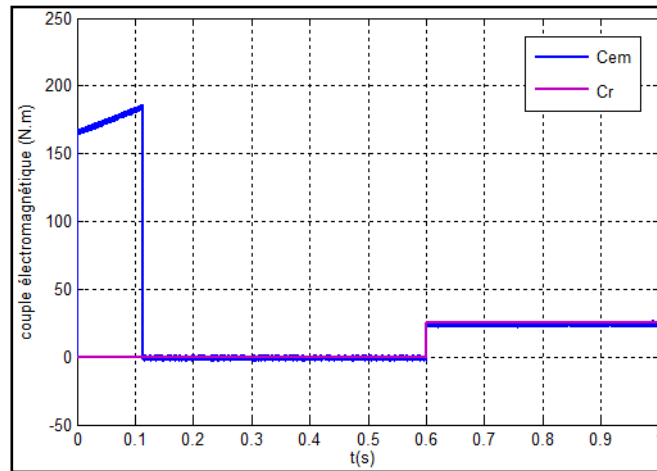


Figure IV. 44 Couple électromagnétique

Les résultats de la simulation pour un régulateur flou (**Figures IV.42, IV.43, IV.44**) donnent de bons résultats en termes de régulation de la vitesse du moteur, la régulation du courant i_d à la valeur nulle et l'élimination des ondulations de couple.

IV.4.4. Test de robustesse des régulateurs de vitesse

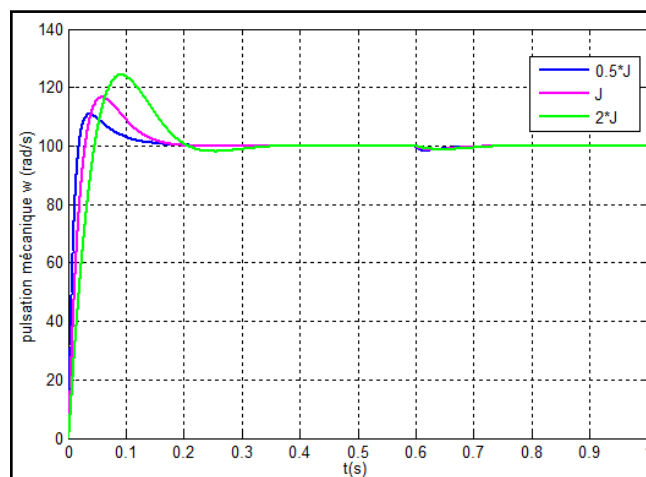


Figure IV. 45 Test de robustesse dans le cas d'un régulateur classique

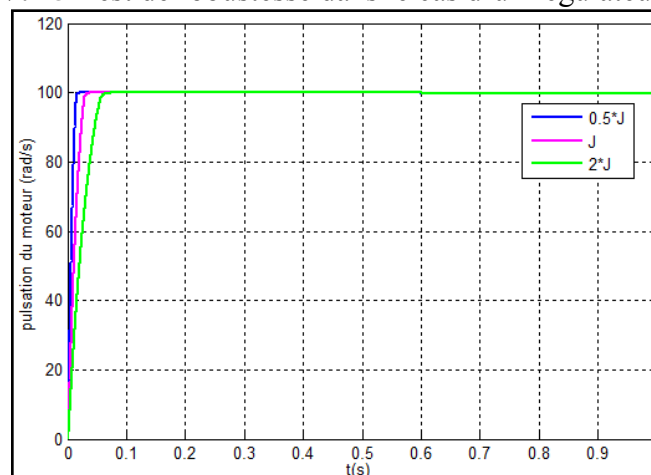


Figure IV. 46 Test de robustesse dans le cas d'un régulateur neuronal

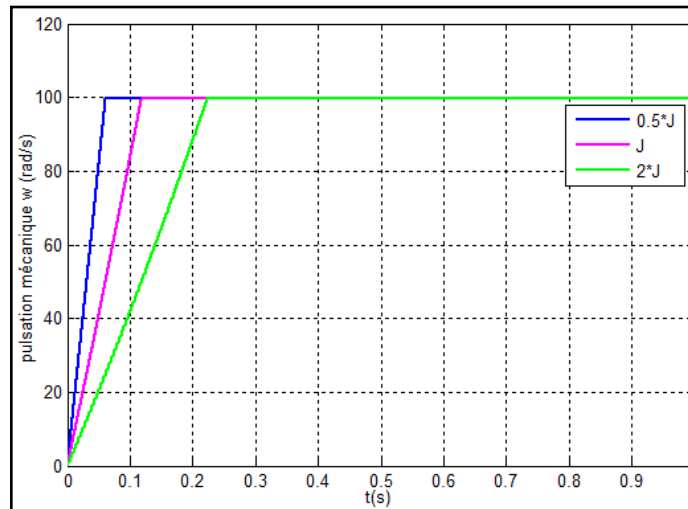


Figure IV. 47 Test de robustesse dans le cas d'un régulateur flou

Le test de robustesse des trois régulateurs dans le cas du moteur synchrone, confirme les résultats déjà obtenus pour le moteur à courant continu et le moteur asynchrone : l'augmentation du moment d'inertie ralentit la réponse du système d'une part et augmente la valeur du dépassement dans le cas du régulateur PI.

IV.5. Choix du moteur d'entraînement

Plusieurs considérations importantes sont à prendre en compte lors du choix du moteur d'entraînement, notamment, le rendement, la vitesse et couple maximales, coût acceptable et encombrement. Le choix du moteur est un compromis entre ces différents facteurs :

- Le moteur à courant continu : semble un choix évident vue la nature continue des sources d'énergie et de la simplicité du contrôle de vitesse qu'il offre. De plus, ce type de moteurs dispose d'excellentes caractéristiques pour la propulsion électrique (courbe du couple très favorable à faibles vitesses). En revanche, leur fabrication est onéreuse et nécessite l'entretien du système balais-collecteur, leur vitesse est limitée et leur puissance massique est faible.
- Le moteur asynchrone : de construction simple, robuste, ces sont peu couteux et ne demandent pas d'entretien. De plus ils supportent des surcharges pouvant aller jusqu'à 5 ou 7 fois le couple nominal [16]. De bonnes performances du contrôle du couple peuvent être réalisées par le contrôle vectoriel ou bien par la commande directe du couple. En revanche ces commandes assez complexes peuvent augmenter notablement le prix de revient de l'ensemble du système.
- Le moteur synchrone : le moteur à aimant permanent admet une puissance massique plus importante mais le cout des aimants est encore élevé. De plus les pertes

de cuivre au niveau du rotor sont nulles, donc leur rendement est plus élevé que celui des moteurs asynchrones. Cependant, le moteur synchrone à inducteur bobiné offre plus de degré de liberté du moment que son flux d'excitation est ajustable.

IV.6. Conclusion

Nous avons simulé dans ce quatrième chapitre, trois configurations de chaînes de traction : à base d'un moteur à courant continu, synchrone et asynchrone. Trois types de contrôleurs de vitesse ont été testés pour chacun de ces moteurs : un régulateur classique de type PI, un régulateur à base des réseaux de neurones constitué à base du régulateur classique et un régulateur flou de type PI. Les résultats de la simulation ont montré que les régulateurs neuronaux et flous donnent de meilleures performances dynamiques par rapport au régulateur PI, tandis qu'en termes de robustesse, le régulateur flou montre sa supériorité comparé aux deux autres régulateurs.

