

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche
Scientifique
Université A.MIRA Bejaïa
Faculté de technologie
Département de Génie Electrique



Mémoire de fin d'études

*En vue de l'obtention du Diplôme de Master en
Électrotechnique
Option : Automatismes Industriels*

Thème

*Étude et commande des véhicules
hybrides parallèles*

Soutenu publiquement le : 30/06/2013

Présenté par :

M^r AMROUCHE Bissam

Devant le jury:

M^{me} Belaid. S

M^r IDJDARENE. K

Encadré par :

M^r AOUZELLAG. Dj

*Année universitaire
2012 /2013*

Remerciements

Je remercie *ALLAH* qui m'a aidé pour faire le présent travail.

Ce travail a été réalisé au sein du Département de Génie Électrique de l'Université Abderrahmane Mira est mené sous la direction de **Mr AOUZELLAG. Dj** à qui j'exprime ma profonde gratitude de m'avoir proposé le thème de ce travail, et ma profonde reconnaissance pour la confiance qu'il m'a fait en me donnant la chance de travailler avec lui. Je le remercie très chaleureusement pour l'intérêt qui a été porté de sa part à mon travail ; je le remercie également pour son soutien permanent et ses précieux conseils qui ont permis une progression concrète du travail.

Je tiens à remercier chaleureusement M^{lle} Ziane meriem et Mr.Hmoun Khireddine, étudiants de l'université Abderrahmane mira pour l'aide qu'ils m'ont apporté aussi bien sur le plan moral que travail.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

A ma grande mère

A mes parents ;

A mes deux frères et à mes deux sœurs ;

A ma famille ;

A mon cher oncle Khaled ;

A mes amis, tout particulièrement

Ali ; Ferhat ; Nassim ; Nasro ; Achour ;

Boualem-Najah-njb m

Table des matières

Chapitre I : Etat de l'art sur les véhicules hybrides

Introduction générale.....	1
I.1 Introduction	3
I.2 Historique	3
I.3 définition d'un Véhicule hybride	4
I.4 Différentes architectures des véhicules hybrides.....	5
I.4.1 Classification par l'architecture employée.....	5
I.4.2 Classification par hybridation du véhicule	8
I.5 Mode de fonctionnements des véhicules hybride	9
I.5.1 Stop-and-Start	9
I.5.2 Mode régénération	9
I.5.3 Mode freinage récupératif.....	9
I.5.4 Mode thermique pur	10
I.5.5 Mode électrique pur.....	10
I.6 Avantages et inconvénients des véhicules hybrides	10
I.7 Conclusion	11

Chapitre II: Véhicule hybride: présentation et représentation

II.1 Introduction	13
II.2 Modèle hybride parallèle à simple arbre	13
II.3 Sous système électrique.....	14
II.3.1 Machine électrique	15
II.3.2 Convertisseurs	16
II.3.3 Batterie électrique.....	17
II.4 Sous système mécanique :	18
II.4.1 Moteur thermique	18
II.4.2 Boîte de vitesse	18
II.4.3 Différentiel.....	19
II.5 Conclusion.....	20

Chapitre III: Modélisation des différents organes d'un véhicule hybride

III.1 Introduction.....	21
III.2 Modélisation de la machine synchrone en vue de sa commande.....	21
III.2.1 Mis en équation électrique de la MSAP en triphasé (modèle en abc).....	22
III.3 Modélisation de la MSAP dans le repère de Park.....	23

Table des matières

III.3.1 Principe de la transformation de Park	23
III.3.2 Mise en équation de la MSAP en diphasé (modèle vectorielle)	25
III.4 Modélisation des convertisseurs.....	25
III.4.1 Modélisation de l'onduleur	25
III.4.1.1 L'onduleur de tension	26
III.4.2 Modélisation du hacheur	27
III.4.2.1 Hacheur élévateur	27
III.4.2.2 Hacheur abaisseur.....	30
III.5 Batterie électrique	30
III.6 Moteur thermique.....	32
III.7 Boite de vitesse	32
III.8 Modélisation de la dynamique de la voiture.....	33
III.9 Modélisation de l'unité de contrôle (UC)	34
III.10 Conclusion	35
Chapitre IV: stratégie de commande d'un véhicule hybride parallèle à simple arbre	
IV.1 Introduction.....	36
IV.2 Stratégie de commande de la MSAP.....	36
IV.2.1 Commande vectorielle de la MSAP	37
IV.2.2 Mise en équation du découplage par retour d'état	38
IV.2.3 Dimensionnement et calcul du régulateur classique (PI).....	40
IV.3 commande vectorielle avec régulateur RST.....	46
IV.3.1 Introduction.....	46
IV.3.2 Structure du régulateur RST	46
IV.3.3 Algorithme de synthèse de régulateur R S T	49
IV.3.4 Discrétisation des systèmes analogiques.....	49
IV.4 Identification et commande adaptative	50
IV.4.1 Commande directe avec modèle de référence.....	50
IV.4.2 Commande indirecte avec identification du modèle	51
IV.4.3 Principes de l'identification paramétrique	51
IV.4.4 Algorithme d'Adaptation Paramétrique	52
IV.4.5 AAP au sens des moindres carrés récursifs	52
IV.5 Commande des systèmes de l'électronique de puissance.....	54
IV.5.1 Commande de l'onduleur par la technique MLI triangulo-sinusoïdale.....	54

Table des matières

IV.5.2 Commande du convertisseur DC/DC	55
VI.6 Résultats de simulation et validation de la commande vectorielle.....	57
VI.8 Unité de contrôle du véhicule électrique	59
IV.9 Simulation générale appliquée au système global du véhicule hybride	61
IV.10 Conclusion	67
Conclusion générale.....	69
Perspective	
Glossaire	
Annexes	

Notations et abréviations

- MSAP** : machine synchrone à aimants permanents ;
- MCI** : moteur à combustion interne ;
- ME** : moteur électrique ;
- MCR** : moindres carrés récursifs ;
- Matlab** : MatrixLaboratory logiciel de simulation numérique ;
- « **abc** » : Notation du modèle réelle de la machine triphasé ;
- « **d-q** » : repère du modèle de Park ;
- MLI** : modulation de largeur d'impulsion ;
- DRL** : diode a roue libre ;
- φ_f : Flux engendré par les aimants ;
- φ_{sf} : Valeur crête (constante) du flux crée par l'aimant a travers l'enroulement statorique ;
- R_s : Résistance statorique ;
- L_s : Inductance statorique ;
- $X_{a,b,c}$: Composante réel dans le repère abc ;
- $I_{a,b,c}$: Courants suivant les phases triphasées ;
- X_d : Composante longitudinale suivant l'axe d ;
- X_q : Composante transversale suivant l'axe q ;
- X_d : Courant de l'axe d ;
- X_q : Courant de l'axe q ;
- e_d et e_q : Termes de découplages ;
- θ : Angle électrique ;
- ω : Pulsation électrique ;
- : Vitesse de rotation mécanique ;
- ω_r : Vitesse des roues ;
- p** : Nombre de paires de pôles ;
- P_a : Puissance absorbée ;
- C_e : Couple électromagnétique ;
- C_r : Couple résistant [Nm] ;
- J** : Moment d'inertie [$Kg \cdot m^2$];
- f** : Coefficient de frottement [$Nm \cdot s$] ;

Notations et abréviations

- X, X_{ref} : Valeur de référence ;
- DC** : Directe courant [A];
- AC** : Alternative courant [A] ;
- $[V_s]$: Vecteur tension [V] ;
- $[\varphi_s]$: Vecteur flux [Wb];
- $[I_s]$: Vecteur courant [A];
- $[P(\theta)]$: La matrice de passage direct de Park ;
- $[P(\theta)]^{-1}$: La matrice de passage inverse de Park ;
- α : Rapport cyclique ;
- V_{bus} : Tension de bus [A] ;
- E0** : Tension à vide de la batterie [A] ;
- R_{bat} : Résistance interne de la batterie [Ω] ;
- I_{bat} : Courant de la batterie[A];
- V_{bat} : Tension au borne de la batterie [V];
- SOC** : Etat de charge ;
- Sign(x)** : Signe d'une valeur quelconque ;
- K** : Constante de polarisation ou résistance de polarisation ;
- i^* : Courant dynamique à basse fréquence [A];
- i : Courant de batterie [V];
- i_t : Capacité extraite [A];
- Q** : Capacité maximum de batterie [Ah] ;
- A** : Tension exponentielle ;
- B** : Capacité exponentielle ;
- C_m : Couple fournie par le moteur a l'arbre primaire [Nm] ;
- C_r : Couple de sortie de boite applique a l'arbre des deux roues[Nm];
- ω_m : Vitesse de rotation de l'arbre primaire [tr/min];
- ω_r : Vitesse de rotation de l'arbre des roues [tr/min]; ;
- v : Vitesse de la voiture en [km/h] ;
- K_r : Coefficient qui dépend de la nature du pneumatique ;
- g : l'accélération gravitationnelle et v est la vitesse du véhicule ;
- ρ : Masse volumique de l'air extérieur ;

Notations et abréviations

- S_f : Surface frontale du véhicule ;
- C_{air} : Coefficient de pénétration dans l'air ;
- F_{ro} : L'effort de résistance au roulement [N] ;
- F_{ao} : L'effort de résistance aérodynamique [N];
- F_g : L'effort de résistance de montée [N];
- α : L'angle que fait la route avec l'horizontale ;
- C_T : Couple total désiré par le conducteur ;
- C_{MT} : Couple transmit par le moteur thermique sur l'arbre de transmission ;
- P_b : Puissance fournie par les batteries [Watt];
- P_{pedale} : Position de la pédale de l'accélérateur [%]
- k_p : Gain proportionnel;
- k_i : Gain intégral;
- T_i : Constante de temps d'intégration [S];
- F_{bo} : Fonction de transfert en boucle ferme ;
- [] : Vecteur des paramètres du modèle ;
- [θ] : Vecteur des mesures ;
- V_{max} : Tension maximale
- T_p : La période du signal de la porteuse ;
- V_p : Tension de la porteuse ;
- m : Indice de modulation ;
- r : Taux de modulation ;

Table des figures

Figure I.1 Architecture hybride.....	4
Figure I.2 Architecture série du véhicule hybride.....	5
Figure I.3 Architecture parallèle du véhicule hybride	6
Figure I.4 Architecture série-parallèle du véhicule hybride	5
Figure II.1 Architecture hybride parallèle à simple arbre.....	13
Figure II.2 Echange énergétique entre MCI, ME et Roues.....	14
Figure II.3 Flux de puissance dans le modèle parallèle à simple arbre.	14
Figure II.4 Schéma de principe du système électrique	15
Figure II.5 Principe de fonctionnement d'un hacheur bidirectionnel.	17
Figure II.6 Schéma de principe du système thermique.....	18
Figure II.7 Boite de vitesse	19
Figure II.8 Différentiel.....	19
Figure III.1 Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents	22
Figure III.2 Schéma équivalent de la MSAP dans le repère « d-q ».....	24
Figure III.3 Schéma d'un onduleur de tension.....	27
Figure III.4 Schéma de principe d'un convertisseur DC/DC élévateur	28
Figure III.5 Modèle équivalent électrique d'une batterie	32
Figure III.6 modèle de la batterie.....	32
Figure III.7 Bloc SIMULINK du moteur thermique.....	32
Figure III.8 Différentes forces résistantes sur le véhicule.	34
Figure IV.1 Model de la MSAP commandé en tension.	38
Figure IV.2 Description de couplage entre l'axe d-q.....	39
Figure IV.3 Schéma de bloc de la commande vectorielle avec compensation des F.E.M.	40
Figure IV.4 Structure interne d'un régulateur « PI ».	41
Figure IV.5 Boucle de régulation de la composante directe « i_d ».....	42
Figure IV.6 Boucle de régulation de la composante en quadrature « i_q ».....	43
Figure IV.7 Schéma structurel du système à régler.	43
Figure IV.8 Schéma structurel du système en boucle fermée.....	43
Figure IV.9 Fonction de transfert en boucle ouverte.	44
Figure IV.10 Schéma fonctionnel du montage en asservissement avec régulateur RST.....	46
Figure IV.11 Schéma fonctionnel du contrôle de vitesse.	53
Figure IV.12 Schéma fonctionnel d'une réalisation analogique d'une MLI.....	55

Table des figures

Figure IV.13 Structure de la commande par deux boucles de contrôle.	56
Figure IV.14 Schéma de principe de la régulation du courant par hystérésis.	57
Figure IV.15 Vitesse de la MSAP.	58
Figure IV.16 Couple de la MSAP.	58
Figure IV.17 Courant quadratique i_q	58
Figure IV.18 Courant direct i_d	58
Figure IV.19 Tensions à la sortie de l'onduleur.	59
Figure IV.20 Gestion d'énergie du véhicule.	60
Figure IV.21 modèle dynamique du véhicule hybride à simple arbre.	62
Figure IV.22 Comparaison entre vitesse de référence et vitesse réelle.	63
Figure IV.23 puissance du moteur électrique	64
Figure IV.24 puissance du moteur thermique	64
Figure IV.25 Puissance demandée au moteur thermique.	64
Figure IV.26 Couple du moteur thermique	65
Figure IV.27 couple du moteur électrique.	65
Figure IV.28 Comparaison entre le couple résistant et celui mesurée.	65
Figure IV.29 Tension à la borne de la batterie.	66
Figure IV.30 Etat de charge.	66
Figure IV.31 Courant de charge de la batterie.	67
Figure IV.32 Tension de bus.	67

Introduction générale

Le désir humain d'améliorer la qualité de vivre à motiver l'introduction de milliers d'inventions et de nouvelles technologies. Ce désir nous a apporté des moyens de transport marins, terrestre et aériens. Parmi eux, les automobiles dominant nos voyages au quotidien [Gra03] et atteindront 2.5 milliards [Cha01]. Cependant, c'est un véritable challenge pour les fabricants qui doivent assurer de les rendre concurrentiels, de satisfaire la demande croissante en quantité. Les clients prennent des décisions dans l'achat en évaluant à quel point le véhicule répond à leurs exigences, cela indique combien le véhicule est concurrentiel sur le marché.

Les soucis des clients sont compréhensible, ils incluent : le cout, la performance, la longévité, la sûreté, etc. Mais beaucoup d'attention des clients d'aujourd'hui se base sur l'économie du carburant, cette économie n'est pas seulement une exigence des clients mais bien plus encore, elle économise l'énergie pour le monde entier.

La résolution du problème de la pollution est donc l'un des défis du XXIème siècle. En outre, la réduction des ressources fossiles remet progressivement en cause l'utilisation des véhicules à propulsion thermique. Le véhicule tout électrique semble a priori ne pas être une solution fiable à court et moyen terme de part sa faible autonomie et son temps important de recharge. [Cha02][Tri03].

Ainsi, depuis peu, des nouvelles structures alternatives aux véhicules conventionnels, qui allient les avantages des propulsions thermique et électrique, sont mises en place. Ces nouveaux véhicules sont nommés véhicules hybrides.

Les véhicules hybrides, s'ils sont très intéressants dans la problématique actuelle de réduction de la consommation de carburant et des émissions de polluants, nécessitent aussi d'avoir un contrôle adapté, par rapport aux objectifs à atteindre, et aussi à leur architecture. Le contrôle d'un véhicule hybride est en effet assez différent de celui d'un véhicule traditionnel, dans le sens où, celui-ci disposant de deux sources d'énergie. Un contrôleur "haut-niveau" doit déterminer quelle est la puissance que doit fournir chacun des deux moteurs. Le contrôle d'un véhicule hybride doit donc être adapté à son architecture et à ses fonctionnalités (possibilité de récupérer de l'énergie au freinage, de couper le moteur thermique tout en utilisant le moteur électrique pour la traction, etc...).

Dans la pratique, le quasi totalité des solutions proposées sont basées sur un stockage d'énergie électrique.

Introduction générale

Le véhicule hybride envisagé pour les applications quotidiennes du transport associe donc une chaîne de traction basée sur un moteur thermique (essence, diesel) et une chaîne de traction électrique (batterie). Ils sont donc intermédiaires entre les véhicules thermiques conventionnels et les véhicules électriques.

Dans le but d'améliorer les performances des moteurs hybrides il est nécessaire d'avoir un modèle complet de propulsion hybride, notre étude consiste à modéliser les différents organes constituant un moteur hybride. Et nous avons synthétisé une loi de commande vectorielle pour contrôler le moteur électrique.

Le premier chapitre fera un état de l'art sur les véhicules hybrides électriques ainsi que leurs différentes architectures.

Le deuxième chapitre présentera le dimensionnement des différents organes constituant les véhicules hybrides parallèles à simple arbre et leurs principes de fonctionnement.

Le troisième chapitre traitera la modélisation des différents organes mécaniques, thermiques et électriques d'un véhicule hybride parallèle.

Le quatrième chapitre présentera une synthèse d'une loi de commande pour contrôler la chaîne de traction électrique et les différentes stratégies de commande pour une conduite optimale d'un véhicule hybride et les résultats des simulations faites avec le modèle dynamique des différents systèmes.

On terminera par une conclusion générale et on mentionne les différentes perspectives.

I.1 Introduction

Par définition une automobile hybride est un véhicule faisant appel à la fois pour deux sources d'énergies distinctes pour se mouvoir c'est-à-dire qu'elle a un système de traction constitué par l'hybridation de deux sources ou plusieurs systèmes de traction simple.

Ce chapitre présente succinctement les véhicules hybrides. Les composants couramment, ainsi que leurs différentes associations qui permettent de décrire les grandes classes d'architectures existantes : série, parallèle, combinée(Mixte).

I.2 Historique

On appelle hybride tout véhicule qui, en plus de sa source d'énergie primaire (énergie-chimique du carburant en général), dispose d'un stockage réversible d'énergie sous une autre forme : chimique dans des batteries, cinétique dans un volant d'inertie, électrique dans des super-condensateurs ou hydraulique dans un système hydropneumatique). Les véhicules hybrides associent une chaîne de traction basée sur un moteur thermique (essence, diesel ou gaz) et une chaîne de traction électrique. Ils se placent entre les véhicules traditionnels et les véhicules électriques.

Le premier véhicule de ce type a été présenté par Ford en 1911 et répondait au manque de puissance des moteurs thermiques de l'époque. Mais il a été rapidement abandonné suite aux fortes améliorations des moteurs à combustion interne(MCI).

Dans les années 1970-1980, on a envisagé à nouveau le développement de ces véhicules pour éliminer ou tout au moins diminuer la pollution locale en centre-ville. Ces véhicules auraient concilié les avantages des deux types de tractions : autonomie et souplesse d'utilisation du moteur thermique, fonctionnement propre et sans rejets du moteur électrique. Mais une nouvelle fois, l'amélioration des carburants et du post-traitement des moteurs thermiques. A fortement limité l'intérêt de cette architecture qui s'est, de plus, heurté à la difficulté de mise en place d'une double chaîne de traction permettant un réel fonctionnement bi-mode. [Ihs05]

Aujourd'hui, c'est une optique de pollution globale, par l'émission de gaz à effet de serre (GES), qui prime dans le renouvellement de cette technologie avec toujours la problématique de la qualité de l'air dans les villes. L'inquiétude sur les réserves de pétrole mais surtout le coût d'accès à cette ressource ayant comme marché captif le transport, grandit avec l'envolée constante des prix du baril et relance ainsi l'intérêt économique de

solutions fortement économes en carburant. L'objectif principal visé par le véhicule hybride est une optimisation globale des performances par une gestion optimale, d'un point de vue du rendement, des deux chaînes de traction-récupération. [Ihs10]

I.3 Définition d'un Véhicule hybride

Dans un véhicule conventionnel, la traction du véhicule est souvent assurée par un moteur thermique à combustion interne (MCI). D'une manière générale, son rendement est relativement faible : dans les meilleures conditions d'utilisation, il n'excède généralement pas 40%, et dans des conditions usuelles (en ville par exemple), il est généralement plus bas (de l'ordre de 20%). C'est-à-dire que la majorité de l'énergie contenue dans le carburant est perdue sous forme d'une chaleur.

Un véhicule hybride met en œuvre deux sources d'énergie et dont au moins une est réversible pour assurer sa propulsion, généralement un ou plusieurs moteurs électriques sont associés à un moteur thermique. L'objectif principal est une diminution de la consommation de carburant et des émissions de polluants, une amélioration du confort de conduite, sans aucune contrainte d'autonomie. Le principe d'une architecture hybride est représenté sur la figure I.1 :

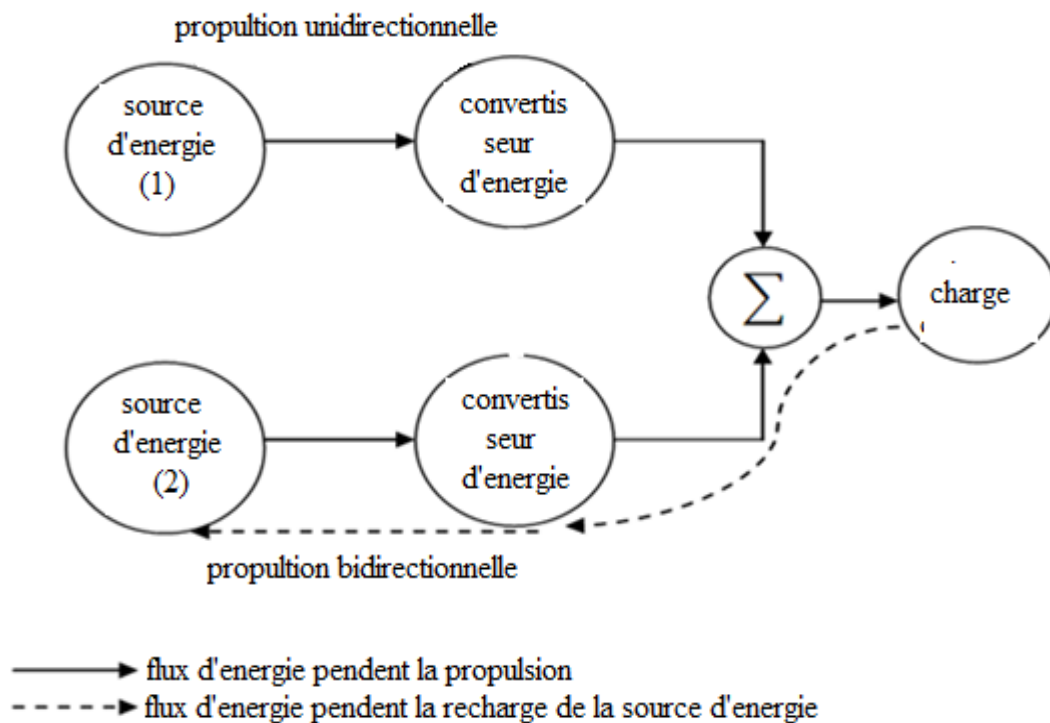


Figure I.1 Architecture hybride.

I.4 Différentes architectures des véhicules hybrides

Plusieurs possibilités sont envisageables pour classer les différents types de HEV. On peut cependant les séparer en deux catégories :

- Architecture employée ;
- Hybridation du véhicule.

I.4.1 Classification par l'architecture employée

Cette classification est la plus utilisée et la plus détaillée. Elle permet de mettre en évidence les couplages mis en jeu. Le choix dans ce rapport s'est porté sur trois principales architectures : hybride série, parallèle et mixte [Fus09].

a) Hybride série (VHS)

Cette architecture hybride est celle dont la conception est la plus simple. Dans l'architecture série, la propulsion est intégralement assurée par un moteur électrique. Le moteur thermique est mécaniquement découplé des roues et directement lié à une génératrice à vitesse constante via une jonction mécanique qui assure la charge de la batterie. Celle-ci peut alors alimenter une machine électrique connectée aux roues. Les deux moteurs donc en série, on peut alors choisir une vitesse du moteur thermique de manière à obtenir un rendement maximum, le schéma principe d'un tel véhicule hybride est donné sur la figure I.2 [Fus09].

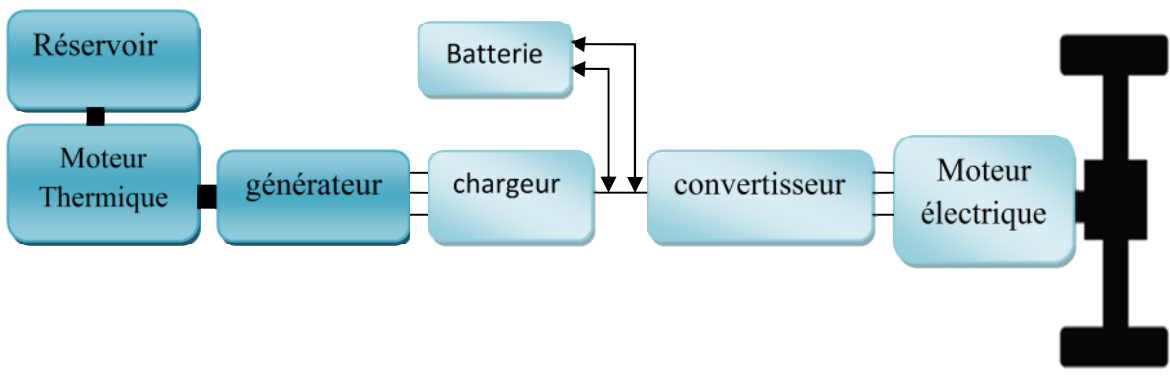


Figure I.2 Architecture série du véhicule hybride.

Les avantages du véhicule hybride série (VHS) sont :

- une autonomie et une puissance disponible comparable à celle de véhicule thermique ;
- une gestion globale de l'énergie présente dans le système ;
- possibilité (réduite) de mode zéro émission (aucune émission gazeuse).

L'inconvénient majeur du VHS est l'importance du système de motorisation de même pour que le véhicule hybride parallèle (VHP) avec les mêmes conséquences d'augmentation de la masse, du cout et la diminution des places disponibles.

b) Hybride Parallèle (VHP)

La première idée est de faire deux véhicule en un. En bénéficiant des avantages de chacun. Le VHP possède ainsi deux moteurs fonctionnant en parallèle (d'où le nom) : un électrique et l'autre thermique. Les deux moteurs ont utilisés séparément et on résout le problème écologique du moteur thermique en ville, en fonctionnant en mode électrique et celui de l'autonomie du véhicule électrique pour le grand déplacement hors des agglomérations en fonctionnant en mode thermique. Le point de jonction entre les différentes chaînes de traction est cette fois mécanique. Dans la configuration parallèle, les moteurs thermique et électrique sont tous les deux directement connectés à la transmission, donc aux roues. Les deux moteurs peuvent participer d'une façon parallèle au déplacement du véhicule, en transmettant chacun une puissance mécanique aux roues. Le schéma de principe d'un tel véhicule parallèle est donné sur la figure I.3 [Bou08].

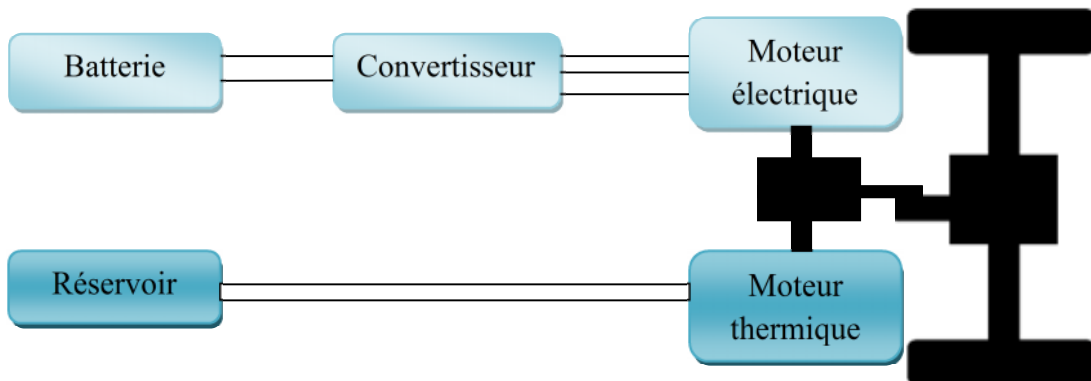


Figure I.3 Architecture parallèle du véhicule hybride.

Les avantages du véhicule hybride parallèle (VHP) sont :

- Une autonomie et des performances comparables à celle d'un véhicule thermique ;
- Possibilité du fonctionnement en mode tous électrique et l'émission zéro du gaz.

Les inconvénients du VHP sont :

- L'importance du système motorisation lourd et volumineux, ce qui augmente la masse et limite la place disponible, tout en augmentant le cout du véhiculé ;
- Une utilisation peu rationnelle de l'énergie disponible avec une redondance de fonctionnement entre les deux moteurs.

c) Hybride série-parallèle

Enfin, il existe une famille de structures alliant les avantages des hybrides séries et des véhicules hybrides parallèles. Ces hybrides, appelés mixtes ou à dérivation de puissance.

Une architecture série-parallèle, combine les modes de fonctionnement des deux architectures série et parallèle. Cette dernière utilise un train planétaire et une première machine électrique qui permet d'amener le moteur sur ses meilleurs points de fonctionnement là où il fournit son meilleur rendement, une deuxième machine participe à la traction [Bou08].

Au sein de ces structures, une partie de l'énergie délivrée par le moteur thermique est transmise mécaniquement aux roues. Parallèlement, les machines électriques prélèvent ou fournissent de l'énergie à la transmission pour satisfaire les objectifs (accélération, charge ou décharge de la batterie, consommation optimale du moteur thermique). Dans la majorité des cas il y a deux machines électriques, pouvant chacune être soit motrice soit génératrice. Cette configuration permet donc au moins quatre modes de fonctionnement ayant chacun certains avantages. Une telle architecture est décrite sur la figure I.4 :

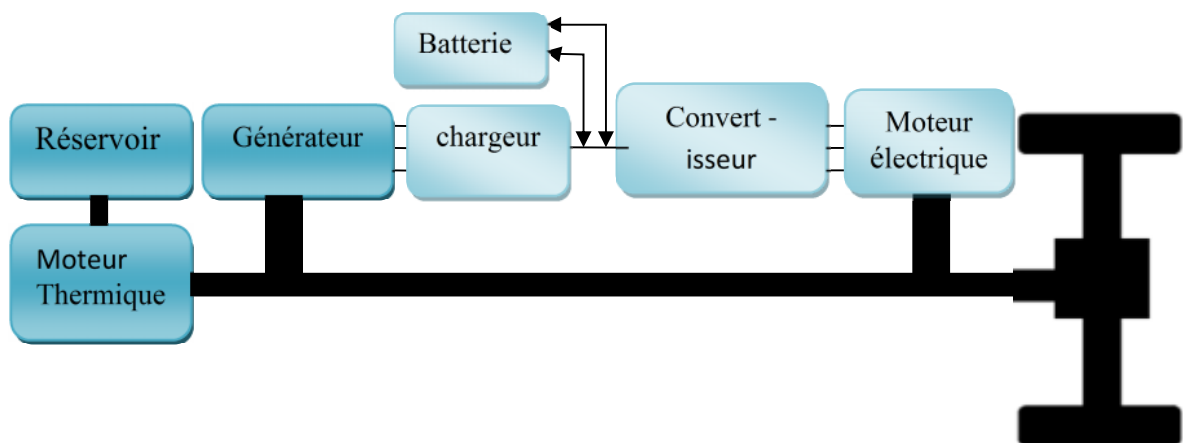


Figure I.4 Architecture série-parallèle du véhicule hybride.

L'inconvénient de ces structures base sur le nombre des machines électriques utilisées, elles nécessitent au moins deux machines en plus du moteur thermique ce qui les rends lourds et couteuses. Et elles sont généralement plus difficiles à commander en raison de leur complexité mécanique.

Cette architecture présente l'avantage d'être très performante, sans nécessiter l'utilisation d'embrayage ou de variateur de vitesse. Les degrés de libertés disponibles pour la

commande doivent permettre d'obtenir potentiellement de meilleures performances énergétiques et environnementales.

I.4.2 Classification par hybridation du véhicule

Cette classification est surtout utilisée par les constructeurs et équipementiers. Elle ne prend pas en compte l'architecture du véhicule mais plutôt les fonctionnalités qu'elle peut réaliser en fonction de son taux d'hybridation. Cette classification se distingue par quatre niveaux : le micro hybride, le *mild hybride*, le *full hybride* et le *plug-in hybride*.

a) Hybride Micro (Start and Go)

Connu aussi sous le nom de *light hybrid* ou *soft hybrid*, ce niveau d'hybridation s'apparente aux véhicules ayant la fonctionnalité Stop&Go.

La caractéristique principale du micro hybride est que l'ancien alternateur et démarreur du véhicule forment un seul moteur électrique appelé *alternodémarreur*, capable de remplir les deux fonctions, celles de démarrage du moteur thermique et de chargement de la batterie. Cette configuration permet également de remplir la fonction *Stop&Go* représentant le premier niveau d'hybridation. Ainsi, les véhicules qui en sont équipés se mettent en veille dès que la vitesse tombe au-dessus de 6 km/h, à l'approche d'un feu rouge ou dans un embouteillage. Au démarrage, le moteur repart automatiquement dès que le conducteur relâche la pédale de frein. Autre avantage, même si la traction est réalisée ou le moteur électrique intervient pour aider le moteur thermique.

b) Hybride Mild

Les *Mild* hybrides sont essentiellement des véhicules conventionnelle équipés d'une grande machine électrique (un moteur / générateur dans une configuration parallèle), qui permet au moteur thermique de s'éteindre lorsque la voiture est en situation de roulement libre, de freinage, ou à l'arrêt, mais en la redémarrent rapidement. Les *Mild* hybrides peuvent employer un freinage avec récupération d'énergie et aussi dans certain cas assister le moteur thermique, mais elle ne dispose pas de mode pur électrique. Cette configuration permet un gain de consommation entre 20 % et 25 % par rapport à une voiture classique de même catégorie. Les *Mild* hybrides peuvent donner certains avantages de l'application de l'hybridation, avec un cout bas, et une moindre surcharge de poids. Néanmoins les économies de carburant seraient aussi moins qu'une Full hybride.

c) *Full* Hybride

Les *Full* hybrides utilisent un moteur thermique comme première source de puissance, et le moteur électrique fournit la puissance supplémentaire si nécessaire. En outre les *Full* hybrides utilisent seulement le moteur électrique comme source de puissance lors des phases de basse-vitesse. Le mode pur électrique peut diminuer l'utilisation du carburant.

Le moteur électrique peut propulser souvent le véhicule seul, particulièrement pour une conduite en ville.

Le moteur thermique peut être plus petit car le moteur électrique est de plus grande puissance et peut donc fournir un plus grand couple dans une gamme de régime donnée. Le système de commande est plus complexe afin d'optimiser la gestion de puissance.

I.5 Mode de fonctionnements des véhicules hybride

I.5.1 Stop-and-Start

Nommé aussi *Stop and Go* ou *Stop-Start* selon les constructeurs, ce système permet au moteur thermique d'être démarré rapidement, et sans vibration, après un arrêt de courte durée. Il consiste à couper systématiquement le moteur thermique quand aucune puissance n'est demandée.

I.5.2 Mode régénération

Dans ce mode, le moteur électrique fournit un couple négatif, le moteur thermique fournissant alors un couple supérieur au couple de consigne (demandé par le conducteur). L'énergie provenant du moteur électrique est ensuite stockée dans les batteries, pour être réutilisée ultérieurement. Il consiste à utiliser le moteur thermique et une machine électrique pour produire de l'électricité à partir de l'énergie contenue dans le carburant.

I.5.3 Mode freinage récupératif

Il s'agit du fonctionnement d'un moteur électrique utilisé pour fournir un couple résistant, dans le but de récupérer l'énergie cinétique du véhicule sous la forme d'une énergie électrique, qui est ensuite stockée dans les batteries.

Lors des phases de freinage ou de décélération du véhicule, la machine électrique fonctionne en mode générateur et récupère l'énergie cinétique de freinage.

Si le stockeur a atteint sa limite de charge maximale, le frein mécanique prend le relais pour continuer de décélérer le véhicule jusqu'à l'arrêt et l'énergie cinétique sera dissipée sous

forme de chaleur dans les freins comme c'est le cas dans les véhicules conventionnels [Rou08].

I.5.4 Mode thermique pur

Il s'agit du mode classique durant lequel le moteur électrique n'est pas utilisé. Ce mode peut être utilisé pour des raisons de rendement (par exemple, lors d'un trajet sur autoroute, pour lequel le moteur thermique est utilisé à un bon rendement), ou bien parce que la batterie est déchargée.

