

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

**MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE**

**ECOLE NATIONALE SUPERIEURE POLYTECHNIQUE**



**Département du Génie Electrique  
Spécialité Automatique**

Projet de fin d'études

En vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en Automatique

*Thème:*

**Modélisation, Commande et  
Simulation d'un Moteur Hybride**

**Etudié par :**

Mr. Takdjout Amine

**Proposé et dirigé par :**

Mr.M.Tadjine

**Juin 2009**

# REMERCIEMENTS

*Je tien à exprimer mes vifs remerciements à mon promoteur  
Pr. TADJINE de l'Ecole Nationale Polytechnique pour m'avoir  
Encadrer durant ce projet de fin d'études et de me diriger tout le  
Long de mon travail.*

*Je remercie chaleureusement les membres du jury pour  
L'honneur qu'ils m'ont fait en acceptent d'évaluer mon travail.*

*Je souhaite également remercier tous les enseignants de l'Ecole  
Nationale Polytechnique d'Alger, et en particulier, les professeurs  
D'Automatique qui nous ont encadrés auparavant et tous nos  
Enseignants pour les connaissances qu'ils nous ont transmises.*

*Mes remerciements à tout le personnel de l'école, et tout les  
Élèves de génie électrique.*

*Que tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de  
Ce modeste travail trouve ici l'expression de mes sincères gratitude.*

# *Dédicaces*

*Je dédie ce présent travail à ma très cher mère et a mon beau père qui m'ont soutenu et aider tout le long de mon parcours et qui sans eux je n'en serai pas ou j'en suis.*

*A mes deux frères Ramzi et Lokmane et a ma sœur Manel*

*À toute la promotion 2009, tout particulièrement Alilou, Hakim, Badro et Amine.*

*Ainsi qu'a mes meilleurs amis, Youcef, Linda et Lila.*

# Sommaire

<b>Introduction générale .....</b>	<b>1</b>
------------------------------------	----------

## **Chapitre I : Description du moteur hybride**

<b>Introduction .....</b>	<b>4</b>
<b>I.1 Les différentes architectures des voitures hybride .....</b>	<b>4</b>
<b>I.1.1 Hybride série .....</b>	<b>4</b>
<b>I.1.2 Hybride parallèle .....</b>	<b>4</b>
<b>I.2 Architecture du système Hybride Toyota .....</b>	<b>5</b>
<b>I.3 Principe de fonctionnement .....</b>	<b>5</b>

## **Chapitre II : Modélisation des différents organes de la traction hybride**

<b>Introduction .....</b>	<b>9</b>
<b>II.1 Modélisation de la machine synchrone en vue de sa commande .....</b>	<b>9</b>
<b>II.1.1 La machine étudiée .....</b>	<b>9</b>
<b>II.1.2 Description de la machine a aimants permanents .....</b>	<b>10</b>
<b>II.1.3 Equation électrique .....</b>	<b>11</b>
<b>II.1.4 Relation entre flux et courant .....</b>	<b>11</b>
<b>II.1.5 Moment du couple électromagnétique .....</b>	<b>12</b>
<b>II.1.6 Application de la transformation de Park .....</b>	<b>13</b>
<b>II.1.7 Equation mécanique .....</b>	<b>17</b>
<b>II.2 Modélisation de l'onduleur de tension .....</b>	<b>18</b>
<b>II.2.1 Commande de l'onduleur par la technique MLI .....</b>	<b>19</b>
<b>II.3 Modélisation de la batterie .....</b>	<b>21</b>
<b>II.3.1 Simulation numérique .....</b>	<b>22</b>
<b>II.3.2 Conclusion .....</b>	<b>24</b>
<b>II.4 Modélisation du moteur thermique .....</b>	<b>25</b>
<b>II.5 Modélisation de la boîte de vitesse .....</b>	<b>26</b>
<b>II.6 Modélisation du train épicycloïdal .....</b>	<b>28</b>
<b>II.7 Modélisation de la voiture .....</b>	<b>30</b>
<b>II.7.1 Simulation numérique .....</b>	<b>31</b>
<b>II.8 Modélisation du superviseur de bord .....</b>	<b>33</b>
<b>II.8.1 Modélisation du calculateur de la puissance désiré .....</b>	<b>33</b>
<b>II.8.2 Modélisation du calculateur du couple de référence .....</b>	<b>34</b>
<b>II.8.3 Modélisation de l'opérateur système .....</b>	<b>36</b>
<b>II.8.4 Modélisation du gestionnaire du générateur .....</b>	<b>37</b>

## Chapitre III : Commande du moteur et du générateur

Introduction .....	40
III.1 Commande du moteur .....	40
III.1.1 Commande vectorielle de la MSAP .....	40
III.1.2 Application de la commande .....	41
III.1.3 Mise en équation du découplage par retour d'état .....	42
III.1.4 Structure de commande vectorielle de la MSAP .....	43
III.1.5 Association onduleur machine avec bloc de découplage .....	44
III.1.5.1 Résultat de la simulation sans réglage du courant $i_d$ et $i_q$ .....	45
III.1.5.2 conclusion .....	46
III.1.6 Réglage du courant $i_d$ .....	47
III.1.7 Réglage du courant $i_q$ .....	48
III.1.7.1 Simulation .....	49
III.1.8 Conclusion .....	50
III.2 Commande du générateur .....	50
III.2.1 Réglage de vitesse .....	50
III.2.2 Fonction de transfert en boucle ouverte .....	51
III.2.3 Fonction de transfert en boucle fermée .....	52

## Chapitre IV : Simulation finale

Introduction .....	56
IV.1 Calcul de la puissance fournie par la batterie .....	56
IV.2 Modélisation de l'accélérateur et du frein .....	57
IV.3 Bloc SIMULINK final .....	57
IV.4 Simulation numérique .....	57
Conclusion générale .....	58

## Introduction générale :

Longtemps focalisée sur la réduction de la pollution « locale » ou « régionale », la question de l'impact du secteur des transports routiers sur l'environnement s'est aujourd'hui largement déplacée vers la problématique de l'effet de serre et de ses conséquences à moyen/long terme sur le climat. En effet, l'amélioration des carburants, des techniques de combustion et la généralisation des pots catalytiques ces dernières années ont fait que la voiture d'aujourd'hui pollue jusqu'à cent fois moins que celle d'il y a 20 ans. Et cette tendance devrait continuer à s'affirmer puisque les normes de rejets de polluants à la sortie de l'échappement des véhicules connaissent une sévèrisation très importante tous les quatre ou cinq ans. L'amélioration et la diffusion de ces technologies de dépollution devraient permettre de maintenir la dynamique de réduction des rejets de polluants attribuables au parc de véhicules particuliers, et ce malgré l'accroissement du trafic.

Par contre, l'évolution des rejets de gaz à effet de serre et de la consommation d'énergie du secteur des transports routiers est très loin de suivre la même tendance : on a constaté une croissance de 30 % dans le monde entre 1990 et 2001. Et cette tendance devrait continuer à s'affirmer à l'avenir puisque l'AIE (Agence Internationale de l'Energie) prévoit une croissance des émissions de gaz à effet de serre de l'ordre de 90 % à l'horizon 2030, attribuable au secteur des transports et en très grande majorité aux transports routiers. Cette évolution préoccupante explique que de nombreuses recherches sur les technologies du véhicule de demain soient actuellement menées.

Parmi les technologies envisagées pour réduire les émissions des gaz à effet de serre, le véhicule hybride est souvent cité comme une solution prometteuse à moyen terme.

De façon générale, 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 seconde forme : énergie hydraulique d'une réserve de pression, énergie cinétique d'un volant d'inertie, énergie électrique d'une batterie ou d'une super-capacité, etc.

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

Les véhicules hybrides envisagés pour les applications de transport associent donc une chaîne de traction basée sur un moteur thermique (essence, diesel, gaz, etc.) et une chaîne de traction électrique (batterie ou super-capacité, électronique de puissance, moteur électrique). Ils sont donc intermédiaires entre les véhicules thermiques conventionnels et les véhicules électriques.

Initialement, les véhicules hybrides ont été imaginés pour concilier les avantages de ces 2 types de véhicules: autonomie et souplesse d'utilisation du véhicule thermique, fonctionnement propre et sans rejets du véhicule électrique. Cette piste a été creusée par tous les constructeurs, mais ils se sont heurtés à la difficulté de mettre en place, dans un même véhicule, une double chaîne de traction permettant un réel fonctionnement bi-mode.

Dans le but d'améliorer les performances des moteurs hybride 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 les moteurs électrique.

## **Plan du travail :**

Le travail est présenté en quatre chapitres :

Le premier chapitre traite les différentes architectures des moteurs hybrides, les organes constituant un moteur hybride et le principe de fonctionnement de celui-ci.

Le deuxième chapitre présente la modélisation de chaque organe constituant un moteur hybride.

Le troisième chapitre présente une synthèse d'une loi de commande pour contrôler le moteur électrique et le générateur.

Le quatrième chapitre présente une simulation globale du système.

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

**CHAPITRE I**  
**DESCRIPTION DU MOTEUR**  
**HYBRIDE**



## **Introduction :**

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

On distingue trois familles de véhicules hybrides :

- Mode électrique/électrique (soit deux moteurs électriques)
- Mode thermique/thermique (soit deux moteurs thermiques, par exemple essence – hydrogène)
- Mode thermique/électrique (association d'une motorisation électrique à un moteur thermique en série ou en parallèle).

Ces le mode thermique/électrique, le plus répandu, qui fait objet d'étude dans ce qui suit.

### **I.1 Les différentes architectures des voitures hybrides :**

On peut observer différents types d'architecture des voitures hybrides thermiques / électriques mais les principales architectures c'est l'hybride série et l'hybride parallèle.

En fonction de celle-ci le, l'hybridation optimise le fonctionnement du moteur thermique.

#### **I.1.1 Hybride série :**

Dans une architecture hybride série, le moteur électrique est intégré mécaniquement en série entre le moteur thermique et la transmission. Le moteur thermique, ainsi associé à un générateur électrique, fait office de groupe électrogène en transformant l'énergie issue de la combustion en énergie électrique. Combinée à celle fournie par la batterie, cette énergie est ensuite utilisée par le moteur électrique, qui assure seul la propulsion du véhicule.

Il n'existe donc pas de liaison mécanique entre le moteur thermique et les roues. Les multiples conversions d'énergie (thermique => mécanique => électrique => mécanique) limitent le rendement maximal de cette chaîne de traction. En plus avec cette architecture, il n'existe pas de fonctionnement 100% électrique.

#### **I.1.2 Hybride parallèle :**

Dans une architecture hybride parallèle, le moteur thermique sert principalement à déplacer le véhicule lors de forts besoins de puissance. Associé à une transmission d'un fonctionnement classique, on lui ajoute un moteur électrique qui utilise l'énergie des batteries. Les deux moteurs opèrent simultanément ou indépendamment l'un de l'autre.

La récupération d'énergie cinétique pendant les phases de décélération et de freinage du véhicule assure la recharge des batteries.

L'activation du mode électrique correspond principalement aux situations où le moteur thermique est peu efficace, soit essentiellement à faible charge.

Cette architecture permet temporairement un mode de fonctionnement 100% électrique.

Pour notre étude sur les voitures hybrides nous avons pris comme exemple la Toyota Prius, elle est du type hybride parallèle avec dérivation de puissance.

La spécifié de la solution retenu sur la Prius consiste a :

- Récupérer l'énergie du véhicule lors du freinage.
- Exploiter le moteur thermique à son rendement optimal.

Dans ce qui suit nous allons donner l'architecture de la Prius et les différents organes la constituant.

## **I.2 Architecture du système hybride Toyota:**

Comme le montre la figure (I.1) la technologie hybride de Toyota, nommée HSD (Hybrid Synergy Drive), associe un moteur thermique à essence et sa transmission à deux machines électriques et une batterie de puissance.

Le schéma de principe (I.1) et la figure (I.2) mettent en évidence les deux machines électriques (Le moteur électrique et la génératrice) reliées au moteur thermique par un train épicycloïdal.

## **I.3 Principe de fonctionnement :**

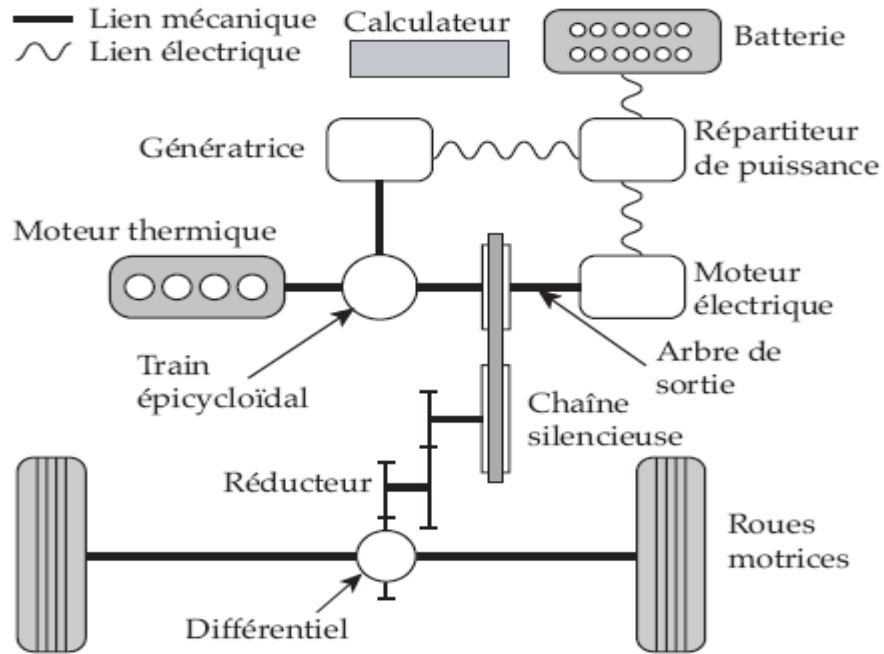
A partir de la position de la pédale d'accélérateur et de la vitesse du véhicule, le superviseur de bord détermine la vitesse de rotation optimale du moteur thermique et la consigne d'ouverture du papillon des gaz.

La puissance en sortie du moteur thermique est transmise, grâce à un train épicycloïdal, à la chaîne de traction et à la génératrice.

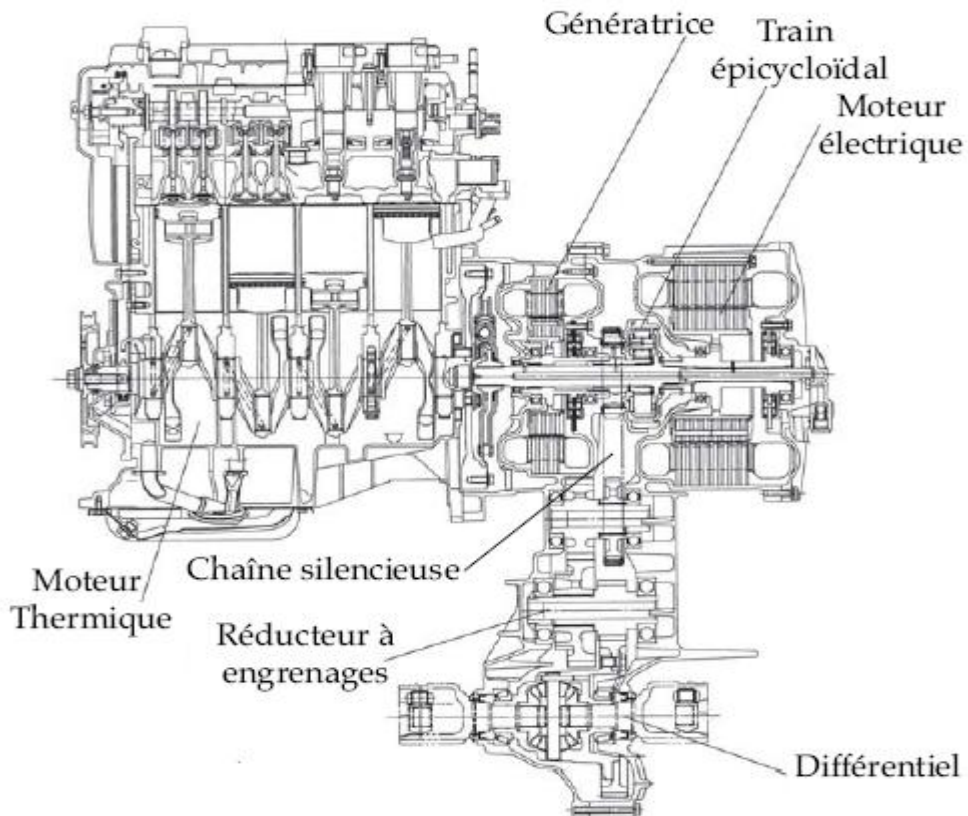
Un asservissement en vitesse de la génératrice permet de contrôler la vitesse de rotation du moteur thermique.

Le répartiteur de puissance gère les échanges de puissance électrique entre la génératrice, le moteur électrique et la batterie.

Le moteur électrique entraîne la chaîne silencieuse, seul ou en complément du moteur thermique. Il récupère également l'énergie cinétique ou potentielle du véhicule lors des phases de ralentissement.

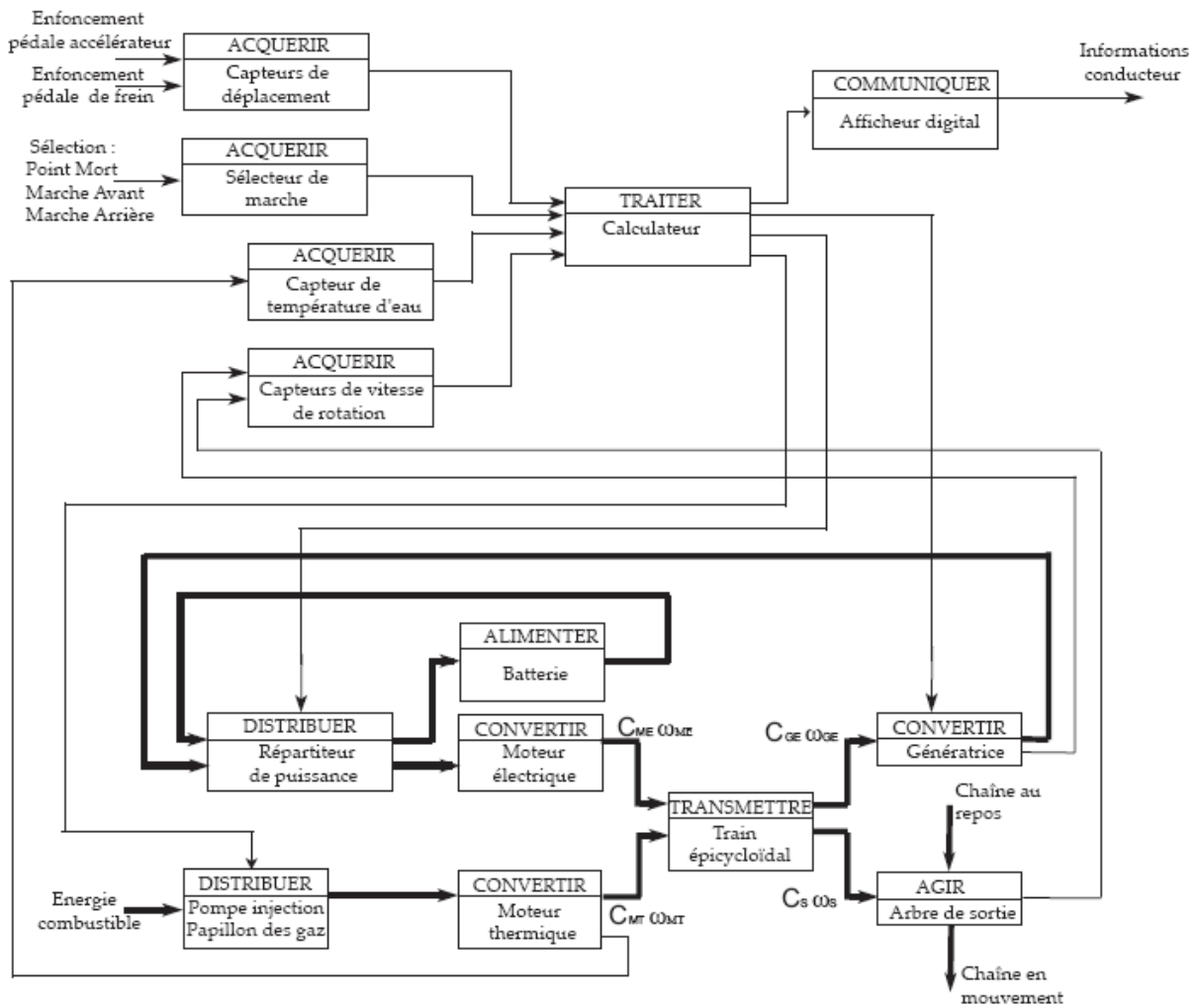


**Fig. I.1 : Schéma de principe de la Toyota Prius**



**Fig. I.2 : Motorisation de la Toyota Prius**

Les chaînes d'énergie et d'information donnée dans la figure (I.3), permettent de percevoir l'organisation des différents composants du HSD.