Chapitre V GESTION DE L'ENERGIE ELECTRIQUE DANS LE SYSTEME ELECTRIQUE HYBRIDE

V.1. Introduction

On s'intéressera dans ce dernier chapitre, à la gestion des flux d'énergie entre les sources d'énergie et la charge. Pour cela, une technique de gestion de l'énergie électrique sera étudiée et simulée pour deux types de charges : la dynamique d'un véhicule électrique et la dynamique d'un mini drone à voilure fixe.

V.2. Gestion de l'énergie par séparation fréquentielle

Le principe de cette technique découle de la faible dynamique de la PàC comparée à celle des batteries. Cette faible dynamique, ayant pour cause principale le compresseur d'air qui permet l'injection de l'oxygène à la PàC et qui est un compresseur mécanique donc caractérisé par un temps de réponse important. Cette faible dynamique est compensée par la batterie, qui a pour vocation de répondre aux pics de puissance demandés par la charge et de récupérer l'énergie lors des freinages (cas d'un véhicule) ou de se recharger via son convertisseur réversible en courant. Cette technique permet, après la régulation de la tension du bus continu, de générer le courant demandé par la charge. Après filtrage de celui-ci par un filtre passe-bas, on obtient le courant de référence de la PàC ; le courant de référence de la batterie est la différence entre ces deux courants (courant de la charge et courant de la pile). Ainsi, la batterie s'occupe des variations brusques de la puissance demandée par la charge, et protège la PàC contre ces variations qui peuvent causer sa destruction. Le schéma global de cette technique est illustré par la figure suivante (**Figure V.1**) :

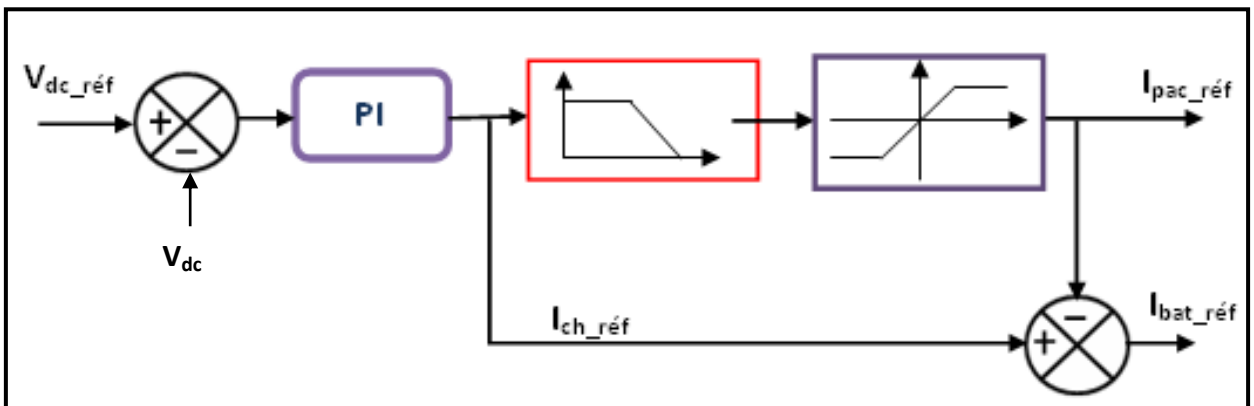


Figure V. 1 Principe de la gestion de l'énergie par séparation fréquentielle

V.3. Application à un véhicule électrique hybride

V.3.1. Modèle dynamique du véhicule [8]

Le modèle dynamique du véhicule permettra une estimation de la puissance nécessaire pour sa propulsion en fonction de ses caractéristiques, de sa vitesse et de son accélération. Afin de calculer la puissance nécessaire à l'avancement du véhicule, on applique le principe fondamental de la dynamique (P.F.D),

$$M \frac{dv}{dt} = \sum \vec{F}_{ext} \quad (V.1)$$

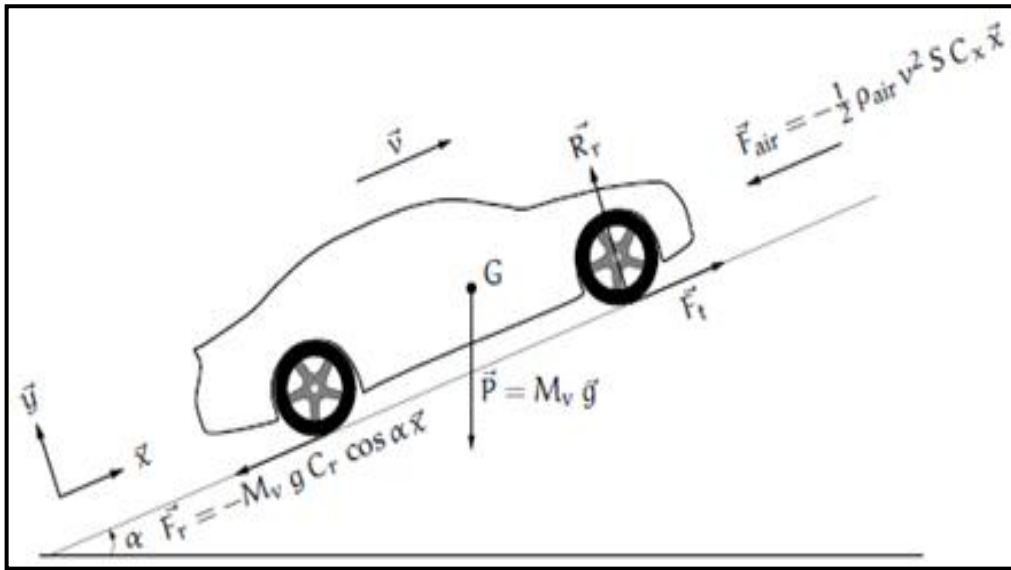


Figure V. 2 Bilan des forces sur le véhicule

Le bilan des forces extérieures appliquées au véhicule est illustré par la **Figure V.2**. En lui appliquant le P.F.D,

$$M_v \frac{dv}{dt} = \vec{F}_{air} + \vec{P} + \vec{F}_r + \vec{F}_t + \vec{R}_r \quad (V.2)$$

Où M_v est la masse du véhicule (en Kg).

La force équivalente à la résistance de l'air \vec{F}_{air} sur le véhicule est donnée par l'équation suivante :

$$\vec{F}_{air} = -\frac{1}{2} \rho_{air} v^2 S C_x \vec{x} \quad (V.3)$$

Où v est la vitesse du véhicule (en m/s) et ρ_{air} la masse volumique de l'air ($\rho_{air}=1,3 \text{ Kg}/m^3$). La surface frontale du véhicule S et le coefficient de pénétration dans l'air C_x sont des paramètres de construction du véhicule.

La résistance des roues sur le sol \vec{F}_r est donnée par la formule suivante:

$$\vec{F}_r = -P c_r \cos \alpha \vec{x} \quad (V.4)$$

Où P représente le poids du véhicule et α l'angle formé par la route et l'horizontale. Le coefficient de roulement c_r dépend du type et de la pression pneumatique.