I.5.5 Mode électrique pur

Il s'agit du mode pour lequel le moteur thermique est arrêté. Dans ce mode, les conséquences directes sont l'absence de bruit, l'absence de rejet de polluants ("zéro émission"), et une consommation de carburant nulle. Les performances dynamiques de traction en tout électrique dépendent du dimensionnement de l'élément de stockage et les puissances maximales que peuvent fournir les machines électriques qui lui sont associées. En autre terme il dépend de la capacité de la batterie. Si celle-ci est faible, ce mode pourra être activé durant quelques minutes tout au plus, le moteur thermique devant alors être rallumé pour ramener la batterie à un état de charge correct.

I.6 Avantages et inconvénients des véhicules hybrides

Les systèmes hybrides font de plus en plus parler d'eux, en effet ils se répandent petit à petit sur le marché commercial. Nous trouvons certes de nombreux avantages, mais quelques points restent tout de même à améliorer.

➤ Les avantages sont divers. On trouve le point le plus important, qui est l'économie de carburant, ce qui nous mène aux faibles émissions en ce qui concerne la pollution, mais on trouve aussi comme point positif une conduite agréable et performante.

➤ Les systèmes hybrides jouent un rôle primordial dans cette perspective. En effet, cette technologie combine intelligemment les moteurs électrique et thermique. On a alors une consommation de carburant faible. Prenons un exemple : une voiture hybride X aurait la puissance d'un calibre supérieur tout en consommant comme une cylindrée de taille inférieure. Le conducteur peut aussi gérer sa propre consommation grâce à la combinaison des moteurs (conduite basse vitesse usage du moteur électrique, donc pas de pollution).

Les hybrides appartiennent à la catégorie la plus basse des machines polluantes. On a donc affaire à un système propre, qui pourrait résoudre de nombreux problèmes comme la pollution.

➤ La conduite est agréable avec une accélération linéaire et puissante. On assiste aussi à une réduction du bruit, qui en fait des voitures quasi silencieuses. Il ne faut pas non plus oublier la souplesse au démarrage grâce à l'utilisation du moteur électrique.

➤ Le point majeur des inconvénients, ou plutôt point à améliorer, est le prix d'un véhicule hybride ! Celui-ci reste bien élevé comparé aux automobiles "classiques". Cependant on pourrait assimiler cette dépense à un effort financier qui sera compensé par l'économie en consommation de carburant.

L'utilisation de pièces supplémentaires, comme la batterie hybride, en font une voiture plus lourde. Hors ville, le moteur électrique est peu ou pas utilisé.

Enfin, le bruit quasi-silencieux, émis par un véhicule hybride, peut s'avérer dangereux pour les piétons qui n'entendraient pas le véhicule arriver.

I.7 Conclusion

Une fois l'architecture sélectionnée, le choix des technologies et le dimensionnement des composants sont essentiels car ils déterminent non seulement les performances dynamiques du véhicule, mais aussi la consommation moyenne du véhicule et ses émissions de polluants, généralement, ces choix sont des compromis entre performances dynamiques, consommation et émissions, et bien sur, coût de fabrication .

Cependant, tous ces choix ne peuvent être effectués uniquement au regard de critères purement techniques. Les attentes des consommateurs, les différentes utilisations possibles du véhicule hybride sont également des facteurs à prendre en compte dans la problématique générale des véhicules hybrides. Le moteur a un fonctionnement meilleur que dans le cas d'un véhicule conventionnel. Principalement à cause de deux raisons :

- La minimisation de la masse et l'occasion de fonctionnement du moteur électrique pendant la conduite urbaine, où l'économie de carburant du MCI (moteur à combustion interne) est d'habitude très basse.
- Le deuxième avantage important concerne le freinage régénérateur. Par un tel processus, le moteur/générateur électrique fournit le moment de torsion négatif exigé pour ralentir le véhicule, tant dans la structure série que dans la structure parallèle. Donc, l'énergie cinétique du véhicule, qui est généralement perdue sous forme de chaleur dans les véhicules conventionnels, peut être récupérée et reconstituée dans la batterie.

Parmi les trois architectures vues précédemment, l'architecture hybride parallèle à simple arbre est celle qui offre plus de souplesse d'utilisation. Elle permet d'offrir toutes les possibilités de gestion de la puissance entre le moteur électrique et le moteur thermique.

Le deuxième chapitre sera consacré au choix des composants qui vont participer à la propulsion d'un véhicule hybride parallèle à simple arbre.

II.1 Introduction

Ce chapitre a pour objectif de proposer une description détaillée des différents sous-systèmes modélisés dans l'environnement qui compose le modèle de la transmission hybride parallèle à simple arbre. Ce système peut être décomposé en trois sous-systèmes :

- sous-système électrique qui regroupe le moteur électrique, la batterie et le circuit d'alimentation haute tension ;
- sous-système mécanique qui inclut le moteur à combustion, est un système de transmission du couple transmis aux roues, ainsi que la modélisation du véhicule lui-même ;
- et un sous-système de commande des deux moteurs.

II.2 Modèle hybride parallèle à simple arbre

L'architecture retenue de ce modèle parallèle dans son ensemble est présentée par la figure II.1. La propulsion du véhicule est assurée par l'addition des couples produits par les deux moteurs se fait au niveau de la connexion des deux derniers (accoupleur) sur le même arbre. Le moteur électrique est utilisé pour le démarrage du véhicule. L'embrayage n'est utilisé que pour accoupler/désaccoupler le moteur thermique du groupe motopropulseur.

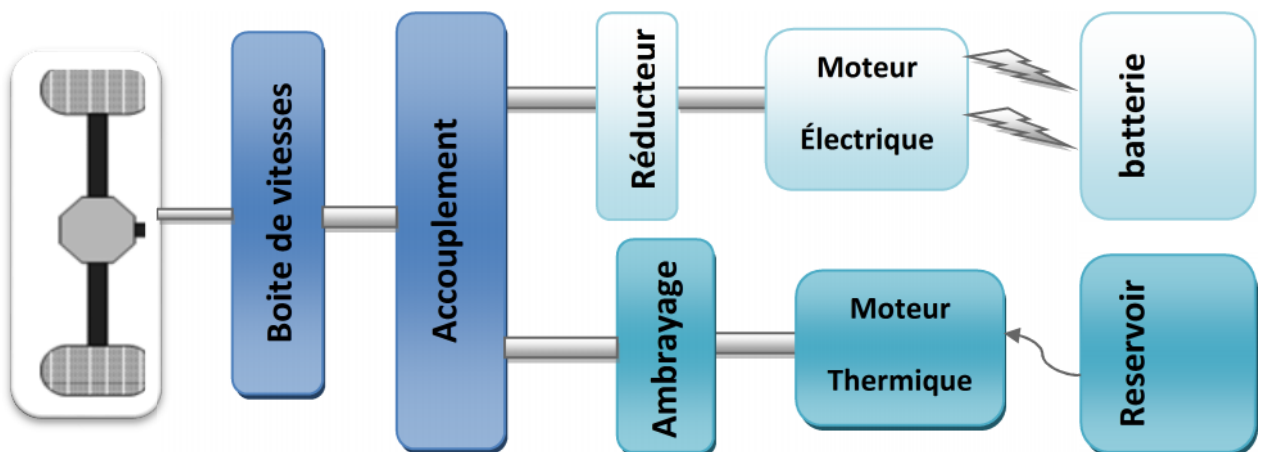


Figure II.1 Architecture hybride parallèle à simple arbre.

Les échanges énergétiques entre les différents éléments du groupe motopropulseur (Moteur à combustion interne « MCI », moteur électrique « ME » et les Roues) sont schématisés sur la figure II.2. On distingue deux chaînes de tractions : thermique (réservoir+moteur thermique) et électrique (batterie + moteur synchrone à aimants permanents). Ces deux chaînes sont liées entre elles par un nœud de puissance au point N.

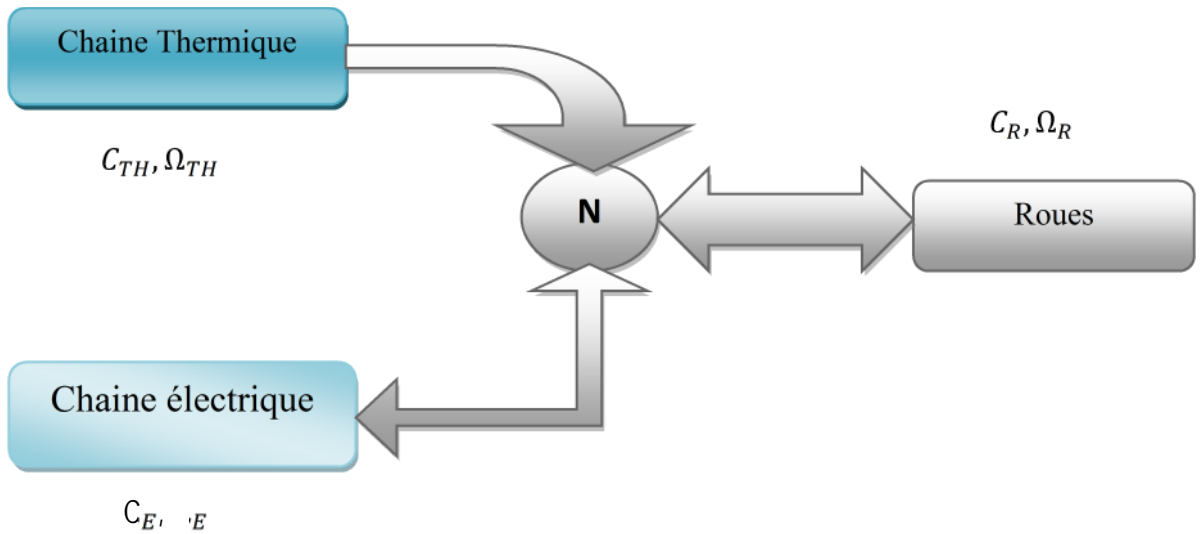


Figure II.2 Echange énergétique entre MCI, ME et Roues

Le système hybride parallèle à simple arbre fait apparaître le système d'énergie de façon à faire fonctionner chacun des moteurs dans sa plage de haut rendement, la figure II.3 résume la circulation des différents flux de puissance entre les différents systèmes de motopropulseur

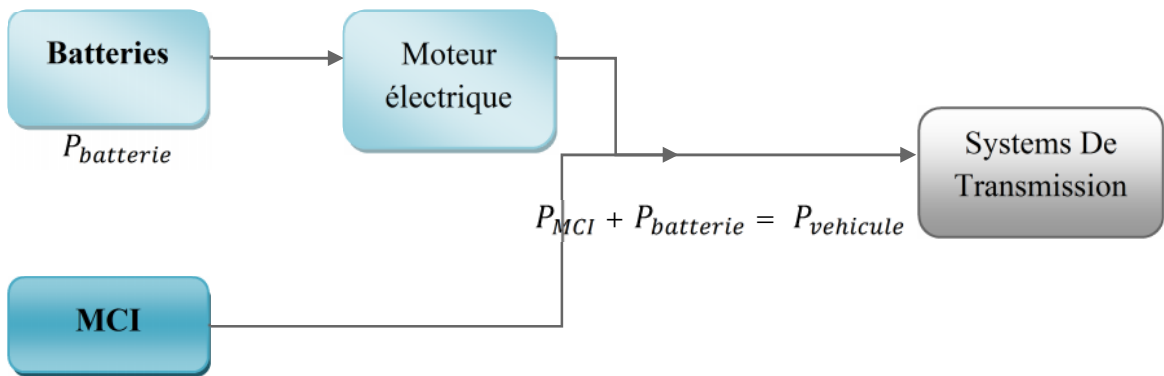


Figure II.3 Flux de puissance dans le modèle parallèle à simple arbre.

II.3 Sous système électrique

La relation est étroite entre l'augmentation des performances des moteurs et la réalisation des hautes performances des véhicules hybrides électriques en exploitation. Il existe trois grandes catégories de moteurs (à courant continu, asynchrone et synchrone). En ce qui concerne le choix d'une technologie de motorisation, la solution de référence a été pendant longtemps la motorisation synchrone à aimants permanents, [Ber05] sur la figure II.4 on représente le schéma du sous-système électrique.

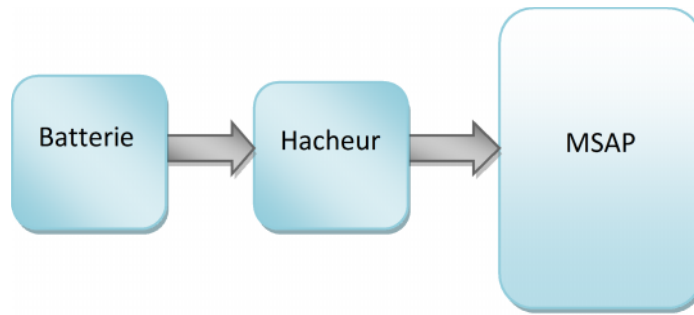


Figure II.4 Schéma de principe du système électrique

II.3.1 Machine électrique

La machine synchrone à aimants permanents c'est la solution la plus adaptée pour les véhicules hybrides grâce à ses performances techniques et en particulier, sa compacité. Et aussi de ses valeurs élevées des rapports couple/masse et puissance/masse ainsi que leur bon rendement. L'excitation dans les machines synchrones à aimants permanents se crée à l'aide de leurs aimants permanents [Ber05].

Une machine synchrone à aimants permanents est un convertisseur d'énergie réversible. Elle peut convertir une puissance électrique en une puissance mécanique en mode moteur, comme elle peut convertir une puissance mécanique en une puissance électrique en mode générateur. Destiné aussi à faire plusieurs fonctions :

- freiner le véhicule en récupérant de l'énergie ;
- assister le moteur thermique lors d'une forte demande de couple;
- assurer seul la traction du véhicule lors de la phase *stop&Go*.

Le moteur synchrone à aimants permanents a été choisi dans la structure des véhicules hybrides pour les raisons et les avantages qu'on peut citer comme suivant :

- fort couple massique ;
- Bon rendement (absence des pertes par effet Joule au rotor) ;
- Champ magnétique important dans l'entrefer ;
- Pas de source de tension continue pour l'excitation.

Mais le principal inconvénient, en dehors du cout assez élevé est l'ondulation du couple qui peut être néfaste.

II.3.2 Convertisseurs

L'utilisation d'une chaîne de traction électrique dans les véhicules hybrides sous-entend la présence à leur bord d'une source d'énergie électrique qui peut être sous forme :

- d'un courant continu ;
- d'un courant alternatif.

Et à l'intérieur d'une même catégorie a des compatibilités entre les tensions des sources et des récepteurs. Ce problème de compatibilité sous-entend la présence à bord des véhicules hybrides des convertisseurs électroniques [Nou08], dont le rôle principal est de lever les incompatibilités de fonctionnement. De ce fait on pourra trouver au niveau des véhicules:

- Des convertisseurs de courant continu en courant alternatif (DC/AC) que l'on appelle onduleurs;
- Des convertisseurs de courant continu en courant continu de tension différée (DC/DC) que l'on appelle hacheurs.

a) Onduleur triphasé

Dans les véhicules électriques équipés d'un moteur à courant alternatif (MSAP), il est nécessaire d'interposer entre la source d'énergie et le moteur de traction un dispositif de conversion appelé onduleur (DC/AC), qui transforme l'énergie électrique à courant continu en énergie électrique à courant alternatif et qui permet de réaliser la commande du couple des moteurs et le réglage de la vitesse du véhicule tant en mode traction qu'en mode freinage [Bou08].

Le type de convertisseur utilisé dans le cadre de ce travail sera un DC/DC motivé par les raisons suivantes :

- Type de la batterie utilisée (Source continue) ;
- Sa présence dans toutes les applications automobiles.

Dans un véhicule hybride l'onduleur a deux fonctions principales :

Dans le cas d'une source continue, ils sont indispensables dans l'alimentation des moteurs de propulsion quand ceux-ci sont des moteurs à courant alternatif ;

Dans le cas d'un freinage récupératif d'une énergie alternative. Ils sont nécessaires pour transformer cette énergie en continue afin de recharger la batterie.

b) Hacheur (DC/DC)

Le convertisseur (DC/DC), ou hacheur, permet de fournir à partir d'une source de tension fixe une source de tension de valeur moyenne réglable. La tension d'entrée du convertisseur (DC/DC) est la tension de la batterie, et celle de sortie est une tension régulée. Dans le cas où la batterie fournit de l'énergie, le courant circule de la batterie vers le moteur électrique. Le hacheur joue le rôle d'un élévateur de tension. Le courant circule en sens inverse si le moteur fournit de l'énergie à la batterie, tel cas du freinage régénératif. Le hacheur est dit abaisseur de tension. Le schéma de principe de base du convertisseur est représenté à la figure II.4. [Nou08]

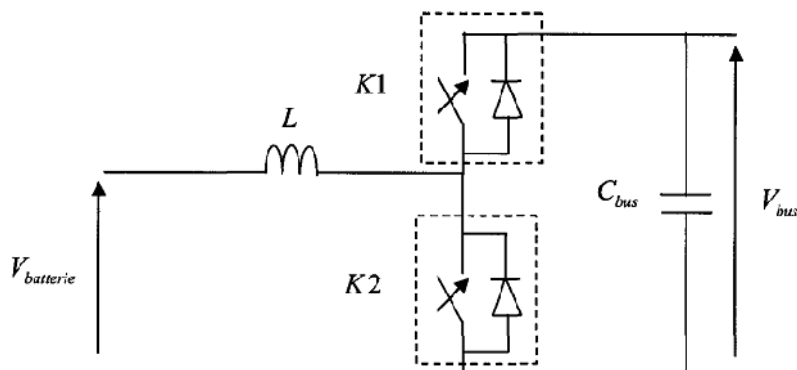


Figure II.5 Principe de fonctionnement d'un hacheur bidirectionnel.

La présence d'un hacheur au niveau d'un véhicule hybride a deux usages essentiels :

- Il est nécessaire pour adapter la tension de la batterie principale à celle des auxiliaires électronique utilisés (capteurs, régulateurs, etc.) ;
- Sa capacité de fonctionnement autant qu'un élévateur pour alimenter l'onduleur de tension et un abaisseur pour assurer la recharge de la batterie.

II.3.3 Batterie électrique

Elle est l'élément qui assure le stockage de l'énergie électrique sous forme chimique, caractérisée par sa capacité et son énergie massique, afin d'alimenter le véhicule d'une façon permanente. Les principales technologies utilisées pour les véhicules hybrides sont : Lithium-ion, Ni-MH, Lithium-polymère ce dernier présente les meilleures performances malgré sa gestion délicate et son prix élevé.

Pour les véhicules hybrides, la technologie utilisée actuellement est celle des batteries respectant les conditions suivantes :

- Une bonne puissance massique permettant de bonnes accélérations;
- Une bonne énergie massique, synonyme d'une bonne autonomie;
- Une tension stable engendrant des performances régulières ;
- Une durée de vie élevée et un recyclage facile.

La présence d'une batterie au sein d'un véhicule hybride est indispensable, car elle joue un rôle primordial avec lequel les véhicules hybrides ont les avantages et l'avancement actuel.

II.4 Sous système mécanique :

Le système mécanique est composé du moteur à combustion interne (MCI), d'une boîte de vitesses, et d'un différentiel. Les différents éléments sont présentés ci-dessus, on va représenter tout d'abord le schéma principe du système mécanique.

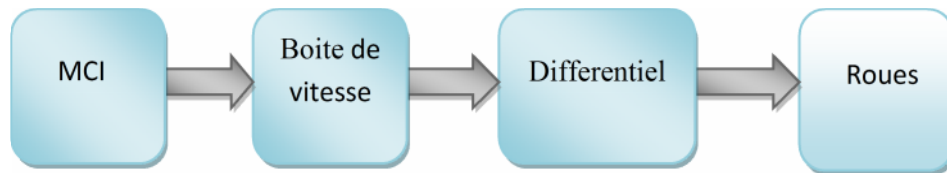


Figure II.6 Schéma de principe du système thermique

II.4.1 Moteur thermique

Le moteur thermique convertit de manière unidirectionnelle une énergie chimique en une énergie mécanique. L'énergie chimique provient d'un réservoir rempli généralement par du gasoil ou de l'essence. L'énergie mécanique résultant de la conversion, entraîne des roues. Deux types de moteur thermique à combustion interne peuvent être utilisés : le moteur deux temps et le moteur quatre temps. Sans rentrer dans les détails, nous pouvons dire que le moteur deux temps a été abandonné au profit du quatre temps en raison d'une consommation élevée et d'une grande émission en vue de l'échappement. Le critère dimensionnant pour le moteur thermique est le maintien de la vitesse de Croisière demandée

II.4.2 Boîte de vitesse

Dans les véhicules hybrides la chaîne silencieuse plus le réducteur est considérée comme une boîte de vitesse. La boîte de vitesse a comme fonction de multiplier le couple du moteur par la démultiplication des vitesses, et cela est nécessaire pour maintenir le moteur à une vitesse de rotation la plus constante possible afin de conserver un couple satisfaisant. Pour conserver une puissance constante à la transmission, si la vitesse des roues diminue, le couple

appliqué à l'arbre des roues doit augmenter dans les mêmes proportions. Pour conserver une puissance constante à la transmission, si la vitesse des roues (ω_r) diminue, le couple (C_r) appliqué à l'arbre des roues doit augmenter dans les mêmes proportions. Le schéma principe est représenté sur la figure II.7.

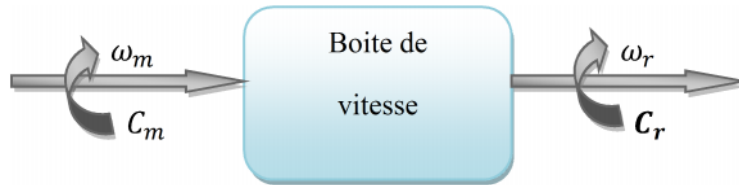


Figure II.7 Boîte de vitesse

II.4.3 Différentiel

Le second élément mécanique pour transmettre le couple aux roues est le différentiel. Cet élément relie l'arbre de transmission aux roues, permettant à chacune des roues de tourner à une vitesse différente l'une par rapport à l'autre. En ligne droite, les roues tournent à la même vitesse. Cependant dans un virage, afin d'éviter qu'une roue glisse sur le sol et les efforts de torsion sur les arbres, un dispositif différentiel est nécessaire figure II.8.

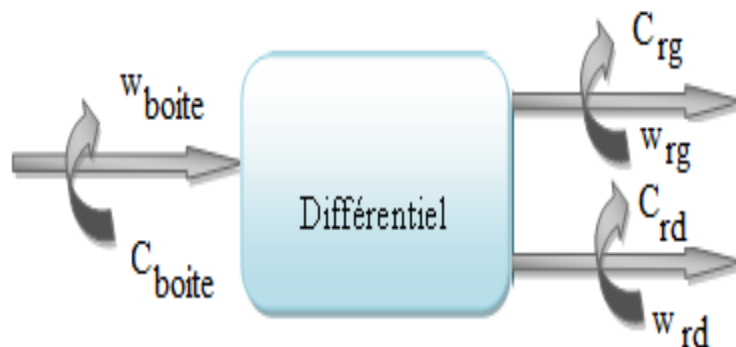


Figure II.8 Différentiel

II.5 Conclusion

Ce chapitre a décrit le modèle parallèle à simple arbre dans son ensemble. Ce système est composé d'une partie commande, d'une partie mécanique et enfin d'une partie électrique.

Le sous-système électrique, composé du moteur électrique, de la génératrice, du convertisseur DC/DC, un onduleur et d'une batterie qui permet de délivrer une puissance

suffisante enfin de respecter la consigne de vitesse du véhicule. Cette puissance provient du moteur électrique alimenté par la batterie et/ou du moteur à combustion interne (MCI).

Enfin la partie mécanique regroupant, le moteur à combustion interne (MCI) et le système de transmission, permet de fournir un couple mécanique aux roues afin d'assurer un déplacement convenable.

Le chapitre suivant sera dédié à la modélisation sous forme de bloc SIMULINK les différents organes du véhicule hybride à simple arbre.

III.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons donner une modélisation de chaque organe constituant le véhicule hybride en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Nous avons commencé par la modélisation des différents organes électriques (Moteur électrique, onduleur et batterie), puis nous avons modélisé les différents organes mécaniques (véhicule, Moteur thermique et la boîte de vitesse), en suite nous avons traité la modélisation du calculateur générale de commande du véhicule, et on a terminé le chapitre par une conclusion.

III .2 Modélisation de la machine synchrone en vue de sa commande

La machine synchrone est surtout connue pour ses applications en générateur (l'alternateur) ou elle est presque sans concurrent, mais elle sert également en moteur dans certain nombre de domaines. Depuis longtemps, les moteurs synchrones sont utilisés dans des applications de forte puissance à vitesse fixe, mais les progrès dans le domaine de l'alimentation et de la commande leur permettent aujourd'hui d'être présents en vitesse variable. L'arrivée d'aimants performants à un coût raisonnable a également permis de développer les moteurs synchrones de petite et moyenne puissances, qui associés à l'électronique de puissance, ont des qualités analogues à celles des moteurs à courant continu, sans avoir des inconvénients.

Le type de machine électrique (moteur et générateur) retenue est un moteur synchrone à aimants permanents (aimants montés en surface) [Ber05].

La Modélisation s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses

Avant d'établir le modèle mathématique nous devons imposer quelques hypothèses [Car10][Lah09][Ben09]:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme, et d'encoche négligeable.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable ;
- Le moteur possède une armature symétrique non saturée, les inductances propre et mutuelle sont indépendantes des courants qui circulent dans les différents enroulements ;
- Les pertes fer et l'effet amortisseur sont négligés ;

- La perméabilité des aimants est considérée comme voisine de celle de l'air.

III.2.1 Mis en équation électrique de la MSAP en triphasé (modèle en abc)

a) Equation électrique

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

La figure III.1 donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents dans le triphasé :

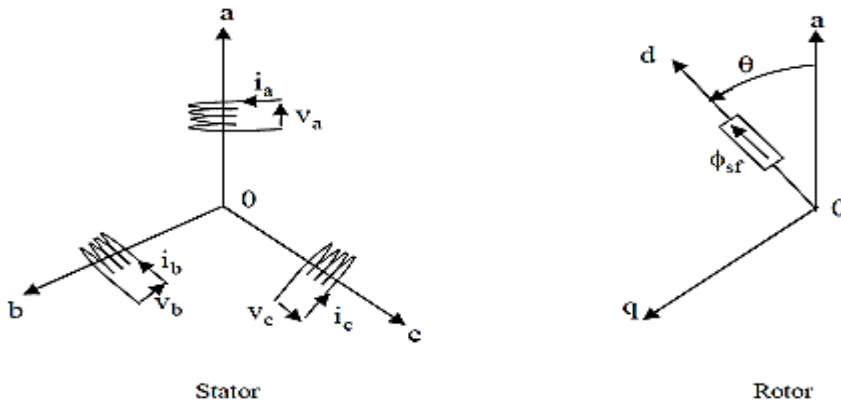


Figure III.1 Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.

A partir de la figure III.1, nous écrivons les équations de la machine synchrone à aimants permanents.

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \tag{III.1}$$

$$[\varphi_s] = [L_{ss}][I_s] + [\varphi_f] \tag{III.2}$$

$$[\varphi_f] = \varphi_{sf} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{III.3}$$

Avec :

$[V_s] = [V_a \ V_b \ V_c]'$: vecteur tension triphasé ;

$[\varphi_s] = [\psi_a \ \psi_b \ \psi_c]'$: vecteur flux ;

φ_{sf} : Valeur crête (constante) du flux créée par les aimants à travers l'enroulement statorique

$[I_s] = [I_a \ I_b \ I_c]'$: vecteur courant.

b) Moment du couple électromagnétique

L'équation électromagnétique de la machine est donnée par :

$$C_e = p \left((L_d - L_q) I_d I_q + \varphi_f I_q \right) \quad (\text{III.4})$$

La connaissance du couple électromagnétique de la machine est essentielle pour étudier le comportement de cette dernière et sa commande.

c) Equation mécanique

Les équations mécanique de la machine est donnée par :

$$\frac{d}{dt} \Omega = \frac{1}{J} (C_e - f \Omega - C_r) \quad (\text{III.5})$$

d) Puissance absorbée :

La puissance absorbée par la machine synchrone à aimants permanents est donnée par l'équation suivant :

$$P_a = \frac{2 \cdot \pi \cdot n_s \cdot C_e}{60} \quad (\text{III.6})$$

Avec

P_a : La puissance absorbée par le moteur en (Watt)

n_s : LA vitesse du champ tournant en (tr/min)

L'étude analytique du comportement des équations III.1 et III.2 de la machine synchrone est relativement laborieuse, vu le grand nombre de coefficients variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide des équations différentielles à coefficients constants. L'une de ces transformations est la transformation de Park [Ben05].

III.3 Modélisation de la MSAP dans le repère de Park

III.3.1 Principe de la transformation de Park

Le modèle diphasé de la MSAP s'effectue par une transformation du repère triphasé réel en un repère diphasé fictive, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle « θ » et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park. Le repère « d-q » peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, Selon l'objectif de l'application.

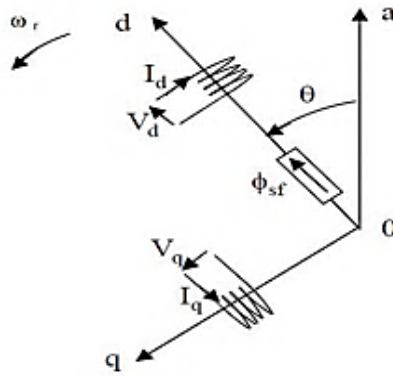


Figure III.2 Schéma équivalent de la MSAP dans le repère « d-q »

La matrice de Park écrite sous cette forme est orthogonale, ce qui conduit à l'égalité des valeurs efficaces des grandeurs physiques dans les deux repères. De ce fait, la conservation de la puissance pour ce changement de repère est vérifiée. L'orthogonalité nous permet d'écrire :

$$P^{-1}=P^t$$

a) Passage direct : triphasé au diphasé

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système biphasé « d-q » est donnée par [Jea99]:

$$[X_{dq0}] = P(\theta) \cdot [X_{abc}]^T \tag{III.7}$$

Avec :

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

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{III.8}$$

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

$$\left\{ \begin{aligned} [V_{dq0}] &= P(\theta) \cdot [V_{abc}]^T \\ [I_{dq0}] &= P(\theta) \cdot [I_{abc}]^T \\ [\varphi_{dq0}] &= P(\theta) \cdot [\varphi_{abc}]^T \end{aligned} \right. \tag{III.9}$$

b) Passage inverse : diphasé au triphasé

La transformation de Park inverse est nécessaire pour revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par :

$$[X_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} \cdot [X_{dq0}] \quad (III.10)$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (III.11)$$

$[P(\theta)]$ Étant la matrice de la transformation de Park qui permet le passage des grandeurs statoriques $[V_s]$, $[i_s]$ et $[I_s]$ à leurs composantes relatives $[V_{dq}]$ et $[I_{dq}]$.

III.3.2 Mise en équation de la MSAP en diphasé (modèle vectorielle)

a) Equations électriques

$$\left\{ \begin{array}{l} v_d = R_d i_d + \frac{d}{dt} \varphi_d - \omega \varphi_q \\ v_q = R_q i_q + \frac{d}{dt} \varphi_q + \omega \varphi_d \end{array} \right. \quad (III.12)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} i_d = \frac{1}{L_d} (V_d - R i_d + L_q \omega i_q) \\ \frac{d}{dt} i_q = \frac{1}{L_q} (V_q - R i_q - L_d \omega i_d - \varphi_f \omega) \end{array} \right. \quad (III.13)$$

III.4 Modélisation des convertisseurs

La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif à vitesse variable, ou la fréquence des tensions ou des courants d'alimentation est délivrée par un convertisseur statique et asservi à la position du rotor. La structure du convertisseur statique qui alimente la machine est constituée essentiellement, d'un onduleur (DC/AC) qui permet d'alimenter la machine par un système de tension alternatif à fréquence variable. [Rez09]

III.4.1 Modélisation de l'onduleur

L'onduleur de nos jours très largement utilisé dans les systèmes d'entraînement industriels, en premier lieu, les progrès en matière de semi-conducteur ont permis la réalisation des convertisseurs statique de plus en plus performants. En second lieu, l'évolution des techniques numériques et de commandes.

On distingue plusieurs types d'onduleur :

a) Selon la source :

- Onduleur de tension ;
- Onduleur de courant.

b) Selon le nombre de phase (monophasé, triphasé, etc...)

III.4.1.1 L'onduleur de tension

L'onduleur de tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif (DC/AC). Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie électrique d'aujourd'hui. L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie, ou à fréquence (MLI) variable pour la variation de vitesse des machines électriques.

L'onduleur de tension alimente la MSAP peut être idéalement représenté selon la figure III.3, où K_i et K_i' sont des transistors IGBT, S_i et S_i' sont les commandes logiques qui leur sont associées telle que :

- si $S_i = 1$, l'interrupteur K_i est passant et K_i' est ouvert,
- si $S_i' = 0$, l'interrupteur K_i est ouvert et K_i' est passant.

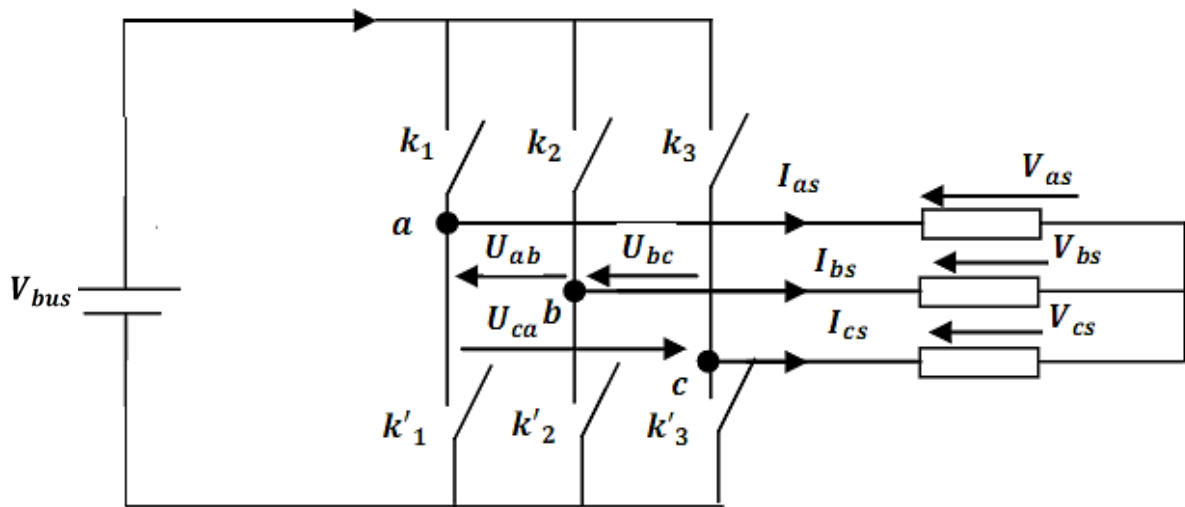


Figure III.3 : Schéma d'un onduleur de tension

L'onduleur est constitué de trois bras, chaque bras est constitué de deux transistors dont la commande est complémentaire. Les transistors sont shuntés par des diodes de récupération.

Chaque bras de l'onduleur peut être présenté par un interrupteur à deux positions comme l'indique la figure III.3. La machine synchrone est connectée en étoile, V_{bus} est la tension continue alimentant l'onduleur de tension.

Les tensions de ligne délivrées par l'onduleur sont :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{as} - V_{bs} = U_{bus} \cdot (S_a - S_b) \\ U_{bc} = V_{bs} - V_{cs} = U_{bus} \cdot (S_b - S_c) \\ U_{ac} = V_{cs} - V_{as} = U_{bus} \cdot (S_c - S_a) \end{cases} \quad (III.14)$$

Les tensions V_{as} V_{bs} V_{cs} forment un système de tension triphasée équilibrée alors :

On trouve

$$\begin{cases} V_{as} = \frac{V_{bus}}{3} \cdot (2S_a - S_b - S_c) \\ V_{bs} = \frac{V_{bus}}{3} \cdot (2S_b - S_a - S_c) \\ V_{cs} = \frac{V_{bus}}{3} \cdot (2S_c - S_b - S_a) \end{cases} \quad (III.15)$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{bus} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (III.16)$$

Le moteur électrique est aussi prévu pour fonctionner en générateur lors du freinage pour récupérer l'énergie, il fait office de groupe électrogène en transformant l'énergie issue de la combustion en énergie électrique.