**Fig. I.3 : Chaîne d'information (partie supérieur) et chaîne d'énergie (partie inférieure)**

Dans le chapitre II nous avons modélisé sous forme de bloc SIMULINK les différents organes du superviseur de bord qui permet le contrôle du système.

**CHAPITRE II**  
**MODELISATION DES DIFFERENTS ORGANES DE**  
**LA TRACTION HYBRIDE**



## **Introduction :**

Dans ce chapitre nous allons donner une modélisation de chaque organe constituant le véhicule hybride en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrice, et nous allons donner aussi pour chaque model le bloc SIMULINK qui lui est associé.

Nous avons commencé par la modélisation des différents organes électriques (Moteur électrique, onduleur et batterie), puis nous avons modélisé les différents organes mécaniques (Moteur thermique, train épicycloïdal, boîte de vitesse et le véhicule), et on a terminé le chapitre par la modélisation sous forme de bloc SIMULINK la partie électronique qui est le superviseur de bord.

## **II.1 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'aimant performants a un cout raisonnable a également permis de développer les moteurs synchrones de petite et moyenne puissance, qui, associés a l'électronique, ont des qualités analogues a celles des moteurs a courant continu, sans avoir les inconvénients.

Dans ce paragraphe nous présentons le modèle de la machine synchrone à aimant permanent.

### **II.1.1 La machine étudiée :**

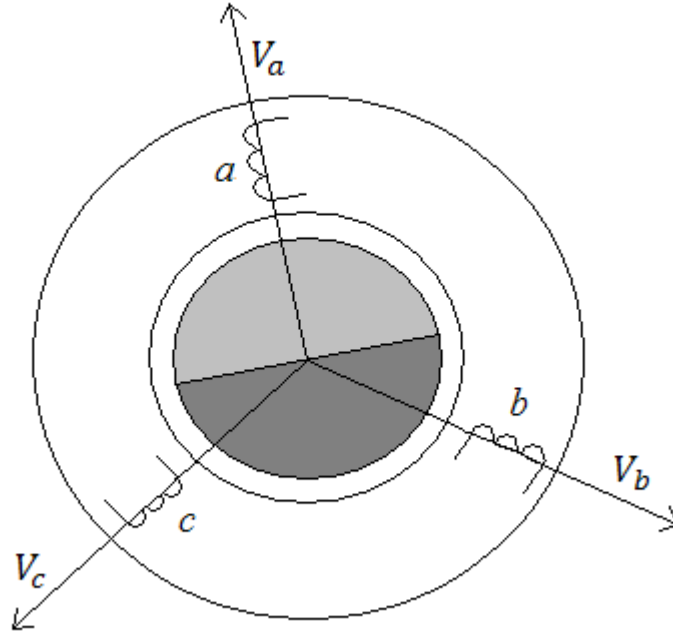
Le type de machines électrique (Moteur et générateur) retenue par Toyota Dans la Prius est un moteur synchrone a aimant permanent (aimants montés en surface) pour les raisons suivante [10]:

- Fort couple massique ;
- Bon rendement (absence de pertes par effet joule au rotor) ;
- Bonnes performances dynamique grâce à la faiblesse des inductances statoriques due à la largeur importante de l'entrefer apparent (perméabilité des aimants voisine de celle de l'air) ;
- 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.1.2 Description de la machine synchrone à aimants permanents :

Un moteur synchrone à aimants comporte un enroulement au stator dont les trois phases sont nommées a, b et c et au rotor des aimants permanents (figure II.1)



**Fig. II.1 : Représentation des enroulements d'un moteur synchrone à aimants dans le plan électrique.**

L'enroulement statorique, parcouru par un système triphasé équilibré de courants de pulsation  $\omega_s$ , crée une tension magnétique tournante d'entrefer à la vitesse synchrone  $\Omega_s$ , soit avec  $p$  paire de pôles :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (\text{II. 1})$$

Le champ magnétique engendré par les aimants est fixe par rapport au rotor. L'interaction entre le champ tournant du stator et le champ fixe du rotor crée un couple dont le moment a une valeur moyenne nulle.

La modélisation s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses :

- La machine présente une parfaite symétrie triphasée de construction.
- L'effet des encoches est négligé.
- La répartition spatiale des tensions magnétique d'entrefer est sinusoïdale.
- Le circuit magnétique est linéaire, la saturation, l'hystérésis et les pertes ferromagnétiques ne sont pas pris en compte.



### II.1.3 Equation électrique :

Chaque phase présente une résistance  $R$ . Les tensions aux bornes des phases a, b et c sont respectivement appelées  $V_a, V_b$  et  $V_c$ , les courants qui les parcourent  $i_a, i_b$  et  $i_c$  et les flux totaux à travers ces bobines  $\Psi_a, \Psi_b$  et  $\Psi_c$ . Les lois des mailles s'écrivent ainsi :

$$\begin{cases} V_a = Ri_a + \frac{d\Psi_a}{dt} \\ V_b = Ri_b + \frac{d\Psi_b}{dt} \\ V_c = Ri_c + \frac{d\Psi_c}{dt} \end{cases} \quad (\text{II. 2})$$

Ces relations peuvent s'écrire sous la forme vectorielle suivante :

$$\mathbf{V} = R\mathbf{I} + \frac{d\mathbf{\Psi}}{dt} \quad (\text{II. 3})$$

En posant :

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{\Psi} = \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix}$$

Tel que  $\mathbf{V}$  est le vecteur colonne des tensions,  $\mathbf{I}$  le vecteur colonne des courants et  $\mathbf{\Psi}$  le vecteur colonne des flux totaux.

### II.1.4 Relation entre flux et courants :

Pour exprimer les flux totaux, définissons les flux totaux  $\Psi_{a0}, \Psi_{b0}$  et  $\Psi_{c0}$  envoyés par les aimants dans les phases a, b et c, les inductances propres  $L_a, L_b$  et  $L_c$  des phases a, b et c et les inductances mutuelles  $M_{ab}, M_{ac}$  et  $M_{bc}$  entre les phases a et b, a et c, b et c. Les relations sont :

$$\Psi_a = \Psi_{a0} + L_a i_a + M_{ab} i_b + M_{ac} i_c$$

$$\Psi_b = \Psi_{b0} + M_{ab} i_a + L_b i_b + M_{bc} i_c$$

$$\Psi_c = \Psi_{c0} + M_{ac} i_a + M_{bc} i_b + L_c i_c$$

Considérons que le flux des aimants est à répartition sinusoïdale. Si  $\Psi_0$  est le flux maximal, les expressions des flux totaux envoyés dans les phases a, b et c sont :

$$\begin{aligned}\Psi_{a0} &= \Psi_0 \cos p\theta \\ \Psi_{b0} &= \Psi_0 \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \Psi_{c0} &= \Psi_0 \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\end{aligned}$$

Ces relations peuvent s'écrire sous forme matricielle :

$$\Psi = \Psi_0 + LI \quad (\text{II. 4})$$

En posant :

$$\Psi_0 = \Psi_0 \begin{bmatrix} \cos p\theta \\ \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

Et :

$$L = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix}$$

Avec  $\Psi_0$  est le vecteur colonne des flux totaux crée par les aimants et  $L$  la matrice carrée des inductances, pour le moteur synchrone à aimant permanent comme la perméabilité magnétique des aimants est voisine de celle de l'air tout se passe comme si la machine était à entrefer constant. Les inductances propres et mutuelles sont donc constantes et ont même valeur quelle que soit la phase considérée. Appelons ainsi  $L_0$  l'inductance propre d'une phase de l'enroulement et  $M_0$  l'inductance mutuelle entre deux phases. La matrice des inductances est ainsi :

$$L = L_0 = \begin{bmatrix} L_0 & M_0 & M_0 \\ M_0 & L_0 & M_0 \\ M_0 & M_0 & L_0 \end{bmatrix}$$

L'équation électrique s'écrit :

$$V = RI + L \frac{dI}{dt} + \frac{d\Psi_0}{dt} \quad (\text{II. 5})$$

### II.1.5 Moment du couple électromagnétique

Le moment du couple électromagnétique peut être calculé par la formule générale relative au convertisseur électromagnétique comportant des aimants :

$$\gamma = \mathbf{I}' \frac{d\Psi_0}{d\theta} + \frac{1}{2} \mathbf{I}' \frac{d\mathbf{L}}{d\theta} \mathbf{I} \quad (\text{II.6})$$

Comme la matrice des inductances ne comprend que des constantes, la formule se réduit à :

$$\gamma = \mathbf{I}' \frac{d\Psi_0}{d\theta} \quad (\text{II.7})$$

Le calcul peut être développé :

$$\gamma = [i_a \ i_b \ i_c] \begin{bmatrix} -p\Psi_0 \sin p\theta \\ -p\Psi_0 \sin\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ -p\Psi_0 \sin\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

Effectuons le produit matriciel :

$$\gamma = -p\Psi_0 \left[ i_a \sin p\theta + i_b \sin\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \sin\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (\text{II.8})$$

Modifions cette expression en utilisant la formule trigonométrique :

$$\sin(a + b) = \sin a \cos b + \sin b \cos a$$

Cela conduit à :

$$\gamma = p\Psi_0 \left[ \left( -i_a + \frac{1}{2}i_b + \frac{1}{2}i_c \right) \sin p\theta + \frac{\sqrt{3}}{2}(i_b - i_c) \cos p\theta \right] \quad (\text{II.9})$$

La formule obtenue est complexe, pour faire face à cette complexité on utilise une transformation orthogonale. Nous obtenons donc, des équations plus simples par des changements de variables appropriés. Parmi ces transformations, nous utiliserons celle de Park.

### II.1.6 Application de la transformation de Park :

La transformation de Park permet de remplacer l'enroulement triphasé statorique par un enroulement diphasé tournant (figure II.2). Pour simplifier les équations, il faut choisir la vitesse de rotation de l'enroulement diphasé fictif égale à la vitesse de rotation du rotor de la machine.

Cette transformation est définie par sa matrice  $\mathbf{P}$  telle que :

$$\mathbf{P} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta_e & -\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 10})$$

Avec  $\theta_e$  est l'angle électrique.

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 :

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

Donc :

$$\mathbf{P}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 11})$$

Les tensions, les courants et les flux se transforment de la manière suivante :

$$\begin{cases} \mathbf{I}_{dq} = \mathbf{P}\mathbf{I} \\ \mathbf{V}_{dq} = \mathbf{P}\mathbf{V} \\ \mathbf{\Psi}_{dq} = \mathbf{P}\mathbf{\Psi} \end{cases} \quad (\text{II. 12})$$

Les vecteurs  $\mathbf{I}_{dq}$ ,  $\mathbf{V}_{dq}$  et  $\mathbf{\Psi}_{dq}$  sont les vecteurs obtenus par la transformation de Park

De ceux des vecteurs réels  $\mathbf{I}$ ,  $\mathbf{V}$  et  $\mathbf{\Psi}$ .

Le système d'équation (II.1) de la machine, exprimé dans le référentiel de Park, devient :

$$\begin{cases} V_d = Ri_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \Psi_q \omega_e \\ V_q = Ri_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \Psi_d \omega_e \\ V_h = Ri_h + \frac{d\Psi_h}{dt} \end{cases} \quad (\text{II. 13})$$

Trouvons maintenant la relation entre flux et courants on a:

$$\Psi = \Psi_0 + LI$$

Multiplions à gauche par la matrice de Park pour obtenir la matrice colonne des composantes de Park des flux totaux :

$$P\Psi = P\Psi_0 + PLI \quad (\text{II.14})$$

Calculons le premier terme de la somme apparaissant au second membre :

$$P\Psi_0 = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos \left( \theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_e & -\sin \left( \theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \psi_0 \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \cos \left( \theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left( \theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix}$$

Pour le calcul des coefficients de cette matrice, transformons-les produits de fonctions trigonométriques en sommes par les formules :

$$\cos^2 a = \frac{1}{2}(\cos 2a + 1)$$

$$\sin a \cos a = \frac{1}{2} \sin 2a$$

Tenons compte également du fait que la somme de trois fonctions sinusoïdales régulièrement déphasées de  $\frac{2\pi}{3}$  est nulle :

$$\cos x + \cos \left( x - \frac{2\pi}{3} \right) + \cos \left( x + \frac{2\pi}{3} \right) = 0$$

Nous obtenons ainsi :

$$P\Psi_0 = \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_0 \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Pour calculer le second terme de l'équation (II.14), décomposons la matrice des inductances de façon suivante :

$$L = \begin{bmatrix} L_0 - M_0 & 0 & 0 \\ 0 & L_0 - M_0 & 0 \\ 0 & 0 & L_0 - M_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_0 & M_0 & M_0 \\ M_0 & M_0 & M_0 \\ M_0 & M_0 & M_0 \end{bmatrix}$$

Soit :

$$L = (L_0 - M_0) \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + M_0 \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

Effectuons d'abord le produit à droite par la matrice colonne des courants :

$$\mathbf{LI} = (L_0 - M_0) \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + M_0 \begin{bmatrix} i_a + i_b + i_c \\ i_a + i_b + i_c \\ i_a + i_b + i_c \end{bmatrix}$$

Effectuons ensuite le produit à gauche par la matrice de Park, en introduisant la composante homopolaire  $i_h = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a + i_b + i_c)$  du courant statorique :

$$\mathbf{PLI} = (L_0 - M_0)\mathbf{PI} + \sqrt{3}M_0i_h\mathbf{P} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

Nous voyons apparaître la matrice colonne des composantes de Park des courants statorique :

$$\mathbf{PI} = \mathbf{I}_{dq}$$

Par ailleurs, effectuons le produit matriciel :

$$\mathbf{P} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos \left( \theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_e & -\sin \left( \theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \sqrt{3} \end{bmatrix}$$

Nous arrivons à :

$$\mathbf{PLI} = \begin{bmatrix} (L_0 - M_0)i_d \\ (L_0 - M_0)i_q \\ (L_0 - 2M_0)i_h \end{bmatrix} \quad (\text{II. 16})$$

En définitive, la relation entre les composantes de Park des flux et des courants s'écrit :

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_h \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_0 \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (L_0 - M_0)i_d \\ (L_0 - M_0)i_q \\ (L_0 - 2M_0)i_h \end{bmatrix} \quad (\text{II. 17})$$

Posons :

$$\psi_{d0} = \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_0$$

$$L = L_0 - M_0$$

$$L_h = L_0 + 2M_0$$

$L$  est l'inductance cyclique et  $L_h$  l'inductance homopolaire. Les expressions des composantes de Park des flux totaux sont ainsi :

$$\psi_d = Li_d + \psi_{d0}$$

$$\psi_q = Li_q$$

$$\psi_h = L_h i_h$$

Ces expressions peuvent être utilisées pour éliminer les flux dans les équations électriques :

$$\begin{cases} V_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega_e Li_q \\ V_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega_e Li_d + \omega_e \psi_{d0} \\ V_h = Ri_h + L \frac{di_h}{dt} \end{cases} \quad (\text{II. 18})$$

Trouvons maintenant l'expression du couple électromagnétique, pour reprenons l'expression du moment du couple électromagnétique de l'expression (II.7) :

$$\gamma = I' \frac{d\Psi_0}{d\theta}$$

Introduisons les composantes de Park des courants et des aimants :

$$\mathbf{I}_p = \mathbf{P} \mathbf{I}$$

$$\Psi_{0p} = \mathbf{P} \Psi_0$$

Le calcul des produits de matrices donne :

$$\gamma = p \psi_{d0} i_q \quad (\text{II. 19})$$

### II.1.7 Equation mécaniques :

L'équation mécaniques de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = \gamma - C_r - f \Omega_r \quad (\text{II. 20})$$

Avec :

$\Omega_r = \omega/p$  : Vitesse de rotation de la machine

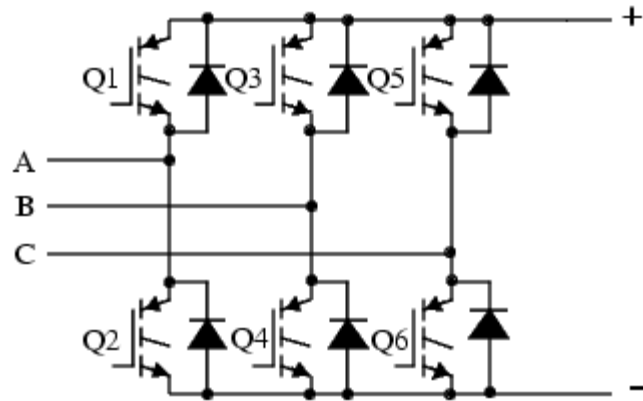
$P$  : Nombre de paire de pôles.

$\gamma$  : Couple électromagnétique.

$C_r$  : Couple résistant.

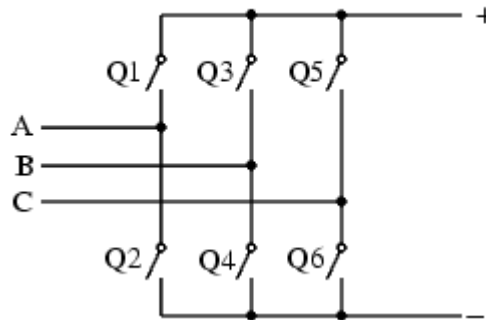
## II.2 Modélisation de l'onduleur de tension [2]:

Dans cette partie nous allons donner un modèle simplifié de l'onduleur de tension utilisé pour l'alimentation de la machine, Le rôle de celui-ci a été décrit dans le chapitre précédent (figure II.2).



**Fig. II.2 : Schéma de principe de l'onduleur de tension**

Pour la modélisation nous supposons que la commutation des semi conducteurs est instantanée. Ainsi, à chaque bras de l'onduleur est associée une fonction logique  $F_i$  voir la Figure II.3 :



**Fig. II.3 Représentation des intercepteurs.**

Telle que :

$$F_i = \begin{cases} 1 & \text{si } F_i \text{ est connectée a la borne } + \text{ de la source} \\ -1 & \text{si } F_i \text{ est connectée a la borne } - \text{ de la source} \end{cases} \quad (\text{II. 21})$$



Ainsi les tensions de ligne sont données par :

$$\begin{cases} U_{ab} = \frac{1}{2}U(F_1 - F_2) \\ U_{bc} = \frac{1}{2}U(F_2 - F_3) \\ U_{ca} = \frac{1}{2}U(F_3 - F_1) \end{cases} \quad (\text{II. 22})$$

Les tensions simples  $V_a, V_b$  et  $V_c$  s'expriment par les relations suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{U}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ -1/2 & 1 & -1/2 \\ -1/2 & -1/2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 23})$$

Le courant a l'entrée de l'onduleur est donnée par :

$$i = F_1 i_a + F_2 i_b + F_3 i_c \quad (\text{II. 24})$$

## II.2.1 Commande de l'onduleur par technique MLI triangulo-sinusoidale :

Pour la commande de l'onduleur nous avons choisie 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 sinusoidales de fréquence  $f$  (figure II.5), les instants où se produisent les intersections de la porteuse et de la référence déterminent la durée d'ouverture et de fermeture des interrupteur [3].

