



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Electronique
Laboratoire des Dispositifs de Communication
et de Conversion Photovoltaïque



Mémoire de Magister En Énergie Renouvelable

Option : Photovoltaïque

Présenté par :

KAHLANE Abd El Wahid Hamza

Ingénieur d'état en Électronique (Université de M'Sila)

Intitulé

Étude et réalisation d'un hacheur à quatre quadrants, commandé par un DSP TMS 320F2812, destiné à un véhicule électrique

Président :	HADDADI Mourad	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
Rapporteur :	LARBES Chérif	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
Examineurs :	AIT-CHEIKH Md Salah	Maitre de Conférences	Ecole Nationale Polytechnique
	MALEK Ali	Directeur de Recherche	Centre de Développement des Energies Renouvelables

ENP 2012

الملخص :

منذ القرن الماضي، استهلاك الطاقة تزايدت. الموارد الأحفورية، معروف عن آثارها الضارة على البيئة، وأصبحت نادرة، سيكون من الأفضل أولاً الحد من استخدامها. الحل هو استخدام طاقات نظيفة و متجددة. أحد التطبيقات لاستخدام مصادر الطاقة هذه أولاً هي السيارة الكهربائية. لهذا الغرض، مختبر أجهزة الاتصالات والتحويل الكهرو روني (م أ ت ك) بدأ مشروع بحث في تنفيذ عمل اختباري للسيارات الكهربائية. عمل مذكرة الماجستير هذه يدخل رمن هذا الإطار. يتضمن المشروع تصميم و دراسة محول أربع ربعي للتحكم في محرك تيار مستمر في كلا اتجاهي دوران. في روء مواجهة المعوقات، الوقت الحقيقي و التحسينات، إستراتيجية التحكم. تتولد إشارات تحكم من قبل الدائرة DSP TMS 320F2812 و هو مصمم خصيصاً للتحكم الرقمي في المحركات الكهربائية.

كلمات مفتاحية : محول أربع ربعي، محرك تيار مستمر، سيارة كهربائية، DSP TMS 320F2812

Résumé:

Depuis le siècle dernier, la consommation en énergie a augmenté. Les ressources fossiles, connues pour leurs effets néfastes sur l'environnement deviennent rares, il serait donc préférable en premier temps de limiter leurs utilisations. La solution consiste en l'utilisation des énergies propres et renouvelables. L'une des applications, utilisant ces sources d'énergies, est la voiture électrique. Dans cet objectif, le Laboratoire Dispositifs de Communication et de Conversion Photovoltaïque (LDCCP) a entamé un projet de recherche sur la réalisation d'un banc d'essais pour véhicules électriques. Le travail de ce mémoire de magister traite une partie de ce projet, qui consiste en l'étude et la réalisation d'un hacheur à quatre quadrants destiné à la commande d'un moteur à courant continu dans les deux sens de rotation. En vu de répondre aux contraintes, temps réel et optimisation, la stratégie de commande et les signaux de commande sont générés par le circuit DSP TMS 320F2812. Ce dernier est spécialement conçu pour la commande numérique des moteurs électriques.

Mots-Clés: DSP TMS 320F2812, MLI, hacheur à quatre quadrants, moteur à courant continu, véhicule électrique.

Abstract:

Since the last century, energy consumption has increased. Fossil resources, known for their adverse effects on the environment, are becoming rare, so, it would be better as a first step to limit their use. The solution is to develop clean and renewable energy sources. An applications, using these energy sources, is the electric vehicle. For this objective, the Laboratory of Communication Devices and Photovoltaic Conversion (LDCCP) began a research project to develop and implement a test bench for electric vehicles. The aim of this magister fits within this framework. The project concerns the design and implementation of a four-quadrant chopper to control a DC motor in both directions of rotation. In view of meeting the constraints, real-time and optimization, the control strategy and control signals are generated by the DSP TMS 320F2812. This DSP is designed especially for the digital control of electric motors.

Keywords : TMS 320F2812 DSP, PWM, chopper four quadrants, dc motor, electric vehicle.

Remerciement

Je remercie Dieu le tout puissant de m'avoir donné de la force, de la volonté, et de la patience pour pouvoir terminer ce travail.

Le travail présenté dans ce mémoire s'est déroulé au sein de Laboratoire Dispositifs de Communication et de Conversion Photovoltaïque (LDCCP) de l'École Nationale Polytechnique sous la direction du Pr. LARBES Chérif à qui j'exprime ma sincère reconnaissance pour tous ses conseils et encouragements qu'il ma prodigués durant ce travail.

Je tiens à exprimer mes remerciements à M. HADDADI Mourad. Professeur à l'École nationale polytechnique de m'avoir fait l'honneur de présider le jury d'examen de ce mémoire.

Je tiens à remercier les membres de jury, M. AÏT CHEIKH maître de conférence à l'École nationale polytechnique et M. A MALEK directeur de recherche à CDER (centre de développement des énergies renouvelable) d'avoir accepté de juger ce travail.

DEDICACES

Je dédie ce mémoire :

*A ma mère et mon père qui n'ont pas cessé de m'encourager
tout au long de mes études pour que j'arrive à ce jour là. Ils
sont les plus chers à mon cœur, avec toute ma gratitude,*

A mon frère Khalil

A mes sœurs

A toute ma famille qui m'a aidé dans mes études

*À tous mes enseignants et enseignantes depuis le
primaire*

A tous mes collègues et amis

Nomenclature

F_L	Force de Laplace
ϕ	Champ magnétique
I	Courant
L	Longueur du brin
θ	Angle entre les directions de Φ et de I
$v(t)$	La tension de commande du moteur
$V_b(t)$	La f.e.m induite
R	La résistance d'induit
$i(t)$	Le courant d'induit
L	L'inductance de l'induit
$w(t)$	Vitesse angulaire
K_b	Constante de la f.e.m
$T(t)$	Le couple moteur
$T_L(t)$	Le couple de charge (résistant)
J	Le moment d'inertie du moteur
B	Le coefficient de frottement visqueux
K_t	Constant de couple
U_e	La tension d'alimentation
$\langle U_s \rangle$	La tension moyenne en sortie du convertisseur
D	Rapport cyclique
L_s	Inductance
K_i	Interrupteur
T_i	Transistor
D_i	Diode en anti-parallèle
I_e	Courant en entrée
I_s	Courant en sortie

T	La période
f	fréquence de commutation
\tilde{i}_s	Les ondulations du courant I_s
U_{ls}	La tension appliquée aux bornes de L_s
α	Rapport cyclique
V_m	Valeur moyenne de tension du sortie
E	La tension d'entrée
DSP	Processeur de traitement de signal
PWM	Modulation de Largeur d'Impulsion
ADC	Convertisseur Analogique Numérique
CAP	Unité de Capture
EV	Gestionnaire d'Evénement
INT	Interruption
CCS	Code Composer Studio
Q_g	Charge de la grille du MOSFET de la partie haut (high side).
f	Fréquence de fonctionnement.
$I_{C_{bs(leak)}}$	Courant de fuite dans le condensateur V_s .
$I_{qb(max)}$	Courant maximal de repos.
V_{cc}	Alimentation du driver.
V_f	Tension direct aux bornes de la diode de bootstrap D_B .
V_{LS}	La tension aux borne du MOSFET de la partie bas (low side).
V_{Min}	La tension minimale entre V_B et V_s .
Q_{ls}	La charge nécessaire par cycle pour le décalage du niveau

TABLE DES MATIÈRES

Introduction générale.....	1
Chapitre I : Les véhicules électriques (État de l'art)	
I.1. Introduction	3
I.2 Historique	4
I.3 La chaîne de traction.....	9
I.3.1 Définition de base	9
I.3.2 Motorisation électrique dans le transport.....	10
I.3.3 Inconvénients et avantages des VE.....	10
I.4 Principales configurations des véhicules	11
I.4.1. Les véhicules hybrides	11
I.4.1.1. Classifications des véhicules hybrides.....	11
I.4.1.1.1. Classification par hybridation du véhicule	11
I.4.1.1.2. Classification par l'architecture employée.....	12
I.4.1.1.2.1. L'hybride série	14
I.4.1.1.2.2. L'hybride parallèle.....	14
I.4.1.1.2.3. L'hybride mixte	16
I.4.1.2. Synthèse des divers architectures.....	17
I.4.2. Le véhicule électrique	18
I.5. Solutions de transmission mécanique dans une chaîne de traction tout électrique...	19
I.5.1. Solution avec boîte de vitesse mécanique.....	20
I.5.2. Solution avec réducteur mécanique à rapport fixe.....	20
I.5.3. Solutions multimoteurs	21
I.6. Les organes de traction électrique.....	23
I.6.1. Les moteurs électriques.....	24
I.6.2. Les convertisseurs électriques.....	24
I.6.2.1. Les redresseurs (AC-DC).....	24
I.6.2.2. Les hacheurs (DC-DC)	25
I.6.2.3. Les onduleurs (DC-AC).....	26
I.6.3. Source d'énergie électrique embarquée	26
I.6.3.1. Les batteries	27
I.6.3.1.1. L'accumulateur au plomb	27
I.6.3.1.2. Les batteries nickel-hydrure de métal	29
I.6.3.1.3. Les batteries lithium-ion	30
I.6.3.2. Les piles à combustible.....	32
I.6.3.3. Autres sources d'énergie.....	35
I.7. Conclusion	36
Chapitre II : Commande des moteurs à courant continu (Étude et simulation)	
II.1. Introduction	37
II.2. Principe et fonctionnement d'un moteur à courant continu	37
II.2.1. Principe général	37
II.3. Modélisation et commande du moteur à courant continu.....	38
II.3.1. Dynamique du moteur	38
II.4. Étude théorique du convertisseur DC-DC	40
II.4.1. Le hacheur	40
II.4.2. Le principe fonctionnement du hacheur à quatre quadrants.....	41
II.4.2.1. Les interrupteurs bidirectionnels	41
II.4.2.2. Analyses du fonctionnement du hacheur à quatre quadrants	42