III.4.2 Modélisation du hacheur

On distingue deux convertisseurs DC/DC

- Hacheur de type survolteur (élevateur) afin de convertir la tension électrique fournie par la batterie et d'alimenter le moteur ;
- Hacheur dévolteur (abaisseur) afin d'alimenter et de recharger la batterie électrique dans le cas d'une récupération d'énergie par le moteur MSAP.

III.4.2.1 Hacheur élévateur

Une inductance L est placée en série entre la tension continue (DC) d'entrée V_{bat} fournie par la batterie et un transistor Q fonctionnant en commutation (autres composants peuvent être envisagés pour assurer la commutation : bipolaire, MOS, IGBT ou GTO). Lorsque Q est passant, le courant I_L augmente linéairement et une énergie E est stockée dans L. La diode D est bloquée. Puis, au blocage du transistor, l'inductance se décharge linéairement dans le

condensateur et la charge R à travers la diode. Le schéma principe de hacheur et présenté sur la figure III.4.

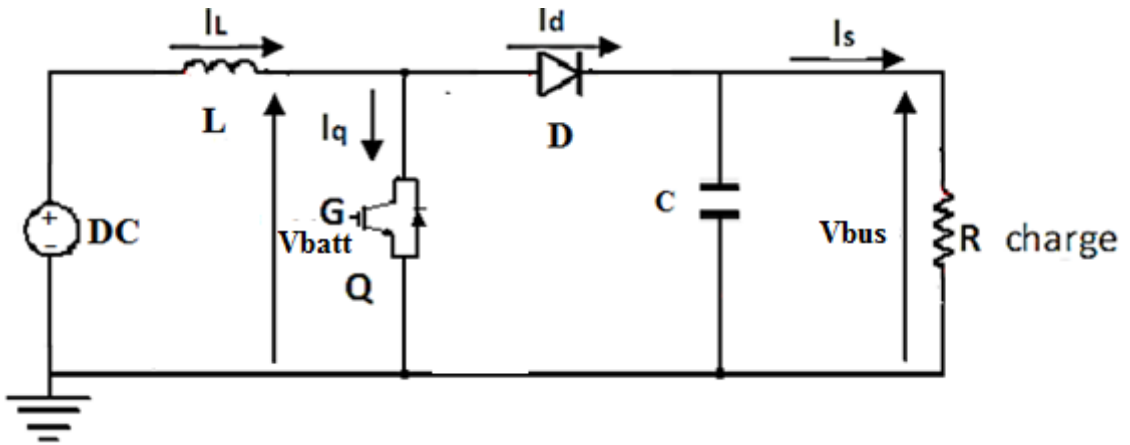


Figure III.4 : Schéma de principe d'un convertisseur DC/DC élévateur

La tension de sortie V_{bus} est quasiment continue, Sa valeur dépend de $V_e = V_{bat}$ et du rapport cyclique α

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} \\ V_{bus} = \frac{V_e}{1 - \alpha} \end{array} \right. \quad (III.17)$$

Avec $0 < \alpha < 1$, le montage est bien élévateur de tension.

- **Mode de fonctionnement**

Nous fixons les hypothèses suivantes :

Les interrupteurs sont idéaux, le condensateur de filtrage est purement capacitif et l'inductance est purement inductive :

- Pour calculer le courant à l'entrée, on considère que la tension à l'entrée est constante (200 V) dans un petit intervalle de temps et on néglige l'ondulation de la tension à la sortie vis-à-vis de la valeur moyenne ;
- Pour calculer la tension à la sortie, on considère que le courant à la sortie est constant dans un petit intervalle de temps et on néglige l'ondulation du courant à l'entrée vis-à-vis de la valeur moyenne.

Pour que le convertisseur fonctionne en mode élévateur on commande la gâchette G, en effet :

Pour $0 \leq t \leq \alpha T$

$$V_{bat}(t) = L \frac{di_s(t)}{dt} \quad (III.18)$$

$$i_{bat}(t) = \frac{V_{bat}}{L} t + i_{bat}(t = 0) \quad (III.19)$$

En $t = \alpha T$
$$i_{bat}(\alpha T) = \frac{V_{bat}}{L} \alpha T + i_{bat}(t = 0) = \frac{V_{bat}}{L} \alpha \quad (III.20)$$

$$i_{bus} = -c \frac{dV_{bat}(t)}{dt} \quad (III.21)$$

$$V_{bus}(t) = -\frac{i_{bus}}{c} t + V_{bus}(t = 0) \quad (III.22)$$

En $t = \alpha T$
$$V_{bus}(\alpha T) = -\frac{i_{bus}}{c} \alpha T + V_{bus}(t = 0) \quad (III.23)$$

Pour $\alpha T \leq t \leq T$

$$V_{bat} - V_{bus} = L \frac{di_{bat}(t)}{dt} \quad (III.24)$$

$$i_{bat}(t) = \frac{V_{bat} - V_{bus}}{L} (t - T) + i_{bat}(T) \quad (III.25)$$

En $t = T$
$$i_{bat}(T) = \frac{V_{bat} - V_{bus}}{L} (T - T) + i_{bat}(T) \quad (III.26)$$

$$I_{bat} - i_{bus} = c \frac{dv_{bus}}{dt} \quad (III.28)$$

$$v_{bus}(t) = \frac{I_{bat} - i_{bus}}{c} (t - T) + v_{bus}(\alpha T) \quad (III.29)$$

La tension V_{bus} peut-être asservie à la valeur souhaitée grâce à une tension de référence V_{ref} souhaitée et par une boucle de retour *PWM* (*pulse width modulation*) ou *PFM* (*pulse frequency modulation*) qui contrôle justement ce rapport cyclique. En *PWM*, la largeur de l'impulsion est modulée, à fréquence constante. En revanche

$$V_{bat} = (1 - \alpha) V_{bus} \quad (III.30)$$

Grâce à cette dernière expression, on peut constater que la tension de sortie est toujours supérieure à celle de l'entrée (le rapport cyclique variant entre 0 et 1), qu'elle augmente avec, et que théoriquement elle peut-être infinie lorsque α se rapproche de 1. C'est pour cela que l'on parle de convertisseur survolteur.

III.4.2.2 Hacheur abaisseur

Pour la recharge de la batterie à courant constant, le principe de cette commande consiste à ouvrir et fermer l'interrupteur selon le niveau de courant atteint dans la bobine. Entre t_0 et t_1 , l'interrupteur T_1 est fermé et le courant monte jusqu'à I_{Lmax} , entre t_1 et t_2 l'interrupteur T_1 est ouvert, le courant décroît et la diode D1 (DRL) conduit jusqu'à t_2 . En régime établi, la pente de $i_L(t)$ n'est pas la même Lorsque le courant croît et décroît. La fréquence en mode hystérésis varie entre 6 et 11 kHz selon le niveau de tension aux bornes de la batterie. Le schémas principe est donner par la figure III.5

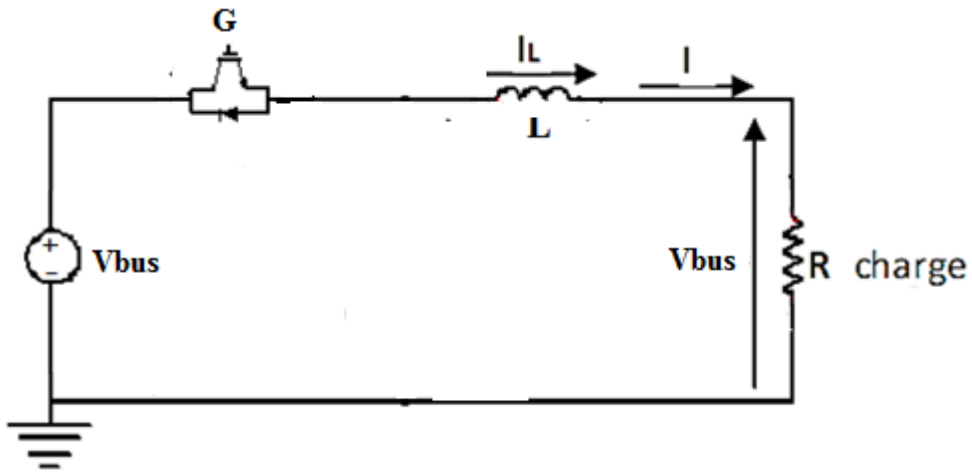


Figure III.5 : Schéma de principe d'un convertisseur DC/DC abaisseur

Pour $0 \leq t \leq \alpha T$

$$V_{bus} - V_{bat} = u_l = l \frac{di_L}{dt} \tag{III.31}$$

D'où
$$i_L(t) = \frac{V_{bus} - V_{bat}}{l} t \tag{III.32}$$

La pente de la courbe dépendra de V_{bus} , V_{bat} et de L

$\alpha T \leq t \leq T$

$$V_{bat} = U_L = l \frac{di_L}{dt} T \tag{III.33}$$

D'où

$$i_L(t) = \frac{V_{bat}}{L} t \tag{III.34}$$

III.5 Batterie électrique

Dans une voiture hybride la batterie est l'organe qui assure le stockage de l'énergie électrique et connaître le niveau de charge de celle-ci est indispensable pour activé ou non le moteur électrique, pour notre étude un model précis d'une batterie est nécessaire. Pour cela nous allons donner un modèle d'une batterie très utiliser dans les voitures électriques, et nous allons faire des simulations pour vérifier la validité du model [Sco04], [Guz07].

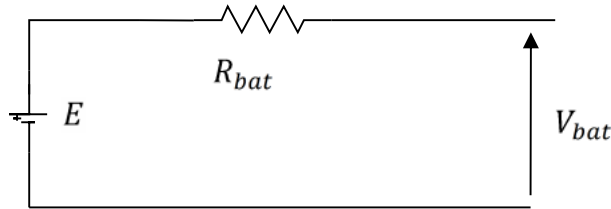


Figure III.6 : Modèle équivalent électrique d'une batterie

La tension en charge est déduite directement à partir de la tension à vide et de la chute de tension due à la résistance interne série :

$$V_{bat} = E - R_b I_b \tag{III.35}$$

L'état de charge SOC (State Of Charge) est estimé par intégration du courant :

$$C_{batt}(t) = C_{batt}(0) - \int_0^t (SOC(t), sign(I_{batt}(t))) \cdot I_{batt}(t) \cdot dt \tag{III.36}$$

$$SOC(t) = \frac{C_{batt}(t)}{C_{batt}(0)} \cdot 100 \tag{III.37}$$

Par convention, un courant de batterie positive contribue à la décharge de celle-ci, et un courant négatif contribue à sa recharge.

Le model pendant la décharge ($i^* > 0$) :

$$f_1(i_t, i, i) = E_0 - K \cdot \frac{Q}{Q - i_t} \cdot i - K \cdot \frac{Q}{Q - i_t} \cdot i \cdot t - A \cdot e^{(-B \cdot i \cdot t)} \tag{III.38}$$

Le model pendant la recharge ($i^* < 0$) :

$$f_2(i_t, i, i) = E_0 - K \cdot \frac{Q}{i_t + 0.1 Q} \cdot i - K \cdot \frac{Q}{Q - i_t} \cdot i \cdot t - A \cdot e^{(-B \cdot i \cdot t)} \tag{III.39}$$

La capacité de la batterie à l'instant t est donnée par l'équation III.40 :

$$C_b(t) = C_b(0) - \int_0^t I_b dt \tag{III.40}$$

Le schéma représentant la batterie utilisée pour la simulation est donnée dans la figure III.7

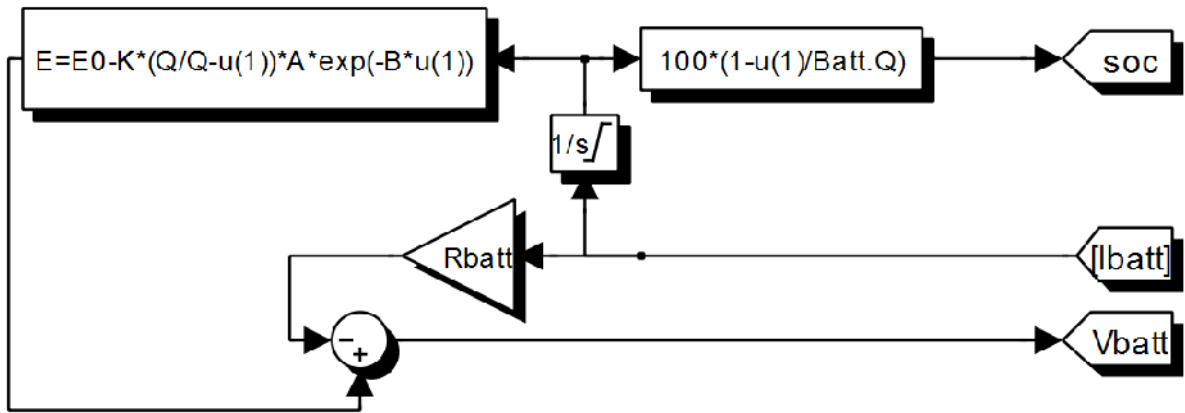


Figure III.7 : modèle de la batterie

III.6 Moteur thermique

Dans un véhicule hybride, le moteur thermique est considéré comme la première source de propulsion. Donc le critère de dimensionnement est le maintien de la vitesse de croisière demandée. En effet, la machine électrique est réservée pour les phases de démarrage et vient assister le thermique lorsque la demande de puissance augmente. Dans ce travail, un moteur de 55 kW a été choisi. Le moteur thermique est un système très compliqué, on le considère simplement comme un générateur de couple selon une courbe caractéristique puissance/vitesse. Le principe de cette modélisation est donné dans la figure III.8 :

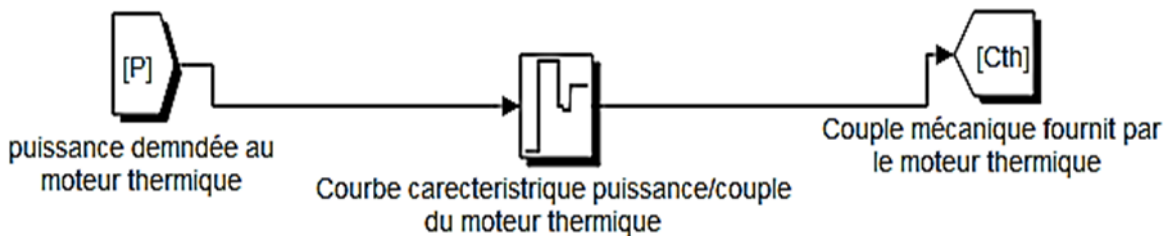


Figure III.8: Bloc SIMULINK du moteur thermique

Le signal d'entrée est la puissance demandée calculer par le calculateur, cette puissance sera comparée avec la courbe caractéristique puissance/couple du moteur thermique, après la comparaison on obtient en sortie le couple à fournir au système à travers le moteur thermique.

III.7 Boite de vitesse

En sortie de l'arbre du moteur électrique, un couple est disponible. Ce couple est transmis aux roues par l'intermédiaire de plusieurs éléments mécaniques. Le premier est la boîte de vitesse. Le système modélisé est celui d'un réducteur de vitesse ayant un rapport de transmission fixe.

Sachant que:

$$C_r \cdot r = C_m \cdot m = \text{cte} \quad (\text{III.41})$$

Nous déduisons que :

$$C_r = \frac{C_m \cdot m}{r} \quad (\text{III.42})$$

Le quotient $\frac{m}{r}$ est le rapport à appliquer au couple moteur C_m pour multiplier sa valeur, et il permet de calculer le couple C appliqué à l'arbre des roues. Il est nommé le rapport de transmission (r).

Le rapport de transmission est donné par l'expression :

$$r(v) = -\frac{1}{30} v + 5 \quad (\text{III.43})$$

En fin on va faire une modélisation générale de notre véhicule.

III.8 Modélisation de la dynamique de la voiture

Les composants constituant le groupe motopropulseur étant modélisés séparément, le modèle de véhicule retenu ici contient le châssis, les roues et l'environnement extérieur. L'aspect énergétique seul nous intéresse ici ce qui permet de poser les hypothèses suivantes :

- Le véhicule se déplace longitudinalement ;
- Le véhicule est considéré comme un solide ponctuel ;
- Certaines dynamiques rapides telles que le glissement des roues sur la chaussée sont négligées ;
- Le véhicule est équipé d'une seule roue (virtuelle) qui est soumise au couple développé par le groupe motopropulseur.

Les différentes forces auxquelles le véhicule en mouvement est soumis sont représentées sur la figure III.9.

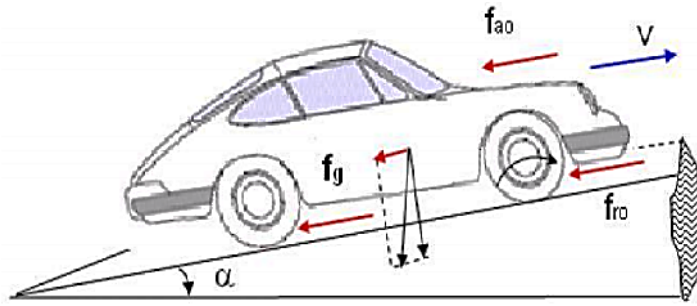


Figure III.9 : Différentes forces résistantes sur le véhicule.

F_{ro} : est l'effort de résistance au roulement qui s'oppose au déplacement, son expression est donnée par :

$$F_{ro} = \text{sign}(v) \cdot M_{veh} \cdot K_r \cdot g \quad (\text{III.44})$$

Où K_r est un coefficient qui dépend de la nature du pneumatique, g est l'accélération gravitationnelle et v est la vitesse du véhicule.

F_{ao} : est l'effort de résistance aérodynamique qui s'oppose aussi au déplacement, son expression est

$$F_{ro} = \frac{1}{2} \cdot \text{sign}(v) \rho_{air} \cdot S_f \cdot C_{air} \cdot v^2 \quad (\text{III.45})$$

Où ρ est la masse volumique de l'air extérieur, S_f la surface frontale du véhicule, C_{air} le coefficient de pénétration dans l'air

F_g est l'effort de résistance de montée en cote, son expression est :

$$F_g = M_{veh} \cdot g \cdot \sin \alpha \quad (\text{III.46})$$

Où α est l'angle de la pente que fait la route avec l'horizontale.

En appliquant le principe fondamental de la dynamique, on peut déduire la vitesse de la voiture :

$$v(t) = \frac{1}{M_{veh}} \int_0^t (F_{TR} - F_R) dt \quad (\text{III.47})$$

III.9 Modélisation de l'unité de contrôle (UC)

Dans toute voiture hybride un gestionnaire est nécessaire pour un contrôle optimal d'une bonne conduite et des différents transformateurs d'énergie (thermique/électrique).

D'une part, cette unité centralise les informations concernant le véhicule : état de charge de la batterie, consigne du conducteur.

D'autre part, elle redistribue des informations comme la consigne de couple du conducteur et l'affichage pour le conducteur

Le calcul de la puissance désirée par le conducteur et donnée par l'équation :

$$P_D = C_e P_{pedale} \omega \quad (III.48)$$

Calcul de la puissance demandée au moteur thermique et donnée sur l'expression :

$$P_D = P_T - P_b \quad (III.49)$$

Le couple électromagnétique que doit nous fournir la machine électrique calculé comme suit

$$C_e = C_T - C_{MT} \quad (III.50)$$

Mais il doit être limité suivant l'état de charge de la batterie et la puissance qu'elle peut fournir au moteur électrique.

III.10 Conclusion

Les objectifs de la modélisation du véhicule électrique sont doubles. D'une part, la modélisation permet de caractériser et d'analyser les différents organes constituant le véhicule, leurs degrés de compatibilité, et d'évaluer les performances de l'ensemble en fonction de critères qualitatifs. C'est aussi en partant de l'analyse du modèle de la chaîne de traction que les lois de commande ont été synthétisées.

D'autre part, la modélisation du véhicule a pour objet de fournir un outil de simulation : c'est un modèle de référence qui sert de support et de répondre à des modifications de la commande, et par rapport. Auquel les améliorations seront évaluées quantitativement.

Dans les applications d'entraînement à vitesse variable, il est nécessaire de modéliser convenablement tout l'ensemble du système. Dans ce chapitre, nous avons modélisé les différents éléments du notre système hybride (convertisseur, MSAP, batteries), par ce que cette partie est nécessaire pour l'intégration de la MSAP dans les systèmes actuelles d'automobiles.

Dans le chapitre suivant nous allons présenter les différentes stratégies de commande des composants de la chaîne de propulsion (MSAP-convertisseurs).

Chapitre IV.

Stratégie de commande d'un véhicule hybride parallèle à simple arbre

IV.1 Introduction

On s'attend à ce que les véhicules hybrides aient une consommation de carburant inférieure à celle de leur homologue conventionnel tout en conservant les mêmes performances. La principale différence concerne la gestion de deux sources d'énergie c'est les stratégies de commande doivent aller dans le sens de la réduction de la consommation moyenne de carburant, il est nécessaire d'y intégrer la gestion de la deuxième source d'énergie.

IV.2 Stratégie de commande de la MSAP

On a vu dans le chapitre III le principe de fonctionnement de la voiture hybride et nous savons qu'il nous faut un calcul de la consigne du couple que doit fournir le moteur électrique pour la propulsion du véhicule, mais le moteur synchrone pose des problèmes de fonctionnement. Tout d'abord, il ne démarre pas spontanément sans artifice. Ensuite, il y a un risque de décrochage. En effet, le moment du couple a une valeur moyenne non nulle que si le rotor tourne parfaitement à la vitesse du champ tournant. Si ce synchronisme n'est pas respecté, le moment du couple a une valeur moyenne nulle et le moteur ralentit puis s'arrête. La machine se comporte alors presque comme un court circuit puisqu'il n'y a plus de force électromotrice induite. Ce phénomène de décrochage peut se produire soit :

- Lors le couple résistant devient excessif et que l'angle interne α dépasse la valeur $\frac{\pi}{2}$.
- Ou bien lors d'un régime transitoire résultant d'une variation de fréquence destinée à modifier la vitesse ou d'un changement brutal de couple résistant.

Un autopilotage du moteur nous permet d'annuler ces défauts sous principe, un capteur détecte la position du rotor θ commande le convertisseur électronique en fonction de cette position. La pulsation ω de l'alimentation statorique est ainsi asservie à la vitesse Ω du rotor et le dispositif maintient toujours la condition :

$$\omega_s = p\Omega$$

Le décrochage est alors impossible. L'autopilotage donne à l'ensemble convertisseur, moteur synchrone un fonctionnement proche de celui d'une machine à courant continu [B.k86]. C'est-à-dire un modèle linéaire.

IV.2.1 Commande vectorielle de la MSAP

La commande vectorielle des moteurs à courant alternatif est illustrée par la loi de Laplace, la force exercée sur un conducteur parcouru par un courant placé dans un champ magnétique est le produit vectoriel du vecteur courant par le vecteur champ, elle est perpendiculaire au plan définie par ces vecteurs.

Cette commande consiste à maintenir la composante i_d nulle pour minimiser les pertes par effet Joule. Et à contrôler la vitesse et le couple électromagnétique par la composante de courant i_q générant le couple. Ce qui revient à maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux inducteur [B.k86].

Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par les aimants permanents [Vas90].

Cela permet d'envisager une commande en couple de la machine par un asservissement à zéro du courant direct. Le courant quadratique de référence i_q est obtenu par la boucle de régulation de la vitesse de rotation de la machine synchrone (utilisant un régulateur PI dont les paramètres sont donnés en annexe) il s'agit d'un pilotage vectoriel de la MSAP qui nécessite la connaissance de la position du vecteur flux rotorique. Qu'elle peut être obtenue grâce à la mesure de la position angulaire du rotor à l'aide d'un capteur de position [Mir05], ou à partir d'une estimation analytique [Ros09].

L'annulation du courant direct qui correspond à l'alignement du flux d'excitation sur l'axe direct fait que l'angle α entre le vecteur force électromotrice E_s de la machine et son courant i_s est nul. Ce qui ne permet pas d'avoir un facteur de puissance unitaire [Mir05].

- **Application de la commande**

$$\frac{d}{dt}i_d = \frac{1}{L_d}(V_d - R i_d + L_q \omega i_q) \quad (\text{IV.1})$$

$$\frac{d}{dt}i_q = \frac{1}{L_q}(V_q - R i_q - L_d \omega i_d - \varphi_f \omega) \quad (\text{IV.2})$$

$$\frac{d}{dt}\Omega = \frac{1}{J}(C_e - f \Omega - C_r) \quad (\text{IV.3})$$

Avec

$$C_e = p\varphi_f i_q \quad (\text{IV.4})$$

Le schéma bloc représentant ces dernières équations est donné sur la figure IV.1

Avec

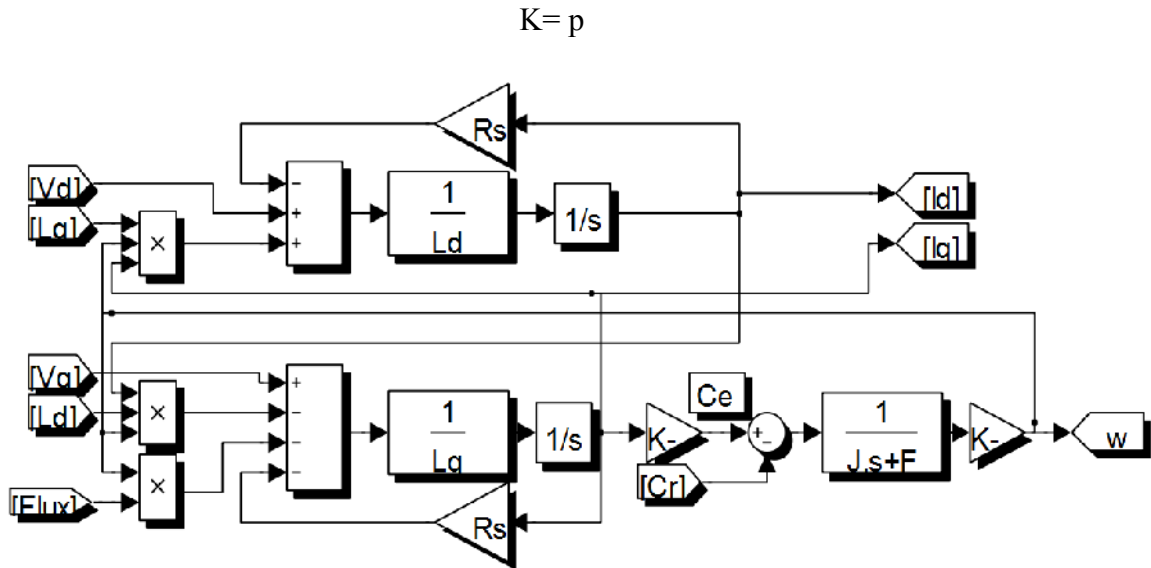


Figure IV.1 Model de la MSAP commandé en tension.

Le modèle en tension décrit par les équations (IV.1-2-3) montre que la machine synchrone à aimants permanents est un système multi-variable et fortement couplé. L'expression (IV.4) montre que le choix de $L_q = L_d = L$ permet d'avoir un couple Électromagnétique qui dépend que de i_q . Et cette expression linéaire couple-courant, nous rappelle celle de la machine à courant continua excitation séparée.

IV.2.2 Mise en équation du découplage par retour d'état

La commande par orientation du champ consiste à annuler l'effet de l'axe « d » sur « q », en imposant ($i_d = 0$), cela est possible en effectuant un retour d'état approprié en prenant l'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machines soient les plus proches possible des tensions de référence. Mais il faut définir des termes de compensation, car dans les équations statoriques il ya des termes de couplage entre les axes d-q. [Ben05]

Les tensions suivant les axes « d, q » peuvent être écrites sous les formes suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d = R_d i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - L_q \omega i_q \\ V_q = R_d i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega (i_d L_d + \varphi_f) \end{array} \right. \quad (IV.5)$$

La figure IV.2 représente le couplage qui existe entre l'axe d-q .

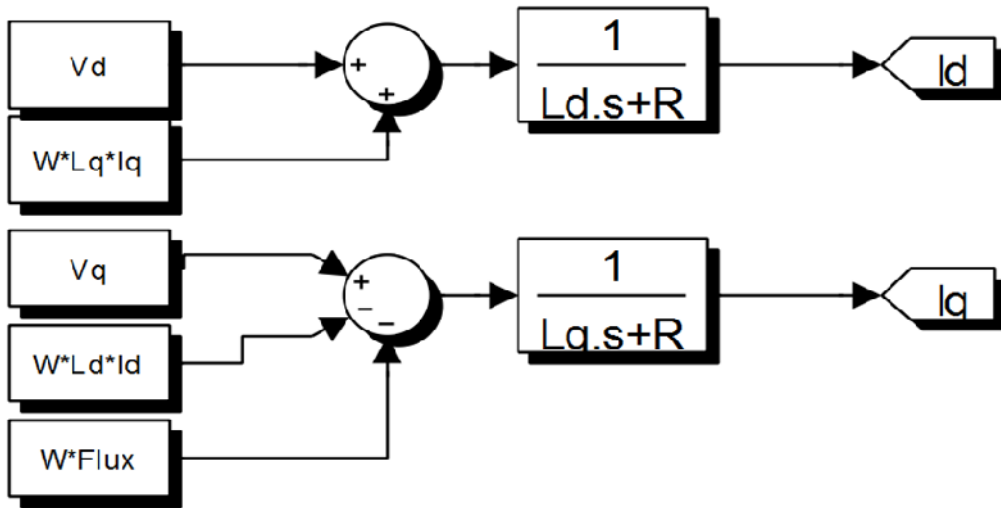


Figure IV.2 Description de couplage entre l'axe d-q.

Les tensions V_d , et V_q dépendent à la fois des courants sur les axes d-q. [Ben05] On sait bien que la commande par orientation du champ consiste à annuler l'effet de l'axe « d » sur l'axe « q », en imposant $i_d = 0$, cela est possible en effectuant un découplage. Ce découplage est basé sur l'introduction de termes compensatoires e_d, e_q .

Avec

$$\left. \begin{aligned} e_q &= wL_q i_q \\ e_d &= w(L_d i_d + \varphi_f) \end{aligned} \right\} \quad (IV.6)$$

A partir de l'équation (IV.4) et (IV.5) :

On a donc

$$\left. \begin{aligned} V_d &= V_{d1} - e_q \\ V_q &= V_{q1} + e_d \end{aligned} \right\} \quad (IV.7)$$

$$\left\{ \begin{aligned} V_{d1} &= (R_s + sL_d) i_d \\ V_{q1} &= (R_s + sL_q) i_q \end{aligned} \right. \quad (IV.8)$$

On aura donc des courants « i_d » et « i_q » qui sont découplés et s'écrivent comme suit :

$$\left\{ \begin{aligned} i_d &= \frac{V_{d1}}{R_s + sL_d} \\ i_q &= \frac{V_{q1}}{R_s + sL_q} \end{aligned} \right. \quad (IV.9)$$

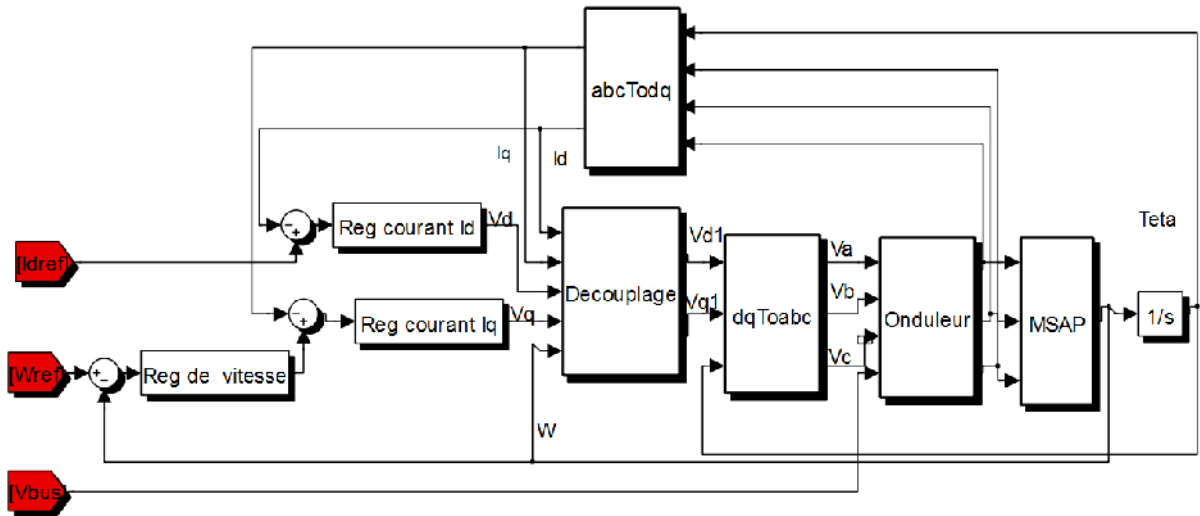


Figure IV.3 Schéma de bloc de la commande vectorielle avec compensation des F.E.M.

Une fois la machine est complètement découplée et orientée vectoriellement. Ceci nous permettons d'écrire les équations de toutes les grandeurs de la machine d'une manière simple on passe à la régulation utilisant des régulateurs de type « PI »

IV.2.3 Dimensionnement et calcul du régulateur classique (PI)

Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus. Les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en œuvre. Les algorithmes, même les plus performants, sont toujours une combinaison de ces actions.

Nous nous contentons de régulateurs classiques de type « PI » dans une structure par boucle imbriquée. Dans ce cas, nous pouvons distinguer deux modes :

- Le mode électrique (mode rapide : boucle interne).
- Le mode mécanique (mode lent : boucle externe).

Pour chacune des boucles de courant, nous proposons de commander la machine par des régulateurs classiques Proportionnel Intégrateur (PI) afin de compenser la perturbation du couple résistant, au niveau de la réponse de la vitesse de rotation, c'est-à-dire, ils comportent une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu, et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne. [Mas07]

La relation entre la sortie du régulateur $s(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ est donnée par la relation IV.10 :

$$s_r(t) = k_p \varepsilon(t) + k_i \int_0^t \varepsilon(t) dt \tag{IV.10}$$

C'est-à-dire

$$\frac{s_r(p)}{\varepsilon(t)} = k_p + \frac{k_i}{p} \tag{IV.11}$$

Avec

k_p : Gain proportionnel

k_i : Gain integral

T_i : Constante de temps d'intégration;

Avec

$$T_i = \frac{1}{k_i} \tag{IV.12}$$

A partir de l'équation (IV.10) Le régulateur « PI » peut se représenté comme suit :

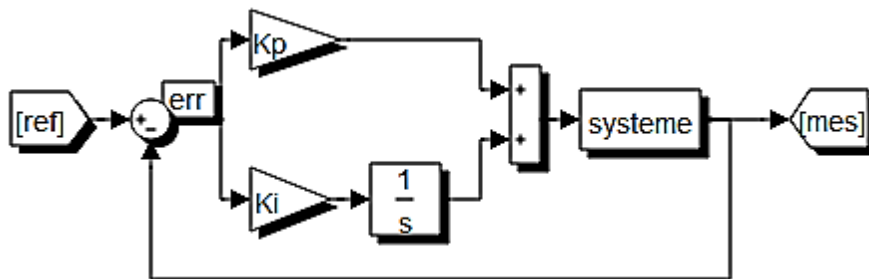


Figure IV.4 Structure interne d'un régulateur « PI ».

La machine étant découplée selon deux axes « d, q », la régulation sur l'axe « d » est faite par une seule boucle à une valeur référence $i_d = 0$.

a) Régulation du courant i_d

Dans ce cas le régulateur prend en entrée le courant i_{dref} de référence et sa mesure i_d . Et il agit sur la tension de référence V_{d1} pour ajuster le courant i_d .

D'après les équations (IV.5-7-8) la boucle de régulation du courant i_d se représente comme suite :

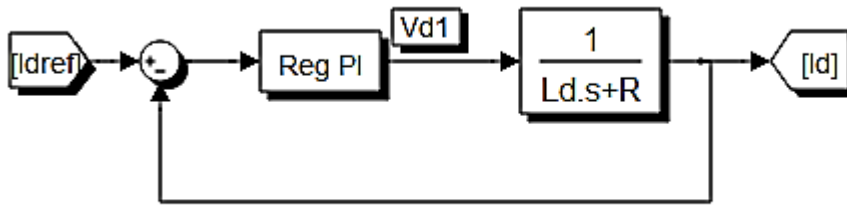


Figure IV.5 Boucle de régulation de la composante directe « i_d ».