Les trois tensions de référence sont décalées de  $120^\circ$  les unes par rapport aux autres et leurs expressions sont les suivantes :

$$V_i = V_m \sin(2\pi f t - (i - 1) 2\pi/3) \quad (\text{II. 25})$$

Avec :

$$i = 1, 2, 3$$

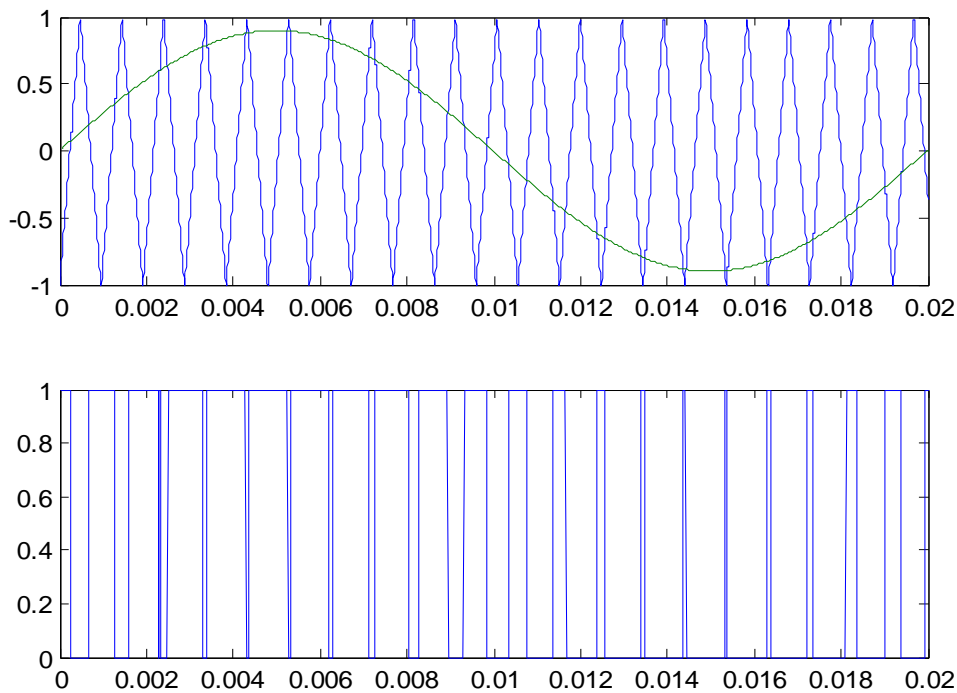
$V_m$ : tension maximale de  $V_i$

La forme de la porteuse est la suivante :

$$V_p = \begin{cases} \frac{1}{2} V_{pm} (4t/T_p - 1) & \text{si } t \in \left[0, \frac{T_p}{2}\right] \\ \frac{1}{2} V_{pm} (-4t/T_p + 3) & \text{si } t \in \left[\frac{T_p}{2}, T_p\right] \end{cases} \quad (\text{II. 26})$$

Où  $T_p$  représente la période du signal de la porteuse  $V_p$  et  $V_{pm}$  l'amplitude de la porteuse.

On définit aussi l'indice de modulation  $m$  comme le rapport de la fréquence  $f_p$  de la porteuse à la fréquence du signal de référence ( $m = f_p/f$ ). Le taux de modulation  $r$  est le rapport de l'amplitude  $V_m$  de la tension de référence à l'amplitude  $V_{pm}$  de la porteuse tel que ( $r = V_m/V_{pm}$ ) [3].



**Fig. II.4: MLI triangulo-sinusoidal avec  $r=0.9$ ,  $m=21$**

### II.3 Modélisation de la batterie :

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 si est indispensable pour activé ou non le moteur électrique, pour notre étude un model précis d'une batterie est nécessaire.

Pour cela nous allons donnée un model d'une batterie très utiliser dans les voitures électriques (Batterie Ni-MH 200V, 6.5Ah), et nous allons faire des simulations pour vérifier la validité du model.

Le model mathématique de la batterie est donnée par l'expression suivante [4]:

$$E = E_0 - K \frac{Q}{Q - it} + A \exp(-B i t) \quad (\text{II. 27})$$

Et l'expression mathématique de l'état de charge de la batterie est donnée par :

$$EDC = 100 \left( 1 - \frac{1.05Q}{\int i dt} \right) \% \quad (\text{II. 28})$$

Avec :

E : Tension à vide.

$E_0$  : Tension à plain charge.

K : Indice de polarisation.

Q : Capacité de la batterie.

A : Tension exponentielle.

B : Capacité exponentielle.

I : Intensité du courant.

Le schéma representent la batterie utiliser pour la simulation est donnée dans la figure (II.5) :

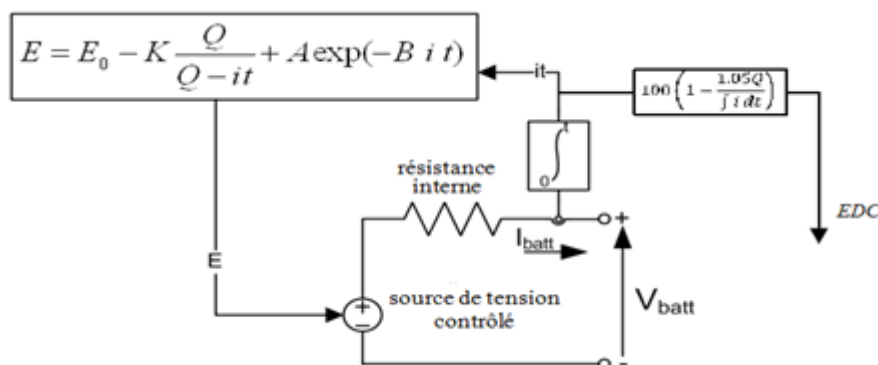
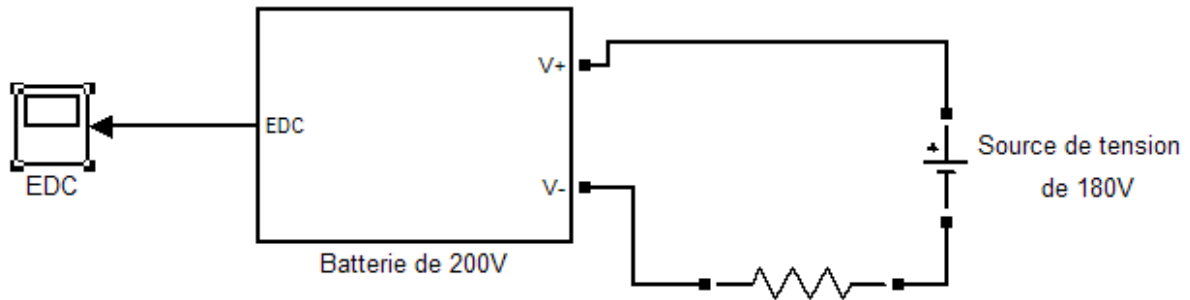


Fig. II.5 : Représentation schématique du model de la batterie sous SIMULINK.

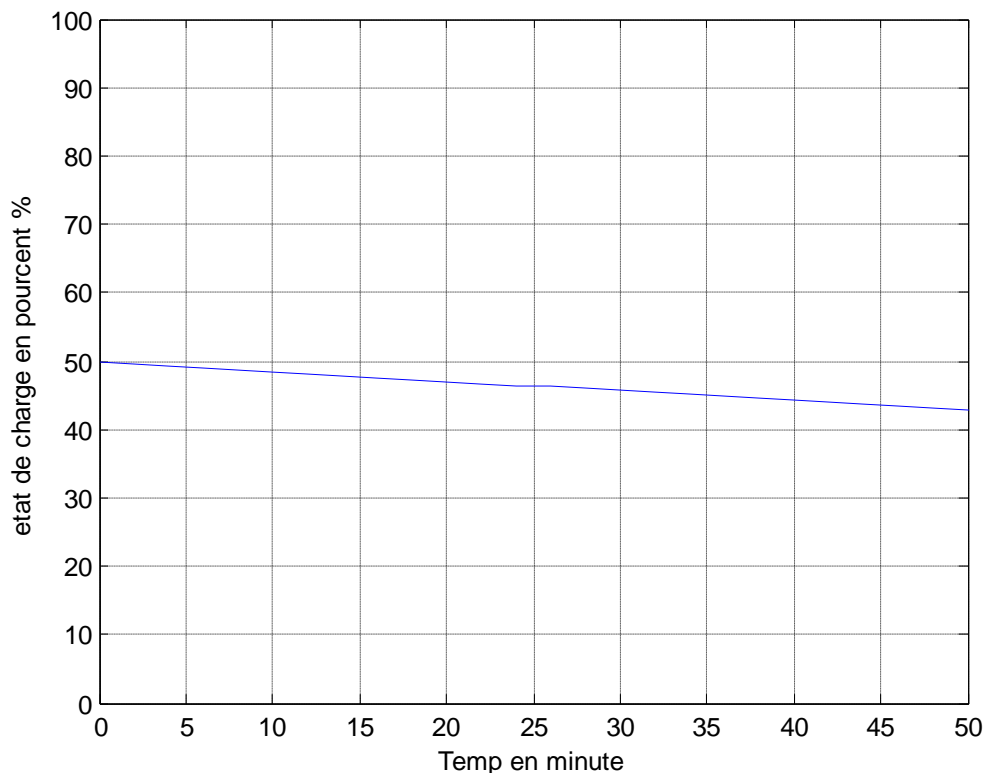
### II.3.1 Simulation numérique :

A- Pour la simulation de la décharge de la batterie nous avons brancher celle si en série avec une autre source de tension de manière a ce que la batterie délivre un courant suffisant pour ce déchargé de quelque pourcent (figure II.6).



**Fig. II.6 :** Schéma utilisé sous SIMULINK pour la simulation de la décharge de la batterie.

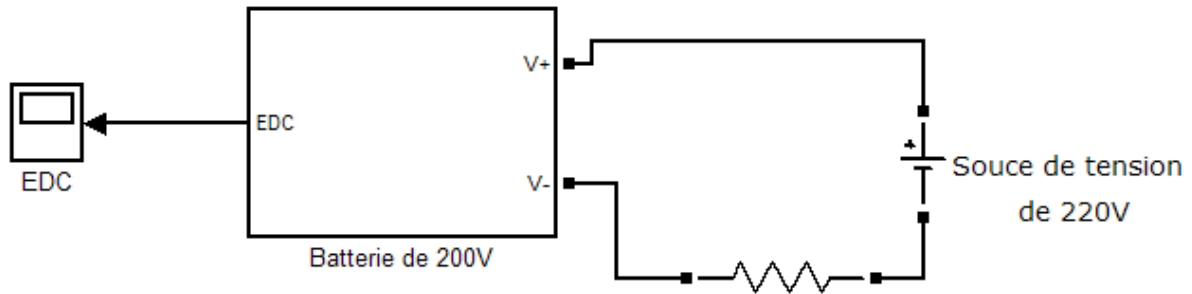
Et voici la courbe obtenue :



**Fig. II.7 :** résultat de la simulation pour la décharge de batterie

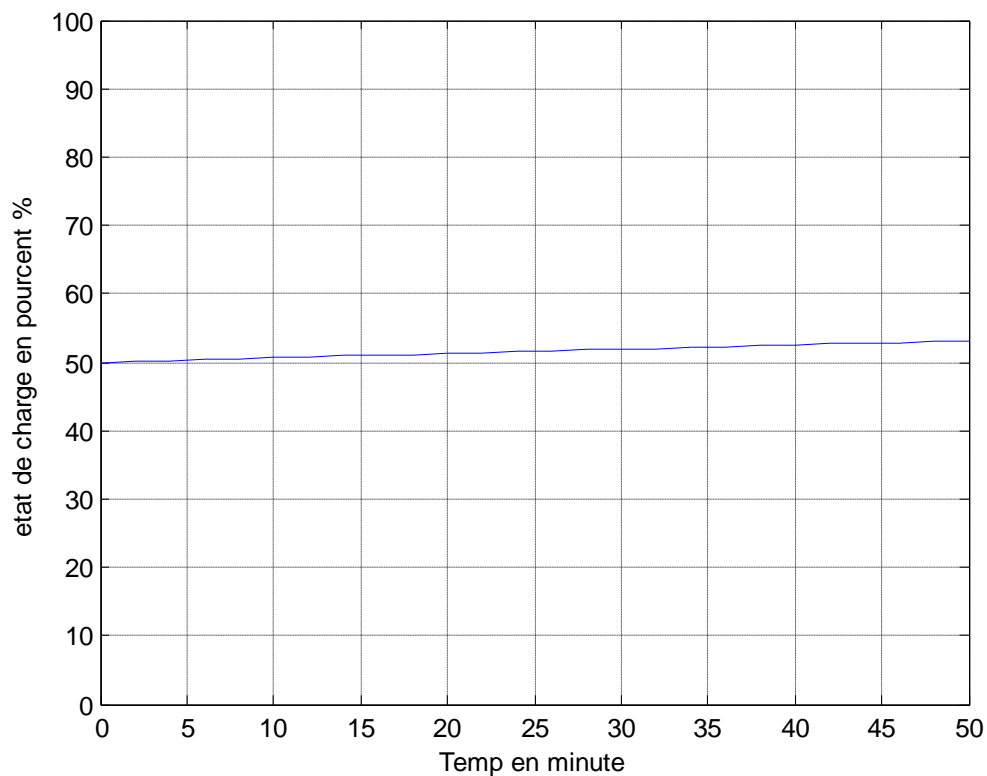
On voit bien que la batterie se décharge de façon linéaire au bout de 50min, elle est passée de l'état de charge EDC de 50% à EDC 42%

B- Pour la simulation de la recharge de la batterie nous avons branché celle si en série avec une autre source de tension, mais cette fois le branchement a été fait de manière à ce que la source de tension délivre un courant assez suffisant pour recharger la batterie de quelques pourcent (figure II.8).



**Fig. II.8 : Schéma utilisé sous SIMULINK pour la simulation de la recharge de la batterie.**

Et voici la courbe obtenue :



**Fig. II.9 : résultat de la simulation pour la recharge de batterie.**

Après simulation on constate qu'avec la même puissance la batterie est déchargée de 8% dans le cas A, alors qu'elle est rechargée de 3% dans le cas B.

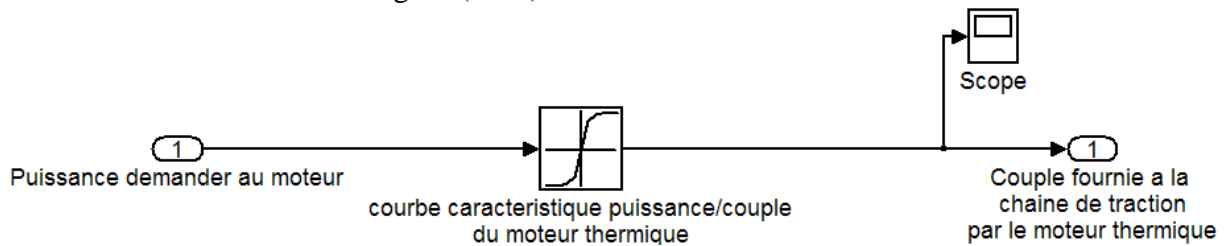
### **II.3.2 Conclusion :**

Dans cette partie du chapitre nous avons pu modéliser et simuler le fonctionnement d'une batterie, et ont a vue que le taux de décharge d'une batterie est plus grand que le taux de charge de celle ci pour la même puissance.

Touts les paramètres de la simulation ce trouves dans l'annexe B.

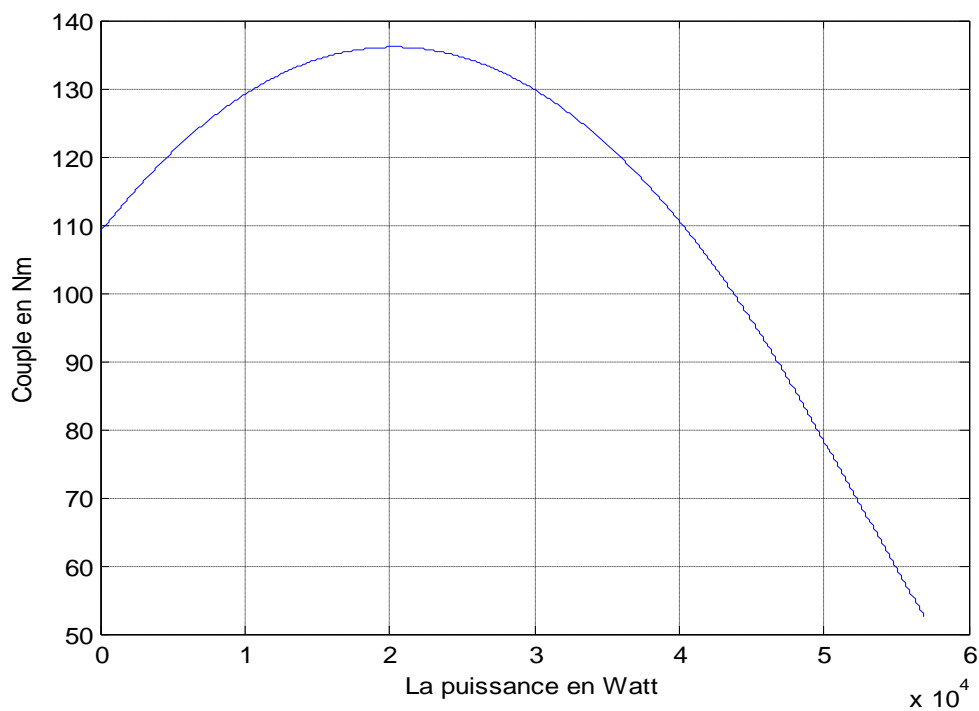
## II.4 Modélisation du moteur thermique :

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 57 kW a été choisi. Le moteur thermique est un système très compliqué, on le considère simplement comme un générateur de couple, le bloc SIMULINK utilisé pour la simulation est donné dans la figure (II.10):



**Fig. II.10: Bloc SIMULINK du moteur thermique.**

Le signal d'entrée est la puissance désiré calculer par le superviseur de bord, cette puissance est comparer avec la courbe caractéristique couple/puissance du moteur thermique, après comparaison on obtient en sorite le couple à fournir au système a travers le moteur thermique. La courbe caractéristique couple/puissance est donnée dans la figure (II.11)



**Fig. II.11 : Courbe caractéristique (couple/puissance) du moteur thermique utilisé pour la simulation.**

## II.5 Modélisation de la boîte de vitesse :

Dans la Toyota Prius 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 ( $\omega_r$ ) diminue, le couple ( $C_r$ ) appliqué à l'arbre des roues doit augmenter dans les mêmes proportions.

Sachant que:

$$C_a \omega_a = C_r \omega_r = cte \quad (\text{II. 29})$$

Avec :

$C_a$  : Couple fournie par le moteur à l'arbre primaire.

$\omega_a$  : Vitesse de rotation de l'arbre primaire.

$C_r$  : Couple de sortie de boîte appliqué à l'arbre des deux roues.

$\omega_r$  : Vitesse de rotation de l'arbre des roues

Nous déduisons que :

$$C_r = C_a \frac{\omega_a}{\omega_r} \quad (\text{II. 30})$$

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

La boîte de vitesse (train épicycloïdal+chaîne silencieuse+réducteurs) de la Toyota Prius se comporte comme une transmission à variation continue c'est-à-dire pas de passage de rapport.