II.4.2.2.1. Tension moyenne en sortie du convertisseur.....	42
II.4.2.2.2. Courant moyen en entrée du convertisseur.....	45
II.4.2.2.3. Ondulation du courant de sortie.....	48
II.5. L'association du Moteur à courant continu avec hacheur à quatre quadrants	50
II.6. Simulation de la machine à courant continu et le hacheur à quatre quadrants	52
II.6.1. Simulation de la machine à courant continu.....	52
II.6.1.1. Le moteur à courant continue est à vide	53
II.6.1.2. Le moteur à courant continue lié à une charge	53
II.6.2. Simulation du Hacheur en pont sous PSIM /SIMULINK	54
II.6.2.1. Résultats de simulation et interprétation	55
II.6.3. Modélisation de l'association moteur à courant continu avec le hacheur à quatre quadrants	56
II.6.3.1. Modélisation de l'association (moteur à courant continu avec le hacheur à quatre quadrants) à vide	56
II.6.3.2. Modélisation de l'association (moteur à courant continu avec le hacheur à quatre quadrants) avec une charge	58
II.7. Conclusion	61

Chapitre III: Présentation de la carte de développement eZdsp™ F2812

III.1. Introduction	62
III.2. La famille des processeurs TMS320	62
III.3. La carte eZdsp TMS F2812.....	63
III.3.1. Définition	63
III.3.2. Caractéristiques	64
III.3.3. DSP TMS320F2812	65
III.3.3.1. Core processor.....	66
III.3.3.2. Les périphériques	66
III.3.3.3. La carte mémoire.....	70
III.3.3.4. Les interruptions.....	71
III.3.3.5. PLL (Phase Locked Loop)	72
III.3.3.6. Watchdog	73
III.4.1. Définitions.....	73
III.4.2. Le logiciel Code Composer Studio	74
III.4.3. La liaison entre MATLAB, Simulink et CCS IDE	75
III.4.3.1. Embedded IDE Link CC	75
III.4.3.2. Target Support Package TC2	76
III.4.3.3. « C281x DSP Chip Support »	77
III.4.3.3.1. Introduction	77
III.4.3.3.2. La configuration des blocs	77
III.5. Conclusion.....	84

Chapitre IV : Réalisation du variateur de vitesse à base d'un hacheur en pont

IV.1. Introduction	85
IV.2. Description générale du banc d'essai.....	85
IV.3. Commande des transistors MOSFET.....	86
IV.3.1 Généralités sur les transistors MOSFET	86
IV.3.2 Commande des MOSFET low side.....	87
IV.3.3 Transistor high side.....	89
IV.3.3.1. Transformateur d'impulsion	89
IV.3.3.2. Isolation par optocoupleur	90
IV.3.3.3 Alimentations isolées	91

IV.3.3.4. Technique de bootstrap	92
IV.4. Générations de signaux PWM.....	93
IV.4.1. Étapes de configuration des registres.....	94
IV.5. Conception et réalisation.....	96
IV.5.1. L'étage d'isolation	96
IV.5.2. Résultats sur la sortie de l'optocoupleur.....	97
IV.5.3. L'étage de puissance	100
IV.5.3.2. Sélection des composants bootstrap.....	101
IV.5.3.2.1. La diode de bootstrap.....	102
IV.5.3.2.2. Choix du condensateur de bootstrap.....	102
IV.5.4. Résultats sur la sortie du hacheur à quatre quadrants	104
IV.5.4.1. Le hacheur à quatre quadrants à vide.....	104
IV.5.4.2. Le hacheur à quatre quadrants avec moteur.....	105
IV.5.4.2.1. La forme de la tension.....	105
IV.5.4.2.2. La forme du courant.....	105
IV.6. Conclusion	107
Conclusion générale.....	108
Bibliographie	109
Annexe	112

Introduction générale

Dans le contexte énergétique actuel, pénurie et pollution des énergies fossiles, l'automobile occupe l'univers quotidien de notre société. En effet, les pollutions sonores et par gaz à effet de serre ainsi qu'une consommation de carburant en constante augmentation, impliquent de plus en plus cet objet de consommation au cœur des débats autour de l'énergie.

Le véhicule électrique (VE) est l'une des solutions préconisées, par les constructeurs automobiles et les organismes de recherche, pour remplacer peu à peu les véhicules classiques notamment dans les centres villes. Le devenir de l'automobile dans les prochaines années est donc un sujet de recherche d'actualité. Ces dernières années, ce sont la recherche d'une meilleure qualité de vie, les contraintes environnementales et économiques ainsi que l'économie de l'énergie qui constituent les facteurs essentiels de l'intérêt que suscite le développement du véhicule électrique. La réussite dans ce domaine proviendra d'un subtil mélange entre une vision scientifique de haut niveau et une maîtrise de la technologie.

Dans cette combinatoire, l'électricité jouera un rôle fondamental et contribuera à atteindre les nouveaux objectifs de l'automobile en termes d'économie d'énergie et d'environnement [1].

L'avènement sur le marché de systèmes programmés à hautes performances et à haute intégration tels les DSP (*Digital Signal Processor*), a ouvert la voie à une large application des techniques numériques, en particulier dans le domaine des entraînements réglés [2].

L'objectif principal de ce mémoire est l'étude et la réalisation d'un variateur de vitesse d'un moteur DC à base d'un hacheur à quatre quadrants destiné à un véhicule électrique.

L'implémentation du programme de commande a été effectuée sur un kit de développement à base de DSP de type TMS320F2812.

En premier lieu, nous avons donné un état de l'art pour les véhicules électriques, leurs types et les organes de la chaîne de traction.

La deuxième partie a été consacrée à l'étude, la modélisation et simulation du moteur à courant continu et du hacheur à quatre quadrants ainsi que l'ensemble de ces deux derniers.

La simulation a été faite par les logiciels Simulink-Matlab et Psim.

La troisième partie, concerne à l'étude et la présentation de la carte de développement eZdsp F2812 et La liaison entre MATLAB, Simulink et logiciel code composer studio (CCS).

La dernière étape est la réalisation de l'application globale, variateur de vitesse, pour cela nous avons réalisé l'étage de puissance et un circuit d'isolation. Après la réalisation nous avons consacré une partie aux relevés des résultats.

Chapitre I

Les véhicules électriques

(État de l'art)

I.1. Introduction

Tout au long de son histoire, l'Homme s'est force d'étendre le rayon de ses activités, ce qui l'a toujours entraîné à améliorer les techniques de transport. Chaque nouveau progrès des transports a modifié la vie humaine.

Née il y a plus de cent ans, l'automobile occupe notre univers quotidien. C'est une invention très originale qui a su au fil des ans, se faire une place en tant qu'instrument de transport, objet de haute technologie, bien de consommation et de représentation de notre comportement social. Le devenir de l'automobile dans les prochaines années sera donc un sujet de recherche d'actualité.

L'idée d'utiliser l'énergie électrique pour la motorisation des véhicules n'est pas nouvelle, les premières voitures sans chevaux ont été propulsées en grande partie par des moteurs électriques. Ainsi, à la fin du XIX^{ème} siècle, on compte une centaine de prototypes plus ou moins rudimentaires, alimentés par des accumulateurs, qui parcourent les autodromes d'Europe et des États-Unis.

La réussite dans ce domaine proviendra d'un subtil mélange entre une vision scientifique de haut niveau et une maîtrise de la technologie. Dans cette combinaison, l'électricité jouera un rôle fondamental et contribuera à atteindre les nouveaux objectifs de l'automobile en termes de sécurité, de confort et d'environnement.

Depuis peu, ce sont la recherche d'une meilleure qualité de vie, les contraintes environnementales et économiques ainsi que la conservation de l'énergie qui constituent les facteurs essentiels de l'intérêt que suscite le développement du véhicule électrique (VE). Ce mode de transport apparaît donc comme une nouvelle façon de vivre en ville ou en banlieue proche, avec moins de bruit, moins de gaz d'échappement, une conduite plus calme et très sûrement comme un véhicule en libre service, que les usages se partagent.

A la lumière du progrès dans la recherche et le développement de nombreux prototypes de VE, des produits commerciaux tels que le General Motors EV1, Peugeot 106E, Ford Ranger EV et Toyota RAV 4- EV ont trouvé leurs places sur le marché durant les dernières années. Selon la tendance rapide et progressive des technologies relatives concernant en particulier, les moteurs électriques, leurs alimentations et leurs contrôles électroniques, le secteur des batteries et leur charge, les matériaux, le design, l'aérodynamisme et, enfin, la production et la distribution d'énergie, il est fort probable que les VE joueront un rôle très important dans les systèmes publics et privés de transport dans les années à venir.