D'après la **Figure V.2**, nous pouvons remarquer que la composante de la force de traction \vec{F}_t suivant \vec{y} est nulle. On calcule donc $|\vec{F}_t|$ en projetant \vec{F}_t sur l'axe porté par le vecteur \vec{x} ,

$$M_v \frac{dv}{dt} \vec{x} = \left(-\frac{1}{2} \rho_{air} v^2 S C_x - M_v g \sin \alpha - M_v g c_r \cos \alpha + F_t \right) \vec{x} \quad (V.5)$$

Donc, l'expression de la force de traction F_t mécanique est :

$$F_t = M_v \frac{dv}{dt} + \frac{1}{2} \rho_{air} v^2 S C_x + M_v g \sin \alpha + M_v g c_r \cos \alpha \quad (V.6)$$

La puissance mécanique nécessaire à l'avancement du véhicule est égale au produit de la force de traction et de la vitesse,

$$P_m = F_t v \quad (V.7)$$

Donc, d'après les équations (V.6) et (V.7), l'expression de la puissance de traction du véhicule en fonction de la vitesse v et de l'accélération dv/dt est,

$$P_m = v \left(M_v \frac{dv}{dt} + \frac{1}{2} \rho_{air} v^2 S C_x + M_v g \sin \alpha + M_v g c_r \cos \alpha \right) \quad (V.8)$$

V.3.2. Dimensionnement du moteur de traction

Le dimensionnement du véhicule nous permettra de déterminer la puissance électrique que doit fournir le moteur électrique. Le véhicule considéré est un véhicule utilitaire à vocation urbaine dont les caractéristiques principales sont les suivantes

- Masse totale en charge $M_v = 1400 \text{ kg}$
- Vitesse maximale $\widehat{V}_{VE} = 90 \text{ km} \cdot \text{h}^{-1}$
- Diamètre des pneus sous charge $\phi = 0.5 \text{ m}$

Pour le dimensionnement, on s'intéresse à trois situations typiques :

Situation n°01: terrain plat et vitesse maximale

En choisissant le terme $S \cdot C_x = 0.86 \text{ m}^2$ dans l'équation (V.3), la force équivalente à la résistance de l'air F_{air} sur le véhicule à la vitesse maximale vaut :

$$F_{air} = 350N$$

La résistance des roues sur le sol F_r est aussi donnée par la relation :

$$F_r = M_v g (12.5 \cdot 10^{-3} + 2.5 \cdot 10^{-6} \cdot v^2) \quad (V.9)$$

Où v est exprimée en $km \cdot h^{-1}$ et g vaut $9.81 m \cdot s^{-2}$

Pour la vitesse maximale, cette force vaut $450 N$

La puissance transmise aux roues est donnée par $P_{roues} = F_{air} \widehat{V}_{VE} = 20 kW$

La puissance que doit fournir le moteur électrique vaut donc $P_{mot} = \frac{P_{roues}}{\eta} = 21.8 kW$

Avec η le rendement de la transmission du moteur jusqu'aux roues et vaut 0.92 .

Situation n°02: rampe de 8 % et vitesse de $50 km \cdot h^{-1}$

Les différentes forces appliquées au véhicule sont :

La force équivalente à la résistance de l'air $F_{air} = 108 N$

La résistance des roues sur le sol $F_r = 258 N$

Le poids du véhicule $P' = M_v g \sin \alpha = 1100 N$

La force totale est donc $F = F_{air} + F_r + P' = 1456 N$

La puissance transmise aux roues $P_{roues} = 20.4 kW$ et la puissance fournie par le moteur électrique $P_{mot} = 22.2 kW$

Situation n°03: accélération en plat si on désire passer de l'arrêt à une vitesse de $48 km \cdot h^{-1}$ en 18s.

Les différentes forces appliquées au véhicule sont :

La force équivalente à la résistance de l'air $F_{air} = 100 N$

La résistance des roues sur le sol $F_r = 250 N$

La force d'accélération $F_a = M_v \frac{dv}{dt} = 1400 * \frac{48}{18} = 1036 N$

La force totale est donc $F = F_{air} + F_r + F_a = 1386 N$

La puissance transmise aux roues $P_{roues} = 19.32 kW$ et la puissance fournie par le moteur électrique $P_{mot} = 21 kW$

V.3.2.1. Choix de la puissance du moteur électrique de traction

En comparant les trois situations précédentes, on constate que le moteur électrique entrainant le véhicule doit au moins pouvoir fournir la puissance maximale demandée par celui-ci, qui est de $22.2kW$ et qui correspond au cas d'une rampe. En considérant une marge de sécurité de 20% la puissance maximale que doit fournir le moteur électrique est de $30kW$.

V.3.3. Simulation de la gestion de l'énergie électrique du véhicule électrique hybride

La chaîne d'alimentation et de traction du véhicule est simulée sous l'environnement Simulink/MATLAB (**Figure V.3**). Dans cette simulation un moteur synchrone alimenté par un onduleur de tension, est relié à la chaîne d'alimentation via un bus continu de $400V$. Le modèle dynamique du véhicule (**Figure V.4**) permet de générer le couple résistant appliqué sur l'arbre du moteur à la vitesse de référence qui est donnée par un cycle européen urbain normalisé (CEN). La fonction Matlab qui traduit le fonctionnement de la pàC est donnée en **Annexe B**.

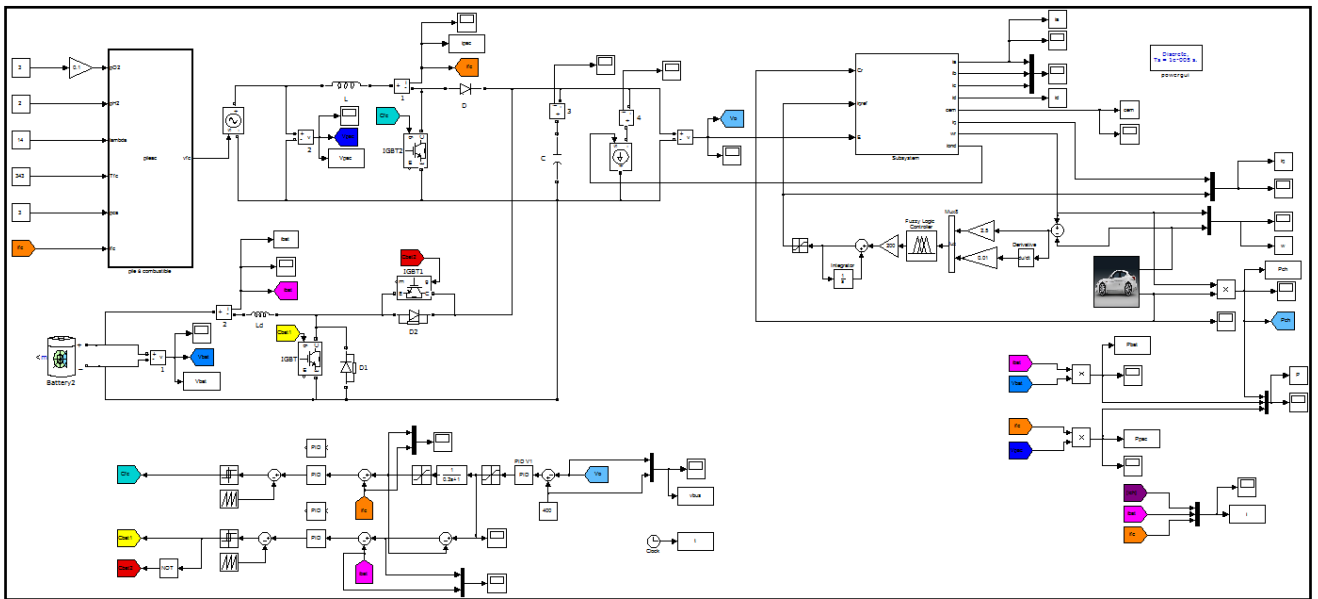


Figure V. 3 Schéma globale de la gestion de l'énergie dans le véhicule électrique hybride