Le rapport de transmission est donné par l'expression suivante :

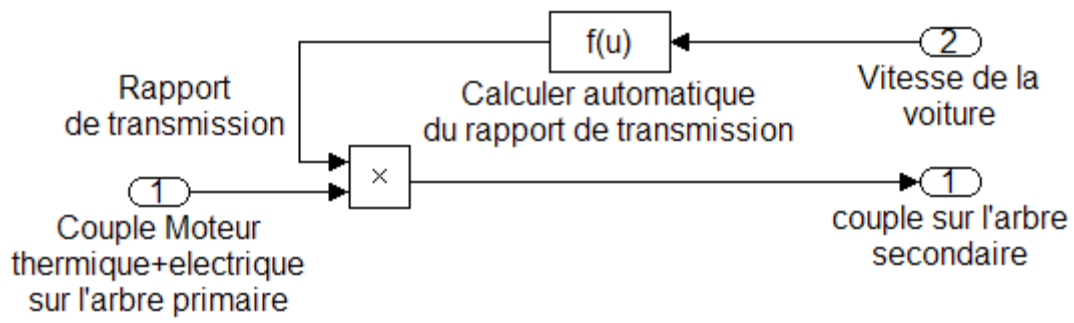
$$r(v) = -\frac{1}{30}v + 5 \quad (\text{II. 31})$$

Avec :

$v$  : Vitesse de la voiture en (km/h).



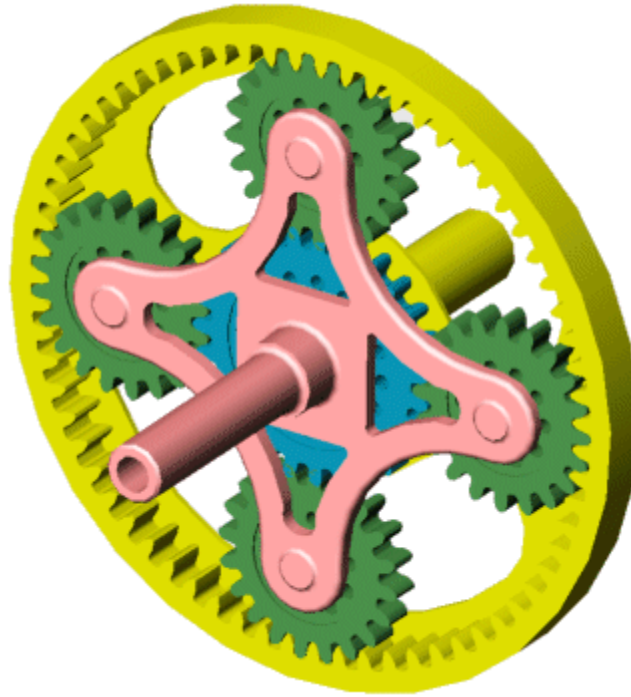
Le bloc SIMULINK utiliser pour la simulation est donné dans la figure (II.12) :



**Fig. II.12: Bloc SIMULINK du modèle de la boîte de vitesse**

## II.6 Modèle dynamique du train épicycloïdal :

Le train épicycloïdal est un dispositif mécanique qui permet de partager le couple généré par le moteur thermique entre le générateur et la chaîne de traction figure (II.13).



**Fig. II.13 : Train épicycloïdal**

Le model dynamique du train épicycloïdal est donné par l'expression suivante :

$$C_S = \left( \frac{K_b}{K_b - 1} \right) C_{MT} \quad (\text{II. 32})$$

Et

$$C_{GE} = \left( \frac{-1}{K_b - 1} \right) C_{MT} \quad (\text{II. 33})$$

Avec :

$C_S$ : Le couple fourni par l'arbre de sortie à la chaîne de traction.

$C_{MT}$ : Le couple exercé par le moteur thermique sur le train épicycloïdal.

$C_{GE}$ : Le couple fourni par le train épicycloïdal sur la génératrice électrique.

La relation entre les différentes vitesses de rotation est donnée par la loi cinématique suivante :

$$\omega_{GE} + (K_b - 1)\omega_{MT} - K_b\omega_S = 0 \quad (\text{II.34})$$

Avec :

$\omega_S$  : Vitesse de rotation de l'arbre de sortie qui est égale a la vitesse de rotation du moteur électrique.

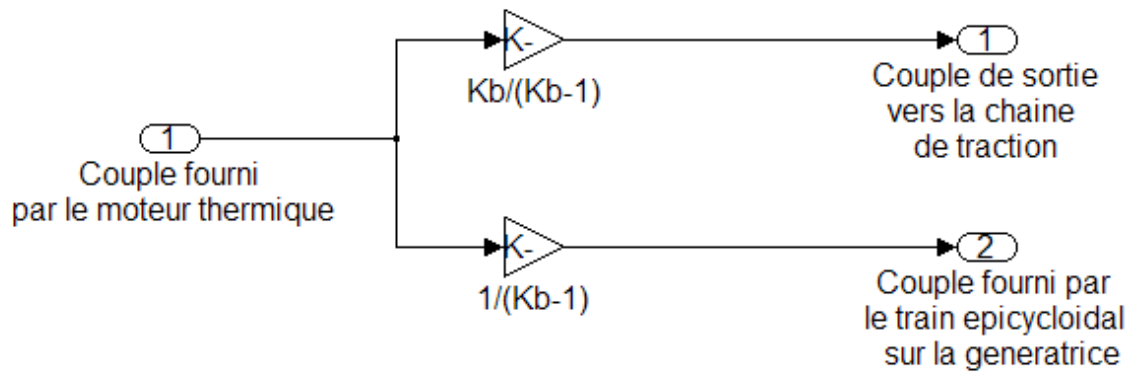
$\omega_{GE}$  : Vitesse de rotation du générateur.

$\omega_{MT}$  : Vitesse de rotation du moteur thermique.

$K_b$  : Rapport de transmission.

Pour la simulation nous avons pris  $K_b = -2.6$ .

Le bloc SIMULINK utilisé pour la simulation est le suivant :



**Fig. II.14 : Bloc SIMULINK du train épicycloïdal**

## II.7 Modélisation de la dynamique de la voiture :

Le voiture choisie pour notre travaille est une Toyota Prius, dont les caractéristiques sont données dans le tableau suivant :

$M_{veh}$ : Masse du véhicule.	1325 kg
$R_{roue}$ : rayon de la roue.	0.3 m
$A_f$ : Surface frontale.	2.57 m <sup>2</sup>
$C_r$ : Coefficient de résistance au roulement	0.0133
$C_{air}$ : Coefficient de résistance aérodynamique	0.32

### Caractéristique dynamique de la voiture

Le véhicule est simplement modélisé comme une masse en déplacement suivant l'axe longitudinal, soumis à la force de traction  $F_{TR}$  développé par le groupe motopropulseur et à différents efforts de résistance liés a l'environnement  $F_R$ . Tel que  $F_{ro}, F_{ao}$  et  $F_g$  comme le montre la figure (II.15)

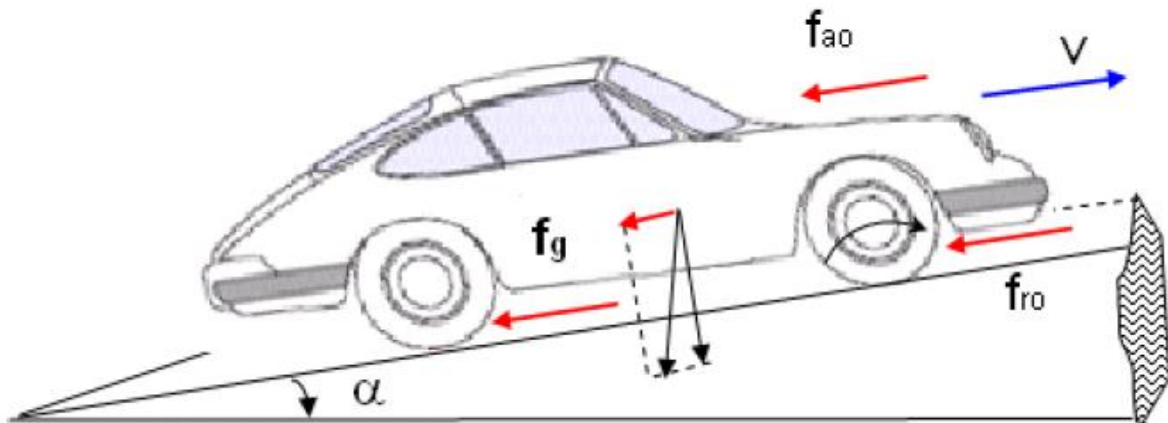


Fig. II.15 : Différentes forces résistantes sur le véhicule.

Avec :

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

$$F_{ro} = \text{sign}(v)M_{veh}C_r g \quad (\text{II.35})$$

Ou  $g$  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 :

$$F_{ao} = \frac{1}{2} \text{sign}(v) \rho_{air} A_f C_{air} v^2 \quad (\text{II. 36})$$

Où  $\rho$  est la densité de l'air.

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

$$F_g = M_{veh} g \sin \alpha \quad (\text{II. 37})$$

Où  $\alpha$  est la pente en radian.

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

$$v(t) = \frac{1}{M_{veh}} \int_0^t (F_{TR} - F_R) du \quad (\text{II. 38})$$

Le bloc SIMULINK associé à ce modèle est donné dans la figure suivante :

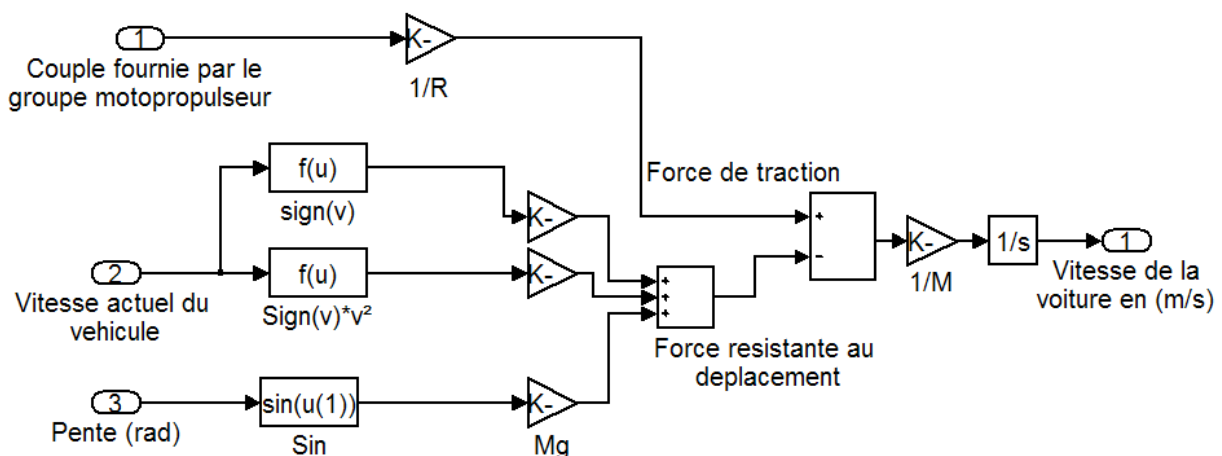


Fig. II.16 : Bloc SIMULINK pour le modèle dynamique de la voiture.

### II.7.1 Simulation numérique :

Pour la simulation numérique nous avons associé le modèle de la boîte de vitesse avec celui de la voiture et nous avons injecté un couple de 250 Nm, avec une variation de pente en échelon comme l'indique les deux figures (II.17) et (II.18):

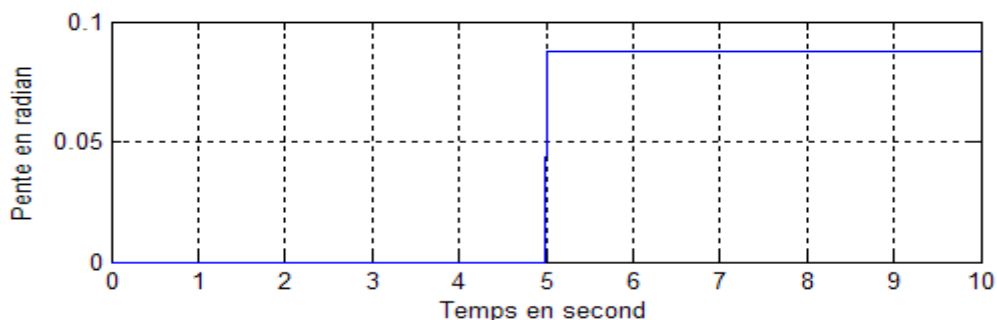
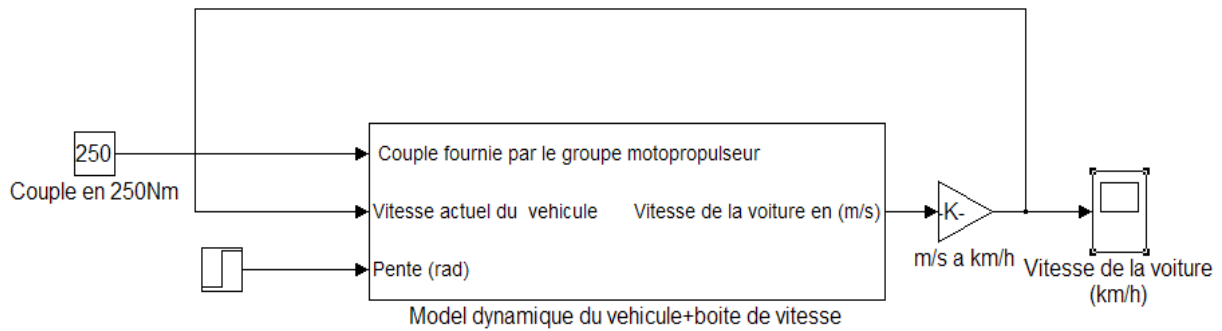
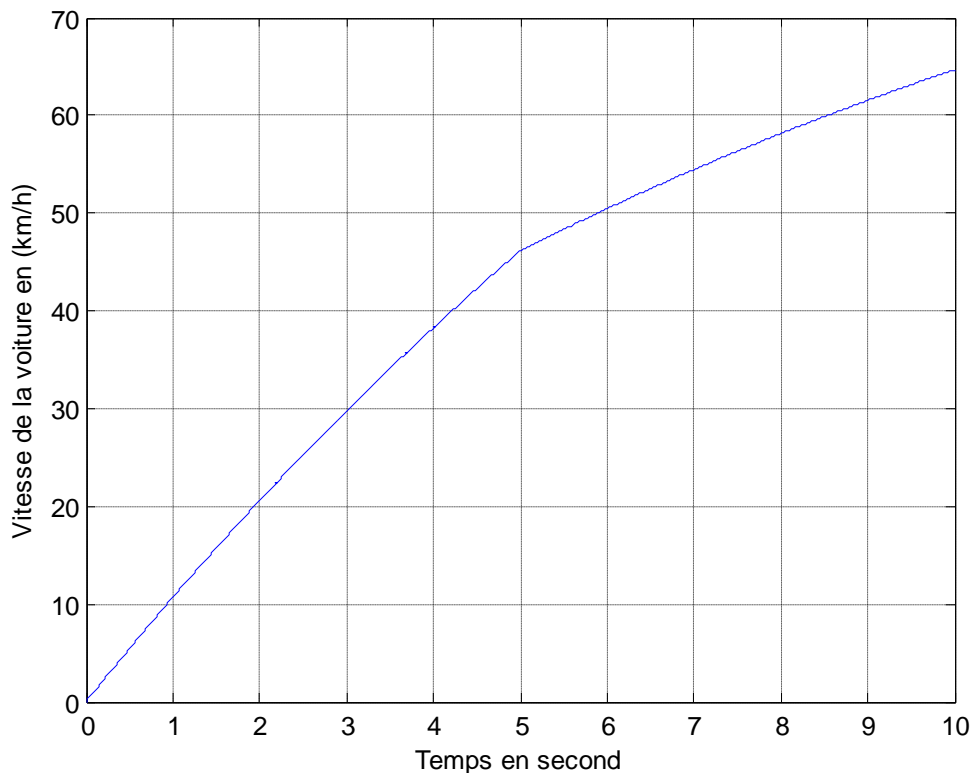


Fig. II.17 : Variation de la pente utilisée pour la simulation.



**Fig. II.18 : Bloc SIMULINK du model dynamique+boite de vitesse**

Le résultat de simulation est donné dans la figure qui suit :



**Fig. II.19 : Résultat de la simulation du model dynamique associé a la boite de vitesse**

On voit bien que de 0 à 5s la vitesse du véhicule augmente de façon presque linéaire ce qui revient à dire avec une accélération constante, mais à l'instant 5s on voit que l'accélération du véhicule diminue et cela est dû à l'augmentation de la valeur de la pente et à l'effet de la résistance de l'air sur la dynamique de la voiture car cette résistance est proportionnelle au carré de la vitesse comme le montre l'équation (II.36).

## **II.8 Modélisation du Superviseur de bord :**

Dans toute voiture hybride un gestionnaire de bord est nécessaire pour un control optimal des différents transformateurs d'énergie (moteur thermique, moteur électrique, etc.), il est constitué de quatre blocs effectuons chacun des taches différentes, les quatre blocs sont :

- Calculateur de la puissance désiré :

Il permet le calcul du couple moteur et de la puissance demandé par le conducteur à partir de la position de l'accélérateur et la vitesse de rotation de l'arbre de transmission.

- Operateur système :

Démarre et/ou arrête le moteur thermique, le moteur électrique et le générateur, suivant l'état de charge de la batterie, la postions de l'accélérateur et la vitesse de la voiture.

- Calculateur du couple de référence électrique et thermique :

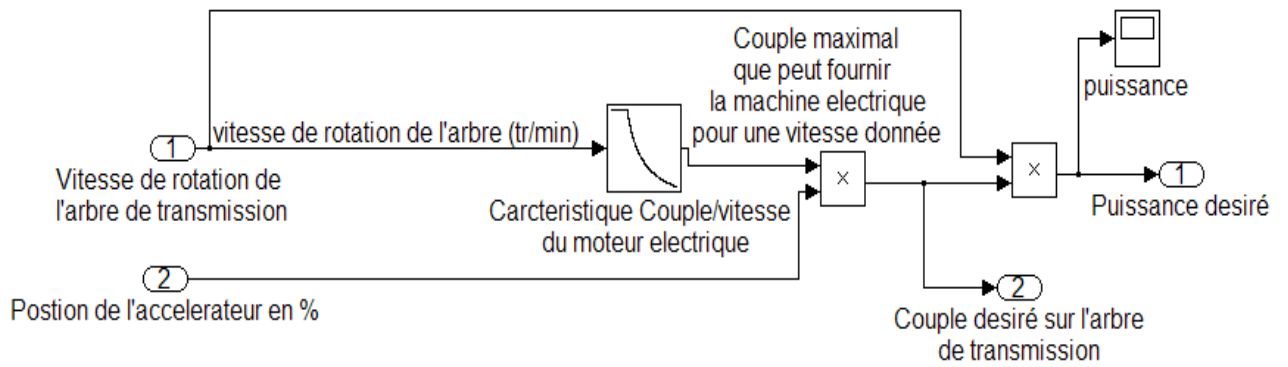
Il calcule le couple mécanique que doit fournir les deux moteurs thermique et électrique pour atteindre le couple désiré et cela suivant la puissance fournie par la batterie.

- Gestionnaire du générateur :

Il permet le calcul de la référence de vitesse que doit avoir le générateur pour optimiser le rendement du moteur thermique a partir de la vitesse de rotation de l'arbre de transmission et de la vitesse de rotation du moteur thermique.