Les véhicules électriques (État de l'art)

Ce chapitre a pour objectif de présenter de manière synthétique le véhicule électrique, ainsi qu'une alternative, le véhicule hybride. Nous discuterons des deux principales sources d'énergies telles que les batteries et les piles à combustibles. Nous aborderons également le problème de la motorisation ainsi que les exigences fonctionnelles de la chaîne de traction électrique. [1]

I.2. Historique

Avant les années 1830, les moyens de transport utilisaient seulement de la puissance vapeur, parce que les lois de l'induction électromagnétique, et par conséquent, des moteurs électriques et des générateurs, venaient juste d'être découvertes. Faraday a démontré le principe du moteur électrique en 1820 par une barre de fer portant un courant électrique et un aimant. En 1831 il a découvert les lois de l'induction électromagnétique qui ont permis le développement et la démonstration des moteurs électriques et des générateurs essentiels pour le transport électrique.

L'évolution de l'industrie automobile entre 1830 et 1900 peut se résumer aux dates des suivantes (Tableau. I.1)

1830	Transport à puissance de vapeur
1831	loi de Faraday, ensuite l'invention de moteur à courant continue MCC
1834	voiture électrique à batteries non rechargeable
1859	développement d'un accumulateur de plomb
1885	Véhicules à moteur à essence
1900	4200 automobiles se sont vendues dont 40% a puissance de vapeur, 38% a puissance électrique et 22% a moteur à essence

Tableau I.1. Historique.

A la fin du 19^{ème} siècle, plusieurs automobiles électriques alimentées par des accumulateurs électrochimiques, furent réalisées et testées en pensant à leur industrialisation. A cette époque où les moteurs thermiques étaient loin du stade actuel, il semblait que la propulsion électrique avait ses chances, grâce aux performances honorables atteintes par les prototypes qui furent réalisés. Ainsi, la fameuse Jamais Contente roula à 105 km/h en 1899, et en 1901, un trajet de 307 km sans recharge fut parcouru.

Les véhicules électriques (État de l'art)

En 1901, compte tenu de ces performances, le plus bel avenir semble être promis au véhicule électrique. Ainsi, on imagine installer des postes de charge là où l'on pourrait, pendant la nuit, recharger la batterie d'accumulateurs épuisée par une journée d'utilisation ou changer une batterie vide par une autre pleine. Cependant dès 1907, les journaux affirment que le véhicule électrique est en déperdition, bien qu'il ne présente pas d'inconvénient de démarrage et qu'il soit propre, il reste une voiture de ville ou de luxe, très facile à conduire, par exemple pour la promenade. Il n'a qu'un seul moteur électrique, léger mais robuste. Il peut développer une puissance double de la puissance normale sans échauffement dangereux. Ses deux groupes de batterie (devant et derrière) de 110 V sont des accumulateurs solides et de grande capacité pour de long parcours et il est rapide. Mais son prix reste encore souvent assez élevé, du fait même de cette batterie d'accumulateurs qui lui assure son autonomie énergétique. Les facteurs qui ont menés à la disparition des VE, après sa période courte de succès, étaient :

1. l'invention d'un démarreur en 1911 qui a facilité le démarrage des véhicules à gaz.
2. le prix de revient très élevé des VE.
3. l'accès limité à l'électricité et au rechargement des batteries dans les secteurs ruraux, tandis que l'essence pourrait être vendue dans ces secteurs.
4. la faiblesse de l'autonomie des accumulateurs (batteries).
5. Enfin, le modèle T de Ford en 1909 donne le départ à la popularité des véhicules fonctionnant à l'essence, matière supérieure comme source autonome d'énergie, et à leur emprise durable sur le marché.

Dans le nouveau continent, l'aventure de la voiture électrique débute en 1894 à Philadelphie où deux constructeurs, Henry Morris et Pedro Salom, fabriquent une première voiture expérimentale : l'Electrobat, C'est un véhicule doté d'un moteur électrique pour chaque roue et dont l'autonomie est de 40 km à une vitesse constante de 32 km/h. Dès l'année suivante, ils en commencent une production en série, notamment destinée aux flottes de taxis de Philadelphie et New York.

Mais c'est avec l'industriel Albert Pope, fabricant de cycles, que le marché démarre vraiment. Il propose toute une gamme de véhicules électriques, en particulier la Columbia, voiture de ville à deux ou quatre places, qui connaît un grand succès. Puis viennent s'ajouter au marché des marques déjà réputées comme Baker de Cleveland, Riker d'Elizabethport et Wood de Chicago. La cadence annuelle de production de véhicules électriques est alors d'environ cinq cents unités. Detroit Electric rejoint les rangs en 1907 et devient la marque la

Les véhicules électriques (État de l'art)

plus connue, celle qui vivra le plus longtemps, jusqu'en 1942. La voiture *Detroit* peut atteindre 36 km/h. Elle est dotée d'une batterie d'accumulateur au plomb comportant quarante deux cellules et quinze plaques, ayant une capacité de 185 AH (Ampère. Heure). Cinq vitesses sont prévues allant de 9 à 36 km/h. Les organes de direction à la disposition de son conducteur sont d'une simplicité remarquable et leur nombre aussi réduit que possible. Le seul organe compliqué est le combinatoire.

Les voitures électriques américaines sont souvent pourvues d'accumulateurs Edison. Ils présentent de nombreux avantages sur les accumulateurs au plomb tel que celui de pouvoir être rechargés au moyen d'un courant intense, donc de façon bien plus rapide, et d'être utilisés jusqu'à un épuisement complet. Cependant, ils présentent l'inconvénient d'un dangereux dégagement d'hydrogène à la charge. Les batteries au plomb s'améliorent et leur cyclabilité est renforcée. Mais bien qu'elles ne cessent de progresser, passant de 13 à 18 Wh/kg entre 1913 et 1930, elles rendent l'entretien du véhicule coûteux, ce qui lui fait perdre une partie de son agrément.

Le succès (très éphémère !) du véhicule électrique est tel que B. S. Hender estime, qu'au début du siècle dernier, il en a circulé dans le monde plusieurs dizaines de milliers.

J. L. Haetman, E. J. Cairns et E. H. Hietbrink chiffrent à 10 000 le nombre de véhicules électriques (6 000 voitures individuelles et 4 000 voitures commerciales) produits aux Etats Unis en 1912, année apogée du VE. Deux ans plus tard, la production de voitures particulières était retombée à moins de 5 000 et ne présentait plus que 1 % de la production totale aux États-Unis, même si c'est en 1914 que Milburn Wagon Co, industrie de voiture à chevaux de l'Ohio, présente un véhicule électrique dont 7 000 exemplaires seront vendus.

Comme on le voit sur le tableau (Tableau I.2), les ventes déclinent pour cesser pratiquement en 1918. En effet, différents progrès ont favorisé le développement des voitures à essence. On en cite une autonomie supérieure, un ravitaillement pratique, une amélioration des routes facilitant les randonnées hors des villes, et surtout, l'apparition dès 1912, d'un système associé de démarreur électrique et d'éclairage proposé par la Dayton Engineering Laboratories Company (DELCO). Aux Etats-Unis, en 1921, on ne compte plus que 18200 véhicules électriques sur 9 millions de véhicules. Dix ans plus tard, les VE ne figurent plus dans les statistiques.

Les véhicules électriques (État de l'art)

Année	Électrique	Essence	Vapeur
1899	1575	936	1681
1904	1495	18699	1568
1909	3826	120393	2374
1914	4669	564385	-
1924	391	3185490	-

Tableau I.2. Évolution des trois filières de traction aux Etats-Unis.

Dans les années 1960, les VE ont recommencé à révolutionner de nouveau le domaine de l'automobile, à cause du danger environnemental provoqué par les émissions d'ICEV (Internal Combustion Engine Vehicles). Les fabricants principaux d'ICEV, comme General Motor (GM) et Ford sont devenus impliqués dans la recherche et le développement de VE. GM a commencé un programme de 15 millions de dollars qui a abouti aux véhicules appelés Electrovair et Electrovan. Les composants et les caractéristiques de deux véhicules de type Electrovair (Electrovair I en 1964 et Electrovair II en 1966) sont illustrés dans le tableau (Tableau I.3).

Moteur	Induction triphasé, 115 hp (Cheval-Vapeur), 13000 tr/min
Batterie	Ag-Zn (argent-zinc), 512V, 680 Ib (Livre)
Commande de moteur	convertisseur DC/AC
Vitesse supérieure	80 milles/h
Gamme	De 40 à 80 milles
Accélération	0-60 milles/h en 15.6 s
Poids de véhicule	3400 Livre

Tableau I.3. Composants et caractéristiques de Electrovair I et II.

Dans les années 1970, le scénario semblait tourner en faveur des VE, à mesure que les prix d'essence ont considérablement augmenté en raison d'une crise énergétique. En 1975, 352 fourgons électriques ont été livrés aux Etats-Unis. Les composants et les caractéristiques du GM EV dans ces années sont résumés dans le tableau (Tableau I.4).

Les véhicules électriques (État de l'art)

Moteur	MCC à excitation séparée, 34 hp, 2400 tr/min
Batterie	Ni-Zn, 120 V, 735 Livre
Batterie auxiliaire	Ni-Zn, 14 V
Commande de moteur	Hacheur à CC
Vitesse supérieure	60 milles/h
Gamme	60-80 milles
Accélération	0-55 milles/h en 27 s

Tableau I.4. Composants et caractéristiques GM EV.