La fonction de transfert en boucle fermée sera donnée par :

$$F_{bo}(s) = \frac{K_p s + K_i}{Ls^2 + (K_p + R_s)s + K_i} \tag{IV.13}$$

Le calcul des paramètres du régulateur se fait par la méthode imposition du modèle à poursuivre [Lon06]. Le modèle à poursuivre sélectionné comprend une seule constante de temps τ

$$\tau_e = \frac{R_s}{k_i} \tag{IV.14}$$

$$t_r = 3\tau_e \tag{IV.15}$$

Après le calcul on trouve les paramètres suivants

$$k_p = 3 \frac{L}{t_r} \tag{IV.16}$$

$$k_i = 3 \frac{R_s}{t_r} \tag{IV.17}$$

b) Régulation du courant i_q

La régulation sur l'axe « q » est faite par deux boucle en cascades l'une interne pour réguler les courant est l'autre externe pour réguler la vitesse. Sachant que la valeur référence de i_q est la sortie du régulateur de la vitesse.

Sachant que :

$$i_{q=} \frac{V_q}{R_s + s.L_q} \tag{IV.18}$$

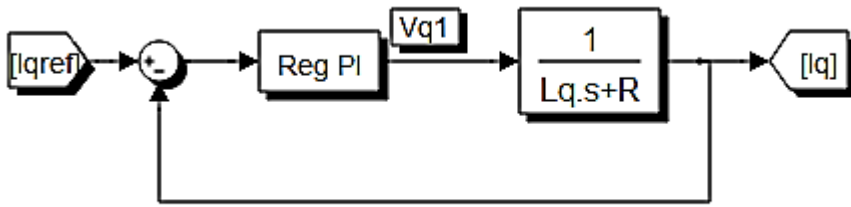


Figure IV.6 Boucle de régulation de la composante en quadrature « i_q ».

Le bloc de découplage fournit les tensions de commandes suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{d1} = -\omega L_q i_q \\ V_{q1} = R i_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega \varphi_d \end{array} \right. \quad (IV.19)$$

Pour la machine synchrone à aimants montés en surface, la constante de temps électrique (L/R_s) est généralement négligeable. donc le système devient comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d = -\omega L i_q \\ V_q = R i_q + \omega \varphi_d \\ i_d = \frac{C_e^*}{\varphi_d} \end{array} \right. \quad (IV.20)$$

A partir des deux systèmes (IV.5-19) nous obtenons :

$$i_q(s) = \frac{i_q^*(s)}{1 + \frac{L}{R_s} s} = \frac{i_q(s)}{1 + \tau_e s} \quad (IV.21)$$

Le schéma structurel du système à régler devient alors :

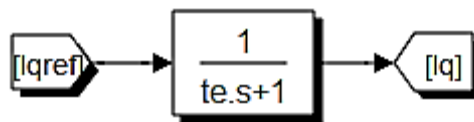


Fig. IV.7 Schéma structurel du système à régler.

en boucle fermée on aura la structure suivante :

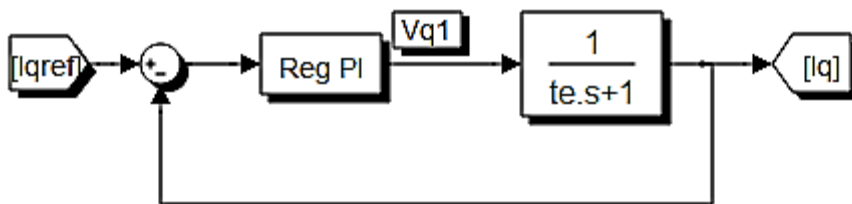


Figure IV.8 Schéma structurel du système en boucle fermée.

Le système en boucle fermée est le même que dans le cas du réglage du courant i_d alors les paramètres des régulateurs sont les mêmes.

c) Régulation de la vitesse

Avec la commande vectorielle on peut ramener le modèle du moteur synchrone à aimants permanents à un modèle linéaire équivalent à celui d'un moteur à courant continu à excitation indépendante. A partir de ce modèle, le régulateur de vitesse peut être synthétisé au moyen de techniques classiques développées pour les systèmes linéaires. Dans cette partie, nous mettons en œuvre le contrôle vectoriel en boucle fermée, la vitesse sera contrôlée par l'intermédiaire du courant statorique en insérant un régulateur PI qui peut aisément être déterminé à partir du modèle découplé de la machine. La figure IV.8 montre schématiquement la régulation de vitesse du système [Cho97]

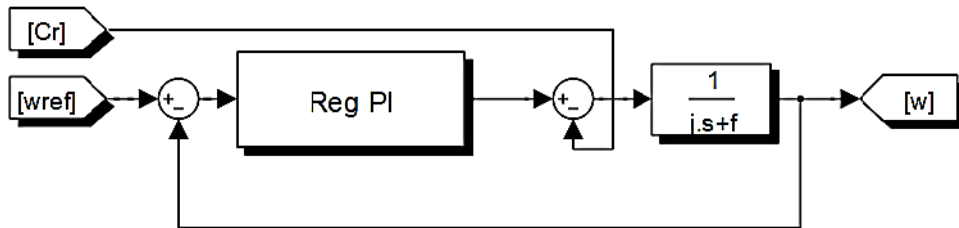


Figure IV.9 Fonction de transfert en boucle ouverte.

D'après l'équation IV.21 on a :

$$i_q(s) = \frac{i_q^*(s)}{1 + \frac{L}{R_s}s} = \frac{i_q(s)}{1 + \tau_e s} \tag{IV.22}$$

D'où :

$$C(s) = \frac{C(s)}{1 + \tau_e s} \tag{IV.23}$$

L'équation mécanique de la vitesse, nous donne :

$$\dot{s} = \frac{C(s) - C_r(s)}{f + Js} = \frac{C(s) - C_r(s)}{f(1 + \tau_m s)} \tag{IV.24}$$

Avec

$$\tau_m = \frac{J}{f} \tag{IV.25}$$

En remplaçant l'expression du couple électromagnétique C_e donné par l'équation IV.24

On obtient :

$$\dot{\omega}(s) = \frac{1}{f(1+\tau_e s)(1+\tau_m s)} C(s) - \frac{1}{f(1+\tau_m s)} C_r(s) \quad (IV.26)$$

Théoriquement une action proportionnelle suffit à garantir les critères de performances exigés par la boucle de vitesse, mais une action proportionnelle, lors d'un changement de consigne de vitesse fait substituer un écart $= \Omega_{ref} - \Omega$. Alors une action intégrale est donc nécessaire pour annuler cette erreur en régime permanent.

En ajoutant un régulateur PI de fonction de transfert donnée par :

$$R(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (IV.27)$$

La fonction de transfert globale en boucle ouverte F_{gbo} sera :

$$F_{gbo} = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \frac{1}{f(1+\tau_e s)(1+\tau_m s)} \quad (IV.28)$$

Et en boucle fermée, on aura :

$$F_{gbf}(s) = \frac{F_{gbo}(s)}{1+F_{gbo}(s)} \quad (IV.29)$$

Après les calculs élémentaires, on obtient l'expression finale de $F_{gbf}(s)$

$$F_{gbf}(s) = \frac{K_p s + K_i}{J\tau_e s^3 + (f\tau_e)s^2 + (K_p + f)s + k_i} \quad (IV.30)$$

En tenant compte des paramètres de la machine, on peut négliger les deux termes $J\tau_e$ et $f\tau_e$ alors le dénumérateur de notre fonction de transfert devient :

$$F_{gbf}(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{K_p s + K_i}{Js^2 + (K_p + f)s + k_i} \quad (IV.31)$$

Pour avoir un comportement bien amorti avec un amortissement relatif optimal, les paramètres du régulateur ont été choisis par la méthode des pôles imposés. Nous imposons les pôles du système, où la partie réelle est égale à la partie imaginaire [Lon06]. Dans ce cas, les paramètres du régulateur sont:

$$\left. \begin{aligned} k_i &= 2\rho^2 J \\ k_p &= 2J\rho - f \end{aligned} \right\} \quad (IV.32)$$

Tel que ρ représente le module de la partie réelle et de la partie imaginaire des deux pôles.

IV.3 commande vectorielle avec régulateur RST

IV.3.1 Introduction

Dans cette partie, nous introduisons la commande vectorielle par orientation de flux statorique avec un régulateur RST de la vitesse. Cette technique de régulation est réalisée en vue d'améliorer les performances de la commande du MSAP. Le principe de cette commande est basé sur la résolution de l'équation de Bézout (Diophante) qui conduit à l'identification des polynômes R, S et T, [Rob98].

La diversité des structures de commande disponibles aujourd'hui est essentiellement liée aux objectifs donnés par le cahier des charges d'une part et à la qualité du modèle du procédé d'autre part [Gre00]. Ces structures doivent respecter les objectifs suivants :

- Stabilité de la boucle ;
- Rejet des perturbations ;
- Suivi d'une consigne.

IV.3.2 Structure du régulateur RST

La structure de la commande RST s'appuie sur la structure formelle donnée par A, B, R, S et T de la variable « s » pour les systèmes continus ou « z » pour les systèmes discrets.

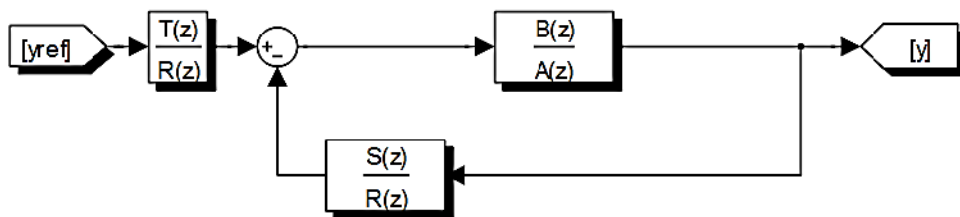


Figure IV.10 Schéma fonctionnel du montage en asservissement avec régulateur RST.

Le système est décrit par la fonction de transfert IV.33 :

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} \quad (\text{IV.33})$$

La sortie vérifie l'équation IV.34 :

$$Y(z) = \frac{B(z)}{A(z)} U(z) + P(z) \quad (\text{IV.34})$$

On suppose que A et B sont des polynômes à coefficients réels ($d^0(B)$ $d^0(A) = n$) et « p » est une perturbation.

L'objectif de réglage consiste à annuler l'erreur de poursuite :

$$e = Y_{ref} - Y \quad (IV.35)$$

Etant donnée un procédé définie par sa fonction de transfert, pour réaliser la synthèse d'un compensateur afin de rendre la sortie y la plus proche possible d'une référence donnée pour une certaine classe de consignes « c » et de perturbation « d » deux questions se posent alors :

- Comment choisir le modèle de référence ?
- Si l'on sait répondre à la première question, comment déterminer les polynômes R, S, et T ?

$$R(z)U(z) = T(z)Y_{ref} - S(z)Y(z) \quad (IV.36)$$

Effet intégrateur :

Afin de rejeter les perturbations, la présence d'un intégrateur est nécessaire, cela est obtenu en remplaçant R(z) par (z-1)R₁(z).

Les polynômes R, S, et T de notre régulateur RST sont dimensionnés et calculés à l'aide d'une stratégie de placement des pôles robustes. [LAR96]. Afin que la fonction transfert en boucle fermée du montage en asservissement soit identique à la fonction H_m(z) d'un modèle à poursuivre ou du modèle de référence telle que :

$$H_m(z) = \frac{B_m(z)}{A_m(z)} \quad (IV.37)$$

On sélectionne généralement : les degrés A_m(z) degA(z)R(z) + B(z)S(z) le modèle à poursuivre H_m(z) doit être choisi de sorte que l'erreur permanente d'asservissement $\lim_{k \rightarrow \infty} [Y_{ref}(n) - Y(n)]$ vérifié les spécifications IV.38 :

$$B_m(z) = B(z)B'_m(z) \quad (IV.38)$$

Un choix possible et le suivant :

$$H_m(z) = \frac{B(z) \frac{P(1)}{B(1)}}{z^d P(z)} \quad (IV.39)$$

Dans notre cas :

$$B_m(z) = B(z) \frac{P(1)}{B(1)} \quad (IV.40)$$

$$B'_m(z) = \frac{P(1)}{B(z)} \quad (IV.41)$$

$$A_m(z) = Z^d P(z) \tag{IV.42}$$

Le facteur Z^d provoque un retard de « d » périodes d'échantillonnage il est choisi afin de respecter $\delta A_m - \delta B_m = \delta A - \delta B$.

Le polynôme $P(z)$ peut être de degrés un ou deux

$$P(z) = (z - c_1)(z - c_2) \quad \text{Où } P(z) = z + c \tag{IV.43}$$

Où c_1 et c_2 c'est des pôles du système.

Equation de Diophante (Bézout) :

$$A(z) R(z) + B(z) S(z) = A_m(z) A_0(z) \tag{IV.44}$$

Les polynômes $A(z)$ et $B(z)$ dont les coefficients sont des réels, alors l'équation de Diophante possède une solution $R(z)$ et $S(z)$ si et seulement si le plus grand diviseur commun de $A(z)$ et $B(z)$.

Alors si les inégalités suivantes sont respectées :

$$\begin{cases} \delta A_m(z) - \delta B_m(z) = \delta A(z) - B(z) \\ \delta A_0(z) = 2\delta A(z) - \delta A_m(z) - \delta B(z) - 1 \end{cases} \tag{IV.45}$$

Il existe un régulateur RST tel que :

$$\begin{cases} \delta R(z) = \delta T(z) \\ \delta R(z) = \delta S(z) \end{cases} \tag{IV.46}$$

Tel que $B^+(z)$ est un facteur de $B(z)$, A_0 polynôme observateur.

$$\begin{cases} \delta R(z) + l = \delta T(z) \\ \delta R(z) + l = \delta S(z) \\ \delta S(z) = \delta A(z) - 1 \end{cases} \tag{IV.47}$$

En présence de l'intégrateur

$$\delta S(z) = \delta A(z) + l - 1 \tag{IV.48}$$

Soit $Y_{ref}(z) = \frac{B_{ref}(z)}{A_{ref}(z)}$ la transformation en Z propre d'une consigne connue.

Avec

$$A_{ref}(z) = A^-_{ref}(z) A^+_{ref}(z) \tag{IV.49}$$

IV.3.3 Algorithme de synthèse de régulateur R S T

On choisit la synthèse avec intégrateur, dans le cas où il y a simplification de zéros du processus à régler.

Polynômes donnés

L'équation de Diophante ou identité de Bézout admet une solution unique, si les polynômes $A(z)$ et $B(z)$ sont premiers entre eux. En utilisant des théorèmes tirés de [Lan02] et en tenant compte des degrés des polynômes $A(z)$ et $B(z)$ du modèle de référence on peut alors choisir :

$$\begin{cases} \delta A_m(z) - \delta B_m(z) & \delta A(z) - B(z) \\ \delta A_0(z) \geq 2\delta A(z) - \delta A_m(z) - \delta B^+(z) + l - 1 \\ \delta R'(z) = \delta A_m(z) + \delta A_0(z) - \delta A(z) - l \\ \delta S(z) = \delta A(z) + l - 1 \end{cases} \quad (IV.50)$$

Les étapes à suivre pour dimensionner le régulateur RST :

Etape 1 :

Effectuer la factorisation :

$$B(z) = B^-(z)B^+(z) \quad (IV.51)$$

Etape 2 :

$$A(z)(z - 1)^l R'(z) + B(z)S(z) = A_m(z)A_0(z) \quad (IV.52)$$

Etape 3 :

Calcul de :

$$R(z) = (z - 1)^l R'(z) \quad (IV.53)$$

$$\begin{cases} T(z) = B_m(z)A_0(z) \\ A_0(z) = z^{n_{A_0}} \end{cases} \quad (IV.54)$$

IV.1.3.4 Discrétisation des systèmes analogiques

Il existe pratiquement deux approches de discrétisation des systèmes qui sont l'approche récurrente Z et l'approche d. Pour la discrétisation par l'approche Z, différentes approximations peuvent être utilisées pour obtenir la version numérique d'un modèle en continu. À titre indicatif, nous citons [Oga02],[Lan93] [Lou96]. :

- L'approximation rectangulaire

$$s \quad \frac{1}{T_e} (z - 1) \quad (IV.55)$$

- L'approximation trapézoïdale (dite de tustin) ou la transformation bilinéaire :

$$s \quad \frac{2}{T_e} \left(\frac{z-1}{z+1} \right) \quad (IV.56)$$

- L'approximation par un bloqueur d'ordre zéros (zéro ordre hold).

Dans un système de commande par ordinateur, la commande n'est pas continue. Elle est constante entre les instants d'échantillonnage (effet du bloqueur d'ordre zéro) est vraie par sauts aux instants d'échantillonnage. [Bla95]

Choix de la fréquence d'échantillonnage :

Le choix de la fréquence d'échantillonnage pour un système commande se fait en fonction de la bande passante désirée en boucle fermée. La règle utilisée pour le choix de la fréquence d'échantillonnage en automatique est la suivante [Lan93]:

$$f_e = \frac{6}{25} f_{BP}^{BF} \quad (IV.57)$$

Avec f_e désigne la fréquence d'échantillonnage et f_{BP}^{BF} est la fréquence de la bande passante du système en boucle fermée.

IV.4 Identification et commande adaptative

La "commande adaptative" est un ensemble de techniques utilisées pour l'ajustement automatique en ligne du régulateur RST afin d'obtenir ou maintenir un certain niveau de performances quand les paramètres du procédé à commander sont inconnus et/ou varient dans le temps. En tenant compte des procédures de calcul de ce régulateur par placement de pôles étudiées, la version adaptative de la commande en vitesse sera obtenue en remplaçant dans les expressions r_i, s_i et t_i des polynômes R, S et T les paramètres a_i et b_i du système par ceux estimés (\hat{a}_i et \hat{b}_i) [Lan93]

IV.4.1 Commande directe avec modèle de référence

La stratégie adoptée consiste à obtenir des performances spécifiées par un modèle de référence fixant le comportement désiré pour la boucle fermée. En conséquence, la différence entre la sortie du procédé et la sortie du modèle de référence est une mesure de la différence entre les performances réelles et les celle désirées. Cette information est ensuite utilisée par le mécanisme d'adaptation pour ajuster automatiquement les paramètres du régulateur en fonction du système. [Zal01], [Oga02]

IV.4.2 Commande indirecte avec identification du modèle

Dans ce type de commande adaptative, le modèle du processus servant pour le calcul du régulateur est remplacé par un modèle estimé en temps réel à partir des entrées et des sorties du système à réguler. Pour ce type de commande, trois tâches principales à accomplir sont :

- Identification des informations à partir du comportement du processus à l'instant présent (mesures de l'entrée et de la sortie) ;
- Optimisation du critère de performances pour la commande, ce qui nécessite le calcul des performances de la boucle fermée et le choix de la loi d'ajustement du régulateur ;
- ajustement le régulateur, donc il faut calculer un nouveau jeu de paramètres pour le régulateur qui viendra remplacer le précédent par des nouvelles paramètres.

Ces trois tâches ont pour but de déterminer un modèle optimal du processeur et d'obtenir un comportement optimale de la boucle fermée corrigée et ceci pour tout signal d'entrée et toute condition de fonctionnement.

IV.4.3 Principes de l'identification paramétrique

L'identification c'est l'opération d'extraction du modèle dynamique du procédé à partir des mesures des entrées/sorties dont la connaissance est nécessaire pour la conception et la mise en œuvre d'un système de régulation performant. L'identification des paramètres d'un processus comporte quatre étapes [Oga02]:

- Acquisition des entrées/sorties sous un protocole d'expérimentation ;
- Choix de la structure du modèle ;
- Estimation des paramètres du modèle ;
- Validation du modèle identifié (structure et valeur des paramètres).

Cette approche moderne d'identification des modèles de procédé élimine tous les défauts des méthodes classiques à savoir [Ben99] :

- une précision réduite ;
- l'influence néfaste des perturbations ;
- l'impossibilité de la modélisation des perturbations ;

- le suivi des variations des paramètres du procédé en temps réel, ce qui permet un réajustement du régulateur pendant le fonctionnement ;
- l'identification des modèles de perturbations.

L'un des éléments clés pour la mise en œuvre de cette approche pour l'identification des modèles de procédés est l'algorithme d'adaptation paramétrique qui pilote les paramètres du modèle ajustable de prédiction à partir des informations recueillies sur le système à chaque pas d'échantillonnage. Cet algorithme a une structure récursive, c'est-à-dire que la nouvelle valeur des paramètres est égale à la valeur précédente plus un terme de correction qui dépendra des dernières mesures.

IV.4.4 Algorithme d'Adaptation Paramétrique

Nous définissons en général un vecteur de paramètres dont les composantes sont les différents paramètres qui doivent être identifiés. Les algorithmes d'adaptation paramétrique ont tous la structure ci –après [Lan99] :

$$\left[\begin{array}{c} \text{nouvelle} \\ \text{estimation} \\ \text{des} \\ \text{parametres} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c} \text{estimation} \\ \text{précédente} \\ \text{des} \\ \text{parametres} \end{array} \right] + \left[\begin{array}{c} \text{gain} \\ d \\ \text{adaptation} \end{array} \right] \cdot \left[\begin{array}{c} \text{fonction} \\ \text{des} \\ \text{mesures} \end{array} \right] \cdot \left[\begin{array}{c} \text{fonction} \\ \text{de} \\ \text{l'erreur} \\ \text{de prédiction} \end{array} \right]$$

L'identification récursive offre les avantages suivants :

- obtention d'une estimation du modèle au fur et à mesure que le procédé évolue ;
- compression importante des données car les algorithmes récursifs ne traitent à chaque instant qu'une paire entrée/sortie au lieu de l'ensemble de données entrées/sorties ;
- nécessité d'une mémoire et d'une puissance de calcul sensiblement plus faible ;
- possibilité de la réalisation des systèmes d'identification en temps réel ;
- possibilité de la poursuite des paramètres des systèmes variable dans le temps.

Le paragraphe qui suit est consacré à la présentation du principe d'un algorithme d'adaptation paramétrique récursif utilisant l'algorithme de moindres carrés récursives.

IV.4.5 AAP au sens des moindres carrés récursifs

L'algorithme d'adaptation paramétrique au sens des moindres carrés récursifs a comme objectif de minimiser un critère quadratique en termes de l'erreur de prédiction sur un horizon fini de temps [Mok98]

Rappelons que le modèle discrétisé d'un processus est caractérisé par la fonction de transfert échantillonnée suivante :

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} \tag{IV.58}$$

Avec :

$$A(z) = a_0 + a_1z^{-1} + \dots + a_{na}z^{-na} \tag{IV.59}$$

$$B(z) = b_0 + b_1z^{-1} + \dots + b_{nb}z^{-nb} \tag{IV.60}$$

La sortie du processus a l'instant (t+1) peut être réécrite à partir des équations précédentes comme suit :

$$y(t+1) = - \sum_{i=1}^{n_a} a_i y(t+1-i) + \sum_{i=0}^{n_b} b_i u(t+1-i) = {}^T(t+1)\partial(t+1) \tag{VI.61}$$

Avec :

${}^T(t+1) = -[b_0, \dots, b_{nb}, a_1, \dots, a_{na}]$: vecteur des paramètres du modèle ;

$\partial(t+1) = [-y(t), \dots, -y(t-na), u(t), \dots, u(t-na)]^T$: Vecteur des mesures.

Le modèle de prédiction ajustable a priori sera décrit par :

$$Y(t+1) = {}^T(t)\partial(t+1) \tag{IV.62}$$

• **Application au contrôle de la vitesse de la MSAP**

Régulation de la vitesse

Le schéma de contrôle de vitesse est comme suit :

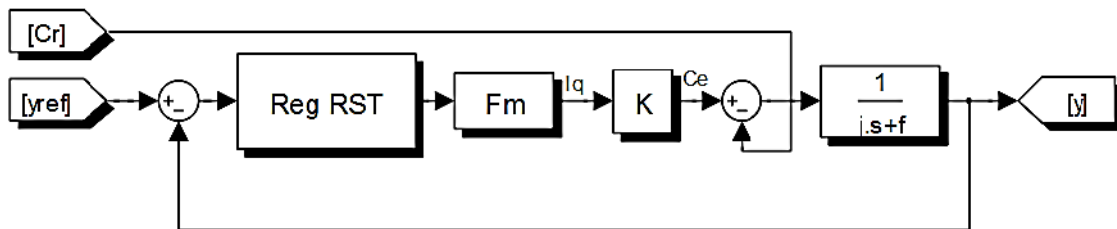


Figure IV.11 Schéma fonctionnel du contrôle de vitesse.

Après la discrétisation de notre système par un bloqueur d'ordre zéro

$$F_v(z) = \frac{F_{mq}(z).K.H(z)}{1+F_{mq}(z).K.H(z)} \tag{IV.63}$$

Tel que :

$F_{mq}(z) = \frac{b_0}{z+a_0}$: Fonction de transfert en boucle fermée dans la régulation du courant i_q

$$K = p. \varphi \tag{IV.64}$$

Alors la fonction de transfert de la vitesse peut s'écrire sous la forme IV.65 :

$$F_v(z) = \frac{b_1 z + b_0}{z^2 + a_1 z + a_0} \tag{IV.65}$$

On choisit :

$$\left. \begin{aligned} P(z) &= z + C \quad \text{et} \quad d = 0 \\ B^+(z) &= 1 \\ B^-(z) &= b_0 \\ B_m(z) &= B^-(z) \cdot \frac{P(1)}{B^-(1)} \\ A_m(z) &= z^d p(z) = z(z + c) \end{aligned} \right\} \tag{IV.66}$$

Afin de rejeter les perturbations, on insert un intégrateur de degré (l=1)

$$R(z) = B^+(z) \cdot R'(z) = R'(z) \tag{IV.67}$$

$$\left\{ \begin{aligned} \delta A_0(z) &= 2 & A_0(z) &= z^2 \\ \delta R(z) &= 1 & R(z) &= z + r_0 \\ \delta S(z) &= 2 & S(z) &= s_2 \cdot z^2 + s_1 \cdot z + s_0 \end{aligned} \right\} \tag{IV.68}$$

De l'équation de Diophante :

$$A(z) \cdot (z - 1) \cdot R(z) + B^-(z) \cdot S(z) = A_m(z) \cdot A_0(z) \tag{IV.69}$$

$$z^2 + a_1 z + a_0 \cdot (z - 1) \cdot (z + r_1) + b_0 (s_2 \cdot z^2 + s_1 \cdot z + s_0) = (z^2 + a_1 \cdot z) \cdot z^2 \tag{IV.70}$$

IV.5 Commande des systèmes de l'électronique de puissance

IV.5.1 Commande de l'onduleur par la technique MLI triangulo-sinusoidale

Pour la commande de l'onduleur nous avons choisi la technique MLI triangulo-sinusoidale, qui permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie et de repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage. Le principe de la stratégie Triangulo-sinusoidale consiste à comparer un signal triangulaire de fréquence f_p appelée porteuse, aux trois tensions de référence sinusoidale de fréquence f , les instants où se produisent les intersections de la porteuse et de la référence déterminent la durée d'ouverture et de fermeture des interrupteurs [Lab94].

Les trois tensions de référence sont décalées de 120. Les unes par rapport aux autres et leurs expressions sont les suivantes :

$$V_i = V_{max} \sin \left(2\pi f t - \frac{(i-1)2\pi}{3} \right) \tag{IV.71}$$

Avec $i= 1, 2,3$.

V_{max} : tension maximale de V_i

La forme de la porteuse est la suivante :

Ou T_p représente la période du signal de la porteuse

$$T_p = \frac{1}{f_p} \tag{IV.72}$$

On peut aussi définir deux autres paramètres qui caractérisent cette commande l'indice de modulation «m» et le Taux de modulation « r ».

Telle que :

$$\left\{ \begin{array}{l} m = \frac{f_p}{f_m} \\ r = \frac{V_m}{V_p} \end{array} \right. \tag{IV.73}$$

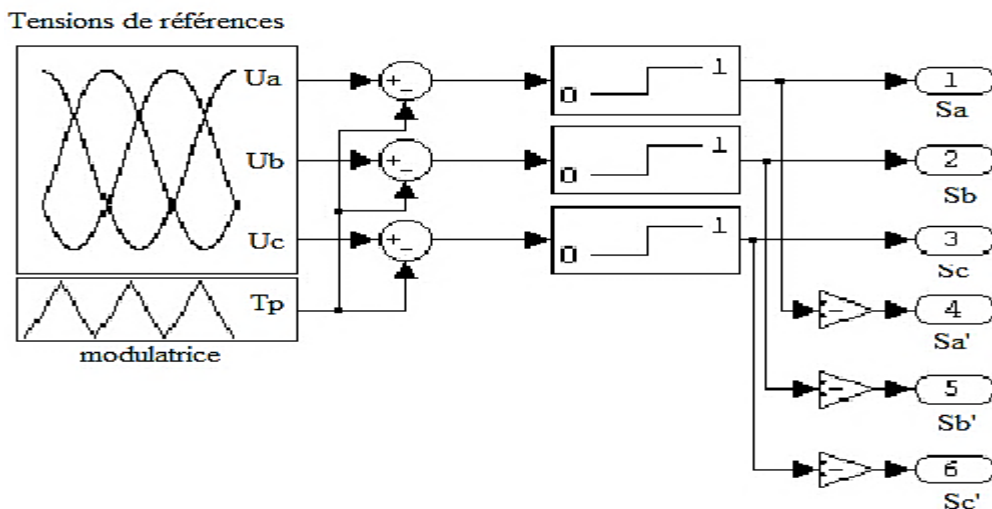


Figure IV.12 Schéma fonctionnel d'une réalisation analogique d'une MLI.

IV.5.2 Commande du convertisseur DC/DC

On a cité dans le chapitre III qu'un véhicule hybride possède deux types du hacheur :

- le premier type c'est un hacheur élévateur (parallèle) qui sert à alimenter le moteur synchrone à aimants permanents par une tension de bus constante ;
- le deuxième type c'est un hacheur abaisseur (série) qui sert à recharger la batterie électrique (système de stockage et de récupération d'énergie quand aura lieu).

a) Commande du hacheur parallèle (élevateur)

Pour la commande du hacheur parallèle on a utilisé une commande à double contrôle, ce type de contrôle très répandu dans l'industrie rentre dans la classe des commandes linéaires qui se basent sur un modèle linéaire du système pour synthétiser le contrôleur. Nous retenons la structure à deux boucles (dont les paramètres sont donnés en annexe). Son avantage est qu'elle améliore les performances dynamiques et la robustesse du contrôleur. Elle permet aussi de simplifier le contrôle du hacheur, dont la fonction de transfert présente un zéro dans la partie droite de l'axe des imaginaires rendant son contrôle par une seule boucle de tension compliqué. La structure de la commande est représentée sur la figure IV.13 :

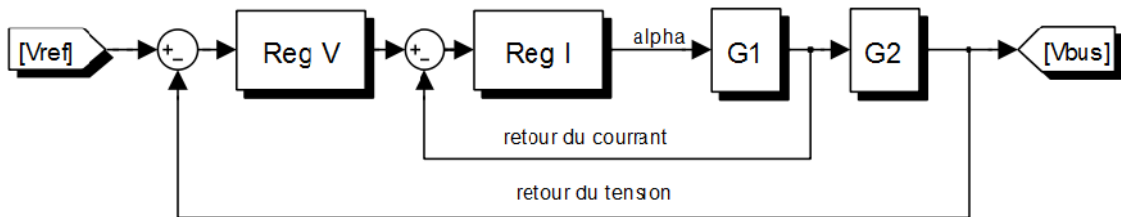


Figure IV.13 Structure de la commande par deux boucles de contrôle.

L'erreur corrigée entre la tension mesurée et celle de référence sert comme une référence de pour la boucle interne du courant. C'est cette dernière qui impose la valeur du rapport cyclique α .

Pour la boucle de contrôle présenté par la figure IV.13, nous avons besoin de déterminer les fonctions de transfert G_1 et G_2

$$G_1(s) = \frac{I_L(s)}{\alpha(s)} = \frac{2V_{bus}}{R(1-\alpha)^2} \cdot \frac{1 + \frac{(RC)}{2}s}{1 + \frac{L}{R(1-\alpha)^2}s + \frac{LC}{(1-\alpha)^2}s^2} \tag{IV.74}$$

$$G_2(s) = \frac{V_{bus}(s)}{I_L(s)} = \frac{R(1-\alpha)^2}{2} \cdot \frac{1 - \frac{L}{R(1-\alpha)^2}s}{1 + \frac{(RC)}{2}s} \tag{IV.75}$$

b) Commande du hacheur abaisseur (série)

Pour réguler le courant de la batterie à une valeur de référence i_{bat} , on a fait appel aux régulateurs à hystérésis, la commande par hystérésis à bande fixe consiste à maintenir le courant à l'intérieur d'une bande encadrant sa référence. La commande se fait alors sur

chacune des phases par rapport à une référence calculée. L'écart existant entre le courant mesuré i_{mes} et celui de référence i_{ref} est comparé à une bande fixe, appelée bande d'hystérésis (HB). Chaque sortie de la bande entraîne un changement de la configuration des interrupteurs. Cette technique de régulation présente l'avantage d'être rapide, robuste et facile à mettre en œuvre. En revanche dans ce cas de contrôle du courant, la fréquence de commutation dépend essentiellement de la dérivée du courant de consigne. L'amplitude de la dérivée n'est donc pas maîtrisée et la fréquence de commutation n'est pas donc fixe. Ce point peut être particulièrement pénalisant dans le cas des systèmes de fortes puissances où la fréquence de commutation est limitée à des valeurs de l'ordre du kHz, du fait des caractéristiques des composants. Si le courant atteint les limites de la bande, on aura en sortie un signal logique (1 ou 0) pour l'interrupteur du convertisseur série figure III.6, c'est-à-dire :

$$\begin{cases} F = 1 \text{ si } I_{bat} < I_{ref} - \Delta i \\ F' = 0 \text{ si } I_{bat} < I_{ref} + \Delta i \end{cases} \quad (IV.76)$$

Tel que Δi est la bande d'hystérésis définie dans le régulateur.

Lorsque la valeur de la tension de bus $V_{bus} = 500 V$ et que la valeur de la tension de la batterie dans les alentours de $V_{bat} = 200 V$ alors la fréquence du courant en mode hystérésis sera d'environ de $f = 10 kHz$

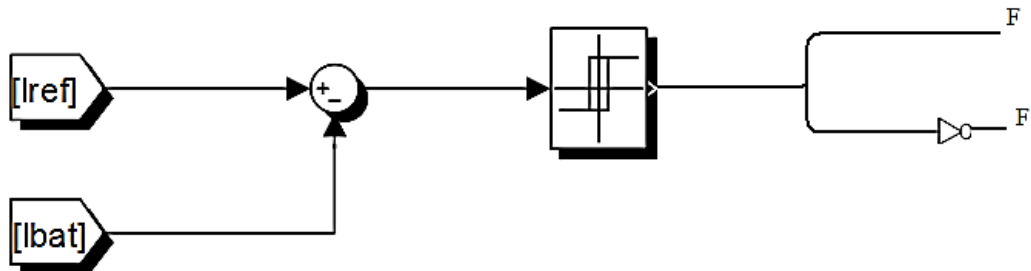


Figure IV.14 Schéma de principe de la régulation du courant par hystérésis.

VI.6 Résultats de simulation et validation de la commande vectorielle

Pour la simulation et la validation de la structure de la commande par la commande RST. On a fait des simulations à l'aide du logiciel MATLAB/simulink, avec un pas de simulation de $1e^{-5}$.

Le schéma de simulation est donné par la figure VI.3, changeant le régulateur PI classique par un régulateur RST.

Les performances de la commande proposée ont été testées par simulation dans le cas du réglage d'une MSAP alimentée par un onduleur de tension. Avec un régulateur RST face à une vitesse référence 1000 (tr/min), puis elle démunie jusqu'à -500 et suivie d'une application d'un couple résistant de 30 Nm entre $t = 0$ et 4 s, et de 50 Nm entre 4 et 10 s. Dans cette simulation les coefficients de RST sont : $s_2 = 2.0396$, $s_1 = -2.9876$, $s_0 = 0.9789$, $r_0 = -0.0298$, $t_0 = 0.0309$.

Ces pulsations sont calculés avec une période d'échantillonnage $T_e = 0.004$ s et un pole imposé $c = -0.75$.