### **II.8.1 Modélisation du calculateur de la puissance désiré :**

Le model du calculateur du couple et de la puissance demander par le conducteur est donné sous forme de schéma bloc SIMULIK dans la figure (II.20) :

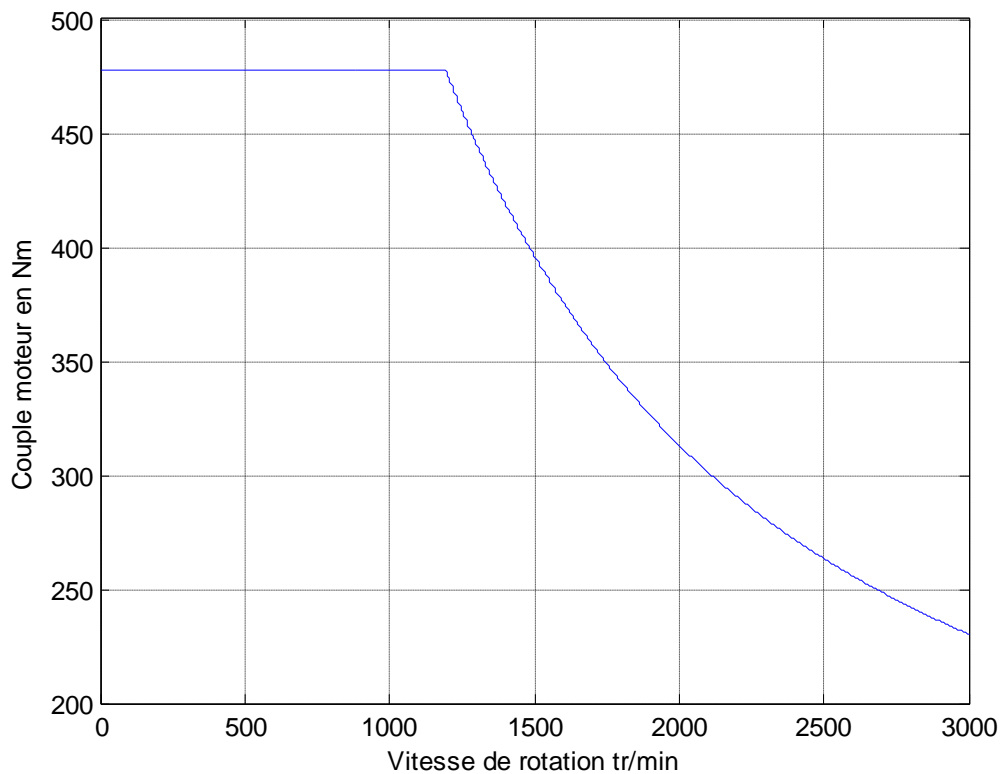


**Fig. II.20 : Bloc SIMULINK du calculateur du couple de désiré.**

**Explication :**

Pour calculer le couple demandé par le conducteur nous avons comparé la vitesse de rotation de l'arbre de transmission avec la courbe caractéristique couple /vitesse du moteur électrique figure (II.21) pour trouver le couple maximal que peut fournir la machine électrique a cette vitesse de rotation, puis nous avons multiplié ce couple maximal par la position de l'accélérateur qui est en pourcent %.

Pour le calcul de la puissance demandé par le conducteur il nous a suffit de multiplier la vitesse de rotation de l'arbre de transmission par le couple désiré (demandé).



**Fig. II.21 : Courbe caractéristique couple/vitesse du moteur électrique.**



## II.8.2 Modélisation du calculateur du couple de référence :

Le calculateur du couple de référence est constitué de deux blocs

- 1 Le premier bloc permet de calculer le couple de référence à injecté au régulateur de la machine électrique (Fig. II.22).
- 2 Le deuxième bloc permet de calculer la puissance complémentaire que doit fournir le moteur thermique à la chaîne de traction (Fig. II.23).

### A- Modélisation du premier bloc :

La figure suivante donne le bloc SIMULINK du calculateur du couple électromagnétique de référence.

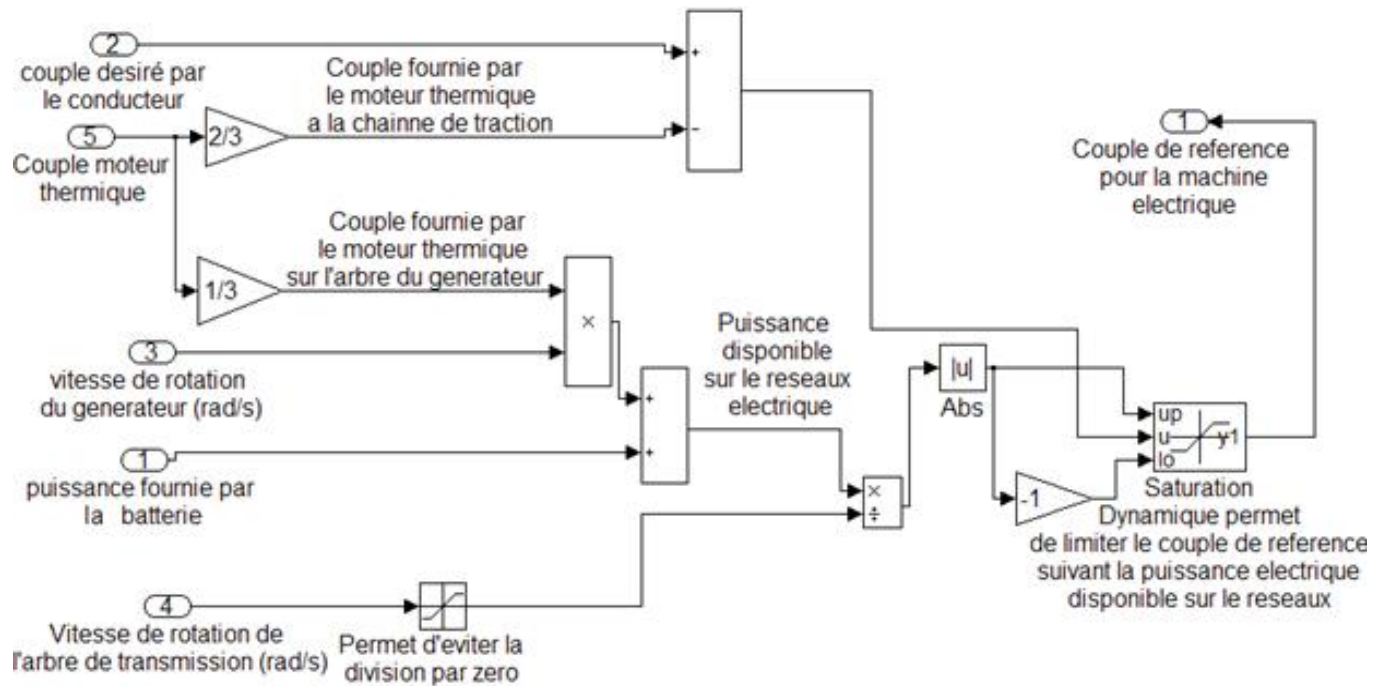


Fig. II.22: Bloc SIMULINK du calculateur du couple de référence pour le moteur électrique

### Explication :

Le couple électromagnétique que doit nous fournir la machine électrique est égale à  $C_{désiré} - C_{MT}$ , mais il doit être limité suivant la puissance disponible sur le réseau électrique ces pour cela qu'une saturation dynamique a été ajouter.

Le couple électromagnétique maximal tolérable par le réseau électrique est donné dans l'expression suivante :

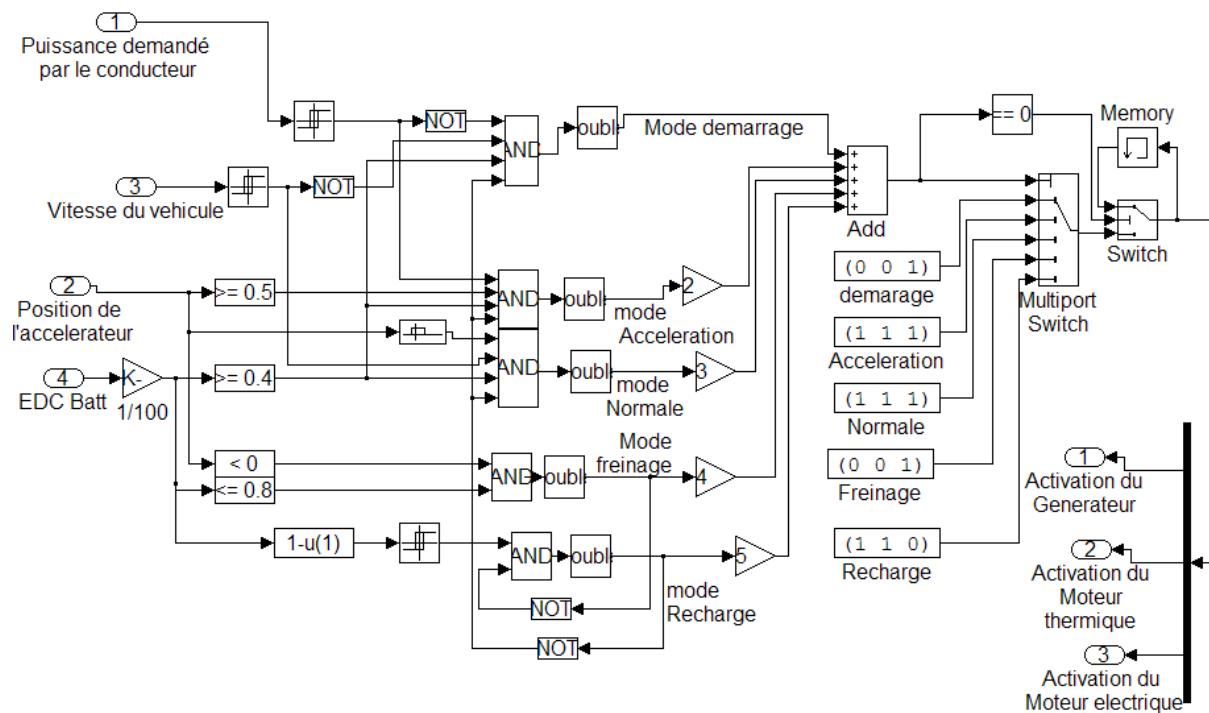
$$\gamma_{tolérable} = \frac{P_e}{\omega_a} \quad (II.39)$$



Démarrage	< 15KW	-----	<20Km/h	>40%	0	0	1
Accélération	> 15KW	> 50%	-----	>40%	1	1	1
Normal	-----	0% à 50%	>20Km/h	>40%	1	1	1
Freinage	-----	<0	-----	<80%	0	0	1
Recharge	-----	-----	-----	40% à 80%	1	1	0

**Fig. II.24 : table de vérité des cinq modes de fonctionnement**

A partir de cette table nous avons modélisé l'opérateur système sous forme de bloc SIMULINK donné dans la figure (II.25) :



**Fig. II.25 : Bloc SIMULINK de l'opérateur système**

### II.8.4 Modélisation du gestionnaire du générateur :

Le gestionnaire du générateur a comme rôle le calcul de la consigne de vitesse optimal a injecté au régulateur de l'alternateur pour avoir un une commande adéquate pour faire fonctionné l'onduleur en redresseur qui permet d'injecté de l'énergie électrique au système.

Le calcul de cette consigne est donné par l'expression suivante calculer à partir de l'équation cinématique du train épicycloïdal:

$$\omega_{goptimal} = (1 + g)\omega_{MToptimal} - g\omega_a$$

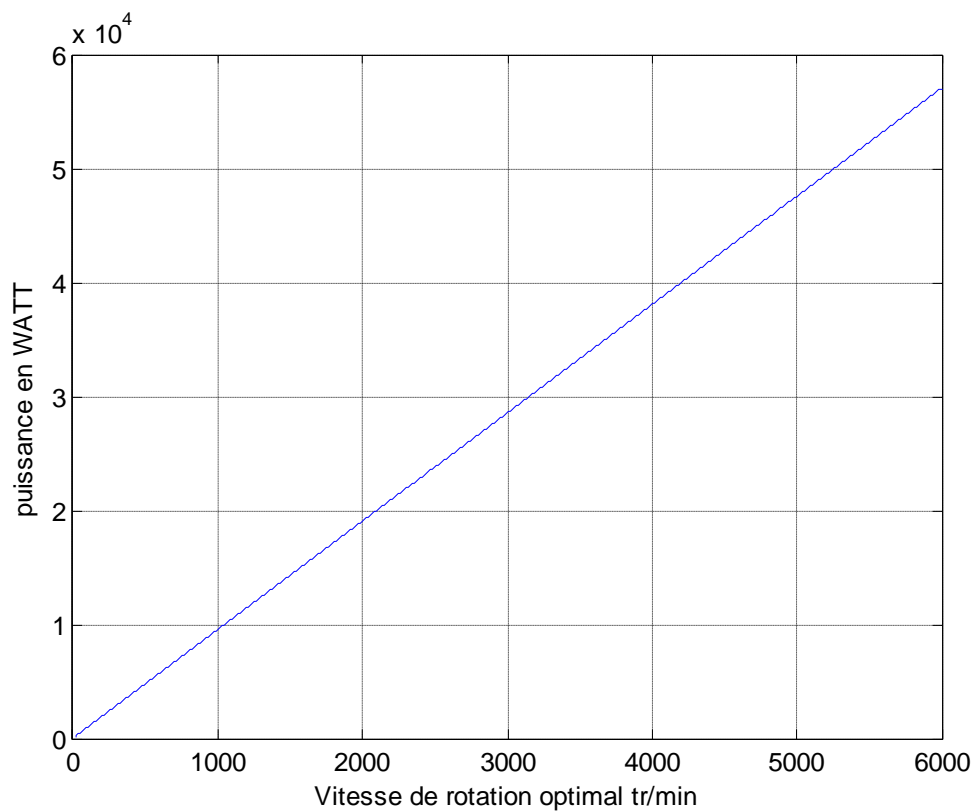
Avec :

$\omega_{MToptimal}$  : Vitesse de rotation optimale du moteur thermique.

$\omega_a$  : Vitesse de rotation de l'arbre de transmission.

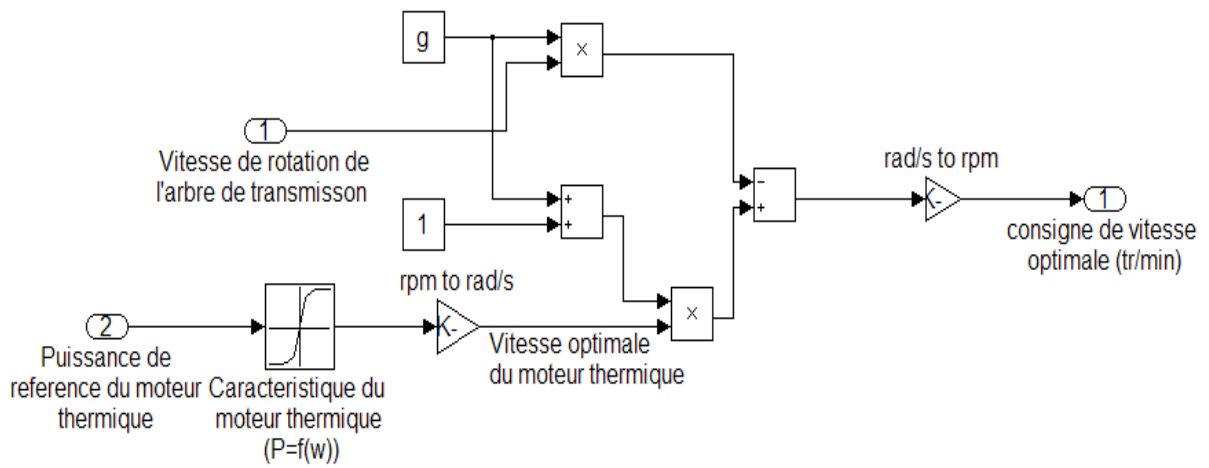
$g$  : Rapport de transmission du train épicycloïdal.

La vitesse de rotation optimal du moteur thermique est obtenue par comparaison avec la courbe caractéristique vitesse optimale/puissance du moteur thermique figure (II.26).



**Fig. II.26 : Courbe caractéristique vitesse de rotation optimale/puissance du moteur thermique**

Le bloc SIMULINK utilisé pour la simulation est donné dans la figure (II.27).



**Fig. II.27 : Bloc SIMULINK du gestionnaire du générateur.**

Avec ce dernier bloc nous avons terminé la modélisation des différents organes du véhicule.

**CHAPITRE III**  
**COMMANDE DU MOTEUR ELECTRIQUE ET DU**  
**GENERATEUR**

## III.1 Commande du moteur électrique:

### Introduction :

On a vu dans le premier chapitre le principe de fonctionnement de la voiture hybride et nous savons que le superviseur de bord calcule 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 n'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 si :

- Le couple résistant devient excessif et que l'angle interne  $\delta$  dépasse la valeur  $\frac{\pi}{2}$ .
- Soit 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 et commande le convertisseur électronique en fonction de cette position. La pulsation  $\omega_s$  de l'alimentation statorique est ainsi asservie à la vitesse  $\omega_m$  du rotor et le dispositif maintient toujours la condition :

$$\omega_s = p\omega_m$$

Le décrochage est alors impossible. L'autopilotage donne à l'ensemble convertisseur et moteur synchrone un fonctionnement proche de celui d'une machine à courant continu [6].

### III.1.1 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 [6].

Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par les aimants permanents [7].

### III.1.2 Application de la commande :

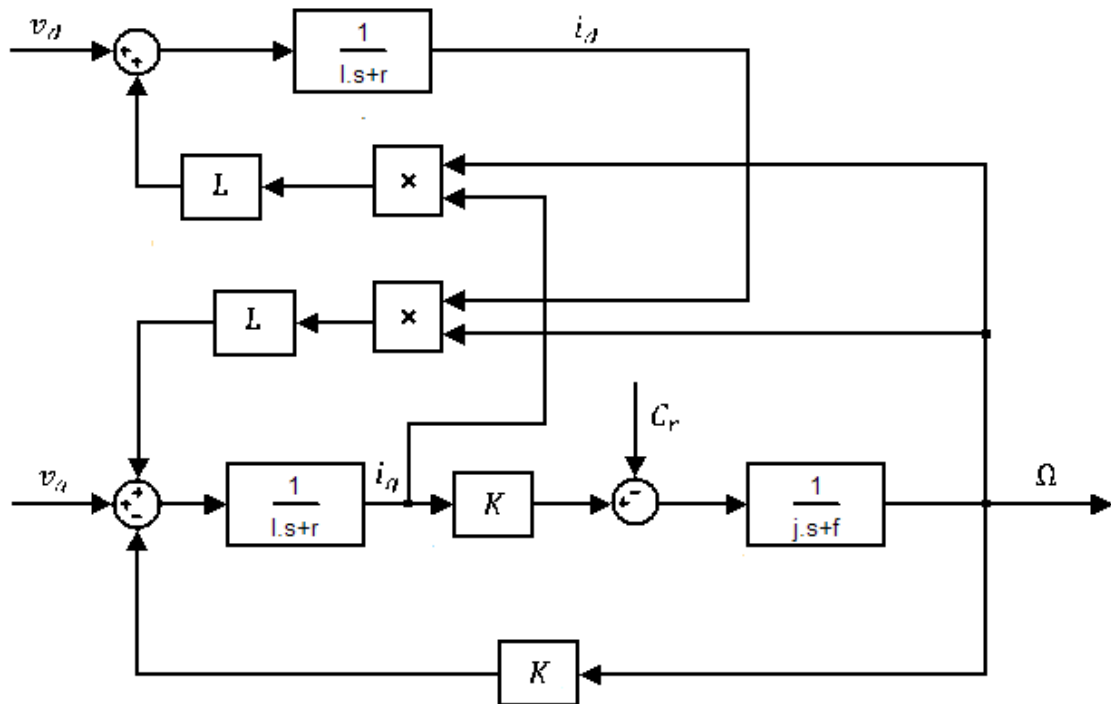
Le modèle d'état de la machine est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L}i_d + \omega_e i_q + \frac{v_d}{L} \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L}i_q - \omega_e i_d - \frac{\omega_e \psi_{d0}}{L} + \frac{v_q}{L} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}(\gamma - C_r - f\omega_e) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Avec :

$$\gamma = p\psi_{d0}i_q \quad (\text{III.2})$$

Le schéma bloc représentant les équations (III.1) est illustré à la figure (III.1).



**Fig.III.1 : Model de MSAP commandé en tension.**

Le modèle en tension décrit par les équations (III.1) montre que la machine synchrone à aimants permanents est un système multivariable et fortement couplé.

L'expression (III.2) 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 continu.

Afin d'obtenir un modèle réduit et découplé de la machine, nous choisissons  $V_d$  et  $V_q$  de telle sorte que la composante  $i_d$  soit nulle [8].



### III.1.3 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 l'axe q, en imposant ( $i_d = 0$ ), cela est possible en effectuant un retour d'état approprié en prenant  $v_d = -L\omega_e i_q$ . Figure (III.3).