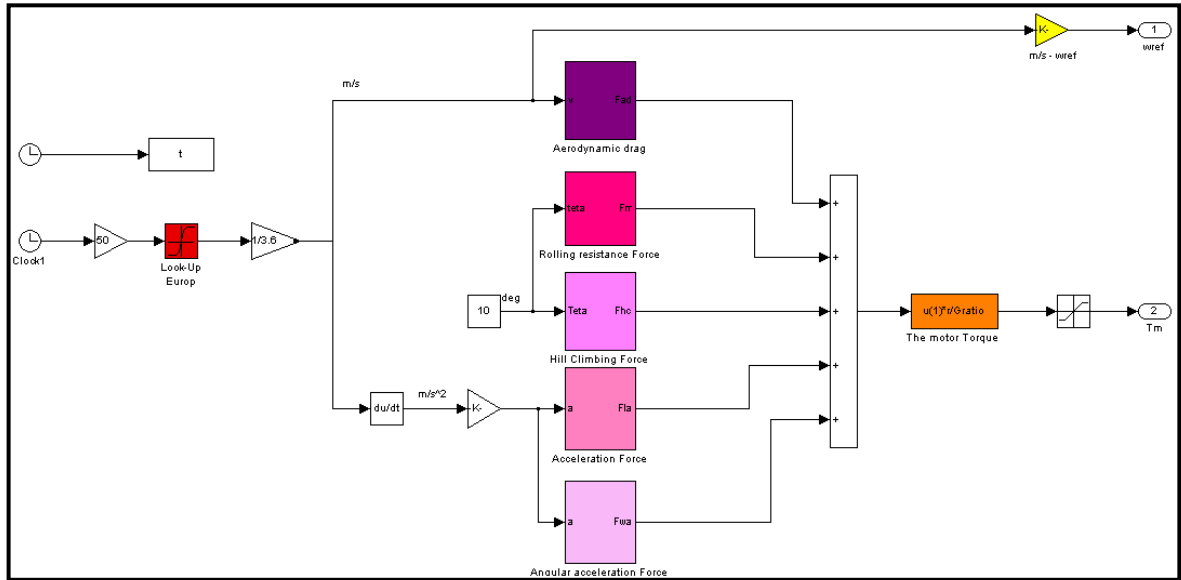


Figure V. 4 Modèle dynamique du véhicule

Le bloc de commande, qui permet de générer les signaux de commande des deux hacheurs (le boost et le réversible), comporte deux boucles de régulation en cascade : une boucle de vitesse et une boucle de courant comme le montre la figure suivante (Figure V.5). Le réglage est effectué à l'aide de régulateurs de type proportionnel-intégral (PI). La régulation de la vitesse génère la référence du courant de la PàC en passant d'abord par un filtre passe-bas, le courant de référence de la batterie est déduit en soustrayant celui de la PàC du courant demandé par la charge.

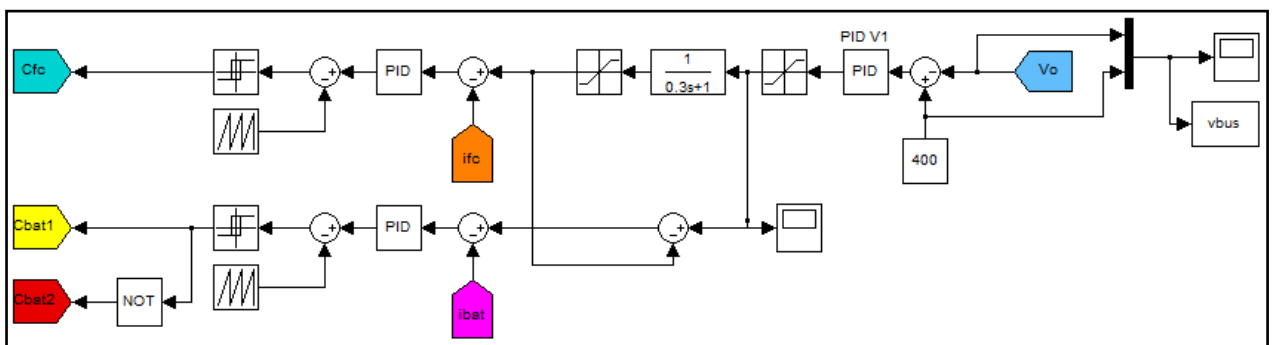


Figure V. 5 Schéma de la gestion de l'énergie par séparation fréquentielle

Nous avons effectué cette simulation pour une partie du cycle de vitesse européen normalisé (environ 2 s), ce cycle comporte des vitesses nulles, des accélérations, des paliers et des freinages :