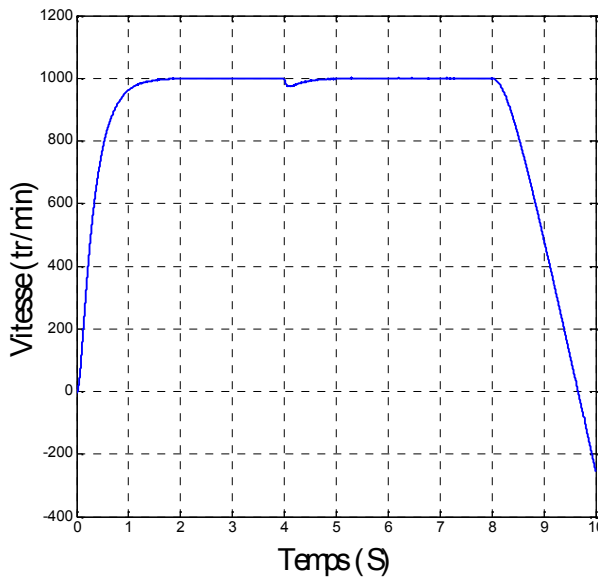


Figure IV.15 Vitesse de la MSAP.

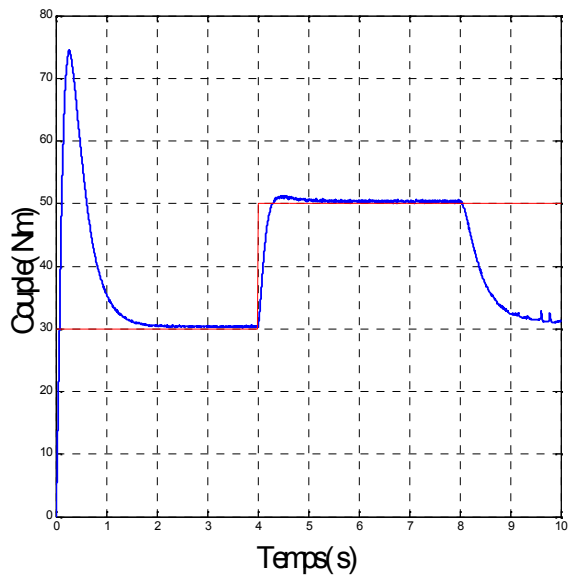


Figure IV.16 Couple de la MSAP.

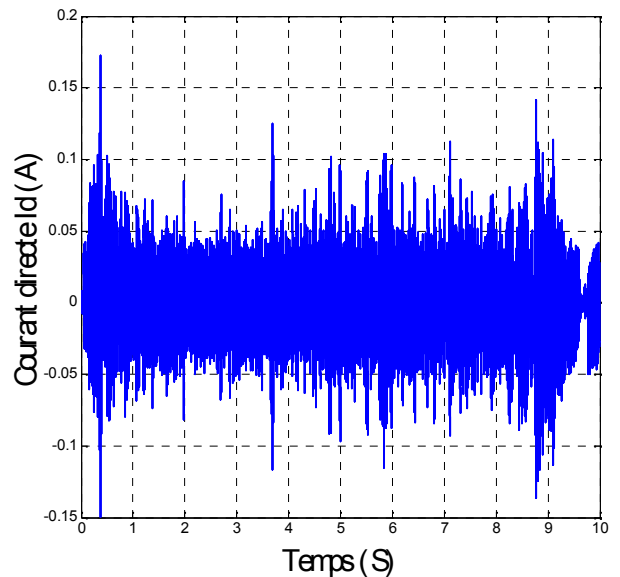
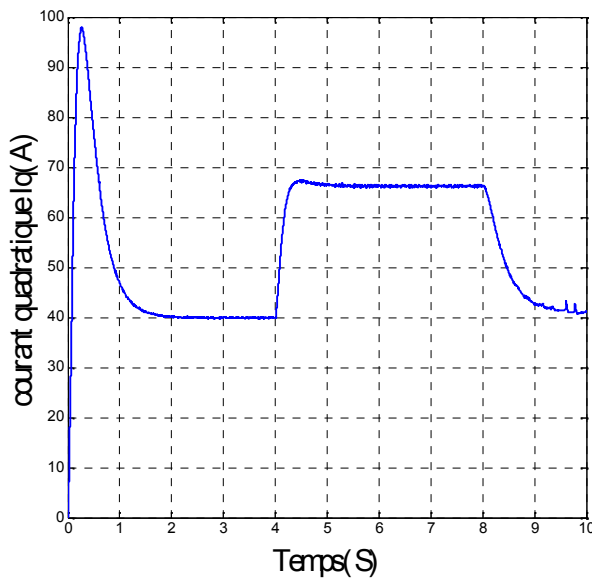


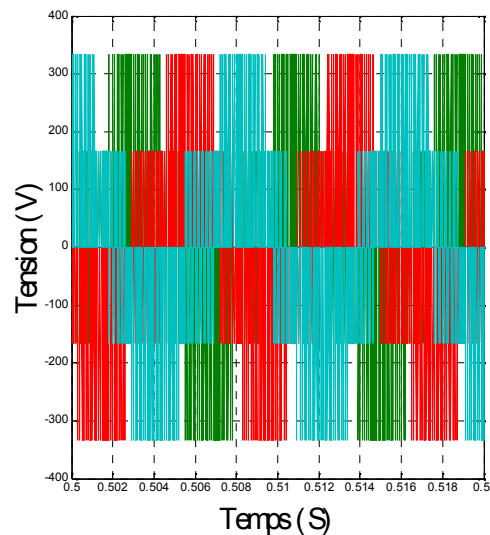
Figure IV.17 Courant quadratique i_q .Figure IV.18 Courant direct i_d .

Figure IV.19 Tensions à la sortie de l'onduleur.

- Les résultats de simulation montrent que le découplage est maintenu quel que soit la variation de la charge (dans le régime permanent) ;
- Le courant i_d prend la même valeur de référence zéro ;
- La variation de la vitesse est rapide avec petit dépassement de 1% lors du changement de la valeur du couple résistant et sans erreur statique, le rejet de perturbation est aussi rapide avec un temps de réponse d'une seconde 1.8 s.

VI.8 Unité de contrôle du véhicule électrique

Comme expliquée en chapitre I, le véhicule hybride combine les bases (idéalement zéro) émissions d'un véhicule électrique avec les performances élevées des voitures thermiques. Cependant l'optimisation des performances et de l'économie du carburant est un problème complexe de commande, il y'a de nombreuses issues est considérablement impliquées dans la commande de la traction d'un véhicule hybride, sa inclut l'efficacité du moteur thermique et du moteur électrique, en fonction des conditions de fonctionnements.

Il est pratiquement impossible de faire une telle pré-programmation dans les conditions réelles. Cependant, en surveillant les opérations instantanées du véhicule, il est possible de réaliser une commande optimale du véhicule et optimiser les émissions selon des conditions de fonctionnement, le contrôleur peut commander le véhicule pour une conduite

toute électrique, tous thermique, ou une combinaison des deux, quand le moteur thermique est en marche, il doit fonctionner à son rendement maximale.

Le contrôleur (VCU) sera modélisé comme une unité de commande qui englobe toutes la logique de contrôle, l'outil le plus judicieux est *State Flow* Simulink comme illustre dans la figure V.20.

State flow

State flow est un outil intégré récemment à *Simulink*. C'est une interface graphique qui permet de décrire des automates de contrôle selon une sémantique proche du langage *State charts*, l'automate est édité avec *State Flow* et compilé sous la forme d'une fonction ce qui peut être intégrée dans un schéma *Simulink* sous la forme d'un bloc dont les entrées sont des conditions associées aux transitions de l'automate et les sorties sont des actions associées aux états et/ou aux transitions. Les sorties de l'automate permettent de contrôler l'exécution des blocs par le biais des entrées trigger. Les changements de mode peuvent être décrits par un automate. Les lois de commande sont décrites par un graphe *Simulink*. L'automate contrôle l'exécution des lois de commande.

La figure IV.20 représente la gestion d'énergie du véhicule

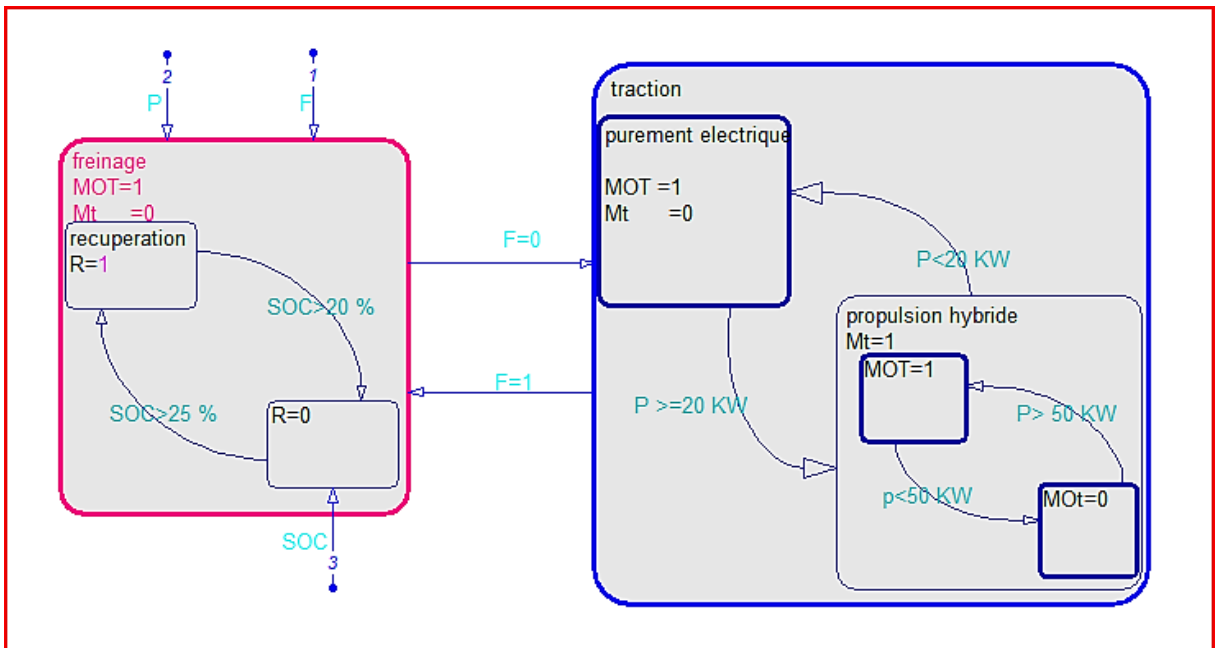


Figure IV.20 Gestion d'énergie du véhicule.

A chaque instant t , pour maintenir l'état de charge dans des limites acceptables, il est nécessaire de modifier les commandes calculées pour la minimisation des pertes, dans un véhicule hybride parallèle on peut distinguer deux stratégies de gestion :

Avec maintien de charge :

Quand l'état de charge est au-dessus d'un certain seuil, le moteur électrique sollicité pour contribuer à la propulsion, une fois l'état de charge va au-dessous d'un certain seuil, la stratégie de commande exerce un couple supplémentaire sur le moteur thermique pour mettre le moteur électrique hors service.

La stratégie de rechargement de la batterie peut être changée si seul l'état de charge va au dessus de sa valeur maximale.

Avec épuisement de charge :

- Le moteur électrique est employé pour toute la propulsion ;
- Pendant que la batterie s'épuise, le moteur thermique commence à s'appliquer à des vitesses inférieures.

Cette stratégie évite d'utiliser le moteur thermique aux régions de basse efficacité, elle lui permet seulement de fonctionner pour les puissances élevées.

IV.9 Simulation générale appliquée au système global de véhicule hybride

Cette partie de ce chapitre a pour objectif de montrer les résultats obtenus avec le modèle parallèle à simple arbre. Notre test de simulation a été fait sur un cycle de 15 seconde pendant lequel tous les modes de fonctionnement sont appliqués, à savoir le démarrage, la conduite normale, le cas d'une forte accélération et le cas d'un freinage. Dans ces résultats nous avons montré pour chacun de ces modes mettant en évidence les échanges de puissance entre les sous-systèmes du véhicule.

La figure IV.21 présente le schéma globale de simulation, elle englobe le schéma principe d'un véhicule hybride à simple arbre

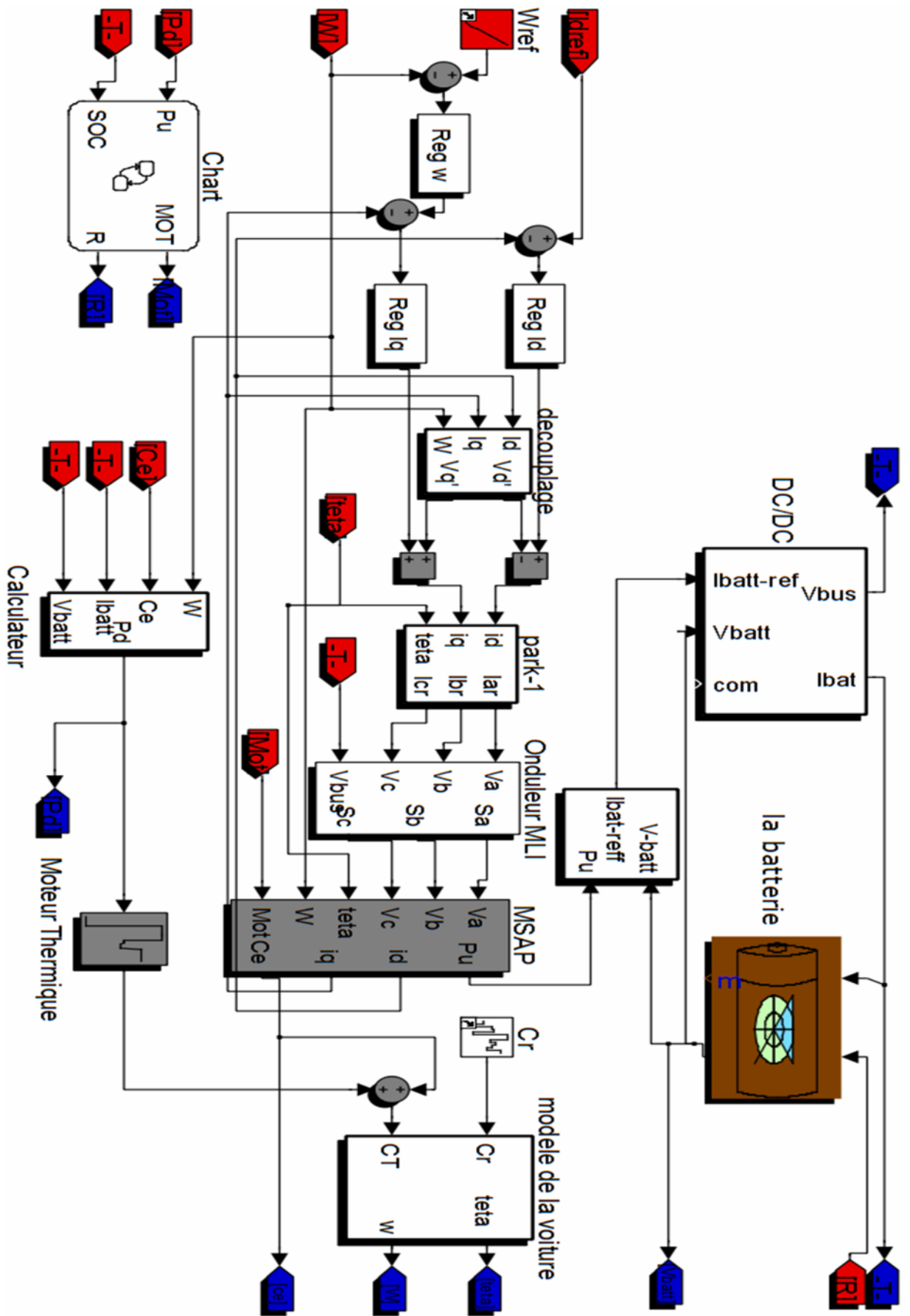


Figure IV.21 modèle dynamique du véhicule hybride à simple arbre.

La figure IV.22 représente le profil de vitesse. Il s'agit d'une accélération constante pendant une seconde de 0 à 700 tr/s, puis d'une vitesse constante pendant deux secondes, à la troisième seconde un freinage sera appliqué ou décélération pendant une seconde. Une accélération nul jusqu'à la quatrième seconde se qui donne une image d'une conduite dans une zone urbaine qui ne dépasse pas les basses vitesses, au delà de la cinquième seconde un autre cycle commence, une accélération jusqu'à la neuvième seconde une autre fois la vitesse prend sa stabilité à une vitesse fixe jusqu'à la douzième seconde pour qu'elle diminue dans le cas d'une décélération ou bien application d'un freinage.

A travers se profil on distingue les déférentes phases de fonctionnement selon la puissance demandée :

- le moteur électrique seul fournit la totalité de la puissance demandée ;
- le moteur thermique seul fournit la totalité de la puissance demandée ;
- les deux moteurs fournissent simultanément la puissance demandée ;
- recharger de la batterie en profitant de la phase de freinage du véhicule.

L'état de charge initial vaut 50% lors de la simulation.

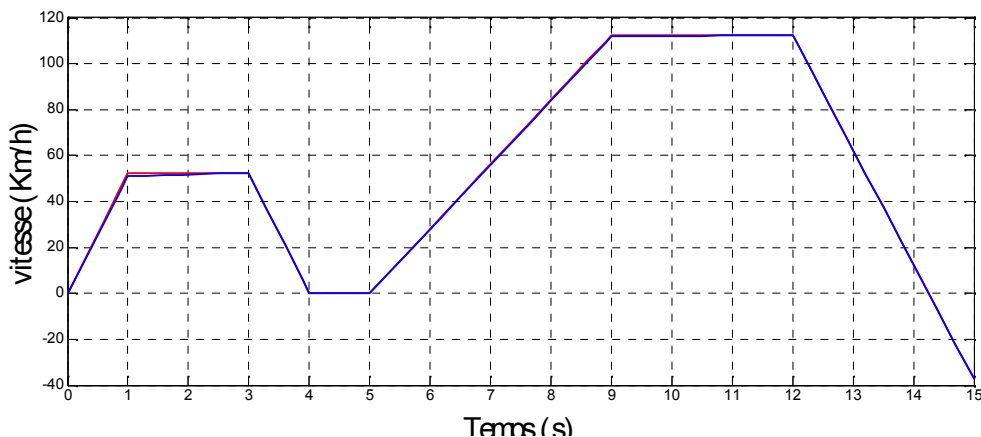


Figure IV.22 Comparaison entre vitesse de référence et vitesse réelle.

Les figures IV.23-24-25, dans le premier cycle de zéro à 5 seconde la puissance demandée au moteur thermique n'a pas dépassé les 20 kW se qui veut dire que durant ce cycle, seule la machine électrique est utilisée, pour atteindre la puissance désirée par le conducteur, c'est la phase de démarrage et de la conduite dans les villes.

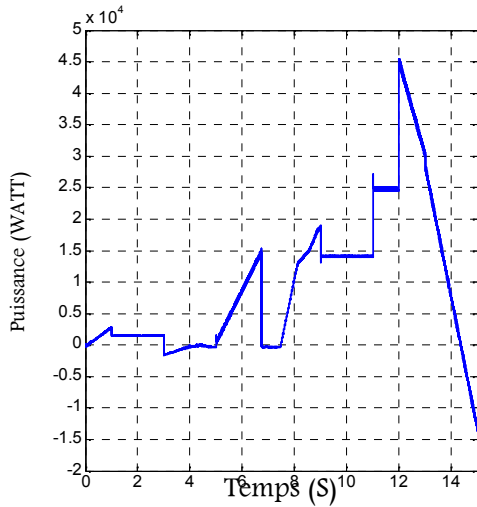


Figure IV.23 puissance du moteur électrique.

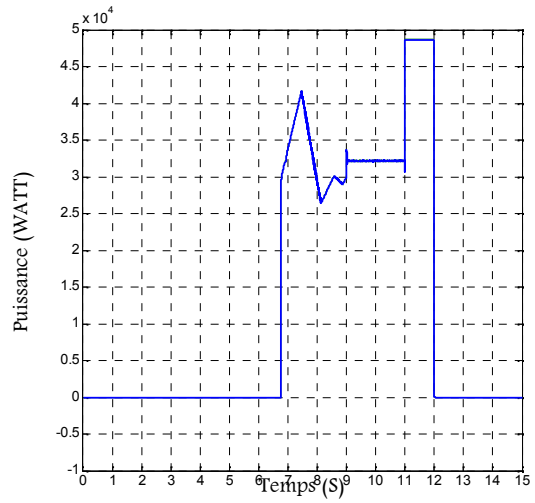


Figure IV.24 puissance du moteur thermique.

Le deuxième cycle, commence à partir de la cinquième seconde le véhicule passe à la haute vitesse, c'est-à-dire que la puissance calculée par le calculateur va augmenter, dès que cette dernière dépasse les 20 kW, le moteur thermique s'allume pour qu'il prend la propulsion de véhicule en charge, c'est la phase d'accélération. Dans cette phase le moteur électrique s'éteint pour qu'il garde la batterie en charge, et le moteur thermique fonctionne dans l'état optimal autour de 45 kW. Après la septième seconde la puissance atteint 50 kW, puisque ce type des véhicules offre la possibilité de mettre en marche les deux moteurs, alors le moteur électrique se déclenche encore une autre fois pour additionner son effort a celui du moteur thermique afin d'assurer la propulsion du véhicule.

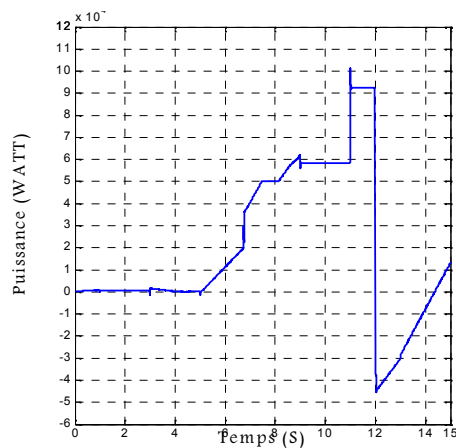


Figure IV.25 Puissance total demandée par le véhicule .

Ensuite, c'est la phase de freinage où le moteur thermique s'éteint et le moteur électrique fonctionne en mode générateur afin de récupérer l'énergie cinétique des roues et la transformée et en fin, la stockée dans la batterie.

Les figures IV.26-27-28 représentent la répartition optimale du couple total entre des deux moteurs, électrique et thermique. Selon les phases de fonctionnement le calculateur fait des calculs de la puissance demandée et celle fournie par la batterie pour un contrôle optimal des deux moteurs.

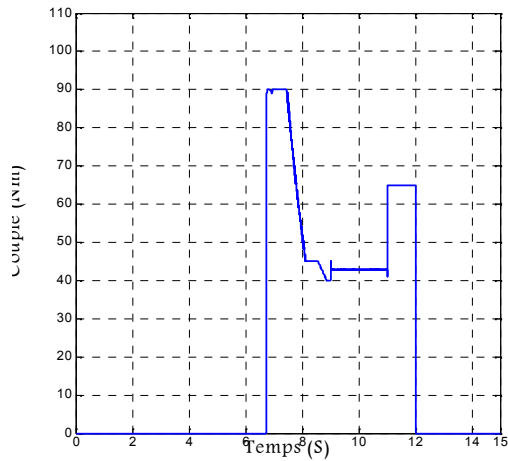


Figure IV.26 Couple du moteur thermique.

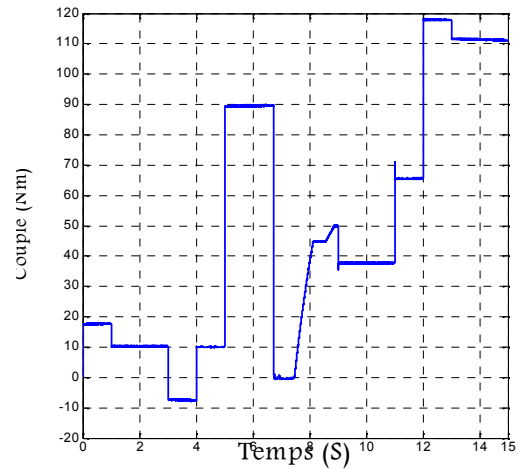


Figure IV.27 couple du moteur électrique.

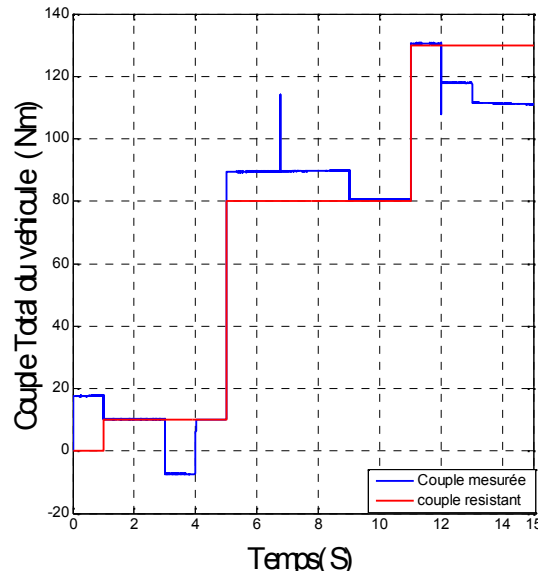


Figure IV.28 Comparaison entre le couple résistant et celui mesurée.

Sur ces trois figures en remarque bien la répartition du couple et comment les deux moteurs additionne leurs couple pour compenser le couple résistant d'une part et d'assurer la propulsion du véhicule d'autre part.

La batterie passe par les deux états selon la dynamique du courant de charge i_{bat} :

- Décharge pendant le fonctionnement moteur correspondant à une diminution du soc (state of charge), pour alimenter le moteur électrique ;
- Recharge pendant le fonctionnement générateur correspondant à une augmentation du soc, et récupération de l'énergie cinétique des roues.

Le premier mode de fonctionnement de la batterie lors de cette simulation est le mode de décharge de la batterie, dans ce cas la batterie fournit intégralement la puissance nécessaire au moteur électrique afin de propulser du véhicule

Ce mode correspond à la période $t=0$ s et 12s sur cet intervalle la puissance du moteur est positive.

Le seconde mode de fonctionnement rencontre lors de cette simulation est le mode de recharge de la batterie. Dans ce cas le moteur fonctionne en mode générateur afin de stocker l'énergie cinétique des roues dans la batterie. Ce mode correspond à la période $t=12$ s à $t=15$ s

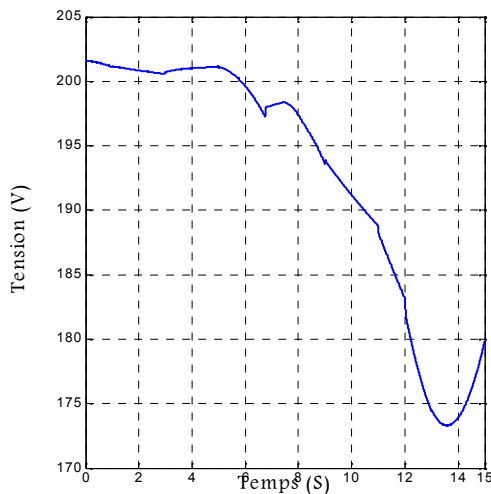


Figure IV.29 Tension à la borne de la batterie.

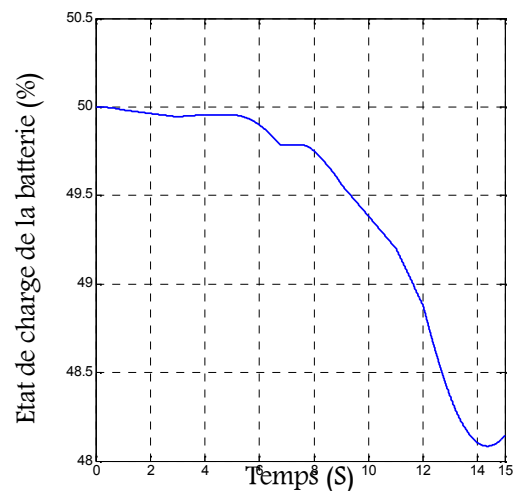


Figure IV.30 Etat de charge.

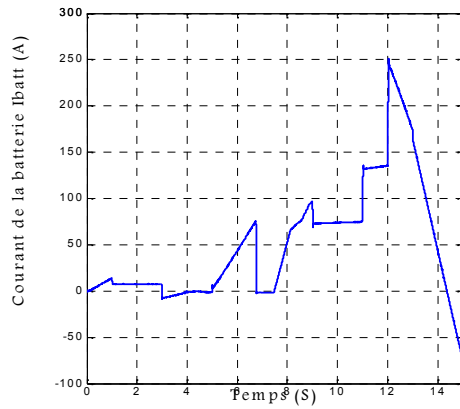


Figure IV.31 Courant de charge de la batterie.

Le courant de charge suit la puissance fournie par le moteur électrique par la relation suivante :

$$I_{bat} = \frac{P_e}{V_{Bat}}$$

La figure IV.32 représente la tension de bus qui prends la valeur 500 V durant toutes les phases de fonctionnement.

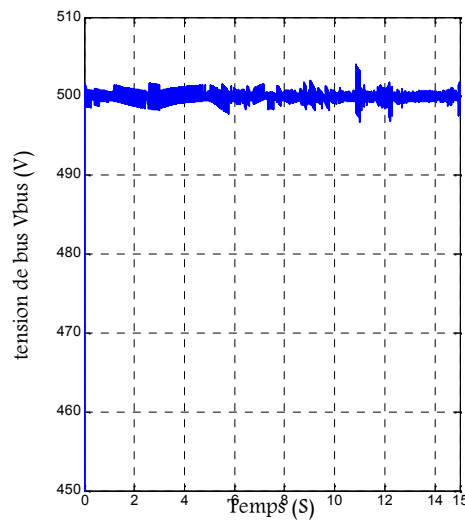


Figure IV.32 Tension de bus.

IV.10 Conclusion

Dans ce chapitre on a validé notre stratégies de commande appliquée au véhicule hybride sur deux profile de mission différents, nous avons mis en évidence l'intérêt de la gestion optimale de l'énergie entre nos deux moteurs.

On constate que la commande vectorielle, nous a permis de simplifier le système et d'obtenir un modèle linéaire à partir d'un modèle non linéaire et couplé, mais on voit bien que le système a besoin d'un régulateur type (PI, RST) pour optimiser la réponse du système et diminuer les oscillations du couple électromagnétique et de la composante directe du courant i_d .

Pour une commande numérique de notre système nous avons proposé un régulateur RST. Ce type de régulateur est mieux adopté pour la commande numérique. La synthèse RST consiste à trouver trois polynômes numériques pour que le système en boucle fermée suit un modèle de référence qui est choisi en fonction des performances souhaitées.

Afin de réaliser une commande (RST) numérique du moteur, les paramètres ont été identifiés préalablement Hors-ligne. En utilisant l'algorithme des moindres carrés, tous les paramètres du moteur sont identifiables à partir du modèle dans le repère « d-q ». Le repère « d-q » est avantageux pour l'identification car les courants et les tensions sont constantes à vitesse constante. La plupart des paramètres sont identifiables en régime permanent

Ce type de stratégie permet une bonne maîtrise du vecteur de tension et une diminution des harmoniques.

L'utilisation du moteur électrique seul en propulsion pour les basses puissances demandées permet d'éviter l'utilisation du moteur thermique dans un domaine de fonctionnement dans lequel il est particulièrement polluant et peu efficace.

Aussi, nous avons montré que ya une possibilité d'ajouter les deux moteurs afin de propulser le véhicule et de diminuer l'émission de CO_2 lors de fonctionnement en régime optimal du moteur thermique.

IV.1 Introduction

On s'attend à ce que les véhicules hybrides aient une consommation de carburant inférieure à celle de leur homologue conventionnel tout en conservant les mêmes performances. La principale différence concerne la gestion de deux sources d'énergie c'est les stratégies de commande doivent aller dans le sens de la réduction de la consommation moyenne de carburant, il est nécessaire d'y intégrer la gestion de la deuxième source d'énergie.

IV.2 Stratégie de commande de la MSAP

On a vu dans le chapitre III le principe de fonctionnement de la voiture hybride et nous savons qu'il nous faut un calcul de la consigne du couple que doit fournir le moteur électrique pour la propulsion du véhicule, mais le moteur synchrone pose des problèmes de fonctionnement. Tout d'abord, il ne démarre pas spontanément sans artifice. Ensuite, il y a un risque de décrochage. En effet, le moment du couple a une valeur moyenne non nulle que si le rotor tourne parfaitement à la vitesse du champ tournant. Si ce synchronisme n'est pas respecté, le moment du couple a une valeur moyenne nulle et le moteur ralentit puis s'arrête. La machine se comporte alors presque comme un court circuit puisqu'il n'y a plus de force électromotrice induite. Ce phénomène de décrochage peut se produire soit :

- Lors le couple résistant devient excessif et que l'angle interne α dépasse la valeur $\frac{\pi}{2}$.
- Ou bien lors d'un régime transitoire résultant d'une variation de fréquence destinée à modifier la vitesse ou d'un changement brutal de couple résistant.

Un autopilotage du moteur nous permet d'annuler ces défauts sous principe, un capteur détecte la position du rotor θ commande le convertisseur électronique en fonction de cette position. La pulsation ω de l'alimentation statorique est ainsi asservie à la vitesse Ω du rotor et le dispositif maintient toujours la condition :

$$\omega_s = p\Omega$$

Le décrochage est alors impossible. L'autopilotage donne à l'ensemble convertisseur, moteur synchrone un fonctionnement proche de celui d'une machine à courant continu [B.k86]. C'est-à-dire un modèle linéaire.

IV.2.1 Commande vectorielle de la MSAP

La commande vectorielle des moteurs à courant alternatif est illustrée par la loi de Laplace, la force exercée sur un conducteur parcouru par un courant placé dans un champ magnétique est le produit vectoriel du vecteur courant par le vecteur champ, elle est perpendiculaire au plan définie par ces vecteurs.

Cette commande consiste à maintenir la composante i_d nulle pour minimiser les pertes par effet Joule. Et à contrôler la vitesse et le couple électromagnétique par la composante de courant i_q générant le couple. Ce qui revient à maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux inducteur [B.k86].

Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par les aimants permanents [Vas90].

Cela permet d'envisager une commande en couple de la machine par un asservissement à zéro du courant direct. Le courant quadratique de référence i_q est obtenu par la boucle de régulation de la vitesse de rotation de la machine synchrone (utilisant un régulateur PI dont les paramètres sont donnés en annexe) il s'agit d'un pilotage vectoriel de la MSAP qui nécessite la connaissance de la position du vecteur flux rotorique. Qu'elle peu être obtenue grâce a la mesure de la position angulaire du rotor à l'aide d'un capteur de position [Mir05], ou à partir d'une estimation analytique [Ros09].

L'annulation du courant direct qui correspond à l'alignement du flux d'excitation sur l'axe direct fait que l'angle α entre le vecteur force électromotrice E_s de la machine et son courant i_s est nul . Ce qui ne permet pas d'avoir un facteur de puissance unitaire [Mir05].

- **Application de la commande**

$$\frac{d}{dt}i_d = \frac{1}{L_d}(V_d - R i_d + L_q \omega i_q) \quad (\text{IV.1})$$

$$\frac{d}{dt}i_q = \frac{1}{L_q}(V_q - R i_q - L_d \omega i_d - \varphi_f \omega) \quad (\text{IV.2})$$

$$\frac{d}{dt}\Omega = \frac{1}{J}(C_e - f \Omega - C_r) \quad (\text{IV.3})$$

Avec

$$C_e = p\varphi_f i_q \quad (\text{IV.4})$$

Le schéma bloc représentant ces dernières équations est donné sur la figure IV.1

Avec

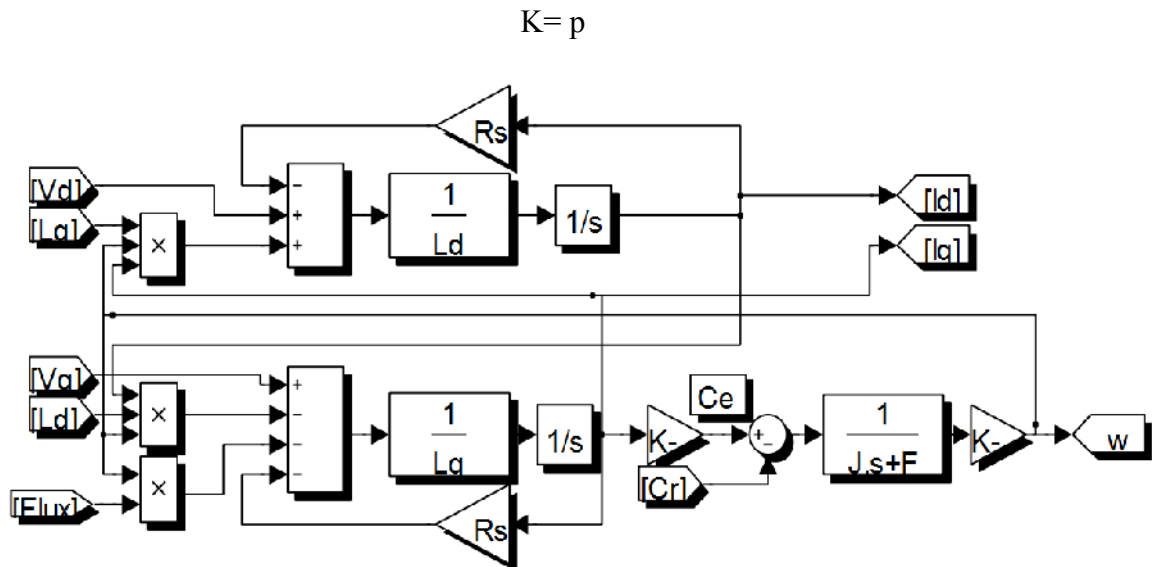


Figure IV.1 Model de la MSAP commandé en tension.