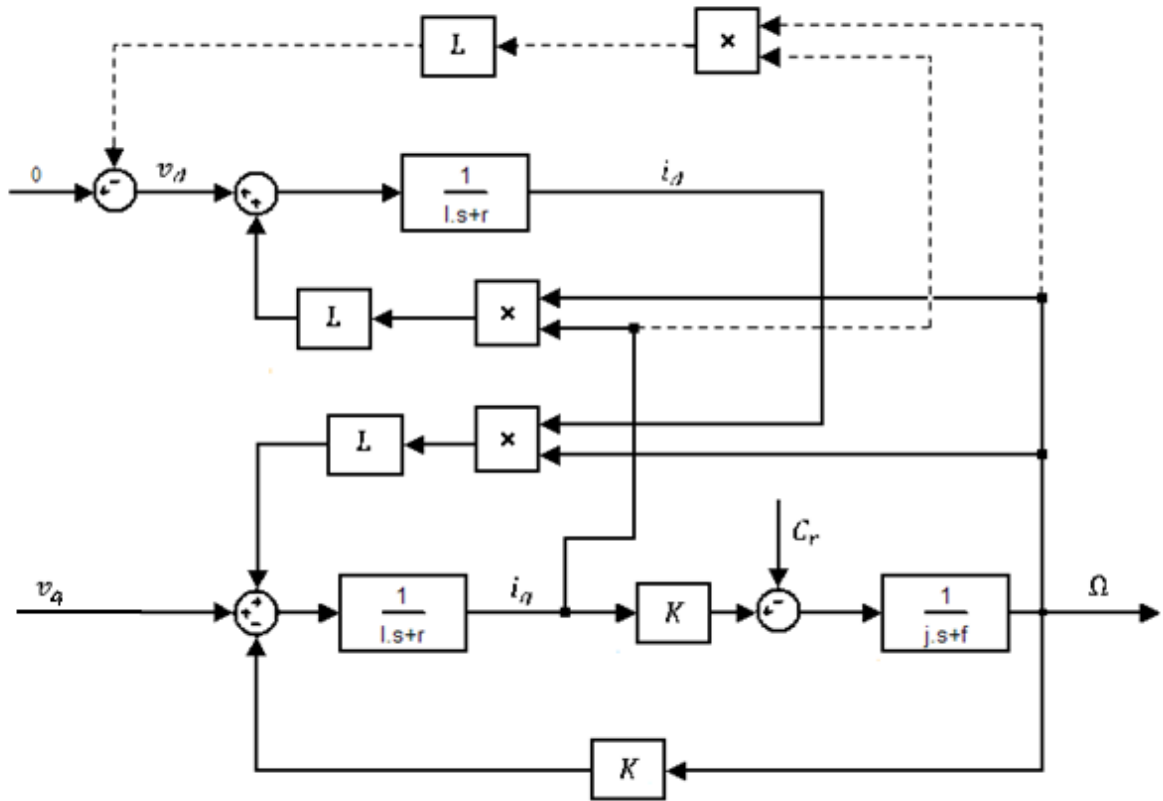


Fig.III.2 : Découplage des axes des q de la machine.

En maintenant la tension  $v_d = -L\omega_e i_q$ , la première équation du système (III.1) devient :

$$\frac{di_d}{dt} + \frac{R}{L}i_d = 0 \quad (III.3)$$

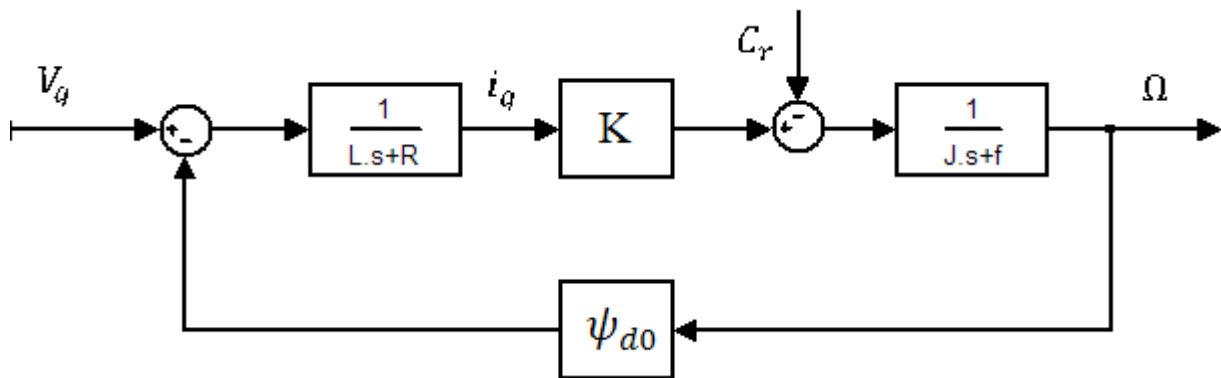
La solution de cette équation différentielle de premier ordre est :

$$i_d(t) = e^{-\frac{R}{L}t} \quad (III.4)$$

Comme la valeur ( $R/L$ ) est grande, ce qui impose  $i_d = 0$ , donc la deuxième équation du même système devient :

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L}i_q - \frac{\psi_{d0}}{L}\omega_e + \frac{v_q}{L} \quad (III.5)$$

Cette équation associée à l'équation mécanique, est représentée sous forme d'un schéma bloc à la figure (III.3).



**Fig.III.3 : Modèle en tension avec annulation de la composante  $i_d$  du courant statorique**

### III.1.4 Structure de commande vectorielle de la MSAP :

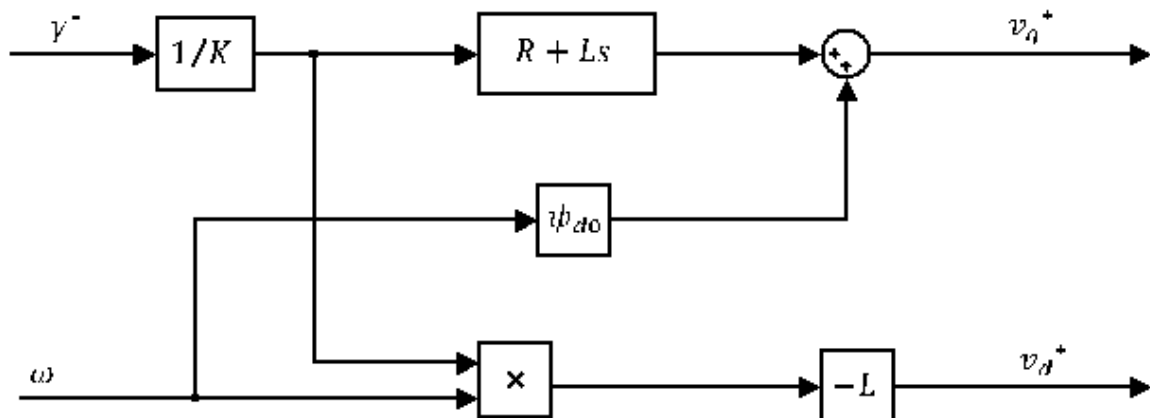
A partir des équations (II.18) et (II.19), nous tirons la structure de découplage du control vectoriel de la MSAP :

$$\begin{cases} V_d^* = -\omega L \frac{\gamma^*}{K} \\ V_q^* = R \frac{\gamma^*}{K} + \frac{L}{K} \frac{d\gamma^*}{dt} + \omega \psi_{d0} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Avec :  $K = p\psi_{d0}$ .

Les grandeurs accompagniez par l'exposant \* sont des grandeurs de référence.

La structure de commande vectorielle du moteur est donnée dans le schéma bloc suivant :



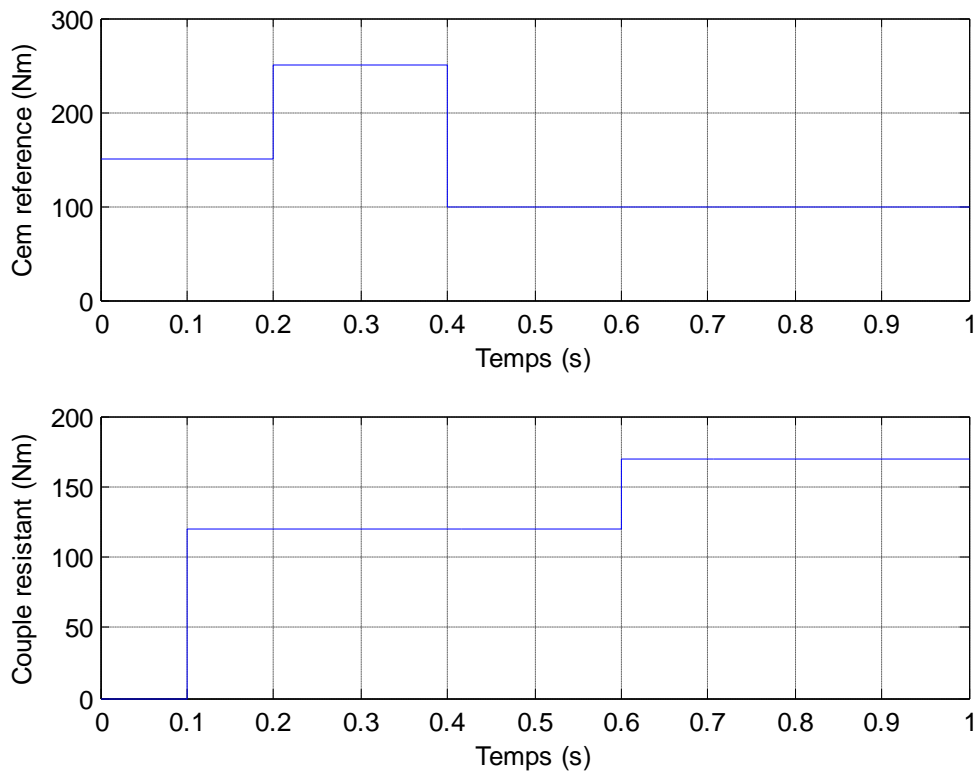
**Fig.III.4 : Schéma bloc de la structure de découplage.**

### III.1.5 Association onduleur-machine avec bloc de découplage :

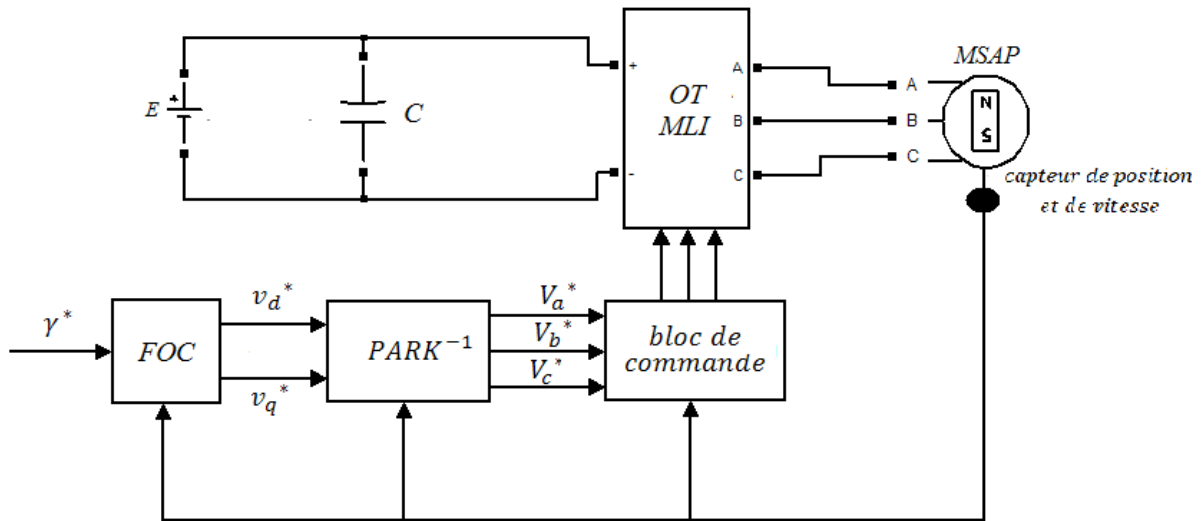
Pour évaluer les performances de la commande vectorielle de la machine synchrone a aimants permanents en boucle ouverte, nous avons simulé le fonctionnement global de l'ensemble FOC-onduleur de tension-MSAP, en choisissons un couple de référence  $\gamma^*$  et couple résistant  $C_r$ , variant comme l'indique la figure (III.5), le bloc de découplage fournit les tensions de commande  $V_d^*$  et  $V_q^*$  (fig.III.6) assurant le contrôle des courants  $i_d$  et  $i_q$ . Le passage du repère  $(d, q)$  aux grandeurs réelles est assuré par la transformation inverse de Park, ce passage est donné par le système suivant :

$$\begin{cases} V_a^* = \frac{2}{3}(V_d^* \cos \theta + V_q^* \sin \theta) \\ V_b^* = \frac{2}{3}(V_d^* \cos(\theta - 2\pi/3) + V_q^* \sin(\theta - 2\pi/3)) \\ V_c^* = \frac{2}{3}(V_d^* \cos(\theta + 2\pi/3) + V_q^* \sin(\theta + 2\pi/3)) \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Ou :  $\theta$  est la position du rotor par rapport au stator.



**Fig.III.5 : Couple de référence et couple résistant.**

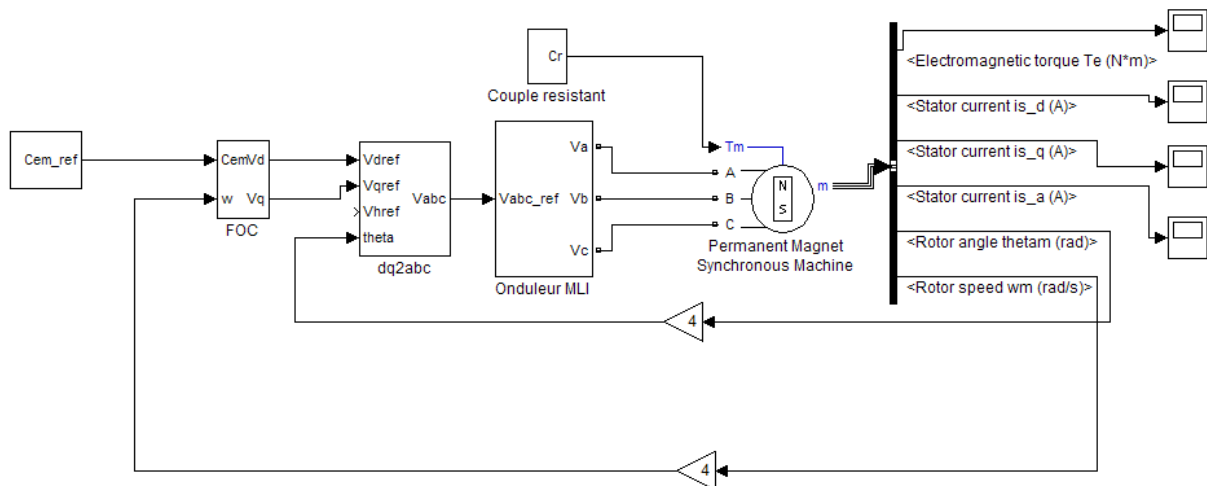


**Fig.III.6 : Schéma bloc de découplage de la MSAP alimentée par onduleur de tension.**

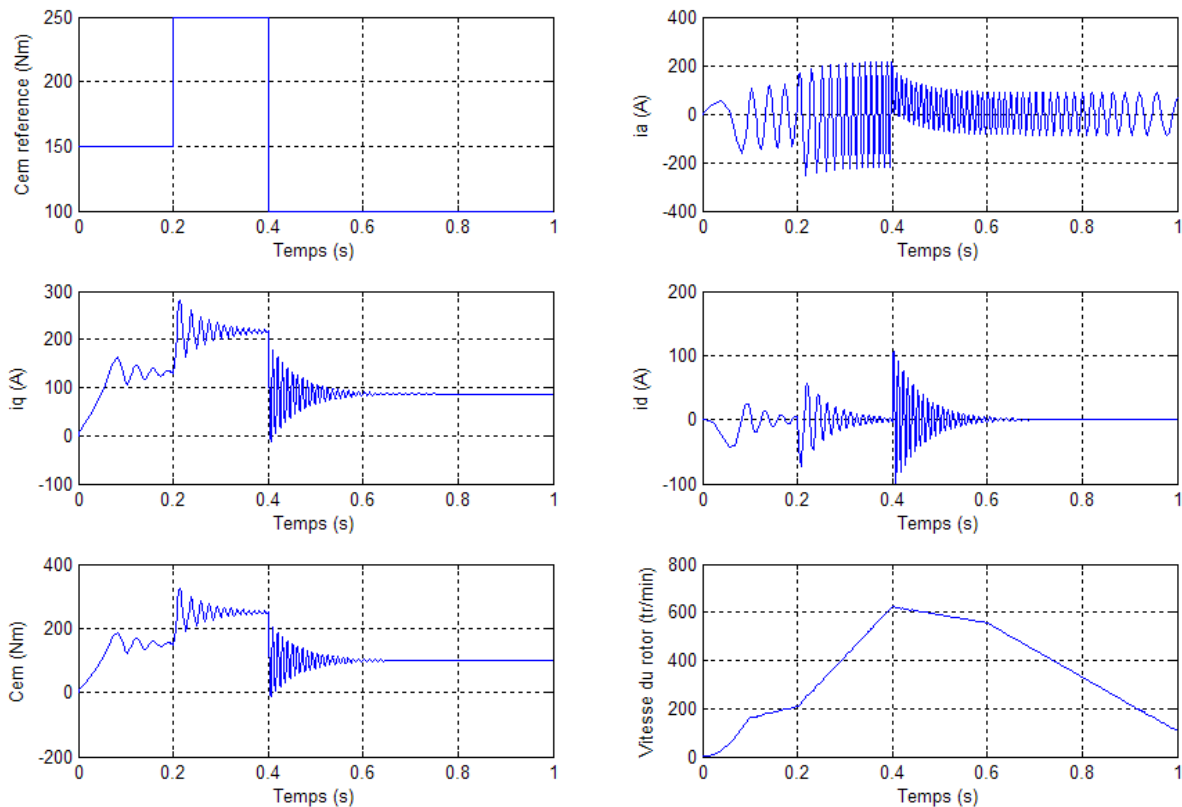
### III.1.5.1 résultat de la simulation (sans réglage du courant $i_d$ et $i_q$ ):

- Tous les paramètres du moteur sont donnée dans l'annexe A
- La figure (III.8) illustre les résultats de la simulation

Le bloc SIMULINK utiliser pour la simulation est donnée dans la figure suivante :



**Fig.III.7 : Bloc SIMULINK pour la simulation de l'association machine-FOC**



**Fig.III.8 : Control vectoriel en boucle ouverte de l'association MSAP-FOC**

On peut faire les remarques suivantes :

- le couple électromagnétique suit la référence mais avec de très forte oscillation a chaque variation brusque.
- La composante en quadrature du courant est l'image presque parfaite du couple électromagnétique.
- La composante directe du courant a de fortes oscillations au même instant que le couple résistant varie, mais elle a une valeur nulle après quelque milli seconde.

### III.5.2 Conclusion :

On constate que la commande vectorielle, nous a permis de simplifier le système et d'obtenir un model linéaire a partir d'un model non linéaire et couplé, mais on voit bien que le système a besoin d'un régulateur type PI, pour optimisé la réponse du système et diminué les oscillations du couple électromagnétique et de la composante directe du courant  $i_d$ .