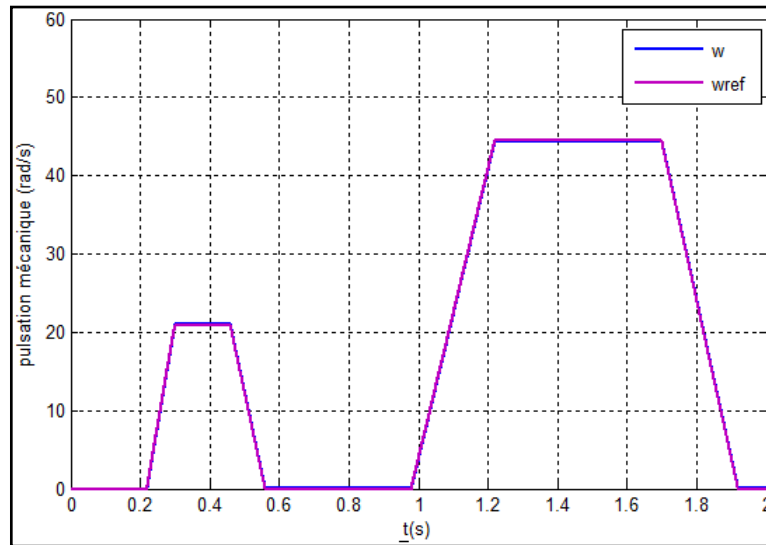


Figure V. 6 Vitesse du moteur avec sa référence

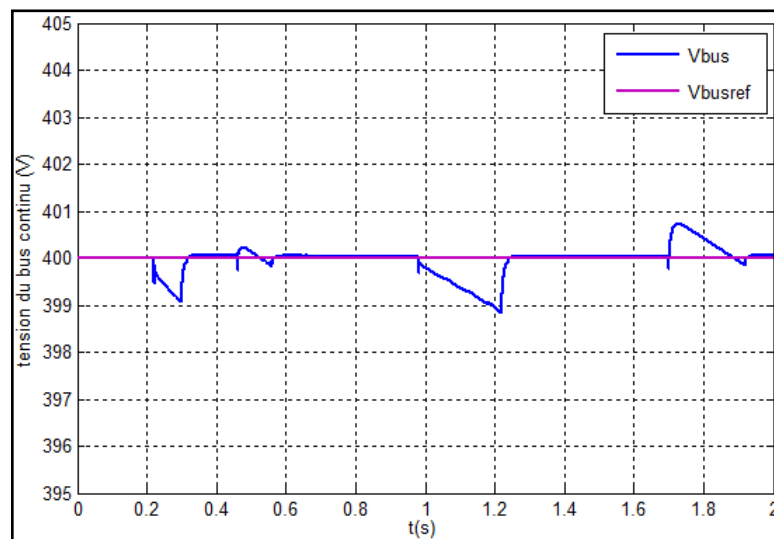


Figure V. 7 Tension du bus continu

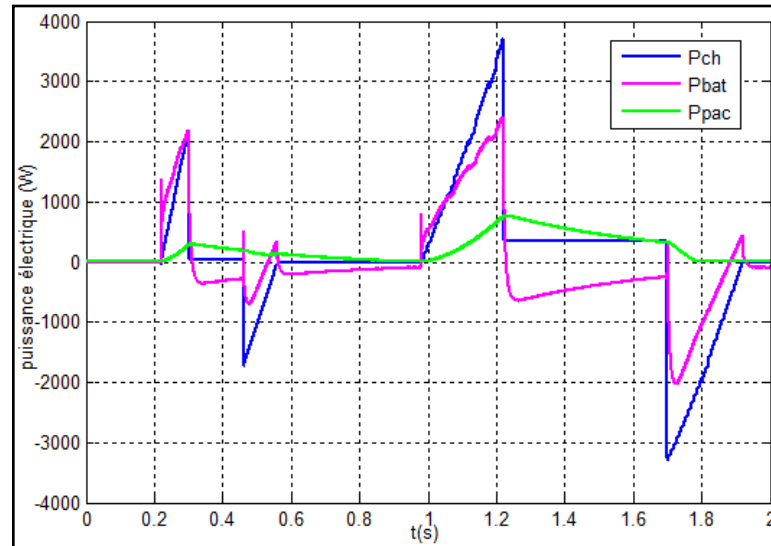


Figure V. 8 Puissance de la charge (bleu), puissance de la batterie (vert) et puissance de la PàC (rose)

Nous pouvons constater que la vitesse du moteur qui entraîne le VEH (**Figure V.6**) est superposée à sa vitesse de référence, de même pour la tension du bus continu (**Figure V.7**) :

A partir de la **Figure V.8** qui introduit les différentes puissances électriques, nous remarquons que :

Pour des vitesses nulles, les trois puissances (puissance de la PàC, la batterie et la charge) sont nulles.

Pendant les phases d'accélération, c'est la batterie qui assure le pic de puissance.

Pour les vitesses constantes, la PàC fournit la puissance nécessaire à l'avancement du véhicule et recharge la batterie.

Pendant les phases de freinage, la batterie récupère l'énergie fournie par la charge et la puissance de la PàC est toujours positive (source non réversible).

V.4. Application à un drone à voilure fixe

V.4.1. Historique

L'origine du drone remonte à la fin du XIX^e siècle [24]. La première utilisation des drones pour le combat remonte à 1849 quand les Autrichiens ont utilisé des ballons chargés d'explosifs pour attaquer la ville italienne de Venise. Par la suite, la volonté de développer des drones vient sous l'impulsion des Etats Unis lors de la première guerre mondiale. En septembre 1916, l'avion-cible *Hewitt-Sperry Automatic Airplane* a réalisé son premier vol autonome [25]. L'Allemagne a ensuite développé le bombardier « V-1 » pendant la seconde guerre mondiale. Durant la guerre froide, les Américains ont trouvé un intérêt à envoyer des drones au plus proche des essais nucléaires, un lieu où l'homme ne peut pas se rendre. La fin

du XXe siècle est marquée par la mise en service du drone américain, le « *Predator* » Pour des missions de reconnaissance. Le début des années 2000 voit l'émergence du « *Global Hawk* » qui est utilisé comme support lors des opérations militaires. Dans la dernière décennie, beaucoup de configurations de drones de différentes tailles ont été développées notamment grâce à la miniaturisation des capteurs et des unités de traitement ainsi qu'à la demande croissante pour les applications militaires et civiles.

V.4.2. Définition

Un drone est un engin volant sans pilote, qui peut être défini comme un système mécanique, électronique et informatique télécommandé ou bien programmé pour effectuer des tâches trop répétitives, dangereuses ou difficiles pour être faites directement par des êtres humains. Les drones sont aussi connus sous la dénomination « UAV (Unmanned Aerial Vehicles) » ou « UAS (Unmanned Aerial Systems) » cette dernière appellation étant la plus répandue. Leur utilisation principale est militaire pour des missions allant de la reconnaissance, la surveillance, l'acquisition d'objectifs, la guerre électronique jusqu'à la destruction de cibles. Des applications civiles font leur apparition comme la surveillance du trafic routier, la prévention des feux de forêts, la récolte de données météorologiques ou bien encore l'inspection d'ouvrage d'art. Il est important de noter que le terme drone désigne l'ensemble des engins mobiles, terrestres et navals [25 ; 26].

V.4.3. Classification des drones

V.4.3.1. Selon la taille

Il n'existe pas une façon unique pour classer les drones car ils peuvent être classés selon plusieurs critères : autonomie, portée, altitude, charge utile, mission, système de contrôle, etc. cependant, pour des raisons de sécurité dans l'espace aérien national, plusieurs pays se sont penchés sur la classification de ces drones. Le Royaume-Uni et l'Australie les ont répertoriés en deux groupes basés sur les masses. Les Etats Unis ont proposé une répartition en cinq catégories : micro, mini, tactiques, MALE (Medium Altitude Long Endurance) et HALE (High Altitude Long Endurance). Une sixième catégorie pourrait faire son apparition avec des drones gros porteurs type cargo [26].

Le tableau ci-dessous (**Tableau V.1**) regroupe différents drones commerciaux militaires et civils :

Tableau V. 1 Classification des drones [24]

Catégorie	Acronyme	Poids maximum au décollage (Kg)	Altitude de vol maximale	Endurance (h)	Exemple
Micro/Mini drones	MAV	0.10	0.25	1	<i>Microbat</i>
	Mini	< 30	0.15-0.3	< 2	<i>Aladin</i>
Drones tactiques	CR	150	3	2-4	<i>R-Max</i>
	SR	200	3	3-6	<i>Phantom</i>
	MR	150-500	3-5	6-10	<i>Hunter B</i>
	LR	-	5	6-13	<i>Vigilante 502</i>
	EN	500-1500	5-8	12-24	<i>Aerosonde</i>
	MALE	1000-1500	5-8	24-48	<i>Predator-IT</i>
Drones stratégiques	HALE	2500-12500	15-20	24-48	<i>Global Hawk</i>
Drones spécialisés	LET	250	3-4	3-4	<i>Harpy</i>
	DEC	250	0.05-5	<4	<i>Nulka</i>
	STRATO	A déterminer	20-30	>48	<i>Pegasus</i>
	EXO	A déterminer	>30	A déterminer	<i>Mars Flyer</i>

V.4.3.2. Selon la voilure

Les drones peuvent être aussi classés sous trois catégories selon leur voilure :

Drones à voilure fixe : qui feront l'objet de notre étude, sont des drones à vol d'avancement destinés à des missions de grande portée mais nécessitant une plateforme pour opérer. Ils sont constitués d'une paire d'ailes assurant la sustentation. La propulsion est assurée par une ou plusieurs hélices.

Drones à voilure tournante : le vol stationnaire est caractéristique de ce type de drones. Ils utilisent des voilures tournantes ou rotors multiples pour voler. Ils doivent être capables de se mouvoir à travers des rues en évitant tous les obstacles, de rentrer dans des pièces pour les inspecter, de transmettre toutes les données en temps réel et enfin de revenir à leur point de départ. Ils font partie des VTOL UAV (Vertical Take-Off Launched) ou ADAV (Appareils à Décollage et Atterrissage Verticaux)

Drones à ailes battantes : pour ces drones la sustentation et le pilotage sont assurés grâce à des ailes battantes. Ils sont dotés d'une capacité de vol stationnaire à basses vitesses, comme les voilures tournantes, et de se mouvoir avec des trajectoires similaires à celles des insectes, ce qui est intéressant pour des missions en intérieur ou dans des espaces réduits. Ces configurations permettent des manœuvres agiles tout en étant plus discrètes que les voilures tournantes, ce qui représente un avantage certain pour les missions de reconnaissance ou de surveillance.