Le modèle en tension décrit par les équations (IV.1-2-3) montre que la machine synchrone à aimants permanents est un système multi-variable et fortement couplé. L'expression (IV.4) montre que le choix de $L_q = L_d = L$ permet d'avoir un couple Électromagnétique qui dépend que de i_q . Et cette expression linéaire couple-courant, nous rappelle celle de la machine à courant continua excitation séparée.

IV.2.2 Mise en équation du découplage par retour d'état

La commande par orientation du champ consiste à annuler l'effet de l'axe « d » sur « q », en imposant ($i_d = 0$), cela est possible en effectuant un retour d'état approprié en prenant l'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machines soient les plus proches possible des tensions de référence. Mais il faut définir des termes de compensation, car dans les équations statoriques il ya des termes de couplage entre les axes d-q. [Ben05]

Les tensions suivant les axes « d, q » peuvent être écrites sous les formes suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d = R_d i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - L_q \omega i_q \\ V_q = R_d i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega (i_d L_d + \varphi_f) \end{array} \right. \quad (IV.5)$$

La figure IV.2 représente le couplage qui existe entre l'axe d-q .

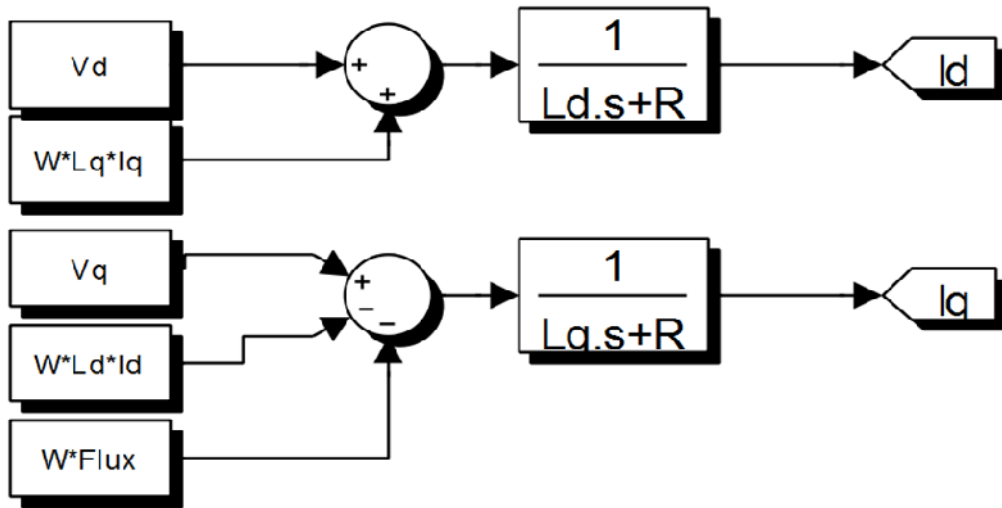


Figure IV.2 Description de couplage entre l'axe d-q.

Les tensions V_d , et V_q dépendent à la fois des courants sur les axes d-q. [Ben05] On sait bien que la commande par orientation du champ consiste à annuler l'effet de l'axe « d » sur l'axe « q », en imposant $i_d = 0$, cela est possible en effectuant un découplage. Ce découplage est basé sur l'introduction de termes compensatoires e_d, e_q .

Avec

$$\left. \begin{array}{l} e_q = wL_q i_q \\ e_d = w(L_d i_d + \varphi_f) \end{array} \right\} \quad (IV.6)$$

A partir de l'équation (IV.4) et (IV.5) :

On a donc

$$\left. \begin{array}{l} V_d = V_{d1} - e_q \\ V_q = V_{q1} + e_d \end{array} \right\} \quad (IV.7)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{d1} = (R_s + sL_d) i_d \\ V_{q1} = (R_s + sL_q) i_q \end{array} \right. \quad (IV.8)$$

On aura donc des courants « i_d » et « i_q » qui sont découplés et s'écrivent comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_d = \frac{V_{d1}}{R_s + sL_d} \\ i_q = \frac{V_{q1}}{R_s + sL_q} \end{array} \right. \quad (IV.9)$$

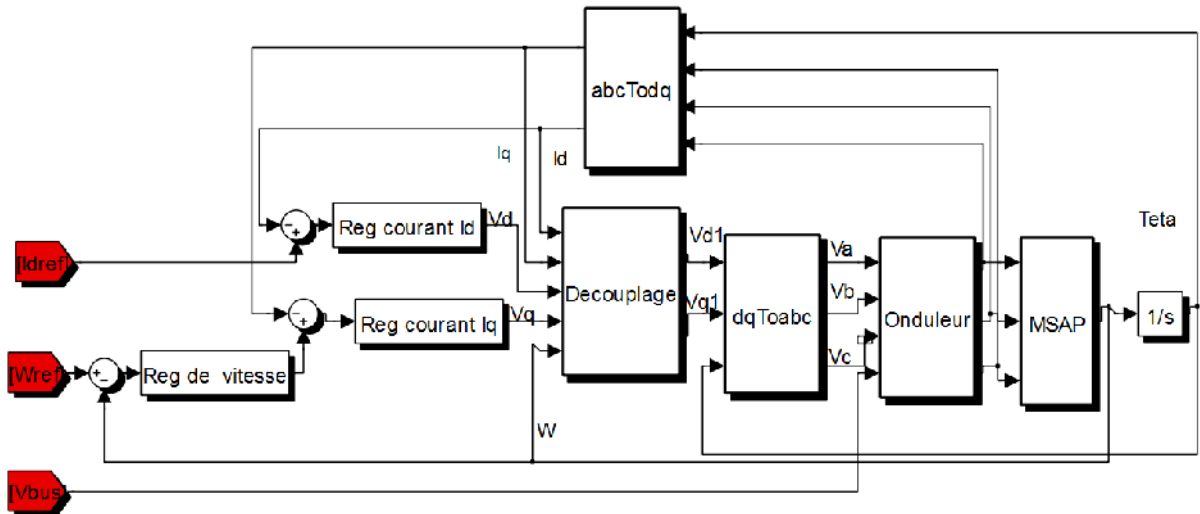


Figure IV.3 Schéma de bloc de la commande vectorielle avec compensation des F.E.M.

Une fois la machine est complètement découplée et orientée vectoriellement. Ceci nous permettons d'écrire les équations de toutes les grandeurs de la machine d'une manière simple on passe à la régulation utilisant des régulateurs de type « PI »

IV.2.3 Dimensionnement et calcul du régulateur classique (PI)

Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus. Les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en œuvre. Les algorithmes, même les plus performants, sont toujours une combinaison de ces actions.

Nous nous contentons de régulateurs classiques de type « PI » dans une structure par boucle imbriquée. Dans ce cas, nous pouvons distinguer deux modes :

- Le mode électrique (mode rapide : boucle interne).
- Le mode mécanique (mode lent : boucle externe).

Pour chacune des boucles de courant, nous proposons de commander la machine par des régulateurs classiques Proportionnel Intégrateur (PI) afin de compenser la perturbation du couple résistant, au niveau de la réponse de la vitesse de rotation, c'est-à-dire, ils comportent une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu, et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne. [Mas07]

La relation entre la sortie du régulateur $s(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ est donnée par la relation IV.10 :

$$s_r(t) = k_p \varepsilon(t) + k_i \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad (IV.10)$$

C'est-à-dire

$$\frac{s_r(p)}{\varepsilon(t)} = k_p + \frac{k_i}{p} \quad (IV.11)$$

Avec

k_p : Gain proportionnel

k_i : Gain integral

T_i : Constante de temps d'intégration;

Avec

$$T_i = \frac{1}{k_i} \quad (IV.12)$$

A partir de l'équation (IV.10) Le régulateur « PI » peut se représenté comme suit :

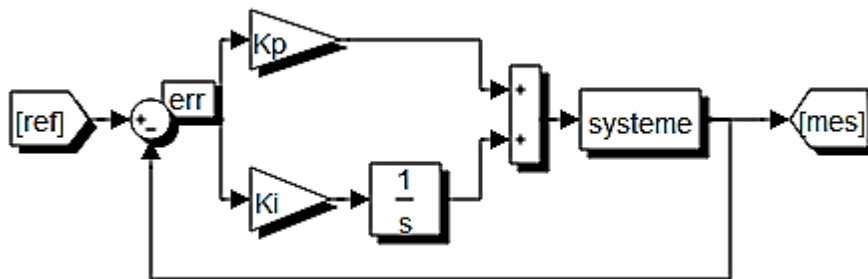


Figure IV.4 Structure interne d'un régulateur « PI ».

La machine étant découplée selon deux axes « d, q », la régulation sur l'axe « d » est faite par une seule boucle à une valeur référence $i_d = 0$.

a) Régulation du courant i_d

Dans ce cas le régulateur prend en entrée le courant i_{dref} de référence et sa mesure i_d . Et il agit sur la tension de référence V_{d1} pour ajuster le courant i_d .

D'après les équations (IV.5-7-8) la boucle de régulation du courant i_d se représente comme suite :

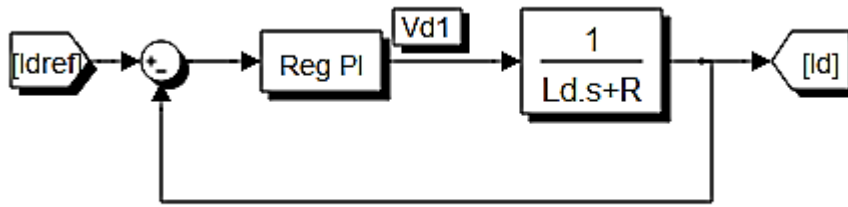


Figure IV.5 Boucle de régulation de la composante directe « i_d ».

La fonction de transfert en boucle fermée sera donnée par :

$$F_{bo}(s) = \frac{K_p s + K_i}{Ls^2 + (K_p + R_s)s + K_i} \quad (IV.13)$$

Le calcul des paramètres du régulateur se fait par la méthode imposition du modèle à poursuivre [Lon06]. Le modèle à poursuivre sélectionné comprend une seule constante de temps τ

$$\tau_e = \frac{R_s}{k_i} \quad (IV.14)$$

$$t_r = 3\tau_e \quad (IV.15)$$

Après le calcul on trouve les paramètres suivants

$$k_p = 3 \frac{L}{t_r} \quad (IV.16)$$

$$k_i = 3 \frac{R_s}{t_r} \quad (IV.17)$$

b) Régulation du courant i_q

La régulation sur l'axe « q » est faite par deux boucle en cascades l'une interne pour réguler les courant est l'autre externe pour réguler la vitesse. Sachant que la valeur référence de i_q est la sortie du régulateur de la vitesse.

Sachant que :

$$i_q = \frac{V_q}{R_s + s.L_q} \quad (IV.18)$$

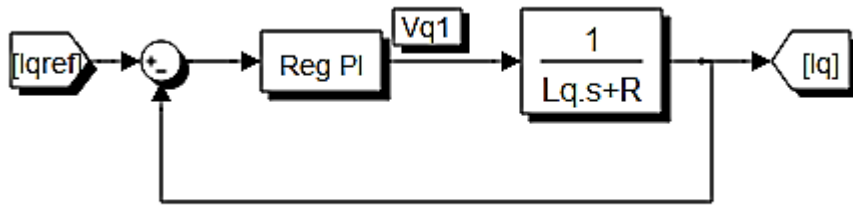


Figure IV.6 Boucle de régulation de la composante en quadrature « i_q ».

Le bloc de découplage fournit les tensions de commandes suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{d1} = -\omega L_q i_q \\ V_{q1} = R i_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega \varphi_d \end{array} \right. \quad (IV.19)$$

Pour la machine synchrone à aimants montés en surface, la constante de temps électrique (L/R_s) est généralement négligeable. donc le système devient comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d = -\omega L i_q \\ V_q = R i_q + \omega \varphi_d \\ i_d = \frac{C_e^*}{\varphi_d} \end{array} \right. \quad (IV.20)$$

A partir des deux systèmes (IV.5-19) nous obtenons :

$$i_q(s) = \frac{i_q^*(s)}{1 + \frac{L}{R_s} s} = \frac{i_q(s)}{1 + \tau_e s} \quad (IV.21)$$

Le schéma structurel du système à régler devient alors :

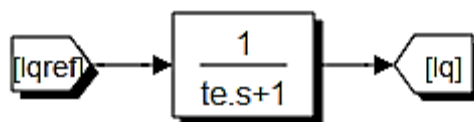


Fig. IV.7 Schéma structurel du système à régler.

en boucle fermée on aura la structure suivante :

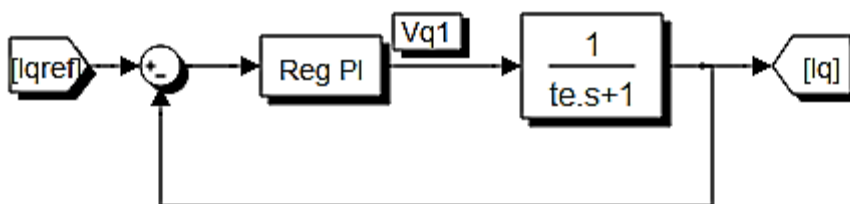


Figure IV.8 Schéma structurel du système en boucle fermée.

Le système en boucle fermée est le même que dans le cas du réglage du courant i_d alors les paramètres des régulateurs sont les mêmes.

c) Régulation de la vitesse

Avec la commande vectorielle on peut ramener le modèle du moteur synchrone à aimants permanents à un modèle linéaire équivalent à celui d'un moteur à courant continu à excitation indépendante. À partir de ce modèle, le régulateur de vitesse peut être synthétisé au moyen de techniques classiques développées pour les systèmes linéaires. Dans cette partie, nous mettons en œuvre le contrôle vectoriel en boucle fermée, la vitesse sera contrôlée par l'intermédiaire du courant statorique en insérant un régulateur PI qui peut aisément être déterminé à partir du modèle découplé de la machine. La figure IV.8 montre schématiquement la régulation de vitesse du système [Cho97]

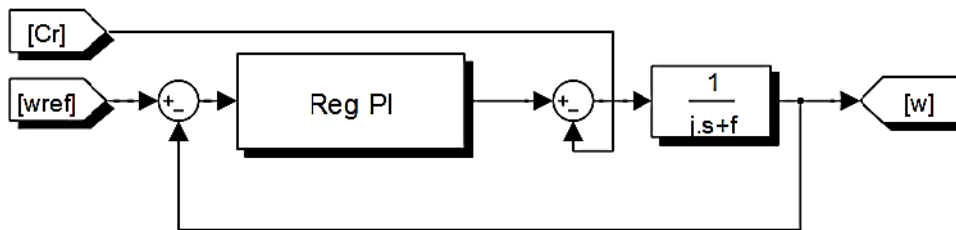


Figure IV.9 Fonction de transfert en boucle ouverte.

D'après l'équation IV.21 on a :

$$i_q(s) = \frac{i_q^*(s)}{1 + \frac{L}{R_s}s} = \frac{i_q(s)}{1 + \tau_e s} \tag{IV.22}$$

D'où :

$$C(s) = \frac{C(s)}{1 + \tau_e s} \tag{IV.23}$$

L'équation mécanique de la vitesse, nous donne :

$$\dot{s} = \frac{C(s) - C_r(s)}{f + Js} = \frac{C(s) - C_r(s)}{f(1 + \tau_m s)} \tag{IV.24}$$

Avec

$$\tau_m = \frac{J}{f} \tag{IV.25}$$

En remplaçant l'expression du couple électromagnétique C_e donné par l'équation IV.24

On obtient :

$$\dot{\omega}(s) = \frac{1}{f(1+\tau_e s)(1+\tau_m s)} C(s) - \frac{1}{f(1+\tau_m s)} C_r(s) \quad (IV.26)$$

Théoriquement une action proportionnelle suffit à garantir les critères de performances exigés par la boucle de vitesse, mais une action proportionnelle, lors d'un changement de consigne de vitesse fait substituer un écart $= \Omega_{ref} - \Omega$. Alors une action intégrale est donc nécessaire pour annuler cette erreur en régime permanent.

En ajoutant un régulateur PI de fonction de transfert donnée par :

$$R(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (IV.27)$$

La fonction de transfert globale en boucle ouverte F_{gbo} sera :

$$F_{gbo} = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \frac{1}{f(1+\tau_e s)(1+\tau_m s)} \quad (IV.28)$$

Et en boucle fermée, on aura :

$$F_{gbf}(s) = \frac{F_{gbo}(s)}{1+F_{gbo}(s)} \quad (IV.29)$$

Après les calculs élémentaires, on obtient l'expression finale de $F_{gbf}(s)$

$$F_{gbf}(s) = \frac{K_p s + K_i}{J\tau_e s^3 + (f\tau_e)s^2 + (K_p + f)s + k_i} \quad (IV.30)$$

En tenant compte des paramètres de la machine, on peut négliger les deux termes $J\tau_e$ et $f\tau_e$ alors le dénumérateur de notre fonction de transfert devient :

$$F_{gbf}(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{K_p s + K_i}{Js^2 + (K_p + f)s + k_i} \quad (IV.31)$$

Pour avoir un comportement bien amorti avec un amortissement relatif optimal, les paramètres du régulateur ont été choisis par la méthode des pôles imposés. Nous imposons les pôles du système, où la partie réelle est égale à la partie imaginaire [Lon06]. Dans ce cas, les paramètres du régulateur sont:

$$\left. \begin{array}{l} k_i = 2\rho^2 J \\ k_p = 2J\rho - f \end{array} \right\} \quad (IV.32)$$

Tel que ρ représente le module de la partie réelle et de la partie imaginaire des deux pôles.

IV.3 commande vectorielle avec régulateur RST

IV.3.1 Introduction

Dans cette partie, nous introduisons la commande vectorielle par orientation de flux statorique avec un régulateur RST de la vitesse. Cette technique de régulation est réalisée en vue d'améliorer les performances de la commande du MSAP. Le principe de cette commande est basé sur la résolution de l'équation de Bézout (Diophante) qui conduit à l'identification des polynômes R, S et T, [Rob98].

La diversité des structures de commande disponibles aujourd'hui est essentiellement liée aux objectifs donnés par le cahier des charges d'une part et à la qualité du modèle du procédé d'autre part [Gre00]. Ces structures doivent respecter les objectifs suivants :

- Stabilité de la boucle ;
- Rejet des perturbations ;
- Suivi d'une consigne.

IV.3.2 Structure du régulateur RST

La structure de la commande RST s'appuie sur la structure formelle donnée par A, B, R, S et T de la variable « s » pour les systèmes continus ou « z » pour les systèmes discrets.

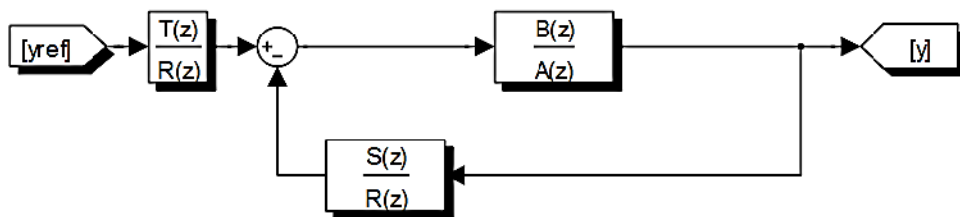


Figure IV.10 Schéma fonctionnel du montage en asservissement avec régulateur RST.

Le système est décrit par la fonction de transfert IV.33 :

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} \quad (\text{IV.33})$$

La sortie vérifie l'équation IV.34 :

$$Y(z) = \frac{B(z)}{A(z)} U(z) + P(z) \quad (\text{IV.34})$$

On suppose que A et B sont des polynômes à coefficients réels ($d^0(B) = d^0(A) = n$) et « p » est une perturbation.

L'objectif de réglage consiste à annuler l'erreur de poursuite :

$$e = Y_{ref} - Y \quad (IV.35)$$

Etant donnée un procédé définie par sa fonction de transfert, pour réaliser la synthèse d'un compensateur afin de rendre la sortie y la plus proche possible d'une référence donnée pour une certaine classe de consignes « c » et de perturbation « d » deux questions se posent alors :

- Comment choisir le modèle de référence ?
- Si l'on sait répondre à la première question, comment déterminer les polynômes R, S, et T ?

$$R(z)U(z) = T(z)Y_{ref} - S(z)Y(z) \quad (IV.36)$$

Effet intégrateur :

Afin de rejeter les perturbations, la présence d'un intégrateur est nécessaire, cela est obtenu en remplaçant $R(z)$ par $(z-1)R_1(z)$.

Les polynômes R, S, et T de notre régulateur RST sont dimensionnés et calculés à l'aide d'une stratégie de placement des pôles robustes. [LAR96]. Afin que la fonction transfert en boucle fermée du montage en asservissement soit identique à la fonction $H_m(z)$ d'un modèle à poursuivre ou du modèle de référence telle que :

$$H_m(z) = \frac{B_m(z)}{A_m(z)} \quad (IV.37)$$

On sélectionne généralement : les degrés $A_m(z) \quad degA(z)R(z) + B(z)S(z)$ le modèle à poursuivre $H_m(z)$ doit être choisi de sorte que l'erreur permanente d'asservissement $\lim_{k \rightarrow \infty} [Y_{ref}(n) - Y(n)]$ vérifié les spécifications IV.38 :

$$B_m(z) = B(z)B'_m(z) \quad (IV.38)$$

Un choix possible et le suivant :

$$H_m(z) = \frac{B(z) \frac{P(1)}{B(1)}}{z^d P(z)} \quad (IV.39)$$

Dans notre cas :

$$B_m(z) = B(z) \frac{P(1)}{B(1)} \quad (IV.40)$$

$$B'_m(z) = \frac{P(1)}{B(z)} \quad (IV.41)$$

$$A_m(z) = Z^d P(z) \quad (IV.42)$$

Le facteur Z^d provoque un retard de « d » périodes d'échantillonnage il est choisi afin de respecter $\delta A_m - \delta B_m = \delta A - \delta B$.

Le polynôme $P(z)$ peut être de degrés un ou deux

$$P(z) = (z - c_1)(z - c_2) \quad \text{Où } P(z) = z + c \quad (IV.43)$$

Où c_1 et c_2 sont des pôles du système.

Equation de Diophante (Bézout) :

$$A(z)R(z) + B(z)S(z) = A_m(z)A_0(z) \quad (IV.44)$$

Les polynômes $A(z)$ et $B(z)$ dont les coefficients sont des réels, alors l'équation de Diophante possède une solution $R(z)$ et $S(z)$ si et seulement si le plus grand diviseur commun de $A(z)$ et $B(z)$.

Alors si les inégalités suivantes sont respectées :

$$\begin{cases} \delta A_m(z) - \delta B_m(z) = \delta A(z) - B(z) \\ \delta A_0(z) = 2\delta A(z) - \delta A_m(z) - \delta B(z) - 1 \end{cases} \quad (IV.45)$$

Il existe un régulateur RST tel que :

$$\begin{cases} \delta R(z) = \delta T(z) \\ \delta R(z) = \delta S(z) \end{cases} \quad (IV.46)$$

Tel que $B^+(z)$ est un facteur de $B(z)$, A_0 polynôme observateur.

$$\begin{cases} \delta R(z) + l = \delta T(z) \\ \delta R(z) + l = \delta S(z) \\ \delta S(z) = \delta A(z) - 1 \end{cases} \quad (IV.47)$$

En présence de l'intégrateur

$$\delta S(z) = \delta A(z) + l - 1 \quad (IV.48)$$

Soit $Y_{ref}(z) = \frac{B_{ref}(z)}{A_{ref}(z)}$ la transformation en Z propre d'une consigne connue.

Avec

$$A_{ref}(z) = A_{ref}^-(z)A_{ref}^+(z) \quad (IV.49)$$

IV.3.3 Algorithme de synthèse de régulateur R S T

On choisit la synthèse avec intégrateur, dans le cas où il y a simplification de zéros du processus à régler.

Polynômes donnés

L'équation de Diophante ou identité de Bézout admet une solution unique, si les polynômes $A(z)$ et $B(z)$ sont premiers entre eux. En utilisant des théorèmes tirés de [Lan02] et en tenant compte des degrés des polynômes $A(z)$ et $B(z)$ du modèle de référence on peut alors choisir :

$$\begin{cases} \delta A_m(z) - \delta B_m(z) & \delta A(z) - B(z) \\ \delta A_0(z) \geq 2\delta A(z) - \delta A_m(z) - \delta B^+(z) + l - 1 \\ \delta R'(z) = \delta A_m(z) + \delta A_0(z) - \delta A(z) - l \\ \delta S(z) = \delta A(z) + l - 1 \end{cases} \quad (IV.50)$$

Les étapes à suivre pour dimensionner le régulateur RST :

Etape 1 :

Effectuer la factorisation :

$$B(z) = B^-(z)B^+(z) \quad (IV.51)$$

Etape 2 :

$$A(z)(z - 1)^l R'(z) + B(z)S(z) = A_m(z)A_0(z) \quad (IV.52)$$

Etape 3 :

Calcul de :

$$R(z) = (z - 1)^l R'(z) \quad (IV.53)$$

$$\begin{cases} T(z) = B_m(z)A_0(z) \\ A_0(z) = z^{n_{A_0}} \end{cases} \quad (IV.54)$$

IV.1.3.4 Discrétisation des systèmes analogiques

Il existe pratiquement deux approches de discrétisation des systèmes qui sont l'approche récurrente Z et l'approche d. Pour la discrétisation par l'approche Z, différentes approximations peuvent être utilisées pour obtenir la version numérique d'un modèle en continu. À titre indicatif, nous citons [Oga02],[Lan93] [Lou96]. :

- L'approximation rectangulaire

$$s \approx \frac{1}{T_e} (z - 1) \quad (IV.55)$$

- L'approximation trapézoïdale (dite de tustin) ou la transformation bilinéaire :

$$s \approx \frac{2}{T_e} \left(\frac{z-1}{z+1} \right) \quad (IV.56)$$

- L'approximation par un bloqueur d'ordre zéros (zéro ordre hold).

Dans un système de commande par ordinateur, la commande n'est pas continue. Elle est constante entre les instants d'échantillonnage (effet du bloqueur d'ordre zéro) est vraie par sauts aux instants d'échantillonnage. [Bla95]

Choix de la fréquence d'échantillonnage :

Le choix de la fréquence d'échantillonnage pour un système commande se fait en fonction de la bande passante désirée en boucle fermée. La règle utilisée pour le choix de la fréquence d'échantillonnage en automatique est la suivante [Lan93]:

$$f_e = \frac{6}{25} f_{Bp}^{BF} \quad (IV.57)$$

Avec f_e désigne la fréquence d'échantillonnage et f_{Bp}^{BF} est la fréquence de la bande passante du système en boucle fermée.

IV.4 Identification et commande adaptative

La "commande adaptative" est un ensemble de techniques utilisées pour l'ajustement automatique en ligne du régulateur RST afin d'obtenir ou maintenir un certain niveau de performances quand les paramètres du procédé à commander sont inconnus et/ou varient dans le temps. En tenant compte des procédures de calcul de ce régulateur par placement de pôles étudiées, la version adaptative de la commande en vitesse sera obtenue en remplaçant dans les expressions r_i, s_i et t_i des polynômes R, S et T les paramètres a_i et b_i du système par ceux estimés (\hat{a}_i et \hat{b}_i) [Lan93]

IV.4.1 Commande directe avec modèle de référence

La stratégie adoptée consiste à obtenir des performances spécifiées par un modèle de référence fixant le comportement désiré pour la boucle fermée. En conséquence, la différence entre la sortie du procédé et la sortie du modèle de référence est une mesure de la différence entre les performances réelles et les celle désirées. Cette information est ensuite utilisée par le mécanisme d'adaptation pour ajuster automatiquement les paramètres du régulateur en fonction du système. [Zal01], [Oga02]

IV.4.2 Commande indirecte avec identification du modèle

Dans ce type de commande adaptative, le modèle du processus servant pour le calcul du régulateur est remplacé par un modèle estimé en temps réel à partir des entrées et des sorties du système à réguler. Pour ce type de commande, trois tâches principales à accomplir sont :

- Identification des informations à partir du comportement du processus à l'instant présent (mesures de l'entrée et de la sortie) ;
- Optimisation du critère de performances pour la commande, ce qui nécessite le calcul des performances de la boucle fermée et le choix de la loi d'ajustement du régulateur ;
- ajustement le régulateur, donc il faut calculer un nouveau jeu de paramètres pour le régulateur qui viendra remplacer le précédent par des nouvelles paramètres.

Ces trois tâches ont pour but de déterminer un modèle optimal du processeur et d'obtenir un comportement optimale de la boucle fermée corrigée et ceci pour tout signal d'entrée et toute condition de fonctionnement.

IV.4.3 Principes de l'identification paramétrique

L'identification c'est l'opération d'extraction du modèle dynamique du procédé à partir des mesures des entrées/sorties dont la connaissance est nécessaire pour la conception et la mise en œuvre d'un système de régulation performant. L'identification des paramètres d'un processus comporte quatre étapes [Oga02]:

- Acquisition des entrées/sorties sous un protocole d'expérimentation ;
- Choix de la structure du modèle ;
- Estimation des paramètres du modèle ;
- Validation du modèle identifié (structure et valeur des paramètres).

Cette approche moderne d'identification des modèles de procédé élimine tous les défauts des méthodes classiques à savoir [Ben99] :

- une précision réduite ;
- l'influence néfaste des perturbations ;
- l'impossibilité de la modélisation des perturbations ;

- le suivi des variations des paramètres du procédé en temps réel, ce qui permet un réajustement du régulateur pendant le fonctionnement ;
- l'identification des modèles de perturbations.

L'un des éléments clés pour la mise en œuvre de cette approche pour l'identification des modèles de procédés est l'algorithme d'adaptation paramétrique qui pilote les paramètres du modèle ajustable de prédiction à partir des informations recueillies sur le système à chaque pas d'échantillonnage. Cet algorithme a une structure récursive, c'est-à-dire que la nouvelle valeur des paramètres est égale à la valeur précédente plus un terme de correction qui dépendra des dernières mesures.

IV.4.4 Algorithme d'Adaptation Paramétrique

Nous définissons en général un vecteur de paramètres dont les composantes sont les différents paramètres qui doivent être identifiés. Les algorithmes d'adaptation paramétrique ont tous la structure ci-après [Lan99] :

$$\begin{bmatrix} \text{nouvelle} \\ \text{estimation} \\ \text{des} \\ \text{parametres} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{estimation} \\ \text{précédente} \\ \text{des} \\ \text{parametres} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \text{gain} \\ d \\ \text{adaptation} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \text{fonction} \\ \text{des} \\ \text{mesures} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \text{fonction} \\ \text{de} \\ \text{l'erreur} \\ \text{de prédiction} \end{bmatrix}$$

L'identification récursive offre les avantages suivants :

- obtention d'une estimation du modèle au fur et à mesure que le procédé évolue ;
- compression importante des données car les algorithmes récursifs ne traitent à chaque instant qu'une paire entrée/sortie au lieu de l'ensemble de données entrées/sorties ;
- nécessité d'une mémoire et d'une puissance de calcul sensiblement plus faible ;
- possibilité de la réalisation des systèmes d'identification en temps réel ;
- possibilité de la poursuite des paramètres des systèmes variable dans le temps.

Le paragraphe qui suit est consacré à la présentation du principe d'un algorithme d'adaptation paramétrique récursif utilisant l'algorithme de moindres carrés récursives.

IV.4.5 AAP au sens des moindres carrés récursifs

L'algorithme d'adaptation paramétrique au sens des moindres carrés récursifs a comme objectif de minimiser un critère quadratique en termes de l'erreur de prédiction sur un horizon fini de temps [Mok98]

Rappelons que le modèle discrétisé d'un processus est caractérisé par la fonction de transfert échantillonnée suivante :

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} \quad (IV.58)$$

Avec :

$$A(z) = a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{na} z^{-na} \quad (IV.59)$$

$$B(z) = b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_{nb} z^{-nb} \quad (IV.60)$$

La sortie du processus a l'instant (t+1) peut être réécrite à partir des équations précédentes comme suit :

$$y(t+1) = - \sum_{i=1}^{n_a} a_i y(t+1-i) + \sum_{i=0}^{n_b} b_i u(t+1-i) = {}^t(t+1)\partial(t+1) \quad (VI.61)$$

Avec :

${}^t(t+1) = -[b_0, \dots, b_{nb}, a_1, \dots, a_{na}]$: vecteur des paramètres du modèle ;

$\partial(t+1) = [-y(t), \dots, -y(t-na), u(t), \dots, u(t-na)]^T$: Vecteur des mesures.

Le modèle de prédiction ajustable a priori sera décrit par :

$$Y(t+1) = {}^t(t)\partial(t+1) \quad (IV.62)$$

• Application au contrôle de la vitesse de la MSAP

Régulation de la vitesse

Le schéma de contrôle de vitesse est comme suit :

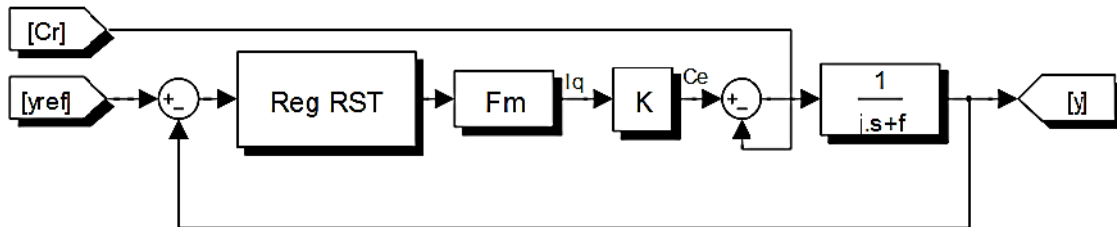


Figure IV.11 Schéma fonctionnel du contrôle de vitesse.

Après la discrétisation de notre système par un bloqueur d'ordre zéro

$$F_v(z) = \frac{F_{mq}(z).K.H(z)}{1+F_{mq}(z).K.H(z)} \quad (IV.63)$$

Tel que :

$F_{mq}(z) = \frac{b_0}{z+a_0}$: Fonction de transfert en boucle fermée dans la régulation du courant i_q

$$K = p. \varphi \quad (IV.64)$$

Alors la fonction de transfert de la vitesse peut s'écrire sous la forme IV.65 :

$$F_v(z) = \frac{b_1 z + b_0}{z^2 + a_1 z + a_0} \quad (IV.65)$$

On choisit :

$$\left. \begin{aligned} P(z) &= z + C \quad \text{et} \quad d = 0 \\ B^+(z) &= 1 \\ B^-(z) &= b_0 \\ B_m(z) &= B^-(z) \cdot \frac{P(1)}{B^-(1)} \\ A_m(z) &= z^d p(z) = z(z + c) \end{aligned} \right\} \quad (IV.66)$$

Afin de rejeter les perturbations, on insert un intégrateur de degré (l=1)

$$R(z) = B^+(z) \cdot R'(z) = R'(z) \quad (IV.67)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \delta A_0(z) &= 2 & A_0(z) &= z^2 \\ \delta R(z) &= 1 & R(z) &= z + r_0 \\ \delta S(z) &= 2 & S(z) &= s_2 \cdot z^2 + s_1 \cdot z + s_0 \end{aligned} \right\} \quad (IV.68)$$

De l'équation de Diophante :

$$A(z) \cdot (z - 1) \cdot R(z) + B^-(z) \cdot S(z) = A_m(z) \cdot A_0(z) \quad (IV.69)$$

$$z^2 + a_1 z + a_0 \cdot (z - 1) \cdot (z + r_1) + b_0 (s_2 \cdot z^2 + s_1 \cdot z + s_0) = (z^2 + a_1 \cdot z) \cdot z^2 \quad (IV.70)$$

IV.5 Commande des systèmes de l'électronique de puissance

IV.5.1 Commande de l'onduleur par la technique MLI triangulo-sinusoidale

Pour la commande de l'onduleur nous avons choisi la technique MLI triangulo-sinusoidale, qui permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie et de repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage. Le principe de la stratégie Triangulo-sinusoidale consiste à comparer un signal triangulaire de fréquence f_p appelée porteuse, aux trois tensions de référence sinusoidale de fréquence f , les instants où se produisent les intersections de la porteuse et de la référence déterminent la durée d'ouverture et de fermeture des interrupteurs [Lab94].