Du début des années 80 à la fin des années 90, d'importantes réalisations furent développées dans le domaine des interrupteurs à semi-conducteurs, de haute puissance et haute fréquence. A ceci, s'ajoute la révolution du microprocesseur qui a permis d'améliorer les convertisseurs de puissance servant à augmenter l'efficacité des moteurs électriques.

En 1990, le CARB (California Air Resources Board) a fait une législation qui a déclaré qu'en 1998, 2 % des véhicules devraient être des véhicules non polluants (Zero-Emission Vehicle (ZEV)) pour chaque compagnie vendant plus de 35000 véhicules. Ce pourcentage devait augmenter à 5 % en 2001 et jusqu'à 10 % en 2003. L'initiative de la Californie a été suivie presque immédiatement par le Massachusetts et New York. La réponse des pays constructeurs d'automobiles ne se fait pas attendre. Ainsi, le Japon, en regroupant plusieurs organismes chapeautés par le MITI (Ministry of International Trade and Industry) a conçu, en 1992 L'Electric Vehicle Popularisation Plan. La CEE (Communauté Economique Européenne) a réactivé l'AVERE (Association Européenne des Véhicules Electriques Routiers). En ce qui concerne la France, elle est à l'origine du CITELEC (groupement des villes européennes intéressées par la voiture électrique) et possède son propre organisme de coordination, le GIVE (Groupe Interministériel pour les Véhicules Electriques). Malgré l'opposition de certains constructeurs d'automobiles (surtout américains), le plan Californien s'est réalisé, et il y avait en l'an 2000, 600000 VE sur les routes des Etat Unis, 200000 au Japon et 50000 à 100000 en Europe.

Tous les principaux fabricants des véhicules produisent des VE, dont beaucoup sont disponibles pour la vente ou à la location publique. Nombreux prototypes tels que GM EV1, Ford Think City, Toyota RAV4, Nissan Hypermini et Peugeot 106E, sont jusqu'à récemment

disponibles. Ces VE utilisent des moteurs à induction, à courant continu ou des moteurs synchrones à aimants permanents ainsi que des batteries au plomb.

I.3. La chaîne de traction

I.3.1. Définitions de base

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

Dans ce contexte d'une voiture électrique, la terminologie ci-dessous sera adoptée pour le premier chapitre.

- **Système de traction** : Ensemble des organes traversés par le flux d'énergie, et qui assurent à un véhicule sa capacité de mouvement. Il est composé d'une chaîne de traction et d'un générateur d'énergie embarquée.
- **Chaîne de traction** : Organe du système de traction assurant la transmission mécanique du mouvement. Elle est composée des roues, du différentiel, de la transmission ou boîte de vitesse (BV) et d'un moteur convertissant l'énergie sortant du générateur embarqué en énergie mécanique.
- **Générateur ou source d'énergie embarquée** : Organe du système de traction assurant le stockage et l'adaptation de l'énergie. Il est composé d'un système de stockage et d'un système d'adaptation (convertisseur et/ou transformateur).
- **Convertisseur d'énergie** : Système qui change la nature de l'énergie (moteur, radiateur, etc.).
- **Transformateur d'énergie** : Système qui conserve la nature de l'énergie mais change son typage (boîte de vitesse, convertisseur électrique).
- **Typage de l'énergie** : Caractérise les paramètres d'une énergie de même nature (pour l'électrique : tension, courant, fréquence,...).
- **Nature de l'énergie** : Caractérise les différentes formes que peut prendre l'énergie (mécanique, électrique, chimique, hydraulique, rayonnante ou nucléaire,...).
- **Un différentiel** est un système mécanique qui a pour fonction de distribuer une vitesse de rotation par répartition de l'effort cinématique, de façon adaptative, immédiate et automatique, aux besoins d'un ensemble mécanique.
- **Un engrenage** est un système mécanique composé de deux roues dentées servant à la transmission du mouvement de rotation. Ces deux roues dentées sont en contact l'une

avec l'autre et se transmettent de la puissance par obstacle. Quand il y a plus de deux roues dentées, on parle de train d'engrenages.

- Un réducteur est un système d'engrenage dont le rapport de transmission est inférieur à 1, pour augmenter le couple moteur d'une rotation.

I.3.2. Motorisation électrique dans le transport

La motorisation électrique dans les transports n'est pas un problème récent. L'énergie électrique est déjà utilisée de manière massive et depuis longtemps dans la traction ferroviaire, l'exemple le plus connu, qui fait la fierté des chemins de fer français, est le TGV (Train à Grande Vitesse). Aujourd'hui, 44% du réseau SNCF (14 200 km sur 32 000) est électrifié. 90% du trafic de voyageurs et de fret sont assurés par l'électricité. [3]

Les transports urbains ou suburbains (métros, RER, tramways et trolleybus) sont majoritairement électrifiés. La traction électrique dans les chemins de fer a permis d'augmenter les charges et la vitesse, du fait de la puissance massique plus élevée. L'électrification des véhicules pose des problèmes différents de ceux du chemin de fer ; elle ne répond pas aux mêmes attentes. L'électrification des chemins de fer répond surtout à des considérations économiques et d'amélioration des performances. Pour les véhicules, l'électrification de tout ou partie de la traction répond plus à des préoccupations d'ordre environnemental ou écologique. On rappellera que de plus en plus de pays mettent en place des lois afin de réduire les rejets polluants des transports. La différence entre la traction électrique des trains et celle des véhicules réside dans le fait que l'alimentation des trains est assurée par des caténaires qui viennent s'alimenter en énergie électrique directement sur le réseau.

Pour les véhicules à traction électrique l'énergie est stockée, et le moteur électrique de traction doit répondre à des contraintes beaucoup plus draconiennes.

I.3.3. Inconvénients et avantages des VE

Depuis les premières réalisations de véhicules terrestres électriques, dans les années 1830, le frein essentiel à leur développement a été, et reste encore aujourd'hui, lié aux faibles performances des accumulateurs électriques dont l'énergie massique est comprise entre 30 et 120 Wh/kg, alors que les carburants pétroliers atteignent 12000Wh/kg, soit cent fois plus que les meilleurs accumulateurs électrochimiques actuels. Parmi les principaux freins à la présence significative des VE dans le trafic urbain, citons une autonomie limitée, l'absence d'infrastructures de recharge et un coût d'achat élevé. Ainsi, deux inconvénients notables du

VE liés à son système de stockage d'énergie, apparaissent : d'une part, une masse trop élevée d'accumulateurs ou une faible autonomie, d'autre part, une longue durée de recharge ou une puissance excessive de charge (conditionnée par l'acceptabilité de l'accumulateur et par le coût d'infrastructure). En revanche, ses deux principaux atouts sont l'absence de pollution atmosphérique locale et le faible bruit acoustique. Notons également qu'une telle chaîne de conversion est réversible et qu'elle peut permettre la récupération d'énergie dans les descentes ou lors des freinages. Ainsi, pour pallier à cette faiblesse des accumulateurs électrochimiques, il est intéressant de réaliser des systèmes hybrides produisant de l'électricité à bord du véhicule. Les solutions qui semblent les plus avancées sur le plan industriel combinent un moteur thermique à combustion interne brûlant un combustible (fossile, méthanol, voire hydrogène), un alternateur et un moteur électrique associé à une petite quantité de batteries.

I.4. Principales Configurations des Véhicules

Selon le type d'énergie embarqué à bord du véhicule électrique on distingue deux grandes familles de ces derniers à savoir, le véhicule hybride et le véhicule tout électrique.

Dans ce qui suit nous exposons les caractéristiques principales de chacune de ces deux familles.

I.4.1. Les véhicules hybrides

Par définition, un véhicule hybride est un véhicule dans lequel sont intégrées deux sources d'énergie différentes, typiquement un moteur conventionnel (thermique) et un moteur électrique. [4]

I.4.1.1. Classifications des véhicules hybrides

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

- Hybridation du véhicule (rapport entre la puissance du moteur thermique par rapport à la puissance du moteur électrique).
- architecture employée.

I.4.1.1.1. 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 hybrid, le mild hybrid, le full hybrid et le plug-in hybrid. Les fonctions et différences de chacun de ces hybrides sont définies dans le (Tableau I.5).

I.4.1.1.2. 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 appellations : hybride série, parallèle et mixte. Les explications qui vont suivre sont d'ordre général. Elles ne prennent pas en compte tout l'éventail que propose la solution hybride.

Lorsque l'on s'intéresse aux fonctionnements d'un VEH, une représentation structurelle est de préférence requise. Pour une question de lisibilité des différentes figures associées aux architectures, les convertisseurs de l'électronique de puissance seront donc représentés. Les machines électriques seront de plus alternatives triphasées, machines étant les plus répandues sur les VEHs. Le stockeur d'énergie sera quant à lui représentée par une batterie, source la plus souvent employée. Le (Tableau I.6) est une aide fonctionnelle apporté au lecteur.