### III.1.6 Régulation du courant $i_d$ :

De la première équation du système (III.1), on peut écrire :

$$V_d = V_0 - \omega L i_q \quad (\text{III. 7})$$

Avec :

$$V_0 = (R + LS)i_d$$

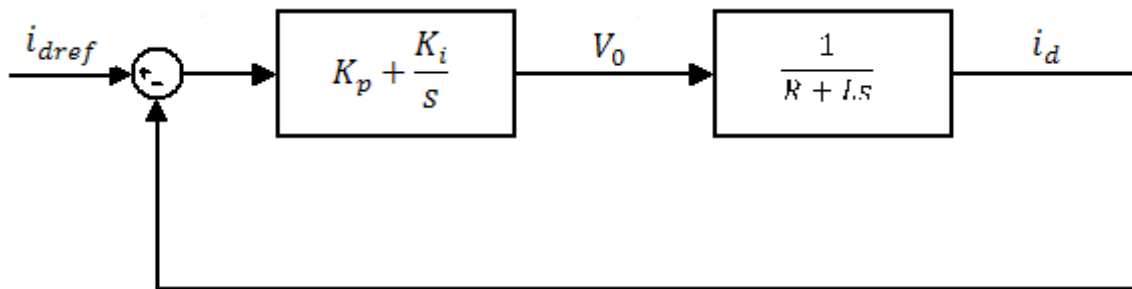
D'où :

$$i_d = \frac{V_0}{R + LS} \quad (\text{III. 8})$$

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

$$R'(s) = K'_p + \frac{K'_i}{s} \quad (\text{III. 9})$$

La boucle de régulation du courant  $i_d$  se présente comme suite :



**Fig.III.9 : Boucle de régulation du courant  $i_d$**

La fonction de transfert en boucle fermée sera donnée par :

$$F_{bo}(s) = \frac{K'_p s + K'_i}{LS^2 + (K'_p + R)S + K'_i} \quad (\text{III. 10})$$

Le calcul des paramètres du régulateur se fait par la méthode imposition du modèle à poursuivre [9]. Le modèle à poursuivre sélectionné comprend une seule constante de temps  $\tau$  :

$$M(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (\text{III. 11})$$

Après calcul on trouve les paramètres suivants [9]:

$$\begin{cases} K'_p = \frac{L}{\tau} \\ K'_i = \frac{1}{\tau} \end{cases} \quad (\text{III. 12})$$

### III.1.7 Régulation du courant $i_q$ :

Le modèle de la machine, associé à la structure de commande (FOC), et au régulateur du courant  $i_q$  est représenté à la figure (III.10).

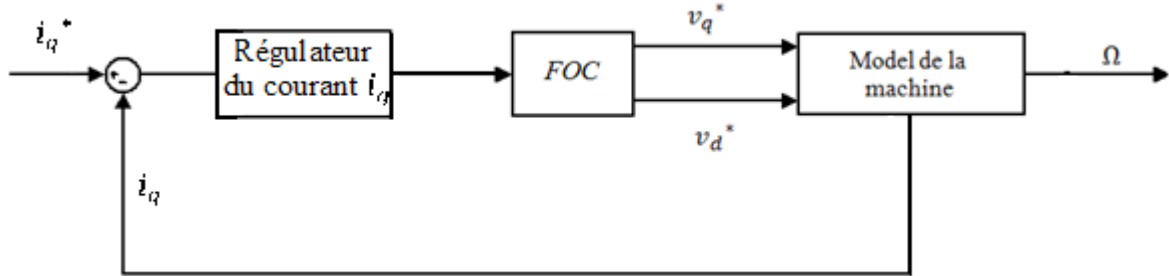


Fig. III.10 : Boucle de régulation de la composante en quadrature

Le modèle de la machine est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega_e Li_q \\ V_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega_e Li_d + \omega_e \psi_{d0} \\ \gamma = p\psi_{d0} i_q \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

Le bloc de découplage fournit les tensions de commande

$$\begin{cases} V_d^* = -\omega Li_q^* \\ V_q^* = Ri_q^* + L \frac{di_q^*}{dt} + \omega \psi_{d0} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Pour les machines synchrones à aimants montés en surface, la constante de temps électrique ( $L/R$ ) est généralement négligeable. Donc le système (III.14) s'écrit :

$$\begin{cases} V_d^* = -\omega Li_q^* \\ V_q^* = Ri_q^* + \omega \psi_{d0} \\ i_q^* = \frac{\gamma^*}{\psi_{d0}} \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

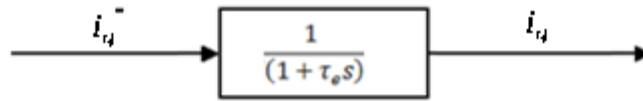
A partir des deux systèmes (III.13) et (III.15), nous obtenons :

$$i_q(s) = \frac{i_q^*(s)}{1 + \frac{L}{R}S} = \frac{i_q^*(s)}{1 + \tau_e S} \quad (\text{III.16})$$

Avec :

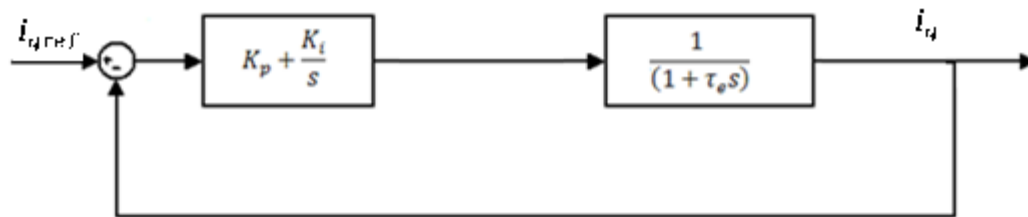
$$\tau_e = \frac{R}{L}$$

Le schéma structurel du système à régler devient Alor :



**Fig. III.11: Schéma structurel du système à régler.**

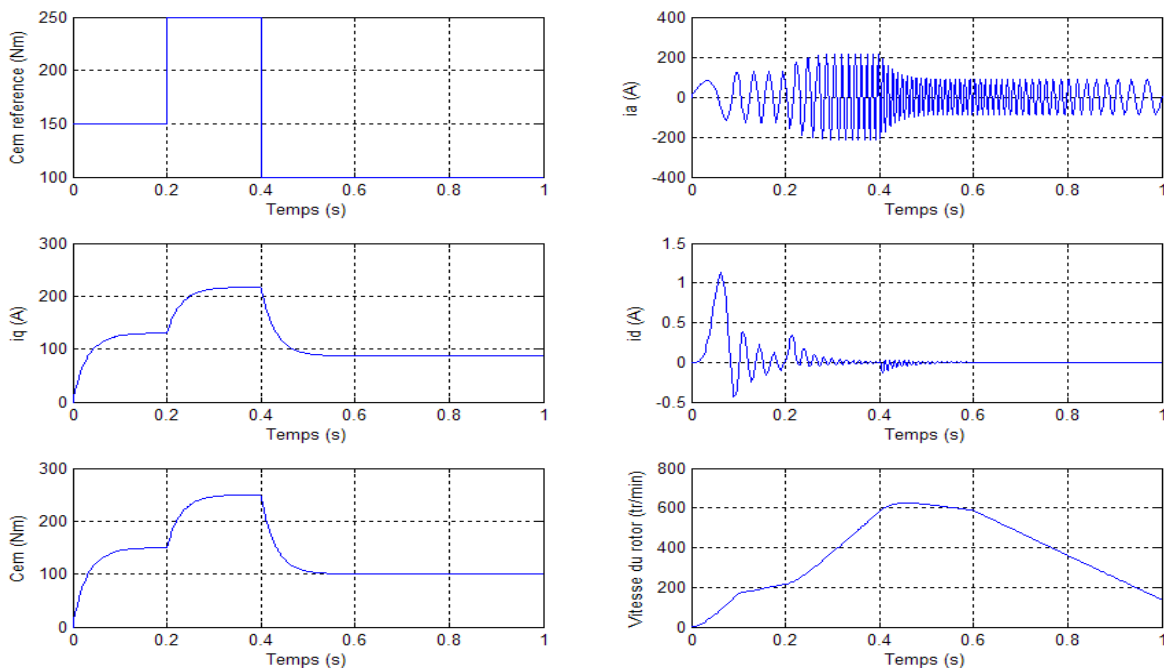
En boucle fermée on aura la structure suivant :



**Fig.III.12: Schéma structurel du système en boucle fermée**

Le système en boucle fermée est le même que dans le cas du réglage du courant  $i_d$ . Alor les paramètres du régulateur sont les mêmes.

**III 1.7.1 Simulation numérique :** La simulation donne les courbes suivantes :



**Fig. III.13 Control vectoriel en boucle ouverte de l'association MSAP-FOC avec régulation du courant  $i_q$  et  $i_d$ .**



On voit bien que :

- Le couple électromagnétique suit la référence cette fois sans des oscillations apparentes.
- Et la composante directe du courant a de très faible oscillation au démarrage puis elle s'annule définitivement.

### III.1.8 Conclusion :

En faisant une comparaison entre les résultats obtenus dans le cas de la commande vectorielle sans régulation des courants  $i_q$  et  $i_d$ . Et dans le cas avec régulation nous remarquons que la deuxième commande assure un découplage plus rigoureux et permet d'améliorer les performances dynamique de la machine.

### III.2 Commande du générateur :

Dans le cas de notre étude le générateur est un moteur synchrone à aimant permanent d'une puissance de 37 KW.

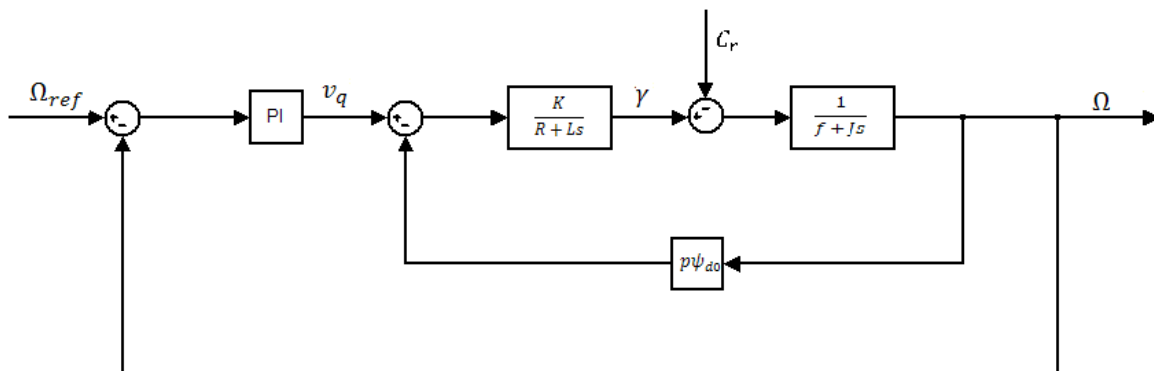
Pour avoir un rendement optimale du moteur thermique le générateur doit être asservi en vitesse. Cette vitesse de rotation optimale est calculée par le superviseur de bord à partir de caractéristique puissance/vitesse optimale du moteur thermique.

#### III.2.1 Réglage de vitesse [2]:

Nous avons montré au paragraphe précédent, qu'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  $i_q$  en insérant un régulateur PI qui peut aisément être déterminé à partir du modèle découplé de la machine. La figure (III.14) montre schématiquement la régulation de vitesse du système découplé.

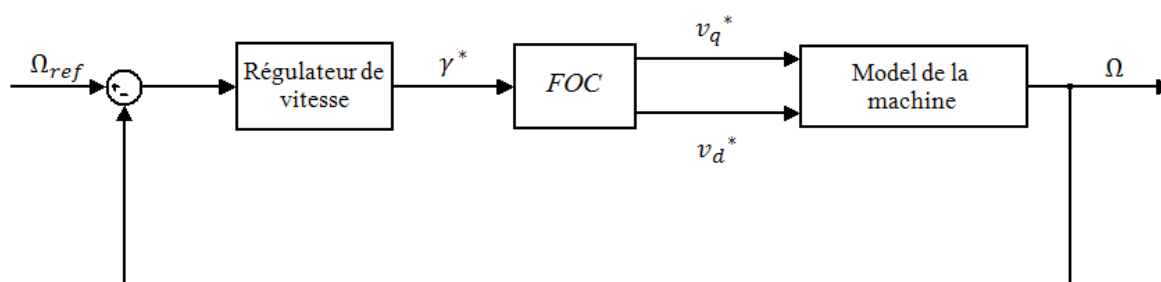


**Fig.III.14 : Régulation de vitesse**

### III.2.2 Fonction de transfert en boucle ouverte :

Le modèle de la machine, associé a la structure de commande (FOC), et au régulateur de vitesse est représenté a la figure (III.15), et la relation entrée-sortie du système précédent en boucle ouverte est donnée par :

$$F_0(s) = \frac{\Omega(s)}{\gamma^*} \quad (\text{III. 17})$$



**Fig.III.15 : Boucle de régulation.**

D'après l'équation (III.16) on a :

$$i_q(s) = \frac{i_q^*(s)}{1 + \frac{L}{R}S} = \frac{i_q^*(s)}{1 + \tau_e S}$$

Avec :

$$\tau_e = \frac{R}{L}$$

D'où :

$$\gamma(s) = \frac{\gamma^*(s)}{1 + \tau_e S} \quad (\text{III. 18})$$

L'équation mécanique, nous donne :

$$\Omega(s) = \frac{\gamma(s) - C_r(s)}{f + JS} = \frac{\gamma(s) - C_r(s)}{f(1 + \tau_m S)} \quad (\text{III. 19})$$

Avec :

$$\tau_m = \frac{J}{f}$$

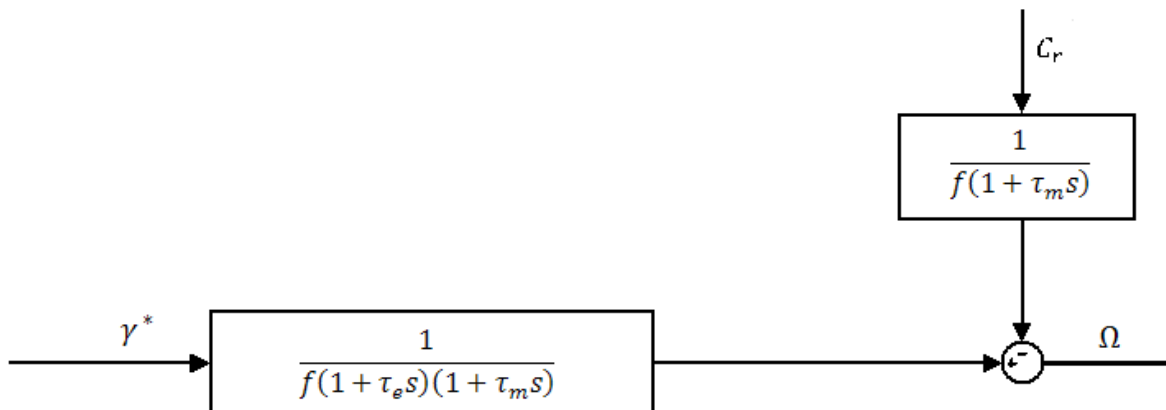
En remplaçant l'expression du couple électromagnétique  $\gamma$  donné par (III.18) dans (III.19) on obtient :

$$\Omega(s) = \frac{1}{f(1 + \tau_e s)(1 + \tau_m s)} \gamma^*(s) - \frac{1}{f(1 + \tau_m s)} C_r(s) \quad (\text{III. 20})$$

Cette dernière équation est schématisée par la figure (III.16)

En comparant (III.17) et (III.20), on obtient la fonction de transfert en boucle ouverte suivante:

$$F_0(s) = \frac{1}{f(1 + \tau_e s)(1 + \tau_m s)} \quad (\text{III. 21})$$



**Fig.III.17 : schéma structurel du système à régler.**

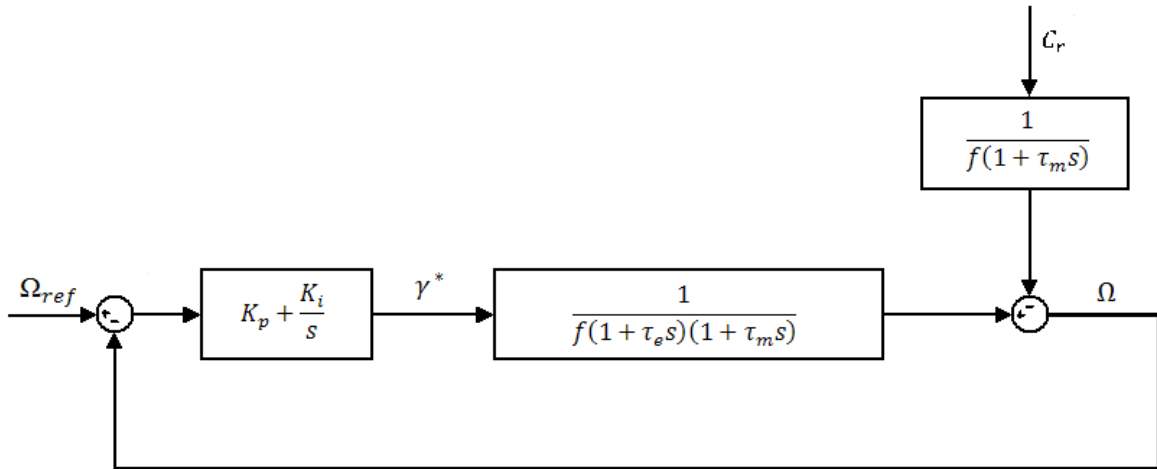
### III.2.3 Fonction de transfert en boucle fermée :

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 écarte  $= \Omega_{ref} - \Omega$ . Alor une action intégrale est donc nécessaire pour annuler cette erreur en régime permanent.

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

$$R(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{III. 22})$$

Alors la boucle de régulation globale se présente comme suit :



**Fig.III.18 : Boucle de régulation de vitesse.**

La fonction de transfert globale en boucle ouverte sera :

$$F_{g0}(s) = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) \frac{1}{f(1 + \tau_e s)(1 + \tau_m s)} \quad (\text{III. 23})$$

Et en boucle fermée, on aura :

$$F_{gf}(s) = \frac{F_{g0}(s)}{1 + F_{g0}(s)}$$

Après un calcul élémentaire, on obtient l'expression finale de  $F_{gf}(s)$  :

$$F_{gf}(s) = \frac{(K_p s + K_i)}{J\tau_e s^3 + (J + f\tau_e)s^2 + (K_p + f)s + K_i} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (\text{III. 24})$$

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

$$D(s) = Js^2 + (K_p + f)s + K_i \quad (\text{III. 25})$$

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, ou la partie réelle est égale a la partie imaginaire [9].

Dans ce cas, les paramètres du régulateur sont :

$$\begin{cases} K_i = 2\rho^2 J \\ K_p = 2J\rho - f \end{cases} \quad (\text{III. 26})$$

Tel que  $\rho$  représente le module de la partie réelle et de la partie imaginaire des deux pôles.

**CHAPITRE IV**  
**ASSOCIATION DES DIFFERENTS BLOCS ET**  
**SIMULATION NUMERIQUE**

## Introduction :

Dans ce chapitre nous avons associé les différents blocs SIMULINK constituant la voiture hybride, et nous avons simulé le fonctionnement global du système pour le scénario suivant qui a été choisie de manière à voir tous les modes de fonctionnement de la voiture :

- Etat de charge des batteries est de 42 %.
- Position de l'accélérateur et de la pédale de frein varie suivant la figure (IV.1).

Mais avant de simuler le système nous avons ajouté les blocs SIMULINK suivant :

- Un bloc pour le calcul de la puissance fournie par la batterie.
- Un bloc qui joue le rôle des pédales de commande (la pédale de l'accélérateur, et la pédale de frein).

### IV.1 Calcul de la puissance fournie par la batterie :

A partir de la fiche technique de la Toyota Prius on a vu que l'intensité du courant nominal absorbé par le système lors du fonctionnement moteur est de 75 A, et lors du mode recharge l'intensité nominale du courant fournie par le générateur est de -80 A [5].

De ces deux valeurs on a pu calculer approximativement la puissance absorbée ou générée par le réseau électrique de la voiture et cela en multipliant l'intensité du courant par la tension aux bornes de la batterie.

#### Remarque :

La batterie choisie pour notre étude a une tension nominale de 500 V, mais en réalité dans la Toyota Prius la tension nominale fournie par la batterie est de 200 V qui augmente par un hacheur survolteur pour atteindre une tension de 500 V.

Le bloc SIMULINK pour le calcul de la puissance de la batterie est illustré à la figure (IV.2).