V.4.4. Modèle dynamique d'un drone à voilure fixe

Afin de déterminer la puissance nécessaire à la propulsion du drone, il est nécessaire de passer par la détermination de son modèle dynamique et d'identifier les différentes forces qui lui sont appliquées. Il existe plusieurs repères pour la modélisation d'un drone à voilure fixe en particulier et d'un avion en général à savoir : le repère lié à la terre, repère aérodynamique et le repère avion [27]. C'est cette dernière variante que nous allons retenir dans la suite de ce mémoire :

Le repère avion est basé sur la géométrie de l'avion (il est représenté en bleu sur la **Figure V.9**). Il est caractérisé par :

- Centre : centre de gravité G de l'avion ;
- Axe x_b : orienté vers le nez de l'avion ;
- Axe z_b : orthogonal à x_b , dans le plan de symétrie de l'avion, et pointé vers la surface de la Terre ;
- Axe y_b : orthogonal à x_b et z_b , et dirigé vers l'aile droite.

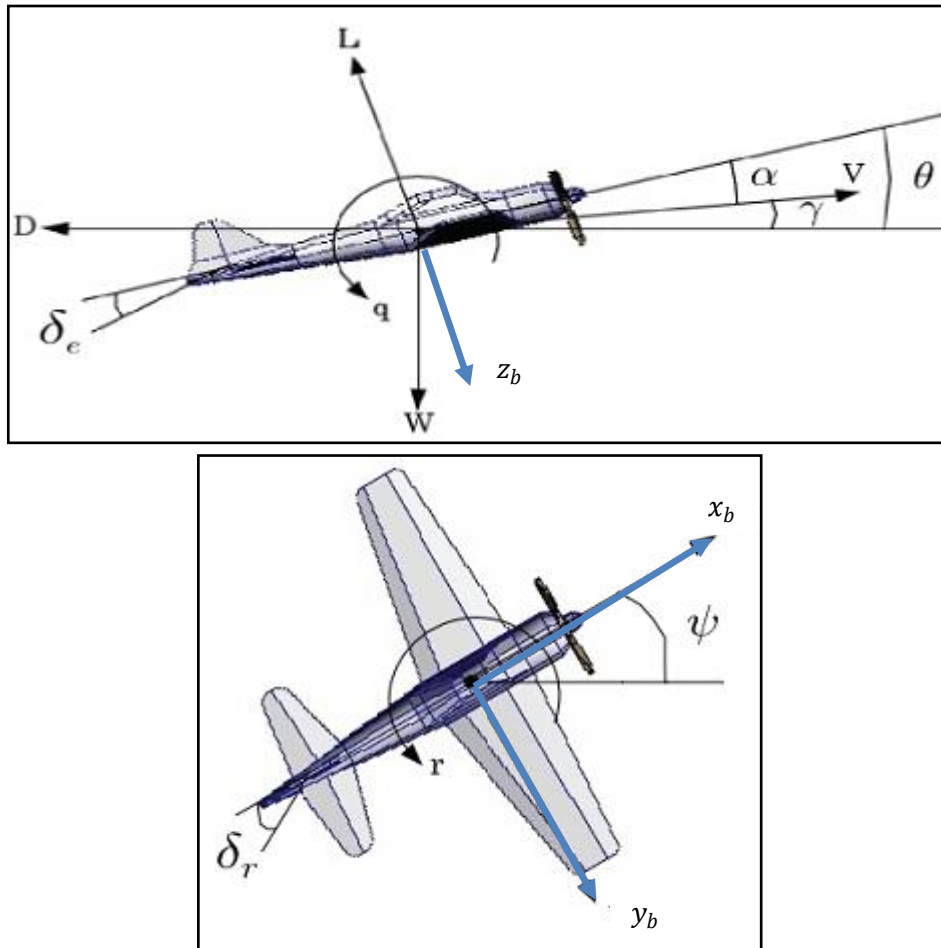


Figure V. 9 Repère avion et description des diverses notations angulaires

Le modèle ci-dessous est principalement tiré de [27], [28] et [29].

V.4.4.1. Force de poussée

La force de poussée F_e est la force générée par le moteur. C'est cette force qui fait avancer le drone. Elle est supposée alignée avec l'axe x_b ce qui permet d'écrire :

$$F_e = \begin{bmatrix} F_{ex} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (V.10)$$

V.4.4.2. Force gravitationnelle

La force gravitationnelle est dirigée vers le centre de la terre. Elle est donnée par :

$$F_g = mg \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \sin \phi \\ \cos \theta \cos \phi \end{bmatrix} \quad (V.11)$$

Avec :

θ : est l'angle de tangage (assiette)

ϕ : est l'angle de roulis (inclinaison)

$g = 9.81 \text{ N/kg}$ représente l'accélération de la pesanteur.

V.4.4.3. Forces aérodynamiques

Les principes de l'aérodynamique implique l'interaction entre un corps solide et l'air qui coule autour du ce corps en maintenant un contact en tout point. Considérant un avion en vol, la variation de la pression d'air le long de sa structure génère une force aérodynamique F_a exprimée par :

$$F_a = \frac{1}{2} \rho V_a^2 S \begin{bmatrix} \cos \alpha & 0 & -\sin \alpha \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \alpha & 0 & \cos \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_X \\ C_Y \\ C_Z \end{bmatrix} \quad (V.12)$$

Où :

$\bar{q} = \frac{1}{2} \rho V_a^2$ désigne la pression dynamique, S la surface alaire, α l'angle d'attaque (incidence) et C_X, C_Y, C_Z sont des coefficients aérodynamiques sans dimension dépendant de plusieurs paramètres dont le profil d'aile.

V.4.4.4. Equations de la dynamique

Les vitesses de rotation et de translation sont respectivement :

$$\Omega = \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \quad (V.13)$$

Et :

$$V = \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} = V_a \begin{bmatrix} \cos \alpha \cos \beta \\ \sin \beta \\ \sin \alpha \cos \beta \end{bmatrix} \quad (V.14)$$

Ce qui donne :

$$V_a = \sqrt{u^2 + v^2 + w^2} \quad (V.15)$$

Les équations de la dynamique sont alors :

$$\dot{\Omega} = I^{-1}(M - \Omega \times I\Omega) \quad (V.16)$$

$$\dot{V} = \frac{F}{m} - \Omega \times V \quad (V.17)$$

Avec : F la résultante des forces appliquées au drone, donnée par :

$$F = F_e + F_g + F_a \quad (V.18)$$

V.4.5. Résultats de la simulation

Le drone étudié est un drone basse vitesse, longue endurance à voilure fixe similaire à l'avion solaire EAV-2 de [30], à la seule différence que celui-ci est dépourvu de panneaux photovoltaïques et possède uniquement une pile à combustible comme source principale d'énergie, associée à une batterie qui assure les pics de puissance. Le tableau ci-dessous (**Tableau V.2**) regroupe ses principaux paramètres et dimensions :

Tableau V. 2 Spécifications du drone étudié

	Propriété	Valeur
Poids	Structure	7.5 kg
	Système de propulsion	10.5 kg
	Charge utile	0.5 kg
Aile / profil d'aile	Surface de l'aile	1.92 m ²
	Envergure	6.9 m
	Aspect ratio	20.0
	Corde	0.32 m
	Forme d'aile	SG 6043
	Forme d'aile horizontale	NACA 0010
	Forme d'aile verticale	NACA 0012
Conditions d'opération	Vitesse de décrochage	9.8 m/s
	Vitesse de croisière	12.1 m/s

Le schéma de simulation est obtenu en remplaçant dans celui du VEH le modèle dynamique du véhicule par celui du drone. La simulation a été effectuée pour trois phases de vol (**Figure V.10**) :

- Un roulage d'une durée de 0.5s de la vitesse nulle jusqu'à la vitesse de décrochage qui est de 9.8 m/s.
- Une montée de 0.5 s à 0.75 s avec un angle de montée de 15 *deg* jusqu'à atteindre la vitesse de croisière
- Une phase de croisière avec une vitesse constante de 12.1 m/s.