Les trois tensions de référence sont décalées de 120°. Les unes par rapport aux autres et leurs expressions sont les suivantes :

$$V_i = V_{max} \sin \left(2\pi f t - \frac{(i-1)2\pi}{3} \right) \quad (IV.71)$$

Avec $i= 1, 2,3$.

V_{max} : tension maximale de V_i

La forme de la porteuse est la suivante :

Ou T_p représente la période du signal de la porteuse

$$T_p = \frac{1}{f_p} \tag{IV.72}$$

On peut aussi définir deux autres paramètres qui caractérisent cette commande l'indice de modulation «m» et le Taux de modulation « r ».

Telle que :

$$\begin{cases} m = \frac{f_p}{f_m} \\ r = \frac{V_m}{V_p} \end{cases} \tag{IV.73}$$

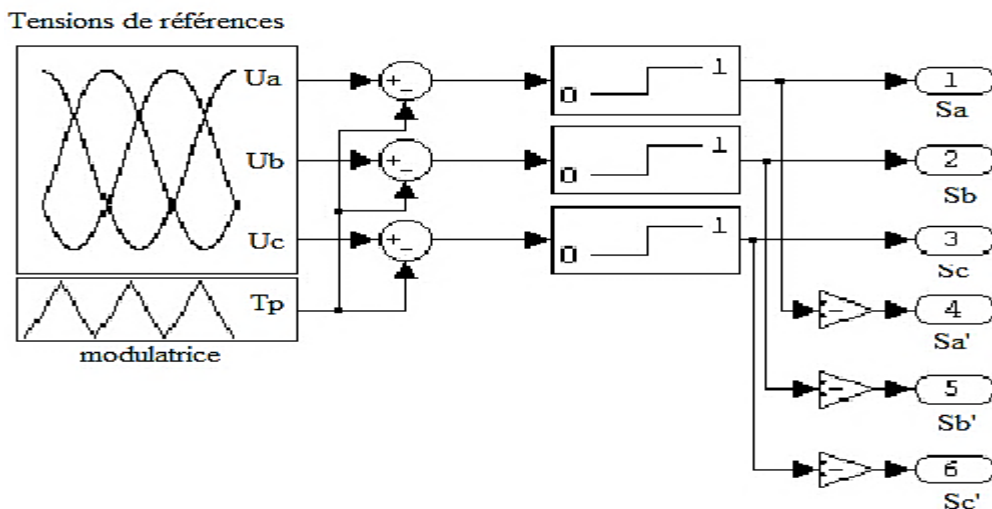


Figure IV.12 Schéma fonctionnel d'une réalisation analogique d'une MLI.

IV.5.2 Commande du convertisseur DC/DC

On a cité dans le chapitre III qu'un véhicule hybride possède deux types du hacheur :

- le premier type c'est un hacheur élévateur (parallèle) qui sert à alimenter le moteur synchrone à aimants permanents par une tension de bus constante ;
- le deuxième type c'est un hacheur abaisseur (série) qui sert à recharger la batterie électrique (système de stockage et de récupération d'énergie quand aura lieu).

a) Commande du hacheur parallèle (élevateur)

Pour la commande du hacheur parallèle on a utilisé une commande à double contrôle, ce type de contrôle très répandu dans l'industrie rentre dans la classe des commandes linéaires qui se basent sur un modèle linéaire du système pour synthétiser le contrôleur. Nous retenons la structure à deux boucles (dont les paramètres sont donnés en annexe). Son avantage est qu'elle améliore les performances dynamiques et la robustesse du contrôleur. Elle permet aussi de simplifier le contrôle du hacheur, dont la fonction de transfert présente un zéro dans la partie droite de l'axe des imaginaires rendant son contrôle par une seule boucle de tension compliqué. La structure de la commande est représentée sur la figure IV.13 :

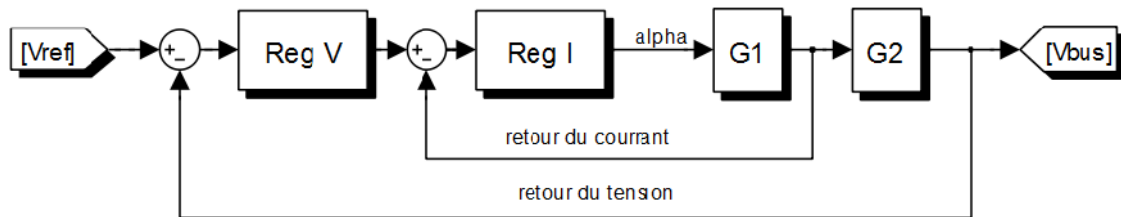


Figure IV.13 Structure de la commande par deux boucles de contrôle.

L'erreur corrigée entre la tension mesurée et celle de référence sert comme une référence de pour la boucle interne du courant. C'est cette dernière qui impose la valeur du rapport cyclique α .

Pour la boucle de contrôle présenté par la figure IV.13, nous avons besoin de déterminer les fonctions de transfert G_1 et G_2

$$G_1(s) = \frac{I_L(s)}{\alpha(s)} = \frac{2V_{bus}}{R(1-\alpha)^2} \cdot \frac{1 + \frac{(RC)}{2}s}{1 + \frac{L}{R(1-\alpha)^2}s + \frac{LC}{(1-\alpha)^2}s^2} \tag{IV.74}$$

$$G_2(s) = \frac{V_{bus}(s)}{I_L(s)} = \frac{R(1-\alpha)^2}{2} \cdot \frac{1 - \frac{L}{R(1-\alpha)^2}s}{1 + \frac{(RC)}{2}s} \tag{IV.75}$$

b) Commande du hacheur abaisseur (série)

Pour réguler le courant de la batterie à une valeur de référence i_{bat} , on a fait appel aux régulateurs à hystérésis, la commande par hystérésis à bande fixe consiste à maintenir le courant à l'intérieur d'une bande encadrant sa référence. La commande se fait alors sur

chacune des phases par rapport à une référence calculée. L'écart existant entre le courant mesuré i_{mes} et celui de référence i_{ref} est comparé à une bande fixe, appelée bande d'hystérésis (HB). Chaque sortie de la bande entraîne un changement de la configuration des interrupteurs. Cette technique de régulation présente l'avantage d'être rapide, robuste et facile à mettre en œuvre. En revanche dans ce cas de contrôle du courant, la fréquence de commutation dépend essentiellement de la dérivée du courant de consigne. L'amplitude de la dérivée n'est donc pas maîtrisée et la fréquence de commutation n'est pas donc fixe. Ce point peut être particulièrement pénalisant dans le cas des systèmes de fortes puissances où la fréquence de commutation est limitée à des valeurs de l'ordre du kHz, du fait des caractéristiques des composants. Si le courant atteint les limites de la bande, on aura en sortie un signal logique (1 ou 0) pour l'interrupteur du convertisseur série figure III.6, c'est-à-dire :

$$\begin{cases} F = 1 \text{ si } I_{bat} < I_{ref} - \Delta i \\ F' = 0 \text{ si } I_{bat} < I_{ref} + \Delta i \end{cases} \quad (IV.76)$$

Tel que Δi est la bande d'hystérésis définie dans le régulateur.

Lorsque la valeur de la tension de bus $V_{bus} = 500 V$ et que la valeur de la tension de la batterie dans les alentours de $V_{bat} = 200 V$ alors la fréquence du courant en mode hystérésis sera d'environ de $f = 10 kHz$

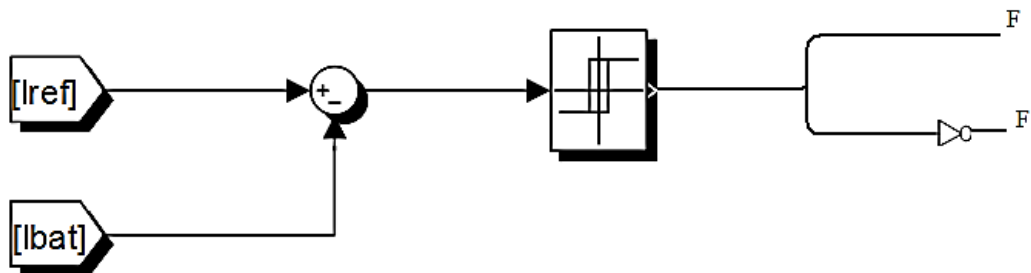


Figure IV.14 Schéma de principe de la régulation du courant par hystérésis.

VI.6 Résultats de simulation et validation de la commande vectorielle

Pour la simulation et la validation de la structure de la commande par la commande RST. On a fait des simulations à l'aide du logiciel MATLAB/simulink, avec un pas de simulation de $1e^{-5}$.

Le schéma de simulation est donné par la figure VI.3, changeant le régulateur PI classique par un régulateur RST.

Les performances de la commande proposée ont été testées par simulation dans le cas du réglage d'une MSAP alimentée par un onduleur de tension. Avec un régulateur RST face à une vitesse référence 1000 (tr/min), puis elle démunie jusqu'à -500 et suivie d'une application d'un couple résistant de 30 Nm entre $t = 0$ et 4 s, et de 50 Nm entre 4 et 10 s. Dans cette simulation les coefficients de RST sont : $s_2 = 2.0396$, $s_1 = -2.9876$, $s_0 = 0.9789$, $r_0 = -0.0298$, $t_0 = 0.0309$.

Ces pulsations sont calculés avec une période d'échantillonnage $T_e = 0.004$ s et un pole imposé $c = -0.75$.

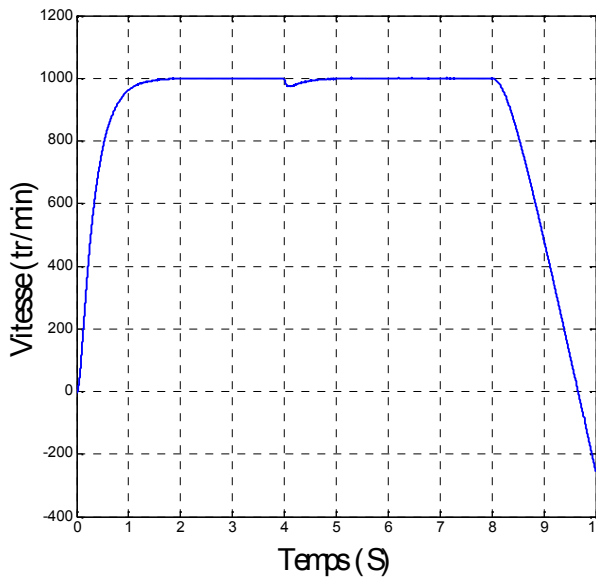


Figure IV.15 Vitesse de la MSAP.

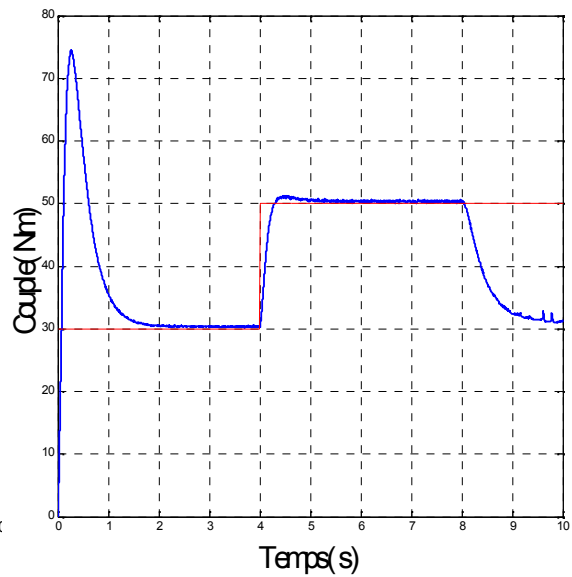


Figure IV.16 Couple de la MSAP.

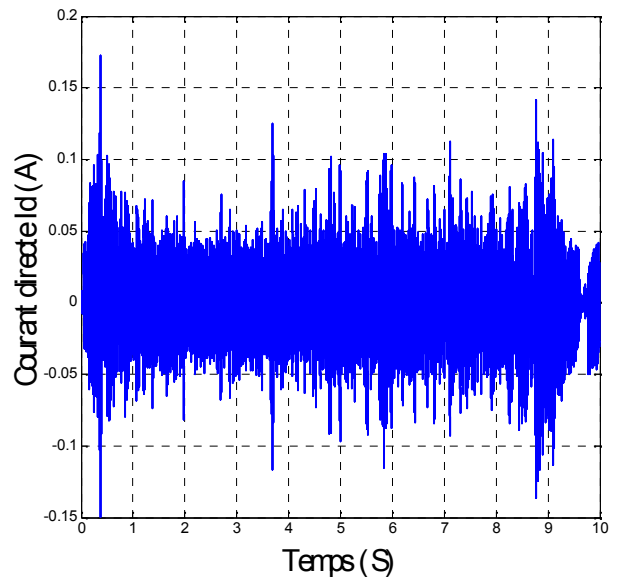
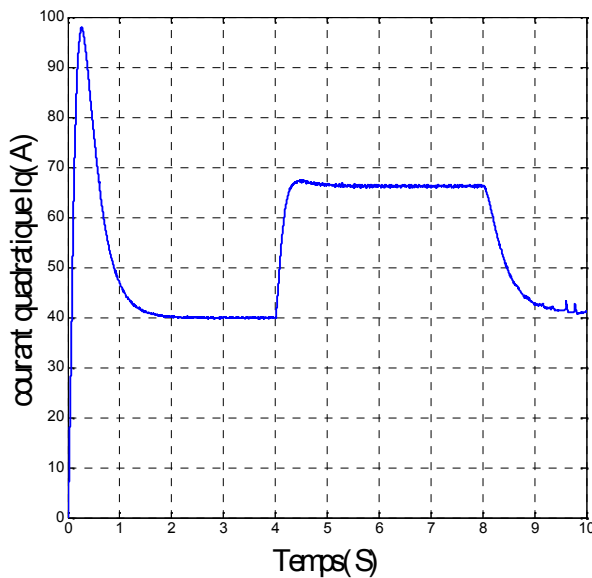


Figure IV.17 Courant quadratique i_q .

Figure IV.18 Courant direct i_d .

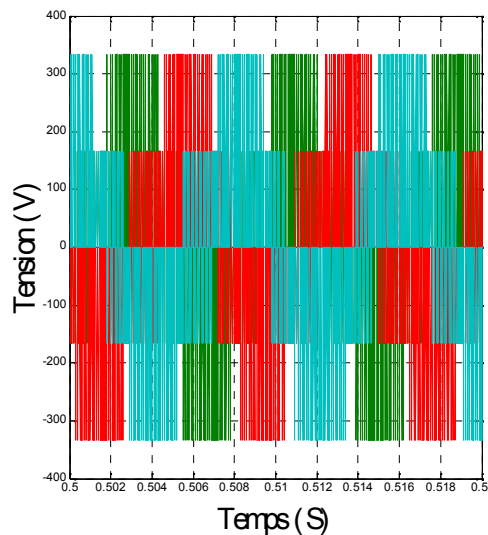


Figure IV.19 Tensions à la sortie de l'onduleur.

- Les résultats de simulation montrent que le découplage est maintenu quel que soit la variation de la charge (dans le régime permanent) ;
- Le courant i_d prend la même valeur de référence zéro ;
- La variation de la vitesse est rapide avec petit dépassement de 1% lors du changement de la valeur du couple résistant et sans erreur statique, le rejet de perturbation est aussi rapide avec un temps de réponse d'une seconde 1.8 s.

VI.8 Unité de contrôle du véhicule électrique

Comme expliquée en chapitre I, le véhicule hybride combine les bases (idéalement zéro) émissions d'un véhicule électrique avec les performances élevées des voitures thermiques. Cependant l'optimisation des performances et de l'économie du carburant est un problème complexe de commande, il y'a de nombreuses issues est considérablement impliquées dans la commande de la traction d'un véhicule hybride, sa inclut l'efficacité du moteur thermique et du moteur électrique, en fonction des conditions de fonctionnements.

Il est pratiquement impossible de faire une telle pré-programmation dans les conditions réelles. Cependant, en surveillant les opérations instantanées du véhicule, il est possible de réaliser une commande optimale du véhicule et optimiser les émissions selon des conditions de fonctionnement, le contrôleur peut commander le véhicule pour une conduite

toute électrique, tous thermique, ou une combinaison des deux, quand le moteur thermique est en marche, il doit fonctionner à son rendement maximale.

Le contrôleur (VCU) sera modélisé comme une unité de commande qui englobe toutes la logique de contrôle, l'outil le plus judicieux est *State Flow* Simulink comme illustre dans la figure V.20.

State flow

State flow est un outil intégré récemment à *Simulink*. C'est une interface graphique qui permet de décrire des automates de contrôle selon une sémantique proche du langage *State charts*, l'automate est édité avec *State Flow* et compilé sous la forme d'une fonction ce qui peut être intégrée dans un schéma *Simulink* sous la forme d'un bloc dont les entrées sont des conditions associées aux transitions de l'automate et les sorties sont des actions associées aux états et/ou aux transitions. Les sorties de l'automate permettent de contrôler l'exécution des blocs par le biais des entrées trigger. Les changements de mode peuvent être décrits par un automate. Les lois de commande sont décrites par un graphe *Simulink*. L'automate contrôle l'exécution des lois de commande.

La figure IV.20 représente la gestion d'énergie du véhicule

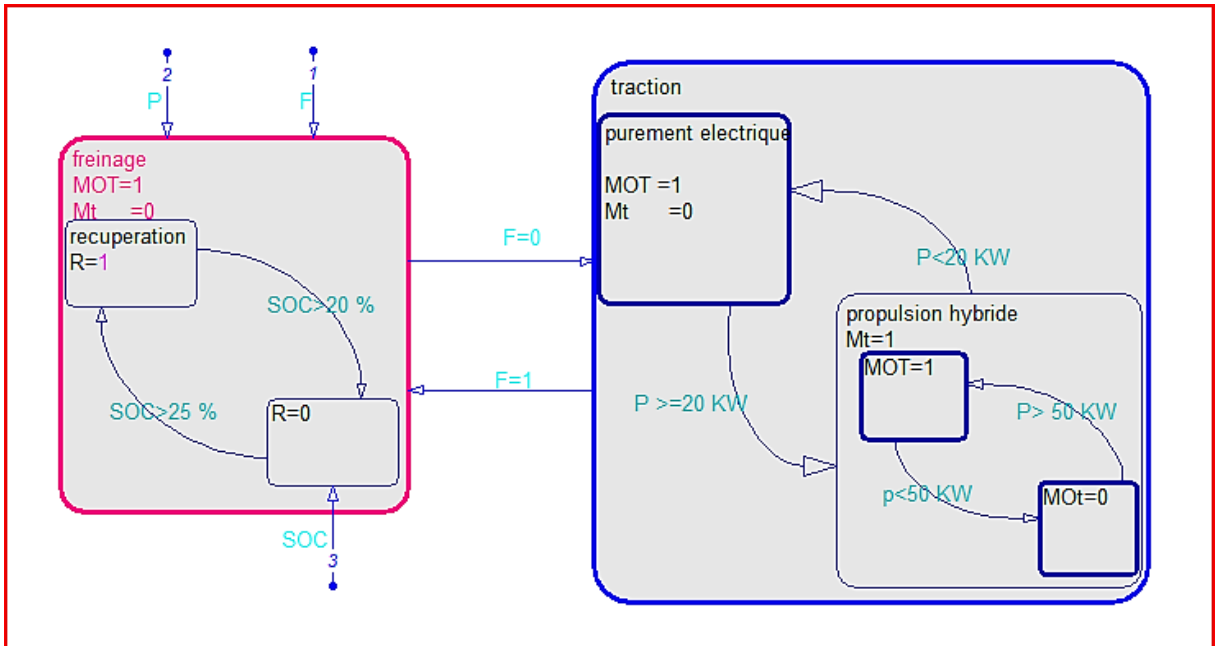


Figure IV.20 Gestion d'énergie du véhicule.

A chaque instant t , pour maintenir l'état de charge dans des limites acceptables, il est nécessaire de modifier les commandes calculées pour la minimisation des pertes, dans un véhicule hybride parallèle on peut distinguer deux stratégies de gestion :

Avec maintien de charge :

Quand l'état de charge est au-dessus d'un certain seuil, le moteur électrique sollicité pour contribuer à la propulsion, une fois l'état de charge va au-dessous d'un certain seuil, la stratégie de commande exerce un couple supplémentaire sur le moteur thermique pour mettre le moteur électrique hors service.

La stratégie de rechargement de la batterie peut être changée si seul l'état de charge va au dessus de sa valeur maximale.

Avec épuisement de charge :

- Le moteur électrique est employé pour toute la propulsion ;
- Pendant que la batterie s'épuise, le moteur thermique commence à s'appliquer à des vitesses inférieures.

Cette stratégie évite d'utiliser le moteur thermique aux régions de basse efficacité, elle lui permet seulement de fonctionner pour les puissances élevées.

IV.9 Simulation générale appliquée au système global de véhicule hybride

Cette partie de ce chapitre a pour objectif de montrer les résultats obtenus avec le modèle parallèle à simple arbre. Notre test de simulation a été fait sur un cycle de 15 seconde pendant lequel tous les modes de fonctionnement sont appliqués, à savoir le démarrage, la conduite normale, le cas d'une forte accélération et le cas d'un freinage. Dans ces résultats nous avons montré pour chacun de ces modes mettant en évidence les échanges de puissance entre les sous-systèmes du véhicule.

La figure IV.21 présente le schéma globale de simulation, elle englobe le schéma principe d'un véhicule hybride à simple arbre

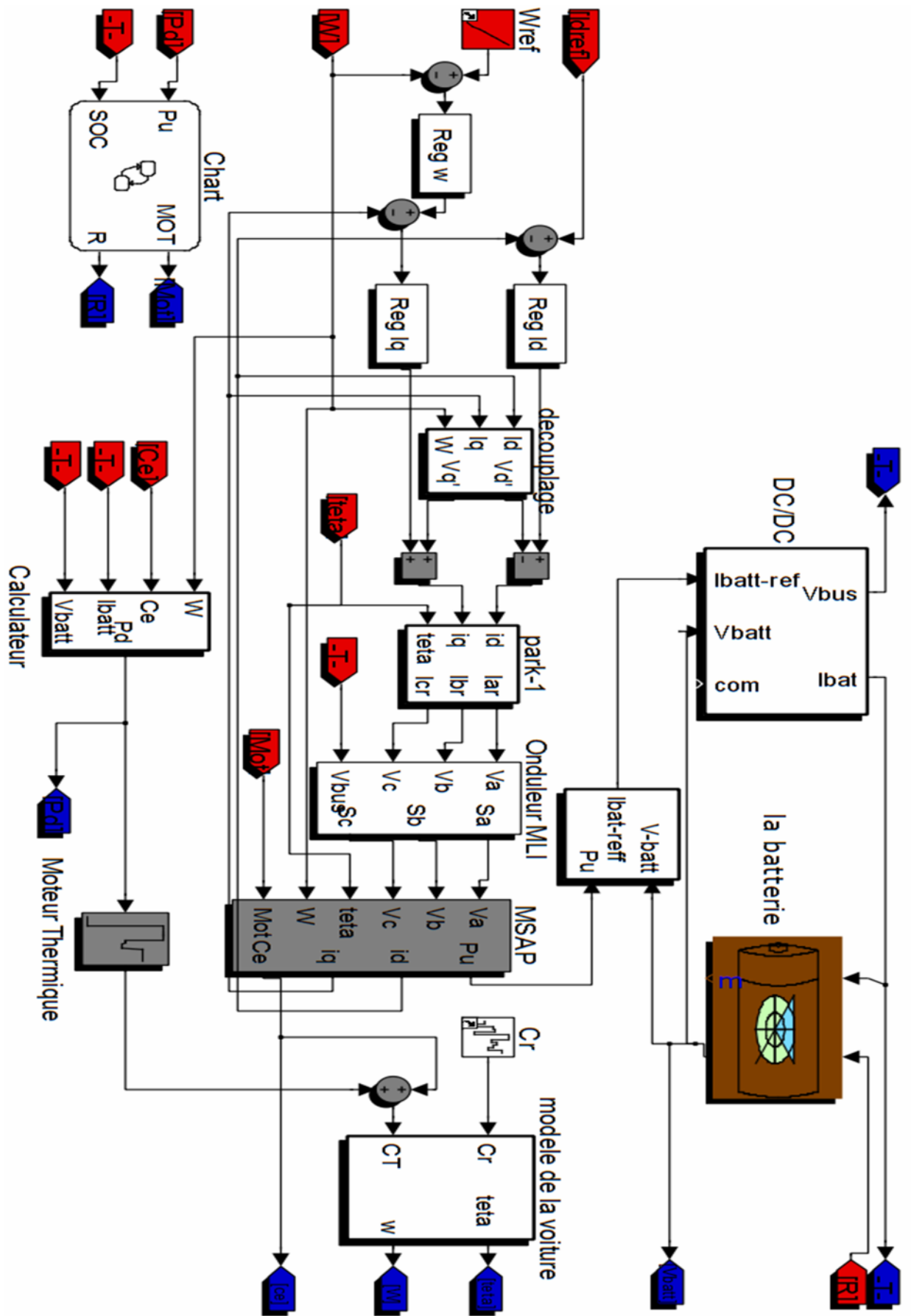


Figure IV.21 modèle dynamique du véhicule hybride à simple arbre.

La figure IV.22 représente le profil de vitesse. Il s'agit d'une accélération constante pendant une seconde de 0 à 700 tr/s, puis d'une vitesse constante pendant deux secondes, à la troisième seconde un freinage sera appliqué ou décélération pendant une seconde. Une accélération nul jusqu'à la quatrième seconde se qui donne une image d'une conduite dans une zone urbaine qui ne dépasse pas les basses vitesses, au delà de la cinquième seconde un autre cycle commence, une accélération jusqu'à la neuvième seconde une autre fois la vitesse prend sa stabilité à une vitesse fixe jusqu'à la douzième seconde pour qu'elle diminue dans le cas d'une décélération ou bien application d'un freinage.

A travers se profil on distingue les déférentes phases de fonctionnement selon la puissance demandée :

- le moteur électrique seul fournit la totalité de la puissance demandée ;
- le moteur thermique seul fournit la totalité de la puissance demandée ;
- les deux moteurs fournissent simultanément la puissance demandée ;
- recharger de la batterie en profitant de la phase de freinage du véhicule.

L'état de charge initial vaut 50% lors de la simulation.

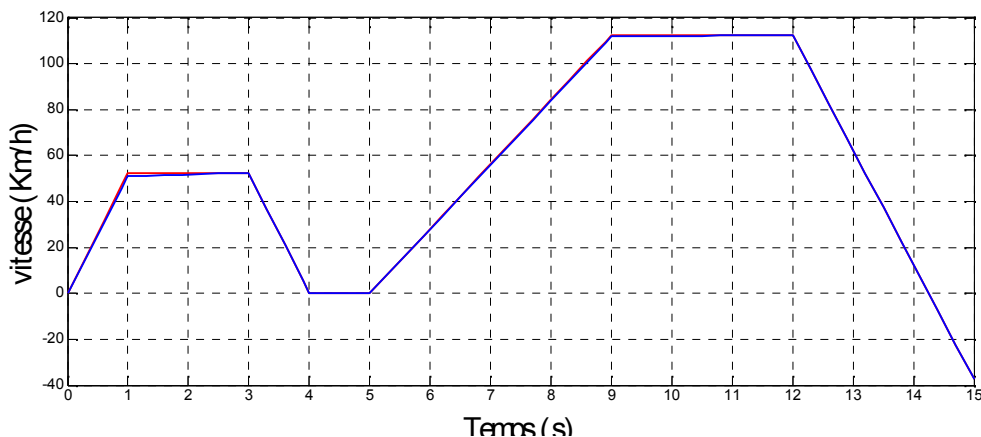


Figure IV.22 Comparaison entre vitesse de référence et vitesse réelle.

Les figures IV.23-24-25, dans le premier cycle de zéro à 5 seconde la puissance demandée au moteur thermique n'a pas dépassé les 20 kW se qui veut dire que durant ce cycle, seule la machine électrique est utilisée, pour atteindre la puissance désirée par le conducteur, c'est la phase de démarrage et de la conduite dans les villes.

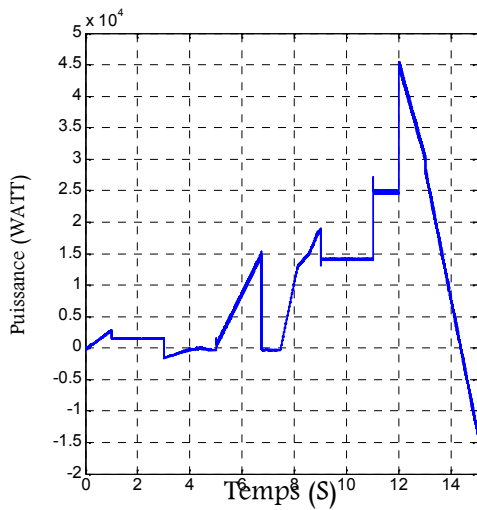


Figure IV.23 puissance du moteur électrique.

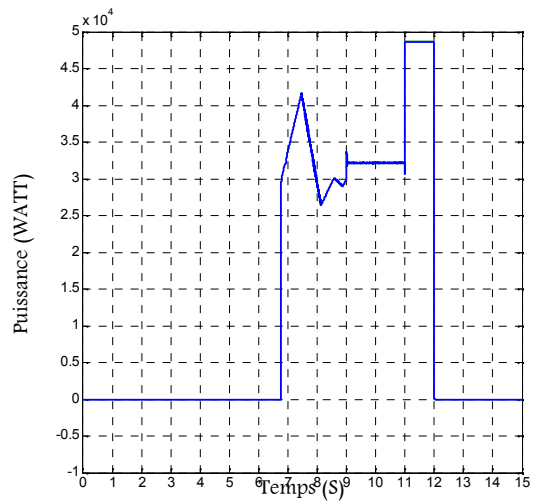


Figure IV.24 puissance du moteur thermique.

Le deuxième cycle, commence à partir de la cinquième seconde le véhicule passe à la haute vitesse, c'est-à-dire que la puissance calculée par le calculateur va augmenter, dès que cette dernière dépasse les 20 kW, le moteur thermique s'allume pour qu'il prend la propulsion de véhicule en charge, c'est la phase d'accélération. Dans cette phase le moteur électrique s'éteint pour qu'il garde la batterie en charge, et le moteur thermique fonctionne dans l'état optimal autour de 45 kW. Après la septième seconde la puissance atteint 50 kW, puisque ce type des véhicules offre la possibilité de mettre en marche les deux moteurs, alors le moteur électrique se déclenche encore une autre fois pour additionner son effort a celui du moteur thermique afin d'assurer la propulsion du véhicule.

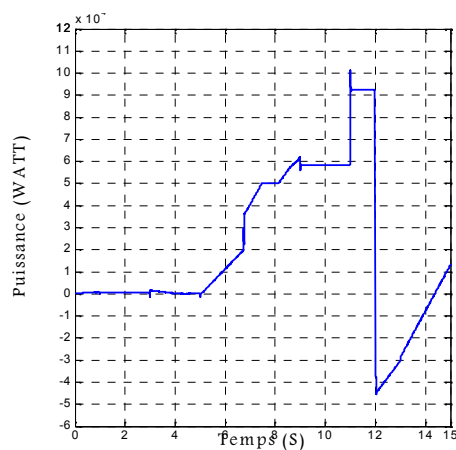


Figure IV.25 Puissance total demandée par le véhicule .

Ensuite, c'est la phase de freinage où le moteur thermique s'éteint et le moteur électrique fonctionne en mode générateur afin de récupérer l'énergie cinétique des roues et la transformée et en fin, la stockée dans la batterie.

Les figures IV.26-27-28 représentent la répartition optimale du couple total entre des deux moteurs, électrique et thermique. Selon les phases de fonctionnement le calculateur fait des calculs de la puissance demandée et celle fournie par la batterie pour un contrôle optimal des deux moteurs.

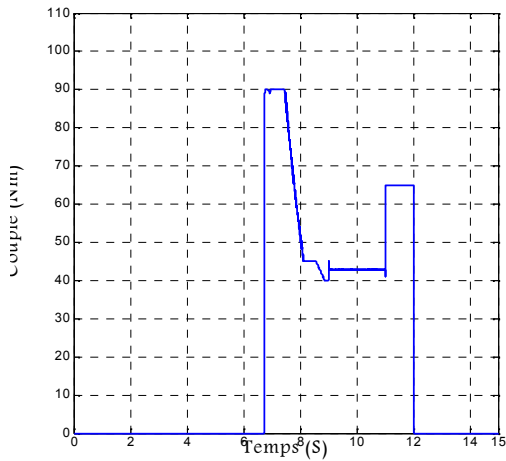


Figure IV.26 Couple du moteur thermique.

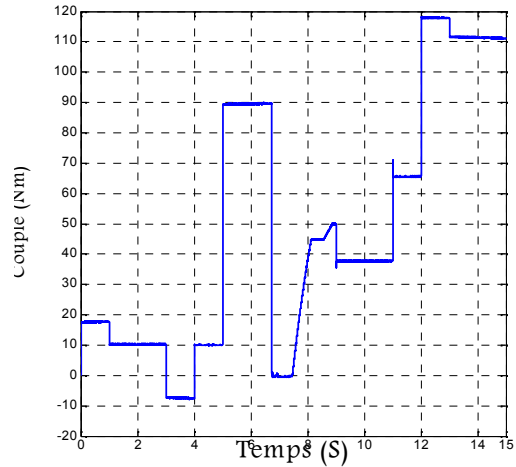


Figure IV.27 couple du moteur électrique.

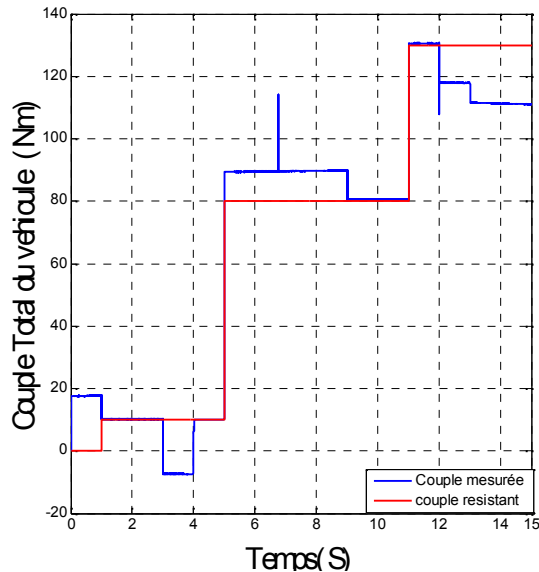


Figure IV.28 Comparaison entre le couple résistant et celui mesurée.

Sur ces trois figures en remarque bien la répartition du couple et comment les deux moteurs additionne leurs couple pour compenser le couple résistant d'une part et d'assurer la propulsion du véhicule d'autre part.

La batterie passe par les deux états selon la dynamique du courant de charge i_{bat} :

- Décharge pendant le fonctionnement moteur correspondant à une diminution du soc (state of charge), pour alimenter le moteur électrique ;
- Recharge pendant le fonctionnement générateur correspondant à une augmentation du soc, et récupération de l'énergie cinétique des roues.

Le premier mode de fonctionnement de la batterie lors de cette simulation est le mode de décharge de la batterie, dans ce cas la batterie fournit intégralement la puissance nécessaire au moteur électrique afin de propulser du véhicule

Ce mode correspond à la période $t=0$ s et 12s sur cet intervalle la puissance du moteur est positive.