Type d'hybride	Fonctions	Gain en carburant (cycle urbain)	Exemples de véhicules
Micro hybrid (Stop/Start hybrid)	<p>Arrêt du Moteur thermique (Mth) : chaque fois que le véhicule est à l'arrêt, le Mth est stoppé afin de moins consommer.</p> <p>Redémarrage du Mth : la Machine Électrique (ME) (alterno-démarrreur) intégré redémarre le Mth quand le conducteur active la pédale d'accélérateur.</p> <p>Accélération : l'alterno-démarrreur peut aider le Mth au démarrage et pendant de courtes accelerations.</p> <p>Mode normal : le Mth fonctionne seul.</p> <p>Un couple supplémentaire de la ME peut être fourni pour pallier les acyclismes⁸ du Mth.</p>	5 à 8 %	Citroën C3 Toyota Crown GM Saturn
Mild hybrid	<p>La principale différence entre le Micro et le Mild hybrid est que l'alterno-démarrreur intégré est remplacé par une ME séparée.</p> <p>La ME propulse rarement le véhicule seul, elle assiste plutôt le Mth.</p> <p>Comparé au Micro hybrid, la ME, l'alternateur et les batteries sont plus puissants et donc jouent un rôle plus important dans le fonctionnement du véhicule.</p>	20 à 30 %	Honda Insight Honda Civic Honda Accord
Full hybrid	<p>Sa configuration est quasiment la même que le Mild hybrid sauf que les composants sont encore plus puissant.</p> <p>La ME peut propulser souvent le véhicule seul, particulièrement pour une conduite en ville.</p> <p>Le Mth peut être plus petit car la ME est de plus grande puissance et peut donc fournir un plus grand couple dans une gamme de régime donnée.</p> <p>Le système de commande est plus complexe afin d'optimiser la gestion de puissance.</p>	30 à 40 %	Toyota Prius Ford Escape

Les véhicules électriques (État de l'art)

Plug-in hybrid	<p>Son architecture est semblable au Full hybrid avec cependant une sortie de connexion au niveau de la batterie afin de recharger celle-ci par une source extérieure (réseau).</p> <p>La ME, l'alternateur et les batteries sont considérablement de plus grandes puissances.</p> <p>Le système de commande doit empêcher de recharger la batterie tant que celle-ci n'a pas atteint un niveau minimal. Si celui-ci est atteint alors on passe en fonctionnement Full hybrid.</p>	<p>Aucun carburant consommé en mode tout électrique.</p> <p>Quand le Mth est alimenté : comparable au Full hybrid</p>	<p>Gruau Microbus Dassault-Heuliez Cleanova Daimler-Chrysler Sprinter</p>
-----------------------	--	---	---

Tableau I.5. Classification des VEHS par rapport à son niveau d'hybridation.










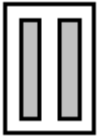
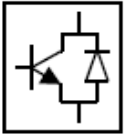
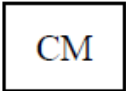
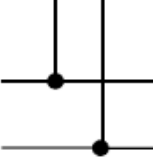
Composants mécaniques	Synoptique	Composants électriques	Synoptique	Composants chimiques	Synoptique
Flux d'énergie mécanique		Flux d'énergie électrique		Flux d'énergie chimique	
Roue du véhicule		Flux de rechargement électrique		Flux de rechargement chimique	
Différentiel mécanique		Rechargement électrique (optionnel)		Rechargement de carburant	
Embrayage mécanique		Convertisseur de puissance			
Couplage mécanique		Couplage électrique			

Tableau I.6. Représentation des composants pour les diverses architectures hybrides.

I.4.1.1.2.1. L'hybride série

L'hybride série est le plus simple des VEHs. Ce type de véhicule est équipé d'une propulsion intégralement électrique qui peut être assurée par une ou plusieurs machines électriques. L'énergie provient généralement d'une batterie, d'un groupe électrogène (moteur thermique, génératrice électrique) ou les deux simultanément (Figure I.1).

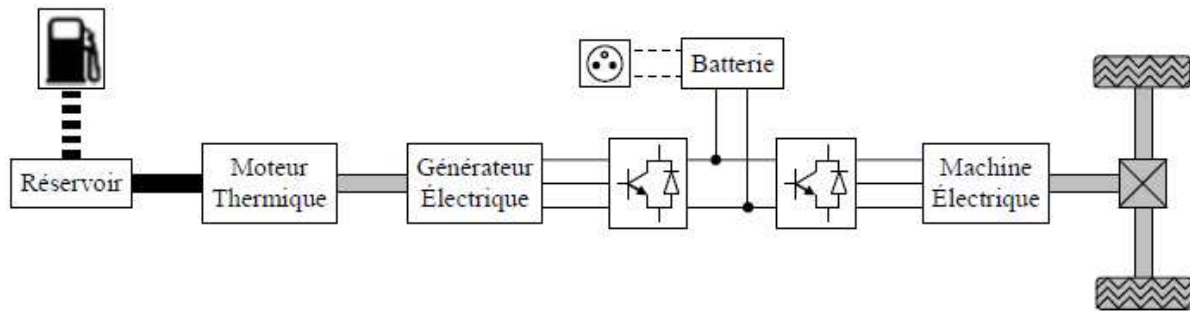


Figure I.1. Architecture d'un VEH série.

Dans cette structure, le groupe électrogène fournit généralement une puissance moyenne. Les pics de puissance sont quant à eux assumés par le dispositif de stockage d'énergie. En effet, le moteur thermique qui n'est pas couplé directement aux roues peut travailler dans une plage de fonctionnement optimale. Ceci permet de réduire consommation et pollution. La Figure I.2 représente une cartographie d'un moteur à allumage commandé. Celle-ci correspond à la consommation spécifique (c_{sp} – g/kWh) en fonction du couple et de la vitesse. Cette consommation est inversement proportionnelle au rendement énergétique du moteur. La stratégie liée au VEH série essaie de faire fonctionner le moteur thermique dans la meilleure plage de fonctionnement. Pour ce moteur à essence, le meilleur rendement se situe à l'intérieur de l'iso consommation de 250 g/kWh (34,3 %).

I.4.1.1.2.2. L'hybride parallèle

Dans une structure hybride parallèle, le moteur thermique fournit sa puissance aux roues comme pour un véhicule traditionnel. Il est mécaniquement couplé à une machine électrique qui permet de l'assister. La particularité de son couplage lui donne aussi le nom d'hybride parallèle à addition de couple ou à addition de vitesse selon la structure et la conception du véhicule.

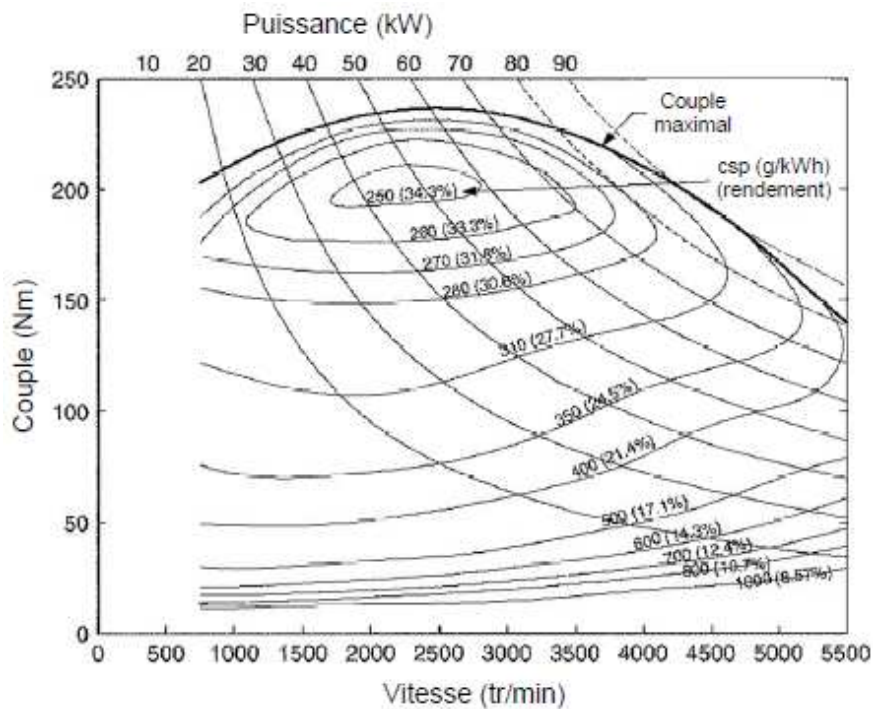


Figure I.2. Cartographie d'un moteur essence quatre cylindres.

La structure à addition de couple additionne les couples de la machine électrique et du moteur thermique afin de propulser le véhicule (ou pour recharger les batteries). Cette connexion peut se faire par courroies, poulies, ou engrenages (technologie nommée hybride parallèle double arbre). La machine électrique peut être également placée sur l'arbre reliant la transmission au moteur thermique (technologie appelée parallèle simple arbre).

La structure à addition de vitesse additionne les vitesses du moteur thermique et de la machine électrique. La vitesse résultante est liée à la transmission. Ce type de couplage permet d'avoir une flexibilité importante au niveau des vitesses. Cette structure est principalement avantageuse pour les moteurs où le rendement énergétique est plus sensible aux vitesses qu'aux couples (moteur Stirling (Figure I.4) et turbine à gaz par exemple). La connexion est réalisée mécaniquement par un train planétaire (appelé également train épicycloïdal), ou électriquement par un transmoteur (machine électrique dont le stator est alimenté par des bagues collectrices).

L'architecture présentée ci-dessous (Figure I.3) possède une transmission mécanique (embrayage et boîte de vitesses) placée en aval du couplage mécanique. Selon le choix de l'emplacement de cette connexion, les modes de fonctionnement diffèrent (Tableau I.7).