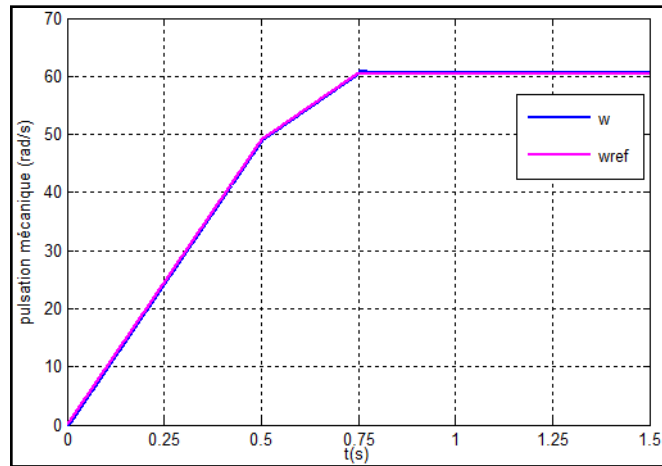


Figure V. 10 Profil de vitesse du drone

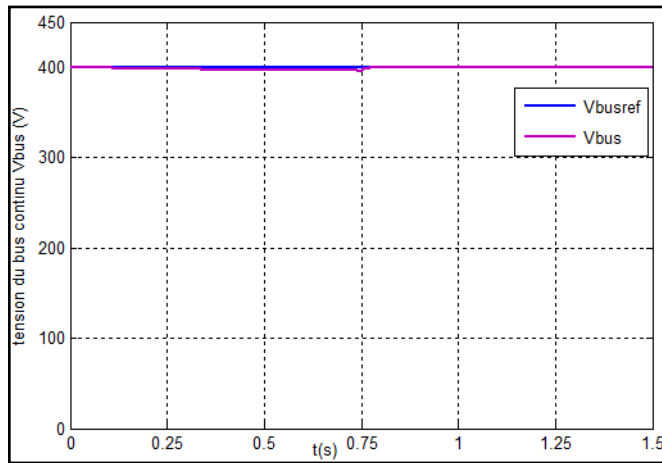


Figure V. 11 Tension du bus continu

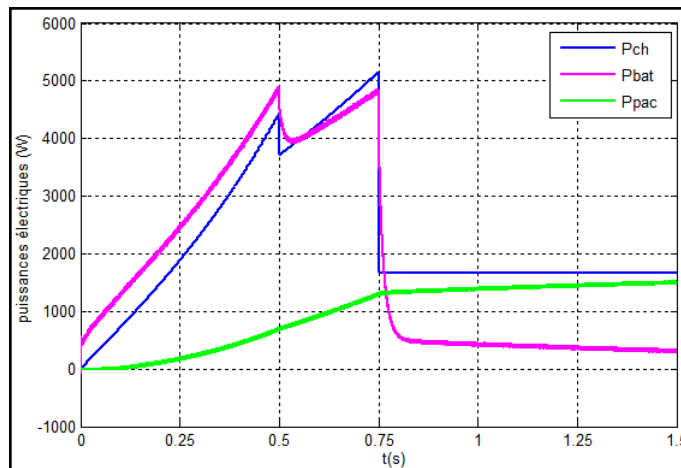


Figure V. 12 Puissances électriques

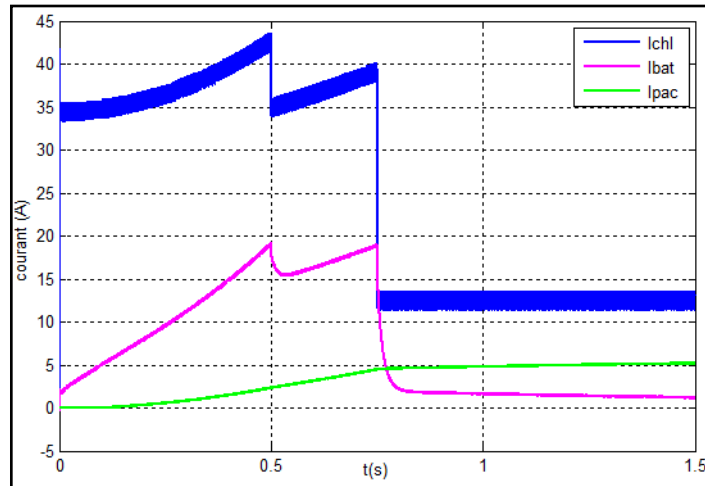


Figure V. 13 Courants électriques

Sur la **Figure V.10**, on peut constater que la vitesse de rotation du moteur est superposée à sa référence de même pour la tension du bus continu (**Figure V.11**). La dynamique lente de la PàC est respectée et ce à travers les courbes des puissances (**Figure V.12**) et des courants (**Figure V.13**) : la batterie assure les pics de puissance au moment du décollage et de la montée, la réponse de la PàC étant lisse.

V.5. Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons appliqué une technique de gestion de l'énergie à deux systèmes de propulsion électrique hybrides à savoir : un véhicule hybride à vocation urbaine et un mini drone à voilure fixe. La technique de gestion de l'énergie électrique utilisée basée sur la séparation fréquentielle a donné de bons résultats en termes du contrôle des courants des deux sources d'énergie ainsi que de leurs temps de réponse.

CONCLUSION GENERALE

Ce travail de Master avait pour objectif l'étude d'une stratégies de commande, de gestion et de supervision d'un système destiné à l'alimentation d'une chaîne de traction électrique, et composé de plusieurs sources d'énergie à savoir PàC, Batteries, Supercondensateurs...etc, en passant par un choix judicieux du moteur d'entraînement et de son contrôleur de vitesse. Néanmoins, l'étude réalisée s'est limitée à un système à deux sources (PàC, Batteries), avec la prise en compte uniquement de la contrainte liée à la dynamique de la PàC.

La présentation de la PàC a permis de mettre en évidence l'utilisation d'une pile de type PEM dans ce type d'application. Aussi, nous avons montré la nécessité d'utiliser des systèmes de stockage de l'énergie hybridés avec la PEM, afin d'avoir un système permettant un fonctionnement optimal. L'utilisation des batteries comme source auxiliaire a montré leur possibilité de répondre à des demandes rapides et brusques de puissance au bord du véhicule.

La simulation de différentes configurations de contrôleurs de vitesse pour trois types de machines nous a permis de nous initier à des techniques de commande non linéaires intelligentes qui sont les techniques floue et neuronale.