Le seconde mode de fonctionnement rencontre lors de cette simulation est le mode de recharge de la batterie. Dans ce cas le moteur fonctionne en mode générateur afin de stocker l'énergie cinétique des roues dans la batterie. Ce mode correspond à la période $t=12$ s à $t=15$ s

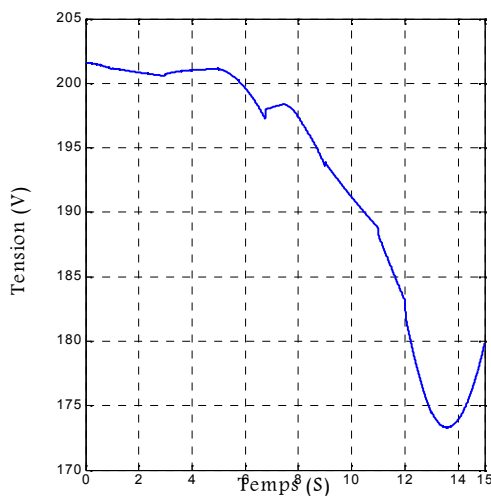


Figure IV.29 Tension à la borne de la batterie.

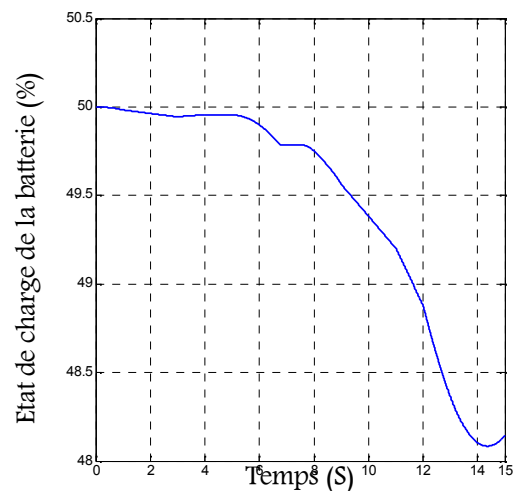


Figure IV.30 Etat de charge.

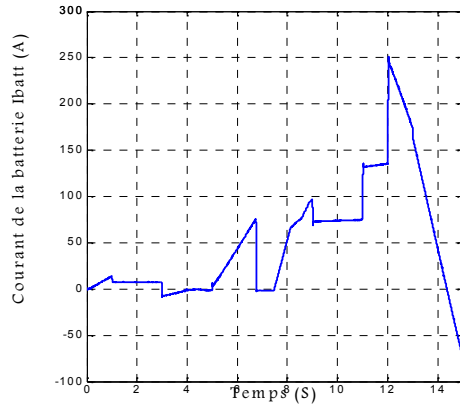


Figure IV.31 Courant de charge de la batterie.

Le courant de charge suit la puissance fournie par le moteur électrique par la relation suivante :

$$I_{bat} = \frac{P_e}{V_{Bat}}$$

La figure IV.32 représente la tension de bus qui prends la valeur 500 V durant toutes les phases de fonctionnement.

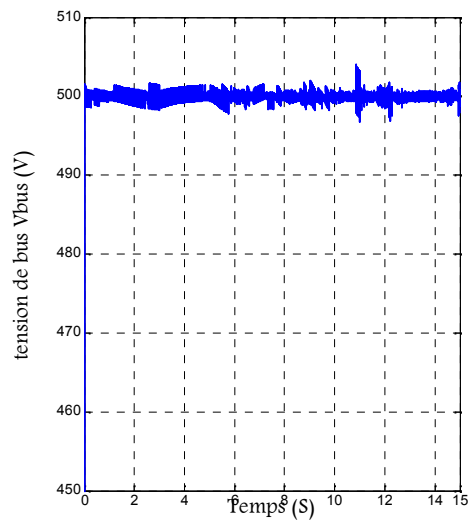


Figure IV.32 Tension de bus.

IV.10 Conclusion

Dans ce chapitre on a validé notre stratégies de commande appliquée au véhicule hybride sur deux profile de mission différents, nous avons mis en évidence l'intérêt de la gestion optimale de l'énergie entre nos deux moteurs.

On constate que la commande vectorielle, nous a permis de simplifier le système et d'obtenir un modèle linéaire à partir d'un modèle non linéaire et couplé, mais on voit bien que le système a besoin d'un régulateur type (PI, RST) pour optimiser la réponse du système et diminuer les oscillations du couple électromagnétique et de la composante directe du courant i_d .

Pour une commande numérique de notre système nous avons proposé un régulateur RST. Ce type de régulateur est mieux adopté pour la commande numérique. La synthèse RST consiste à trouver trois polynômes numériques pour que le système en boucle fermée suit un modèle de référence qui est choisi en fonction des performances souhaitées.

Afin de réaliser une commande (RST) numérique du moteur, les paramètres ont été identifiés préalablement Hors-ligne. En utilisant l'algorithme des moindres carrés, tous les paramètres du moteur sont identifiables à partir du modèle dans le repère « d-q ». Le repère « d-q » est avantageux pour l'identification car les courants et les tensions sont constantes à vitesse constante. La plupart des paramètres sont identifiables en régime permanent

Ce type de stratégie permet une bonne maîtrise du vecteur de tension et une diminution des harmoniques.

L'utilisation du moteur électrique seul en propulsion pour les basses puissances demandées permet d'éviter l'utilisation du moteur thermique dans un domaine de fonctionnement dans lequel il est particulièrement polluant et peu efficace.

Aussi, nous avons montré qu'il y a une possibilité d'ajouter les deux moteurs afin de propulser le véhicule et de diminuer l'émission de CO_2 lors de fonctionnement en régime optimal du moteur thermique.

Conclusion générale

Durant ces dernières années le réchauffement climatique est au cours des débats écologiques, et les véhicules routiers avec leurs émissions des gaz carbonique CO₂, sont mis de l'avant comme l'un des causes majeurs de ce phénomène.

Ainsi, depuis peu, des nouvelles structures alternatives aux véhicules conventionnels, qui allient les avantages des propulsions thermique des propulsions thermique et électrique, sont mises en place, ces nouveaux véhicules sont nommés véhicule hybride.

L'objectif initial de ce travail était de mettre en place un outil de simulation de l'ensemble de la chaîne de traction des véhicules hybrides et d'adopter une méthodologie permettant d'étudier les différentes architectures existantes.

Au cours de ce travail, nous avons d'abord présenté les enjeux sociétaux actuels en matière d'environnement. L'utilisation des véhicules hybrides est une étape vers les véhicules à zéro émission en termes de pollution.

Nous avons par la suite présenté les différentes architectures mécaniques des véhicules hybrides. Cette étude nous a permis de choisir la structure à couplage parallèle à simple arbre entre le moteur à combustion interne et la machine électrique. Cette structure dite à addition du couple est simple de mise en œuvre car les deux machines sont montées sur le même arbre. Ensuite nous avons présenté le dimensionnement des principaux composants de la chaîne de traction hybride. Ce travail a permis de définir le moteur à combustion interne avec une puissance de 55 kW et la MSAP avec une puissance de 50 kW. Nous avons aussi choisi la batterie, de type Ni-MH.

Afin de préparer la simulation numérique de l'ensemble de la chaîne, nous avons développé la modélisation des constituants. Le moteur à combustion interne est modélisé simplement par sa caractéristique puissance-couple. La machine est représentée dans le référentiel de Park par ses équations d'état. Elle est contrôlée dans le référentiel d-q par une technique de commande vectorielle. L'association convertisseur-machine nous a permis de constater une insuffisance au niveau des performances. A partir des équations présentées dans le troisième chapitre, on a constaté que la machine est non lâinière et fortement couplé. Au quatrième chapitre, on a donné un aperçu explicite d'une solution parmi les différentes solutions de découplage, qui est la commande vectorielle. La commande vectorielle permet d'imposer à la machine synchrone à aimants permanents un comportement semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée là où les courants ne s'affectent pas entre eux, du fait qu'elle nous amène de conclure que, le moteur synchrone à aimants permanents

Conclusion générale

peut être commandé et contrôlé en utilisant la transformation de Park. La batterie a été modélisée par un circuit électrique équivalent de Thévenin constitué par une fem E en série avec une résistance R . Ces paramètres ont été identifiés à partir des caractéristiques de décharge et leurs évolutions en fonction de l'état de charge ont été obtenues.

Le véhicule a été modélisé simplement comme une masse en mouvement soumise à la force motrice et aux forces résistantes. La boîte de vitesses est considérée comme parfaite et représentée par un rapport de transmission.

Par la suite, nous avons mis en place la stratégie de gestion de l'énergie à bord du véhicule. Un contrôleur à base de state flow a été implanté. En fonction de la puissance demandée au moteur thermique, de la vitesse du véhicule et de l'état de charge de la batterie, le contrôleur choisit la meilleure répartition de puissance entre le moteur thermique et la machine électrique. Cette stratégie a permis d'utiliser le moteur thermique au meilleur de son rendement, et elle peut supprimer notamment les émissions d'oxydes de carbone par un démarrage tout électrique. Par une simulation numérique on a validé cette stratégie.

Perspective

Nous avons identifié plusieurs axes dans lesquels on pourrait poursuivre ce travail. On pourrait tout d'abord améliorer la modélisation par le développement d'un modèle plus fin de la transmission mécanique :

- Une représentation des lois d'évolution des pédales ;
- La prise en compte de la température dans le modèle de la batterie et dans celui de la machine à combustion interne.

En ce qui concerne la gestion de l'énergie, on pourrait aussi développer les thèmes suivants :

- Introduire dans la simulation une cartographie de la machine électrique avec les courbes d'iso rendement en mode moteur et générateur ;
- Introduire dans la simulation une cartographie de la batterie avec les courbes d'iso-rendement ;
- Introduire les demandes de puissance des auxiliaires (climatisation...).

Glossaires

Architecture de véhicule : L'architecture d'un véhicule hybride désigne la manière dont les différents composants du groupe motopropulseur sont agencés.

Cycle de vitesse : C'est une consigne de vitesse exprimé en fonction du temps.

Véhicule conventionnel : Un véhicule conventionnel est un véhicule dont la propulsion est intégralement assurée par un moteur thermique.

Véhicule hybride : Un véhicule hybride est un véhicule qui met en œuvre au minimum deux sources d'énergie pour assurer sa propulsion dont, une au moins, est réversible.

Chaîne de traction : Une chaîne de traction est l'ensemble des composants situés entre une source d'énergie et les roues.

Groupe motopropulseur : Ensemble des organes mécanique par lesquels transite l'énergie nécessaire à la propulsion du véhicule.

Loi de pédale : La loi de pédale est l'algorithme qui interprète la position de la pédale d'accélérateur en demande de couple ou en demande de puissance aux roues.

Mode électrique pur : Dans ce mode de fonctionnement, la propulsion du véhicule est assurée uniquement par le moteur électrique.

Mode hybride : Dans ce mode de fonctionnement, la propulsion du véhicule est assurée par les deux moteurs simultanément.

Stratégie de commande : Les stratégies de commande sont des algorithmes d'optimisation qui calculent à chaque instant la répartition de puissance entre le moteur électrique et le moteur thermique

Etat de charge Soc : Quantité d'énergie contenue dans la batterie. Par convention lorsque la batterie est pleine $Soc = 1$ et lorsqu'elle est vide $Soc = 0$. L'état de charge est souvent exprimé en pour-cent %.

Annexes

Annexe A : *Choix et dimensionnement des composants du groupe motopropulseur*

Notre véhicule hybride possède les paramètres suivants :

Masse : 1300 Kg

Surface de projection frontale : 2.61 m²

Coefficient de pénétration dans l'air : 0.32

Coefficient de résistance au roulement : 0.0133

Rayon de la roue : 0.2 m

1- Paramètres de la machines synchrone à aimants permanents :

Puissance : 55kw

Fréquence : 50Hz

Resistance statorique : 0.05 Ω

Inductance suivant l'axe d : 635 μH

Inductance suivant l'axe q : 635 μH

Nombre de paire de pôles : 4

Flux permanent : 0.192 wb

Moment d'inertie : 0.022 Kg.m²

Coefficient de frottement visqueux : 0.000472259 Nm. s

2- Paramètre de la batterie

La batterie choisie est du type Nickel Métal Hydrure ou Ni-MH dont les spécifications principales pour une cellule sont :

Tension nominale : 200 V

Capacité nominale : 10 Ah

Puissance spécifique : 1300w/kg

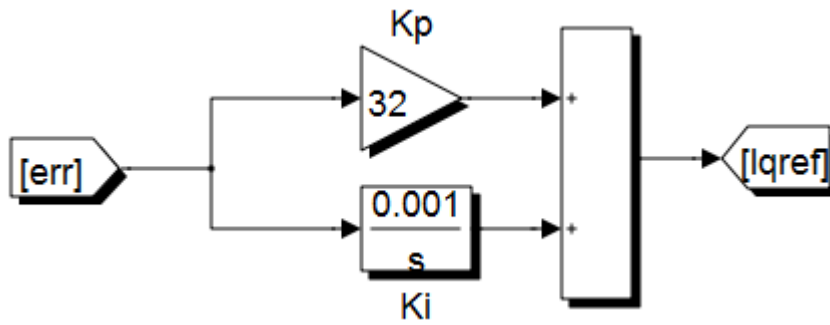
Energie spécifique : 46wh/kg

Masse : 40Kg

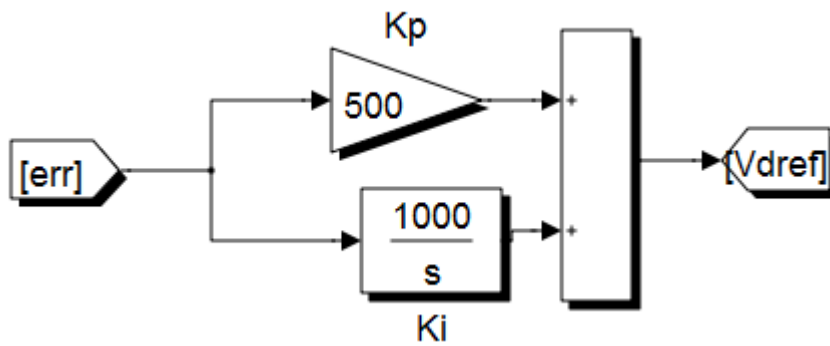
Annexes

Annexe B : Paramètres des régulateurs PI pour la régulation de la MSAP :

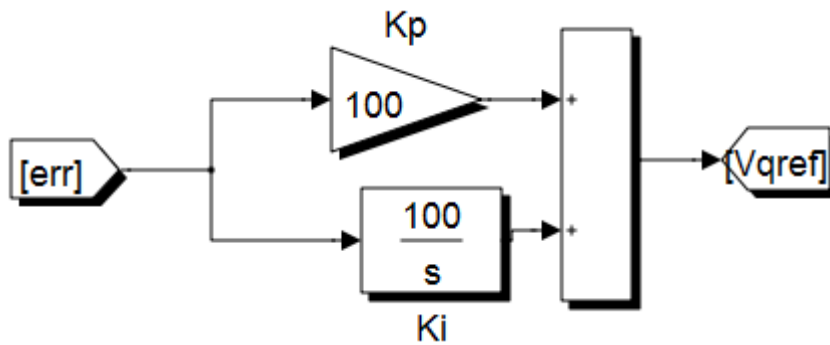
1- Régulation de la vitesse



2- Régulation du courant I_d



3- Régulation du courant I_q



Annexes

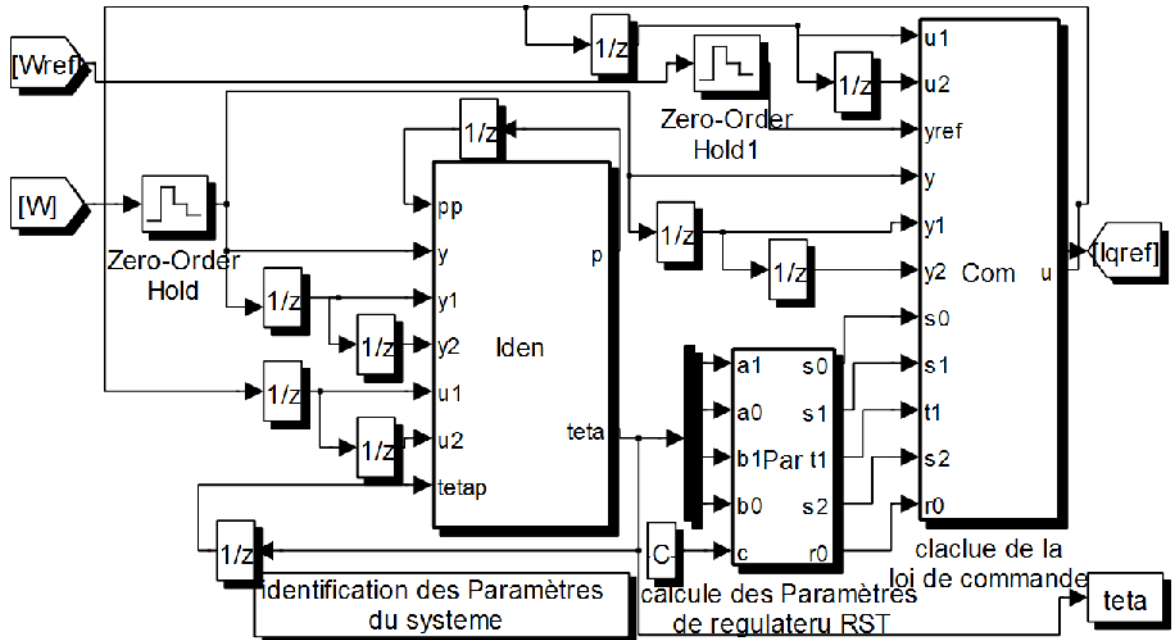
ANNEXE C : Commande adaptatif

Paramètres des différentes structures du régulateur RST :

Période d'échantillonnage : 0.004 s

Pole imposé : $C = -0.93$

Paramètre de Zero-Order Hold = 0.0001s



Boucle d'identification et de commande de la vitesse

Annexe D : Dimensionnement du Hacheur

1- Inductance de lissage

En reprenant l'expression $V_{bat}(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt}$, On a $I_{bat} = \frac{V_{bat}}{L} \cdot \alpha T$

Et en remplaçant V_{bat} par son expression on obtient : $\frac{d I_L}{d\alpha} = \frac{2 \cdot \alpha - 1}{L \cdot f} \cdot V_{bus}$

Ce qui implique que I_L est maximale dans le cas ou $\alpha = \frac{1}{2}$.

$$I_{bat} = \frac{V_{bus}}{4 \cdot L \cdot f}$$

Ainsi l'inductance minimale est donnée par

$$L_{min} = \frac{V_{bus}}{4 \cdot I_{bat} \cdot f}$$

Annexes

2- Capacité de Filtrage

$$V_{bus} = \frac{I_{bat}}{4 \cdot C \cdot f}$$

Ainsi la capacité minimale est donnée par :

$$C_{min} = \frac{I_{bat}}{4 \cdot V_{bus} \cdot f}$$

$$V_{bus} = 3\% \text{ et } V_{bus} = 500v$$

Modèle du convertisseur « Boost » et « Buck » associé à la batterie

Le modèle instantané du convertisseur en mode « boost » s'écrit de la manière suivante :

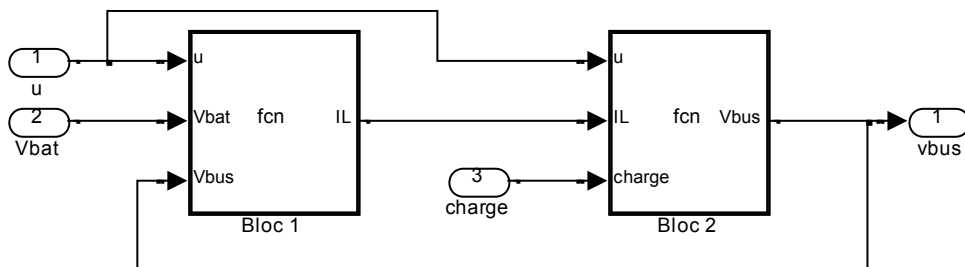
$$\begin{cases} v_{bat}(t) - (1 - u) \cdot v_{bus}(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \\ (1 - u) i_L(t) - i_{ch}(t) = C \cdot \frac{dv_{bus}(t)}{dt} \end{cases}$$

Selon la commande de notre hacheur

u : égale « 1 » T1 fermé, « 0 » T1 ouvert

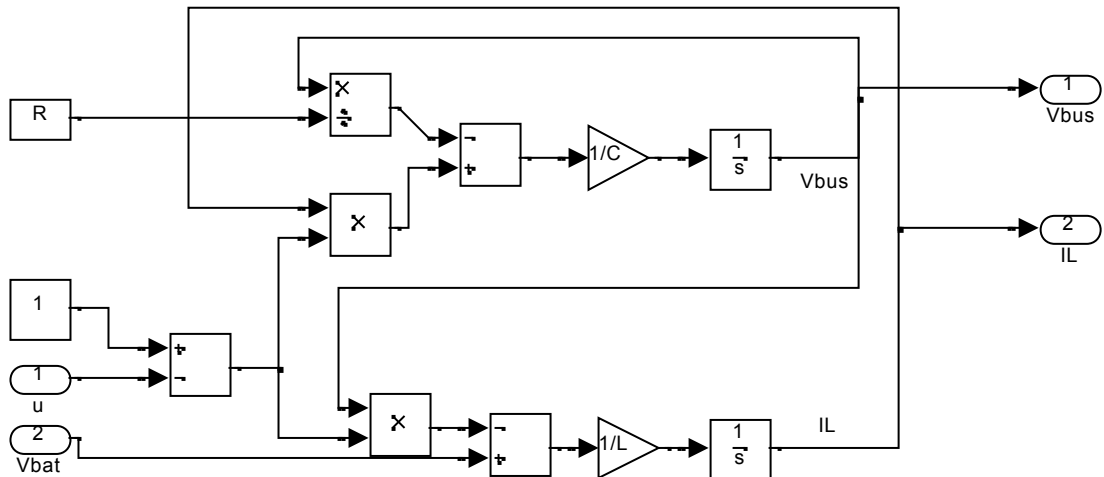
Pour réaliser une simulation du convertisseur dans un environnement de type Simulink il faut écrire ces équation dans le domaine de Laplace.

3- Bloc du convertisseur élévateur



Bloc 1 et 2 :

Annexes



Le modèle instantané du convertisseur en mode « buck » s'écrit de la manière suivante :

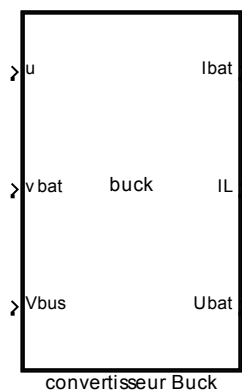
$$\begin{cases} v_{bat}(t) - (1 - u) \cdot v_{bus}(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \\ (1 - u)i_L(t) - i_{ch}(t) = C \cdot \frac{dv_{bus}(t)}{dt} \end{cases}$$

Avec

u : égale « 1 » T2 fermé, « 0 » T2 ouvert

et C c'est la capacité de filtrage égale a

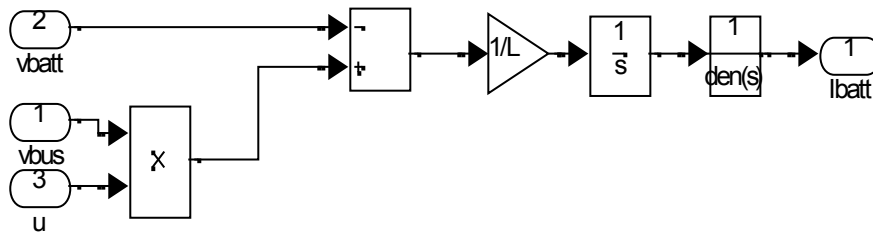
Comme pour le convertisseur « boost » nous allons traduire ces équations sous forme de schémas blocs sous Simulink



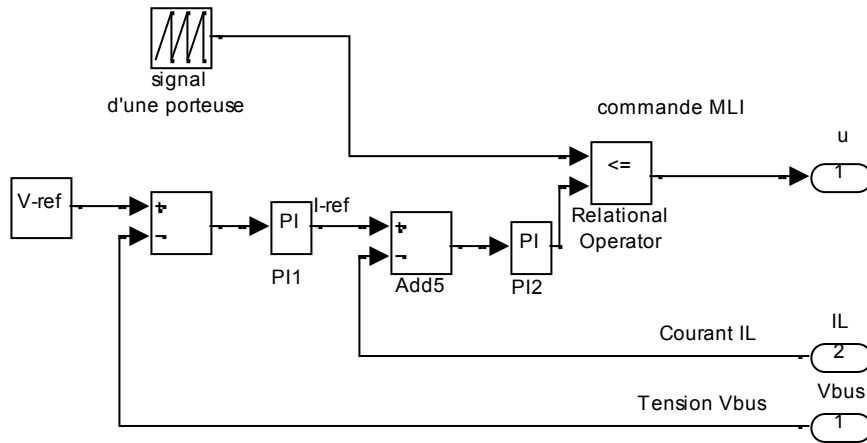
4- Bloc du convertisseur abaisseur

Composition interne du bloc « convertisseur Buck »

Annexes

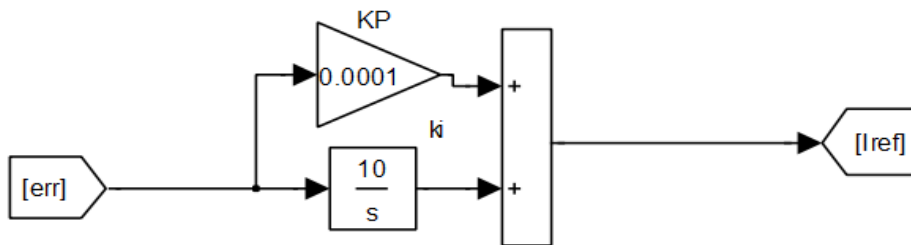


5- Blocs avec les correcteurs PIDu convertisseur élévateur

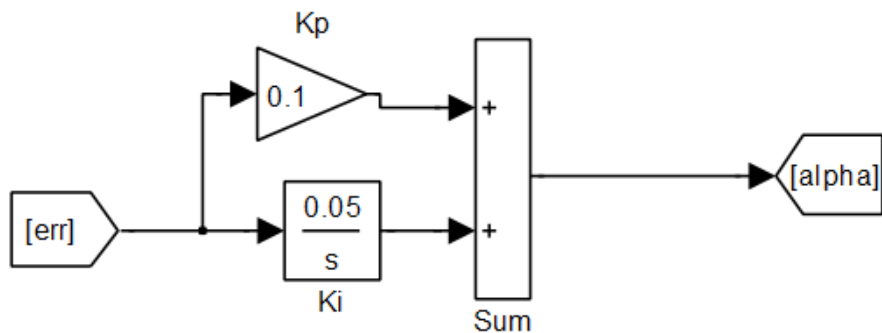


6- Paramètres des régulateurs PI pour la régulation du convertisseur

Correcteur PI1



Correcteur PI2



Bibliographie

- [Gra03] S.Grava «Urban Transportation Systems Choices for Communities», Mc Graw-Hill, New York.2003
- [cha01] C.Chau K Modern «Electric Vehicle Technology», Oxford, New York. 2001
- [cha02] C. Chau «The state of the art of electric and hybrid vehicles», Proc. of the IEEE. – February 2002
- [Tri03] R.Trigui «Hybrid light duty vehicles evaluation program», International Journal of Automotive Technology. 2003
- [Ihs05] M. Ehsani, Y. GAO, S. Gay, A. EMADI «Modern Electric, Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicles-Fundamentals Theory and Design», CRC Press LLC, USA, 2005.
- [Ihs10] M. Ehsani, Y. GAO, A. EMADI «Modern Electric, Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicles», Second Edition, CRC Press, USA, 2010.
- [Fus09] A. Fuhs «Hybrid Vehicles and the Future of Personal Transportation». CRC Press, USA, 2009.
- [Bou08] D. Bouquain «Contribution à la modélisation et à l'optimisation des architectures des véhicules hybride», Thèse doctorat, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, 2008.
- [Gue11] S. Guenidi «Modélisation, Commande et Gestion de L'énergie d'un Véhicule Electrique Hybride», Mémoire de Magistère. Ecole Nationale Polytechnique, Algérie, 2011.
- [Rou08] G. Rousseau «Véhicule Hybride et Commande Optimale», Thèse Doctorat, Ecole Nationale Supérieure des Mines de Paris, France, 2008.
- [Pag99] G. Paganelli « Conception et commande d'une chaîne de traction pour véhicule hybride parallèle thermique et électrique », rapport de thèse Université de Valenciennes et du Hainault Cambrésis, LAMIH, 1999.
- [Nou08] A. Nouh « contribution au Développement d'un Simulateur Pour Les Véhicules Electriques Routiers », Thèse de Doctorat UNIVERSITÉ de Franche Comté, 2008.
- [Ber05] J. Beretta « Le génie électrique automobile, la traction électrique », H. Science, éd. LAVOISIER.2005.

Bibliographie

- [Car10] M. Carriere Sébastien « Synthèse croisée de régulateurs et d'observateurs pour le contrôle robuste de la machine synchrone », Thèse de doctorat, l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2010.
- [Lah09] D. Lahouel « Commande non linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents » mémoire de magister, Université de Batna Algérie, 2009.
- [Ben09] A. Benbrahim « Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents » mémoire de magister, Université de Batna, Algérie, 2009.
- [Ben05] F. Benchabane, « Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering », mémoire de magister, Université Mohamed khider de Biskra, Algérie, 2005.
- [Rez09] S. Rezgui, « Commande de machine électrique en environnement, Matlab/Simulink et Temps Réel », mémoire de magister, Université Mentouri de Constantine, Algérie, 2009.
- [B.k86] B. K. « Bose power electronics and AC drives», Printice-Hall; 1986
- [Ros09] A. Rostami Asaei Behazad « A Novel Method for estimating the Initial Rotor Position of PM Motors Without The Position Sensor Science Direct ,Energy conversion and Management Journal 2009.
- [Mir05] A. Mirecki « Etude Comparative de Chaines de Conversion d'énergie Dédiées à une éolienne de petite puissance », Thèse d Doctorat, INTP, France Avril 2005.
- [Mas07] A. MASSOUM « Contribution à la Commande Singulièrement Perturbée d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents : Commande à Structure Variable (CSV); Commande Neuro-Floue », Thèse de doctorat, Université de Djilali Liabes , SBA , Algerie,2007.
- [Cho97] A. Chouchou, A. Tlemceni « Commande vectorielle avec un réglage adaptatif d'une machine synchrone a aimants permanents », PFE ; 1997.
- [Lon06] R. Longchamp « Commande numérique de systèmes dynamiques », Presses Polytechnique et Universitaires Romandes ; 2006.
- [Rob98] D. Robert, O. Sename, D. Simon « sampling period dependent RST controller used in control», scheduling co-design'' IEEE Conference on advanced Motion Control AMC 1989.

Bibliographie

- [Gre00] G. Gerllet, G. Clere « actionneurs Electroniques, principe, Modèles Commande », Collection Électrotechnique Edition Eyrolles 2000.
- [Lar96] P. deLarminat « Automatique, commande des systèmes linéaires » Editions Hermes., 1996.
- [Lou96] J. P. LOUIS, C. BERGMANN « Commande numérique des machines : Evolution des commandes », Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique, 1996.
- [Zal01] Mimoun « Automatique des processus industriels », Tome 2 commande modale et adaptative 2001.
- [L94ab] F. Labrique, G. Segulier, R. Bausiere « Les convertisseurs de l'électronique de puissance », vol 4 ; édition TEC DOC ; 1994.
- [Lan02] J.D Landau « Commande des systèmes : conception, identification et mise en œuvre ». Paris Hermès, 2002.
- [Oga02] C. OGAB, « Contribution à la commande adaptative d'une machine synchrone », Mémoire de magister, ENSET d'Oran, 2002.
- [Lan93] I. D. Landau, « Identification et commande des systèmes », Hermes, Paris 1993.
- [Ben99] K. Benmansour, S. BARKATI, H. REZINE & M. S. BOUCHERIT « Commande robuste dans l'espace d'état d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel », Conférence Internationale SSA2'99, 1999.
- [Lan99] I. D. Landau « From robust control to adaptive control », Control Engineering Practice 7, Elsevier Science Ltd, 1999
- [Mok98] M. Mokhtari « Application Matlab 5 et simulink 2 », Springer – Verlag France, 1998.
- [Sco04] J. Scordia « Approche systématique de l'optimisation du dimensionnement et de l'élaboration de lois de gestion d'énergie de véhicules hybrides », Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré - Nancy 1, 2004.
- [Guz & Sci 07] A. Sciarretta, L. Guzzella « Control of Hybrid Electric Vehicles - A Survey of Optimal Energy-Management Strategies » IEEE Control Systems Magazine, 2007.

Résumé :

Ce travail est consacré à la modélisation et à la simulation d'un véhicule électrique hybride ayant deux sources d'énergies : un moteur thermique et une motorisation électrique. Ce mémoire traite dans un premier temps, l'état de l'art sur les véhicules électriques hybrides. L'architecture parallèle a simple arbre est adoptée pour la modélisation, Le modèle du véhicule construit pour la simulation consiste à assembler les différents blocs des composants en les reliant d'une manière structurée tout en respectant la causalité physique. Pour la commande de l'ensemble motopropulseur une stratégie de commande est représentée, dont le rôle est de choisir à chaque instant la meilleure répartition de puissance entre les différentes sources d'énergie d'une manière à minimiser la consommation de carburant et les émissions des polluants.

Mot clés : voiture hybride, commande vectorielle, moteur synchrone a aimants permanents.

Abstract:

This work is devoted to the modelling and simulation of hybrid electric vehicles with two sources of energy: a combustion engine and an electric motor. This thesis deals firstly, the state of the art in hybrid electric vehicles. Series / parallel architecture is adopted for modelling, so each part of the traction is modeled separately. The constructed vehicle model for simulation consists of assembling different blocks by connecting components in a structured manner while respecting the physical causality. For the control of the powertrain, a control strategy is developed, whose role is to choose at every moment the best power distribution between different energy sources in order to minimize fuel consumption and pollutants emissions.

Key Words: Hybrid electric vehicle, Simulation, Modeling, Control strategy, Energy Management.

Programme

Programme utiliser afin d'une régulation d'une machine synchrone a aimants permanents utilisant un régulateur RST

Suivant les trois étapes suivantes, qu'on peut calculer les paramètres d'un tel régulateur RST :

a) Identification des paramètres du système :

A l'aide d'un bloc sur matlab «Embadded Matlab Function » ,la commande adaptatif permet de l'identification du système et le calcul des paramètres qui caractérise le model suivant un pas de calcul :

```
function [p,teta] = fcn(pp,y,y1,y2,u1,u2,tetap)
I=eye(4);
fi=[-y1;-y2;u1;u2];
k=pp*fi/(1+fi'*pp*fi);
teta=tetap+k*(y-fi'*tetap);
p=(I-k*fi')*pp;
te=0.004 ;
```

Avec

Te : la période d'échantillonnage ;

Teta : matrice des paramètres ;

Tetap : matrice precedente .

b) Calcul des polynômes R S T :

```
function [r0,s0,s1,s2,t0]= fcn(a1,a0,b1,b0,c)
%#eml
b1=1
s2=(a0 - a0*a1 - a1*b0 + a0*c - a0*b0^2 - a1*b0^2 + a1^2*b0 + b0^2*c +
b0^2 + a1^2*b0^2 - a0*a1*b0 + a0*b0*c - a1*b0*c - a1*b0^2*c)/((b0 +
1)*(b0^2 - a1*b0 + a0))
s1=- (a0^2*b0 - a0*a1 - a1*b0^2 + a1^2*b0 + a0^2 + a1^2*b0^2 -
2*a0*a1*b0 + a0*b0*c - a0*a1*b0^2 + a0*b0^2*c - a1*b0^2*c)/((b0 +
1)*(b0^2 - a1*b0 + a0))
s0=(a0*(a0 + a0*b0 - a1*b0 - a1*b0^2 + b0^2*c + b0^2))/((b0 + 1)*(b0^2
- a1*b0 + a0))
r0=(b0*(a0 + a0*b0 - a1*b0 - a1*b0^2 + b0^2*c + b0^2))/((b0 + 1)*(b0^2
- a1*b0 + a0))
t0=(1+c)/(b0+b1)
```

Avec

a_i , b_i c'est les paramètres de la fonction de transfert du systèmes

c c'est le pole imposer qui égale 0.93 dans notre cas

c) Calcul de la loi de commande :

```
function u = fcn(u1,u2,yref,y,y1,y2,s0,s1,t1,s2,r0)
u = (1-r0)*u1+yref*t1-s1*y1-s0*y2-s2*y+r0*u2;
```

Pour échantillonner notre systeme nous avons utilisé un **bloquer d'ordre zero**

D'un pas de 0.0001.