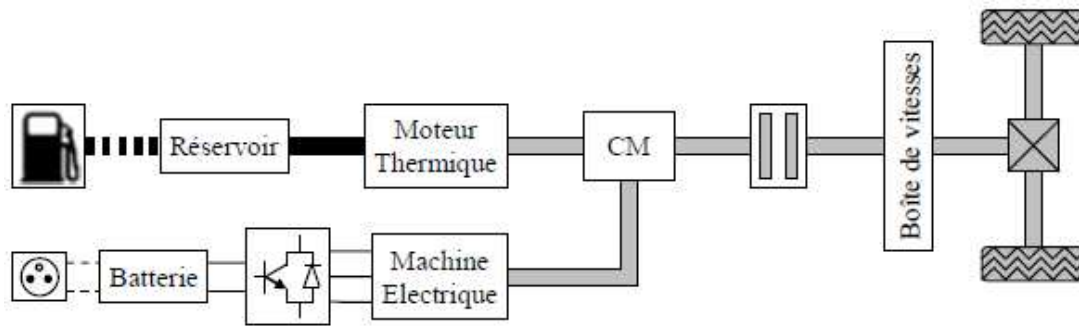


Figure I.3. Architecture d'un VEH parallèle.

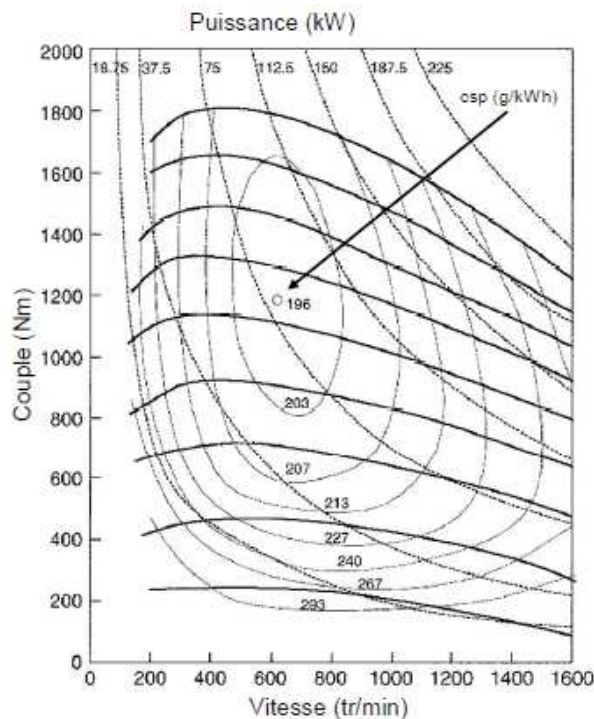


Figure I.4. Cartographie d'un moteur Stirling quatre cylindres.

I.4.1.1.2.3. L'hybride mixte

La structure hybride mixte n'est rien d'autre qu'un hybride parallèle plus spécifique.

Mais de part sa complexité, une dissociation entre cette architecture et la structure hybride parallèle paraît judicieuse. Cette architecture résulte de la combinaison entre l'hybridation parallèle à addition de couple et à addition de vitesse. Là encore, diverses possibilités de conception existent, la plus connue étant celle utilisée par le constructeur Toyota. Ce véhicule est constitué de trois machines électriques et d'un train planétaire (Figure I.5). La première

machine électrique (quelques kW) et la seconde (quelques dizaines de kW) réalise respectivement l'addition de vitesse et l'addition de couple.

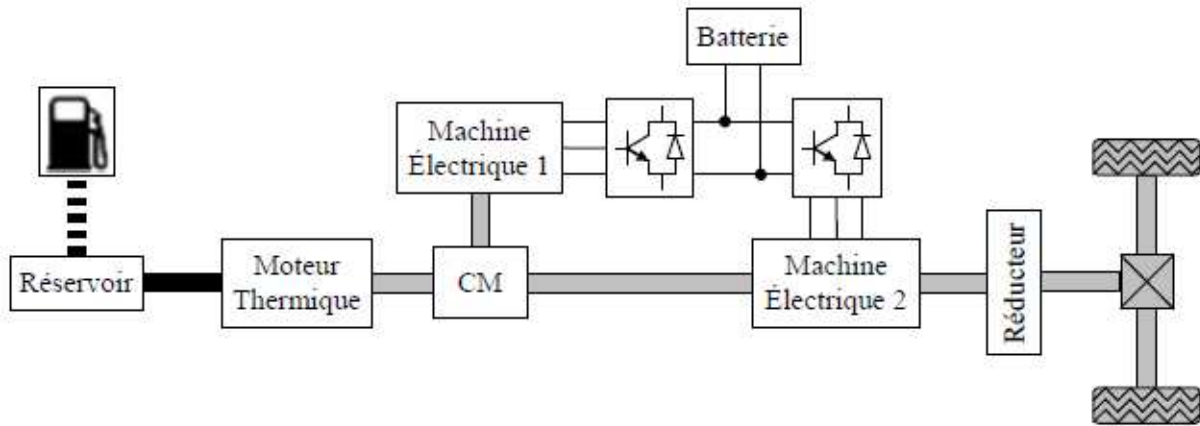


Figure I.5. Architecture d'un VEH mixte.

A basse vitesse, afin de ne pas faire fonctionner le moteur thermique dans une plage de fonctionnement à mauvais rendement, le mode tout électrique est requis. Lors de fortes accélérations ou à haute vitesse, le moteur thermique est allumé afin de fournir une puissance supplémentaire. Ce type de structure est également appelé hybride à dérivation de puissance car l'énergie mécanique est prélevée sur une machine et fournie à une autre.

I.4.1.2. Synthèse des divers architectures

Le Tableau I.7 présente les avantages et inconvénients des divers VEHs selon l'architecture employée. [5]

Type d'hybride	Avantages	Inconvénients
Série	<ul style="list-style-type: none"> Bon rendement énergétique aux faibles vitesses (mode tout électrique en zone urbaine). Très bon contrôle du moteur thermique. Choix du moteur thermique : faible, forte puissance ou « downsized ». Bonnes performances dynamiques de la machine électrique de traction (confort d'utilisation). Le groupe électrogène n'est pas nécessairement placé à côté de la machine électrique de traction : degré de liberté supplémentaire pour placer les divers composants (exemple du bus à plancher bas). Gestion relativement facile (par rapport aux autres architectures). 	<ul style="list-style-type: none"> Faible rendement énergétique de la chaîne cinématique globale (zone extra-urbaine). Utilisation de 3 machines dont une (la machine électrique de traction) est au moins de forte puissance (encombrement maximal). Mode tout thermique impossible.

Les véhicules électriques (État de l'art)

Parallèle	Bon rendement énergétique. Très bonne répartition de l'énergie. Souplesse du véhicule : tous les modes sont autorisés (thermique, électrique, série, parallèle ou série-parallèle). Pas de rupture de couple à la roue.	Fonctionnement du moteur thermique plus accru : dynamiques mauvaises. Pas de mode tout électrique dans certains cas comme l'alternodémarrreur. Couplage mécanique complexe. Gestion délicate.
Mixte	Bon rendement énergétique. Très bonne répartition de l'énergie. Souplesse du véhicule : tous les modes sont autorisés (thermique, électrique, série, parallèle ou série-parallèle). Pas de rupture de couple à la roue.	Utilisation de 3 machines ou 2 machines avec 2 embrayages. Couplage très complexe. Gestion très délicate.

Tableau I.7. Synthèse des diverses architectures.

I.4.2. Le véhicule électrique

Il s'agit d'un véhicule qui possède uniquement un accumulateur comme source d'énergie. La structure est donnée par le schéma de la figure (Figure I.6).

Les véhicules tout électriques proposés actuellement sont exclusivement urbains, leur autonomie est comprise entre 70 et 120 km avec des technologies de batteries relativement conventionnelles (plomb-acide et cadmium-nikel) et 150 à 200 km avec des technologies plus avancées (nikel-métal-hydrure et lithium). Le freinage récupératif permet d'accroître sensiblement l'autonomie, surtout en cycle urbain (d'environ 20%). Il permet en outre d'obtenir un frein moteur. Pour ces raisons, il est nécessaire d'avoir un système de conversion réversible.

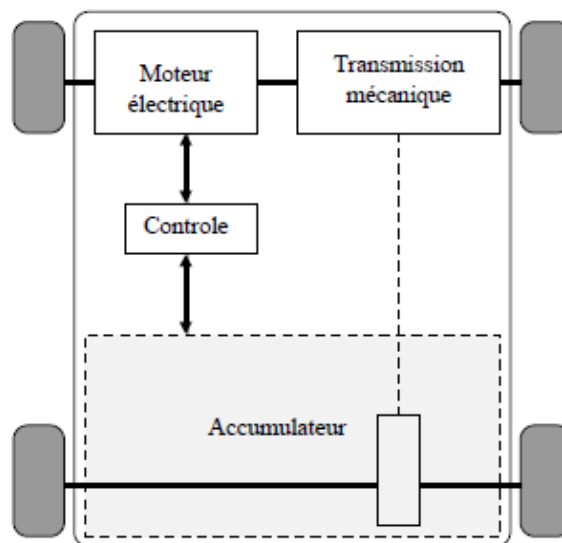


Figure I.6. Véhicule tout électrique.

Les véhicules électriques (État de l'art)

Une confrontation des différentes configurations est présentée dans le tableau (Tableau I.8).