La modélisation, le dimensionnement et la simulation des différents composants de la chaîne de traction et d'alimentation du SEH, nous ont permis d'avoir une idée sur la caractéristique électrique des sources et des moteurs. Dans cette structure, les deux sources d'énergie sont connectées au bus continu qui alimente le moteur d'entraînement via deux convertisseurs DC-DC. Ces convertisseurs ont permis de réguler la tension du bus continu et de gérer le transfert de la puissance vers la charge. Une stratégie de contrôle est étudiée, afin d'exploiter les différentes sources dans les meilleures conditions et d'utiliser efficacement l'énergie. Cette stratégie est basée sur une décomposition fréquentielle de la puissance demandée par la charge. Elle a été simulée sous l'environnement Simulink/MATLAB, pour deux types de SEH : un véhicule électrique urbain et un drone à voilure fixe, dans le but d'analyser les réponses du système hybride. Les résultats obtenus montrent que cette technique permet une bonne répartition de la puissance entre les deux sources.

Perspectives

Comme des travaux en perspectives, nous recommandons la poursuite de cette étude, où les points suivants peuvent être examinés :

- Contrôle de la vitesse du moteur en utilisant un contrôleur neuronal adaptatif ;
- Utilisation d'une technique de gestion de l'énergie par séparation fréquentielle hybridé avec un régulateur flou pour la prise en compte de l'état de charge de la batterie.
- Rechercher encore des stratégies de gestion et de supervision du système multi-sources, avec la prise en compte d'autres contraintes telles que : le coût de l'énergie, la durée de vie de la source...etc ;
- Augmenter le nombre des sources, particulièrement le rajout de supercondensateurs ;
- Tester ces techniques de gestion sur une plateforme composée d'éléments réels.

- [1] **W.Hankache** «*Gestion Optimisée de l'Energie Electrique d'un Groupe Electrogène Hybride à Pile à Combustible*». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Décembre 2008.
- [2] **P.Tritschler** «*Optimisation de l'architecture électrique et gestion d'énergie pour un système à pile à combustible embarquée dédié à l'application agricole* ». Thèse de doctorat, Institut Polytechnique de Grenoble, Octobre 2010.
- [3] **M.ZANDI** «*Contribution au Pilotage des Sources Hybrides d'Energie Electrique* ». Thèse de doctorat, Institut Polytechnique de Lorraine, Novembre 2010.
- [4] **T.AZIB** «*Contribution à l'Etude d'Electro-générateurs à Pile à Combustible Conceptions d'Architectures et de Leurs Commandes* ». Thèse de doctorat, Université PARIS-SUD XI Faculté des Sciences d'Orsay, Décembre 2010.
- [5] **D. REZZAK** «*Modélisation et réalisation d'un émulateur de système à piles à combustibles* ». Mémoire de magister, Ecole Militaire Polytechnique, Alger, 2011.
- [6] **O.HARIZI** «*Gestion du flux d'énergie d'une Alimentation Hybride Pile à Combustible-Panneaux Solaires dans un Véhicule à la traction Electrique* ». Mémoire de Magister, Ecole Militaire Polytechnique, Alger, 2013.
- [7] **A.PAYMAN** «*Contribution à la Gestion de l'Energie dans les Systèmes Hybrides Multi-sources Multi-charges* ». Thèse de doctorat, Institut Polytechnique de Lorraine, Juillet 2009.
- [8] **D.BOUQUAIN** «*Contribution à la Modélisation et à l'optimisation des Architectures de Véhicules Hybrides*». Thèse de doctorat, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, Décembre 2008.
- [9] **J.BERNARD** «*Véhicules hybrides à pile à combustible : dimensionnement et stratégies de commande* ». Thèse de doctorat, l'Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis, Décembre 2007.
- [10] **L.BOULON** «*Modélisation Multi-physique des Eléments de Stockage et de Conversion d'Energie pour les Véhicules Electriques Hybrides. Approche Systémique pour la Gestion d'Energie.* ». Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, Juillet 2009.
- [11] **A.BENRABAH, I.BOUKHALFA** «*Etude et Réalisation d'une Alimentation Multi-sources pour Véhicule à Propulsion Electrique* ».Mémoire de Fin d'Etudes, Ecole Militaire Polytechnique, Alger, 2012.
- [12] **J.LACHAIZE** «*Etude des stratégies et des structures de commande pour le pilotage des systèmes énergétiques à Pile à Combustible (PàC) destinés à la traction* ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Septembre 2004.
- [13] **R.SAISSET** «*Contribution à l'étude systémique de dispositifs énergétiques à composants électrochimiques* ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Avril 2004.

- [14] **I.VALERO EXPOSITO** « *Interfaçage et Contrôle Commande de Piles à Combustible pour Applications Stationnaires et Transport* ». Thèse de doctorat, Université Joseph FOURIER, Décembre 2004.
- [15] **T.ROUBACHE** « *étude et réalisation d'un émulateur programmable de condition de charge d'une chaîne de traction d'un véhicule électrique* ». Mémoire de Magister, Ecole Militaire Polytechnique, 2008.
- [16] **D.BENOUDJIT** « *contribution à l'optimisation et à la commande d'un système de propulsion pour véhicule électrique* ». Thèse de doctorat, Université de Batna, Janvier 2010.
- [17] **A.KHALDI** « *étude d'un entraînement électrique asynchrone destiné à la simulation temps réel des caractéristiques de charge d'un système de propulsion naval électrique* ». Mémoire de Magister, Ecole Militaire Polytechnique, Mars 2009.
- [18] **H.TAMRABET** « *robustesse d'un control vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone* ». Mémoire de magister, Université de Batna, Mai 2006.
- [19] **K.KOUZI** « *contribution des techniques de la logique floue à la commande d'une machine à induction sans transducteur rotatif* ». Thèse de doctorat, Université de Batna, Mai 2008.
- [20] **F.LAHOUZI** « *mise en œuvre d'une stratégie de commande neuro-floue : application à un pendule inversé* ». Mémoire de magister, UMMTO, Mars 2011.
- [21] **O.GUNEOUNOU** « *méthodologie de conception de contrôleurs intelligents par l'approche génétique-application à un bioprocédé* », Thèse de doctorat, Université de Toulouse, Avril 2009.
- [22] **A.BECHOUCHE** « *utilisation des techniques avancées pour l'observation et la commande d'une machine asynchrone : application à une éolienne* ». Thèse de doctorat, UMMTO, Avril 2013.
- [23] **M.AMMAR** « *mise en œuvre de réseaux de neurones pour la modélisation de cinétiques réactionnelles en vue de la transposition batch/continu* », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, juillet 2007.
- [24] **E.FINOKI** « *commande de vol non linéaire d'un drone à voilure fixe par la méthode du backstepping* ». Maitrise en génie, Université du Quebec, Mai 2015.
- [25] **M.MOKHTARI** « *observation et commande de drones miniatures à voilure tournante* ». Thèse de doctorat, Université de Tlemcen, Octobre 2015.
- [26] **A.MARTINI** « *modélisation et commande de vol d'un hélicoptère drone soumis à une rafale de vent* ». Thèse de doctorat, Université Paul Verlaine-Metz, Novembre 2008.
- [27] **J.LESPRIER** « *synthèse et validation de lois de commande de vol robustes en présence d'incertitudes paramétriques et de non-linéarités* ». Université de Toulouse, Décembre 2015.

- [28] **T.EPINOZA** « *linear and non linear controllers applied to Fixed-Wing UAV* ». International Journal of Advanced Robotic Systems, September 2012.
- [29] **C.BREZOESCU** « *small light weight aircraft navigation in the presence of wind* ». Thèse de doctorat, Université de Technologie de Compiègne, Octobre 2013.
- [30] **L.BOHWa and al.** « *active power management system for an unmanned aerial vehicle powered by solar cells, a fuel cell and batteries* », IEEE transactions on aerospace and electronic systems, October 2013.