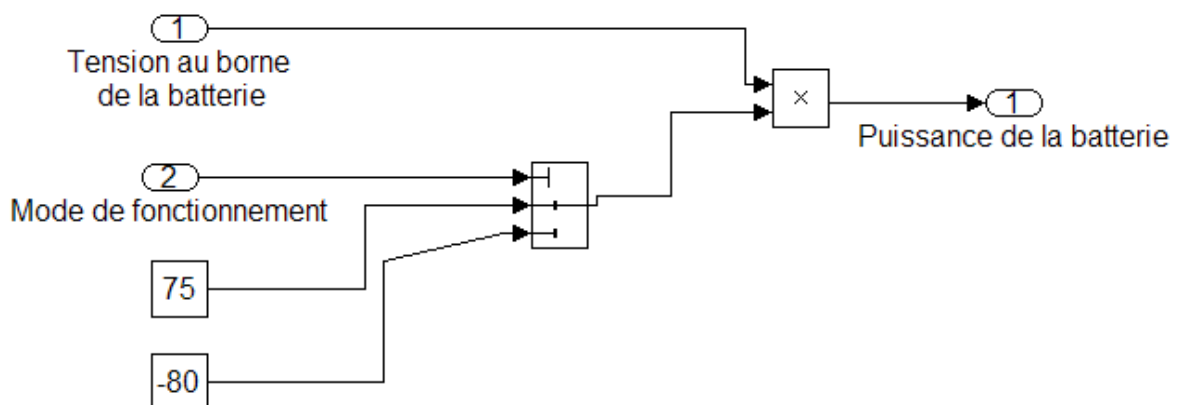


Fig. IV.2 : Bloc SIMULINK pour le calcul de la puissance de la batterie.

La valeur de la variable mode de fonctionnement est égale a 1 lorsque le mode démarrage ou accélération est activé, et elle est égale a 2 lorsque le mode freinage ou recharge est activé.

#### IV.2 Modélisation de l'accélérateur et du frein :

L'accélérateur est simplement modélisé comme une variable qui varie entre -1 et 1, il est négative pour le freinage et positive les accélérations.

#### IV.3 Bloc SIMULINK final :

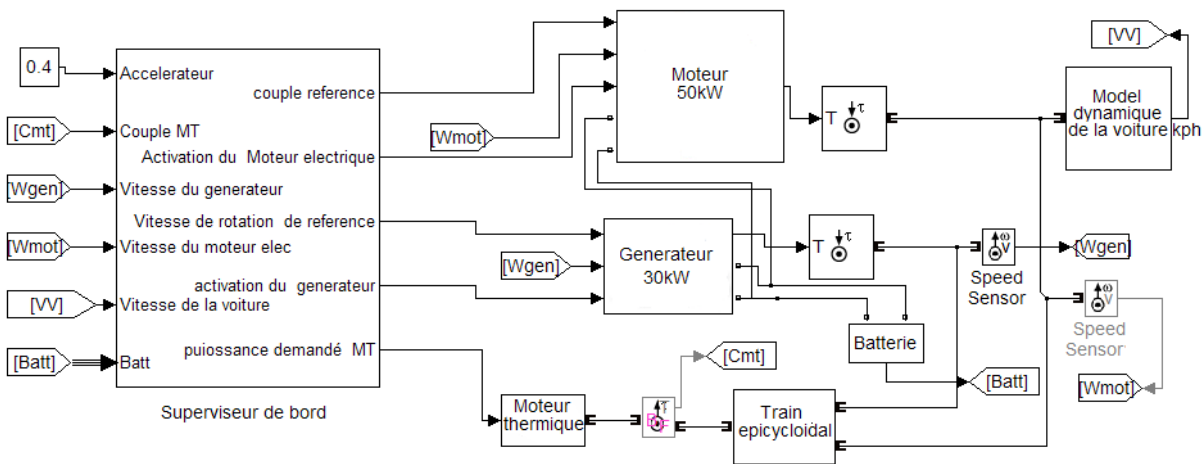


Fig. IV.3 Bloc SIMULINK après association des différents organes

#### IV.4 Simulations numériques:

Les résultats de la simulation sont les suivants :

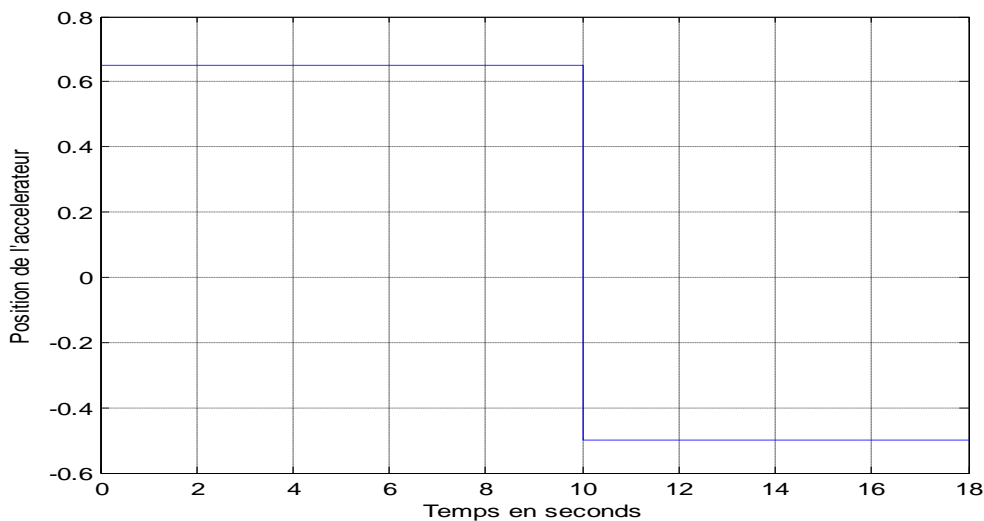
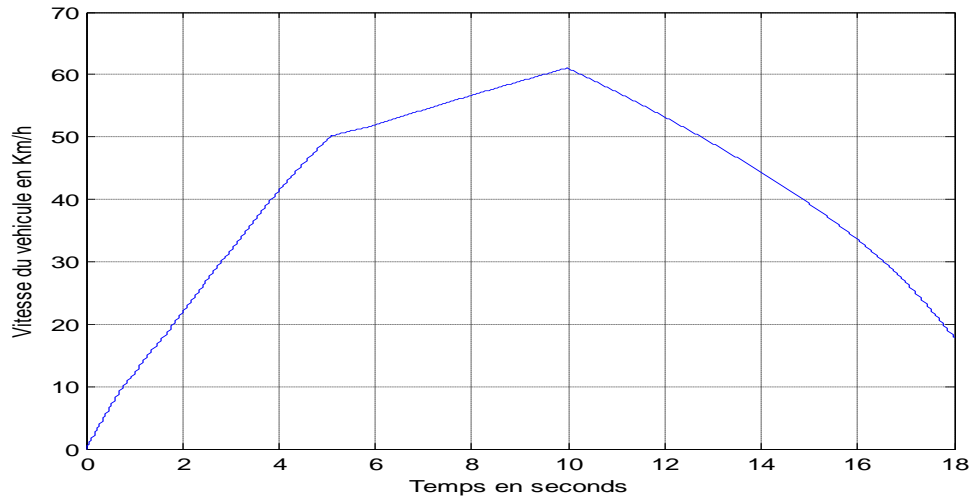
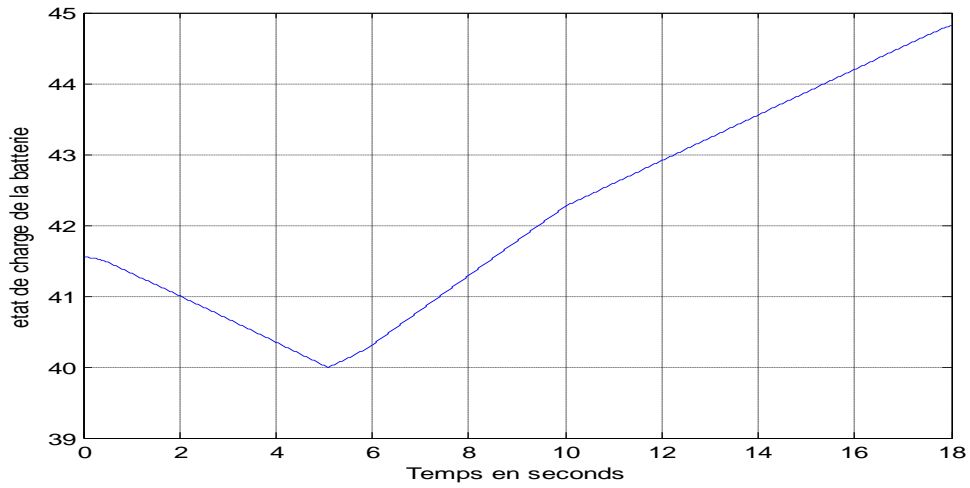


Fig. IV.4 Position de la pédale de l'accélérateur et de la pédale de frein.

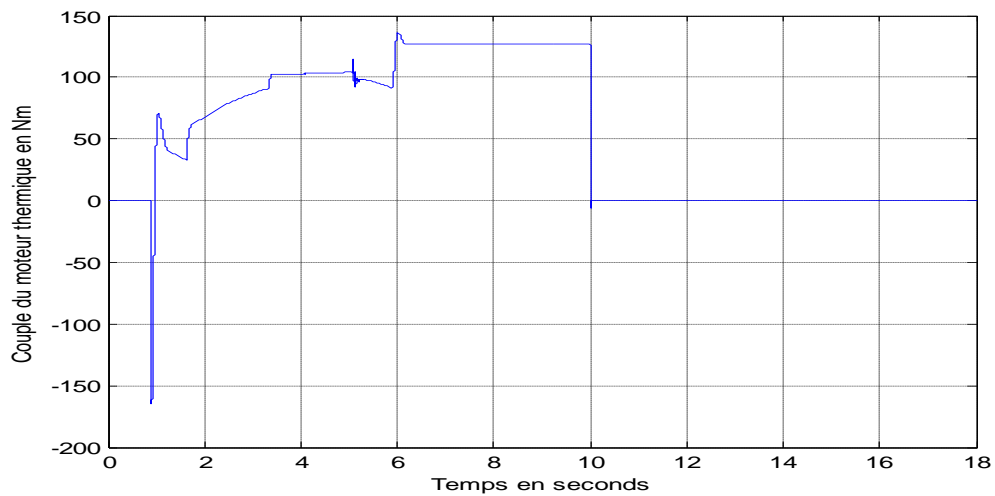




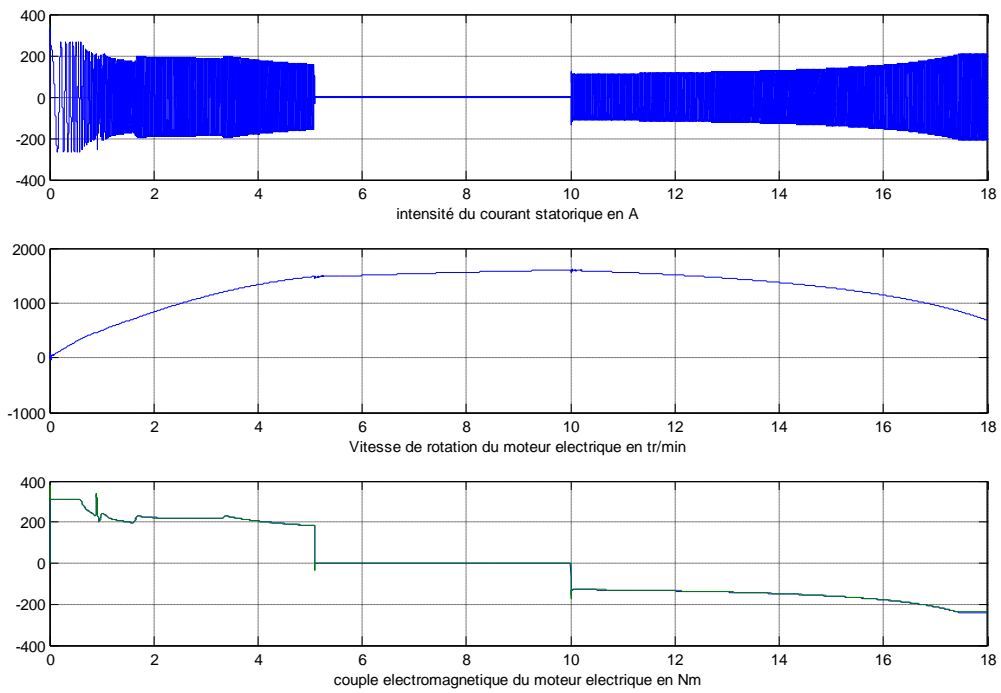
**Fig. IV.5 Vitesse de la voiture**



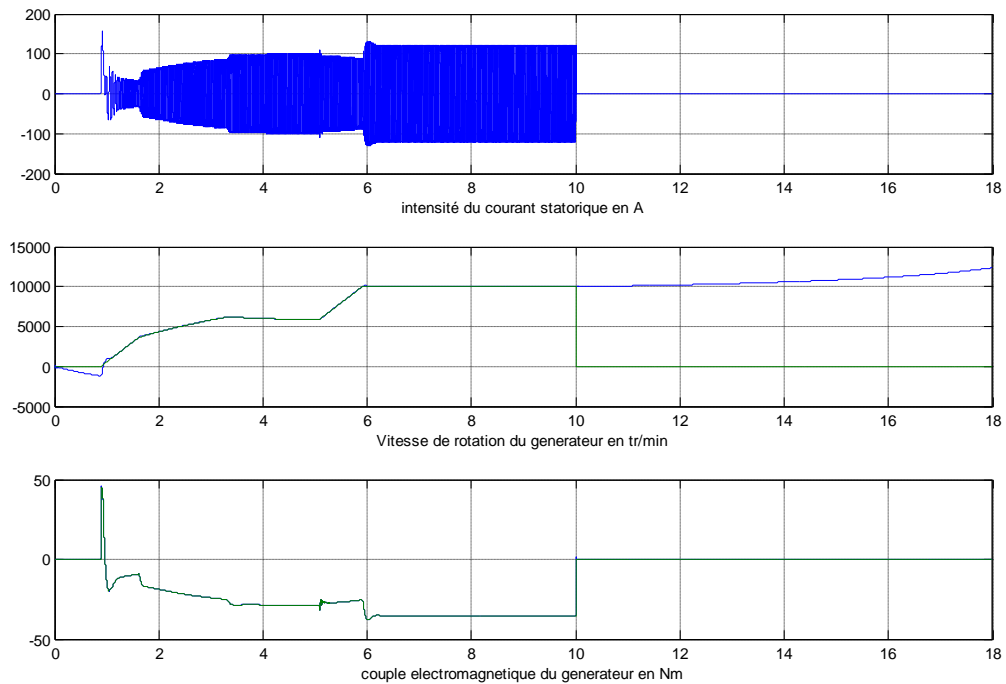
**Fig. IV.6 : Etat de charge de la batterie**



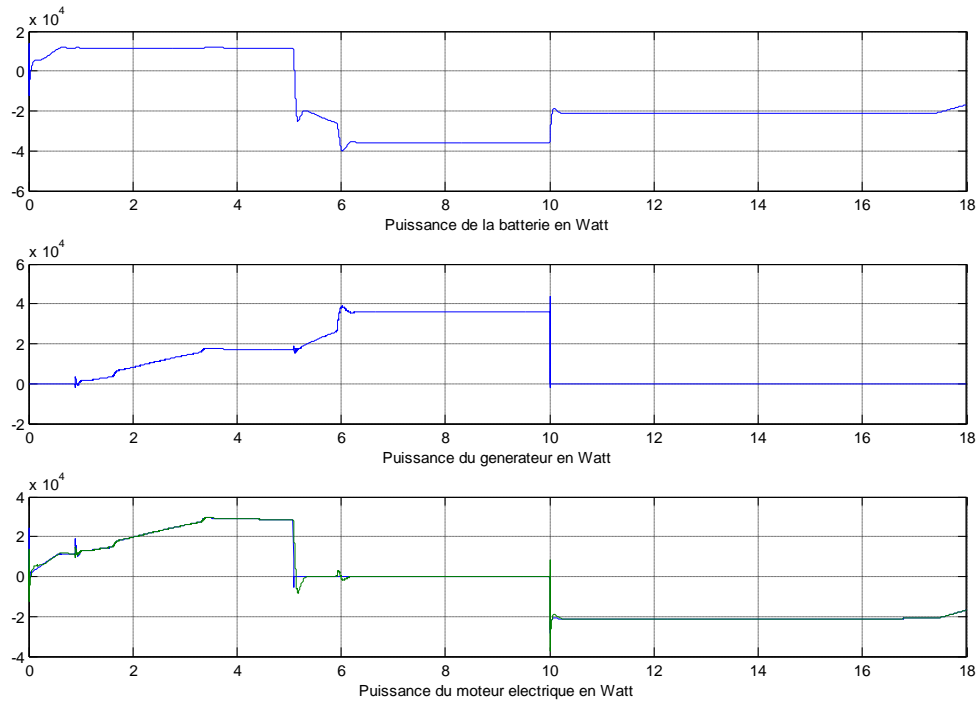
**Fig. IV.7 : Couple du moteur thermique Nm.**



**Fig. IV.8 : Courant statorique, Vitesse de rotation, Couple du moteur électrique.**



**Fig. IV.9 : Courant statorique, Vitesse de rotation, Couple du générateur.**



**Fig. IV.10 : Puissance de la batterie, puissance du générateur et puissance du moteur électrique**

**Remarque :**

- *Les courbes avec les traits verts représentent les grandeurs de références.*
- *Les courbes avec les traits bleus représentent les grandeurs réelles.*

## **CONCLUSION GENERALE**

## **Conclusion générale :**

Dans ce travail nous avons donné pour chaque organe du moteur hybride un modèle complet accompagné par un bloc SIMULINK pour la simulation numérique.

La simulation finale montre bien la validité des modèles car les résultats sont cohérents avec la réalisation.

Notre travail permet de faire d'autres simulations en utilisant une autre loi de commande et de voir les performances du système et comparer les résultats avec ceux obtenus avec la commande vectorielle.

## ***Bibliographie***

- [2] A. Chouchou, A. Tlemcani ; »Commande vectorielle avec un réglage adaptatif d'une machine synchrone a aimants permanents » ; PFE ; juin 1997.
- [3] F. Labrique, G. Segulier, R. Bausiere ; *Les convertisseurs de l'électronique de puissance* ; vol 4 ; édition TEC DOC ; 1994
- [4] D.A.J.Rand, R.Woods et R.M.Dell; *Batteries for electric vehicles*; John Wiley et Sons; New York; 1998.
- [5] H. Husain; *Electric and hybrid vehicles*; CRC Press; 2003.
- [6] B.K. Bose; *power electronics and AC drives*; Printice-Hall; 1986.
- [7] P.Vas; *vector control of AC Machines*; Clarendon Press Oxford; 1990.
- [8] M. Bensaid, A. Djahbar; Commande vectorielle de la MAS alimentée en tension; P.F.E; ENP; 1995.
- [9] R. Longchamp ; *Commande numérique de systèmes dynamiques* ; Presses Polytechnique et Universitaires Romandes ; 2006.
- [10] J. Beretta ; *Le génie électrique automobile* ; Edition Hermès science ; 2005.

ملخص:

في هذه المذكرة أعطينا نموذجا لمختلف العناصر التي تشكل السيارات الهجينة, وتولينا فيها أيضا قيادة المحركات الكهربائية و أخبرنا قمننا بمحاكاة و أعطينا النتائج المتحصل عليها في شكل منحنيات.

## Résumé :

Dans ce travail nous avons donné un modèle pour chaque organe constituant un moteur hybride, et nous avons synthétisé une loi de commande vectorielle pour le control des moteurs électriques, a la fin nous avons fait des simulations en associons les différents bloc et nous avons donné les résultats de la simulation sous forme de courbes.

**Mot clés : voiture hybride, commande vectorielle, moteur synchrone a aimants permanents.**

## Abstract :

In this work we model the various bodies constituting a hybrid engine, and we have synthesized a command to control electric motors at the end we made simulations join the bloc and we gave the simulation results as curves.

**Key word : hybrid cars, electric car, synchronous motor with permanent magnets.**