Configuration	Avantages	Inconvénients
Hybride Série	- autonome - puissance comparable au véhicule - batterie largement sous-dimensionnée - fonctionnement en mode zéro émission	- l'importance du système de motorisation - masse élevée - coût élevé
Hybride Parallèle	- autonome et performant - taux d'émission zéro en mode électrique - moins polluant	- encombrement élevé du système de motorisation - masse élevée - coût élevé
Hybride Bimode	- autonomie élevée - le plus commercialisé - comparable aux ICE Véhicules - moins polluant	- complexité de la gestion d'énergie - complexité d'agencement entre ses composants - coût et masse élevés
Tout Electrique	- zéro émission - - silencieux - confort d'utilisation	- problème d'autonomie - utilisation urbaine - coût élevé

Tableau I.8. Résumé des avantages et inconvénients des diverses architectures présentées.

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

L'objet de la transmission de puissance mécanique est de relier la source d'énergie, le ou les moteurs électriques, aux roues motrices du véhicule, il s'agit d'adapter la vitesse et le couple du moteur aux exigences fonctionnelles du véhicule.

Nous pouvons envisager plusieurs possibilités d'associations d'éléments nécessaires à la transmission de la puissance qui sont le réducteur mécanique, la boîte de vitesses (BV) et éventuellement le différentiel. Le choix du réducteur est intimement lié, au type de véhicule et au choix du moteur qui a un volume et une masse principalement fonctions de son couple. Pour réduire la masse embarquée et le coût de la motorisation, on préfère généralement associer le moteur à un réducteur mécanique.

Cela permet de réduire le couple que doit fournir le moteur en augmentant sa vitesse de rotation. Il doit être parfaitement adapté aux exigences fonctionnelles du véhicule.

Trois familles de réducteurs sont classiquement mises en œuvre :

- rapport fixe (Express, Master, Impact, Clio) ;
- rapport variable étagé (J5, C15, Volta) ; et
- rapport continûment variable (Electra).

I.5.1. Solution avec boîte de vitesse mécanique

L'avantage essentiel de cette solution est de permettre l'utilisation d'un moteur à plus faible couple, donc plus léger, pour une vitesse maximale donnée. Remarquons qu'entre deux changements de vitesse (petite plage), si le moteur possède une capacité de fonctionnement à puissance maximale constante, cela peut permettre également la suppression des fluctuations de puissance. La figure (Figure I.7) montre cette solution.

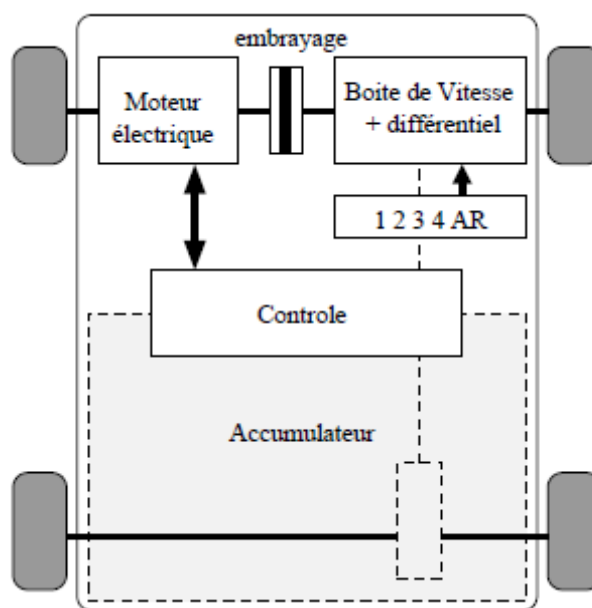


Figure I.7. Solution monomoteur avec boîte de vitesse.

I.5.2. Solution avec réducteur mécanique à rapport fixe

Le couple maximal que doit délivrer un tel moteur associé à un réducteur de rapport fixe est supérieur à celui que devrait produire un moteur associé à une boîte de vitesses.

Cette solution est illustrée sur la figure (Figure I.8).

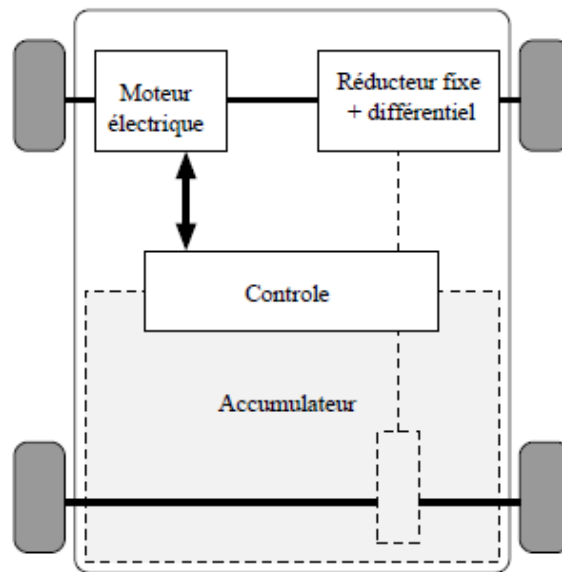


Figure I.8. Solution monomoteur avec réducteur fixe.

En effet, les rapports courts aux basses vitesses permettent d'accroître le couple aux roues. Le couple est une grandeur très dimensionnelle et l'absence de boîte de vitesses se paie par un moteur plus lourd, plus encombrant et plus coûteux. Malgré tout, c'est la solution qui est quasi universellement retenue.

I.5.3. Solutions multimoteurs

Il peut a priori sembler intéressant de motoriser indépendamment les roues pour supprimer les organes de transmission mécanique comme le différentiel et les doubles joints de cardans, nécessaires dans les deux solutions précédentes. Cela constitue encore un pas, après la suppression de la boîte de vitesses et de l'embrayage, vers la simplification de la chaîne de transmission mécanique. On peut ainsi réaliser des solutions à deux roues motrices soit à l'avant, soit à l'arrière ou encore des solutions à quatre roues motrices.

Lorsque les moteurs sont sur les roues directrices, une très grande sécurité de contrôle est requise, ils ne doivent en aucun cas se bloquer lors d'une défaillance. Les moteurs peuvent être associés à un réducteur fixe (il n'est plus possible ici d'avoir une boîte de vitesses) pour accroître le couple massique (Figure I.9-a) ; ils peuvent également entraîner directement la roue dans laquelle ils sont alors intégrés (Figure I.9-b). Dans ce cas, il est nécessaire d'avoir recours à des moteurs à très fort couple massique et généralement à rotor extérieur.

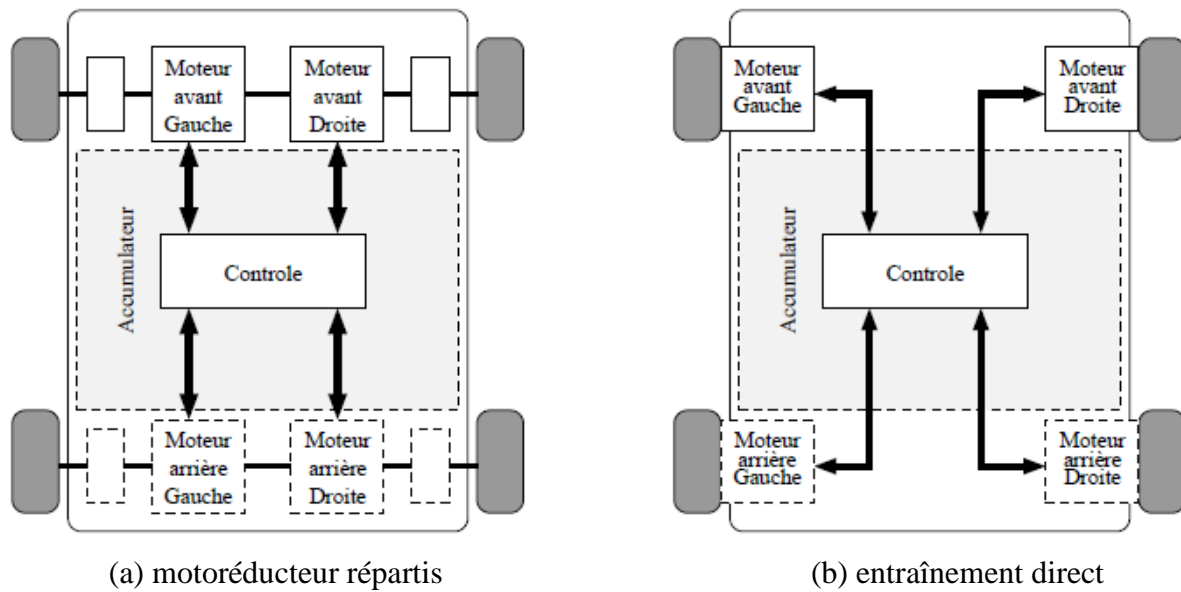


Figure I.9. Motorisation Multimoteurs.

Le moteur-roue intègre un moteur électrique et d'autres composants dans une configuration compacte qui peut s'insérer dans une roue de dimensions ordinaires. Les convertisseurs de puissance peuvent être installés soit à l'intérieur soit à l'extérieur de la roue. Il est montré sur la figure (Figure I.10) à quoi ressemble ce type de moteur. Ce système permet d'une part de contrôler avec haute précision et indépendamment le couple appliqué à chaque roue et d'autre part de maximiser la capacité du freinage régénérateur. L'utilisation de ce type de moteur sur des roues directrices, permet la suppression de toutes les parties mécaniques liées à la transmission (différentiel, boîte de vitesse, embrayage, etc...), de commander indépendamment les roues et en même temps, de libérer de l'espace dans le véhicule, notamment utilisable par les batteries.



Figure I.10. Moteur Roue.

Cette grande liberté permet un contrôle indépendant du couple ce qui peut améliorer la sécurité de transport. Les inconvénients de ce type de moteur sont l'augmentation de la masse non-suspendue et la difficulté d'intégrer un réducteur. Ainsi, l'introduction d'un moteur à fort couple dans la roue peut avoir tendance à déstabiliser le véhicule. Enfin, il se pose aussi le problème du freinage, d'une part il faut intégrer au moteur roue le disque de frein et d'autre part il faut tenir compte des échauffements supplémentaires dus à la dissipation d'énergie calorifique lors des phases de freinage.

I.6. Les organes de traction électrique

Avant de nous lancer dans une description des moteurs, des convertisseurs électroniques et des batteries utilisés à bord des véhicules, nous donnons quelques éléments pour apprécier l'intérêt de l'usage de la traction électrique dans les systèmes de propulsions.

Remarquons tout d'abord que le couple mécanique du moteur électrique résulte de l'action d'un flux d'induction magnétique sur un courant électrique. Dans un moteur, le flux impose les dimensions du moyen magnétique (fer) et le courant impose la section des fils (généralement en cuivre) qui constituent les enroulements.

Ainsi les dimensions d'un moteur électrique dépendent pour une grande part des caractéristiques du couple que l'on veut obtenir.

La puissance d'un moteur est égale au produit du couple par la vitesse de rotation, de sorte que pour une puissance donnée la taille du moteur est d'autant plus petite que sa vitesse de rotation est élevée.

Dans la pratique, les moteurs électriques utilisés dans la propulsion des véhicules routiers ont des puissances unitaires inférieures à 50-60 kW et leur tension d'alimentation reste la plupart du temps inférieure à 200 Vcc. Dans ces conditions, il est possible de fabriquer des moteurs à courant continu qui tournent à 5000 tr/mn.

Le moteur électrique présente un certain nombre d'avantages :

1. Il peut fournir un couple à toutes les vitesses et notamment à l'arrêt. Cette propriété permet l'élimination de l'embrayage dans la chaîne de transmission du couple, moyennant une commande appropriée de la tension d'alimentation dans le cas d'un moteur à courant continu, ou par l'onduleur dans le cas d'un moteur à courant alternatif.
2. Il peut supporter des charges brèves, et fournir des surcouples importants, de l'ordre de 2 à 4 fois le couple nominal, pendant la période de démarrage.
3. Il peut être réversible.

I.6.1. Les moteurs électriques

La relation est étroite entre l'augmentation des performances des moteurs et la réalisation des hautes performances des véhicules électriques en exploitation. Il existe trois grandes catégories de moteurs (à courant continu, asynchrone et synchrone).

A l'heure actuelle, les machines à courant continu, et plus particulièrement à excitation séparée, occupent une grande place sur le marché. Ce type de machine est facile à commander. [6]

I.6.2. Les convertisseurs électriques

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

- une batterie d'accumulateur de capacité appropriée à l'autonomie souhaitée du véhicule dans le cas d'un véhicule tout électrique.
- une batterie d'accumulateur de plus faible capacité, associée à un groupe thermoélectrique (association d'un moteur thermique et d'un alternateur) ou à une pile à combustible dans le cas d'un véhicule électrique hybride.

Dans la plupart des véhicules électriques, on se trouve confronté à la compatibilité des sources d'énergie à courant continu et à courant alternatif et à l'intérieur d'une même catégorie à des compatibilités entre les tensions des sources et des récepteurs. Ce problème de compatibilité sous-entend la présence à bord des véhicules électriques de convertisseurs électroniques dont le rôle est de lever les incompatibilités de fonctionnement.

De ce fait on pourra trouver à bord des véhicules :

- des convertisseurs de courant alternatif en courant continu (AC-DC), que l'on appelle redresseurs.
- des convertisseurs de courant continu en courant continu de tension différée (DC-DC) que l'on appelle hacheurs.
- des convertisseurs de courant continu en courant alternatif (DC-AC) que l'on appelle onduleurs.

Le but de cette section n'est pas de donner une description exhaustive de chacun de ces types d'organes mais d'expliquer leurs rôles à bord d'un véhicule automobile.

I.6.2.1. Les redresseurs (AC-DC)

Les redresseurs sont des convertisseurs d'énergie qui transforment une source électrique à courant alternatif en une source électrique à courant continu. Nous pouvons distinguer :

- des redresseurs à diodes : ces convertisseurs établissent une relation rigide entre la tension continue de sortie et la tension alternative d'entrée.
- des redresseurs à thyristors, qui permettent de faire varier de manière continue le rapport entre la tension continue récupérée à leurs bornes de sortie et la tension alternative appliquée à leurs bornes d'entrée en agissant sur l'angle d'amorçage des thyristors.
- des redresseurs mixtes associant des diodes et des thyristors.
- des groupements de redresseurs à thyristors destinés à améliorer les performances et à diminuer les perturbations.
- des redresseurs MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) qui associent des IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) et des diodes et qui ont pour avantage d'être faiblement perturbateurs des sources alternatives qui les alimentent.

Dans un véhicule électrique, les redresseurs sont utilisés pour transformer l'énergie électrique à courant alternatif fournie, soit par le réseau de distribution général, soit par un alternateur placé à bord du véhicule et accouplé à un moteur thermique ; en énergie électrique à courant continu qui peut être stockée dans une batterie d'accumulateurs électrochimiques et/ou dans une batterie de grande capacité.

I.6.2.2. Les hacheurs (DC-DC)

Un hacheur est un convertisseur de courant qui permet d'obtenir à partir d'une source de tension à courant continu de valeur sensiblement constante, des tensions et des courants contrôlés, réglables, différents des valeurs d'entrée et adaptés aux besoins nécessaires à l'alimentation de divers récepteurs (moteurs, batteries, etc.).

Dans un véhicule électrique, les hacheurs ont deux usages essentiels :

- ils sont indispensables dans l'alimentation des moteurs de propulsion quand ceux-ci sont des moteurs à courant continu.
- ils sont nécessaires pour adapter la tension de la batterie principale à celle des auxiliaires électroniques utilisés (capteurs, régulateurs, etc.).

En effet, on ne peut envisager le branchement brutal d'un moteur à courant continu sur une source d'énergie à tension fixe (batterie d'accumulateur par exemple) pour les raisons suivantes :

- aucun réglage du couple moteur ni de la vitesse du moteur ne serait possible.

- le régime transitoire à la mise sous tension directe du moteur serait destructif tant du point de vue électrique (surintensité) que mécanique (surcouple).

L'utilisation d'un hacheur permet en effet de maintenir le courant moteur à la valeur souhaitée tout en assurant le réglage progressif et sans perte notable de la tension du moteur. Il permet également de régler le couple et la vitesse du moteur et donc du véhicule en traction mais aussi en freinage électrique.

I.6.2.3. Les onduleurs (DC-AC)

Dans les véhicules électriques équipés d'un moteur à courant alternatif, il est nécessaire d'interposer entre la source d'énergie et le (ou les) moteur(s) de traction un dispositif de conversion appelé onduleur, 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.

La conversion DC-AC peut être réalisée de multiples manières. Mais l'usage, les particularités des véhicules routiers et la rationalisation des solutions industrielles ont conduit à privilégier une structure d'onduleur à six interrupteurs bidirectionnels constitués par l'association d'un IGBT et d'une diode montés en antiparallèle et commandés selon une loi du type MLI (Modulation de Largeurs d'Impulsion, en anglais (PWM)). Ce type de montage permet d'associer une source de tension (de type batterie) et un récepteur de type source de courant (moteur asynchrone, moteur synchrone bobiné, à aimant permanent ou à réluctance variable). La méthode de commande par MLI présente deux avantages importants :

- elle repousse vers les fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie ce qui facilite le filtrage de cette tension ;
- elle permet de faire varier le fondamental de la tension de sortie.

Les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs sont le plus souvent déterminés en temps réel au moyen d'une électronique de commande appropriée.

I.6.3. Source d'énergie électrique embarquée

Un des problèmes majeurs des véhicules électriques est la source d'énergie. Dans ce chapitre, nous présentons de manière succincte deux voies technologiques possibles d'alimentations embarquées. Il s'agit des batteries utilisées dans tous les véhicules électriques actuels, et les piles à combustible, solution d'avenir largement défendue par les spécialistes des véhicules électriques.

I.6.3.1. Les batteries

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

- une bonne puissance massique (rapport puissance/poids en W/kg) permettant de bonnes accélérations.
- une bonne énergie massique (Wh/kg) synonyme d'une bonne autonomie.
- une tension stable engendrant des performances régulières.
- une durée de vie élevée, calculée en nombre de cycles de chargement/déchargement, conduisant à une diminution du coût pour l'utilisateur.
- entretien faible et recyclage facile.

Bien que la littérature technique décrive de nombreux accumulateurs, seules les batteries plomb-acide et nickel-cadmium sont aujourd'hui industriellement utilisables.

I.6.3.1.1. L'accumulateur au plomb

Inventé en 1859, est à la fois le plus ancien et le plus utilisé des accumulateurs électrochimiques. Sa tension par élément est de 2 V. Sa version pour la traction automobile, beaucoup plus récente (1970-1975), tente de trouver le meilleur compromis possible entre l'énergie massique et la durée de vie (le nombre de cycles de recharge possible). Elles restent le système le moins cher produit industriellement avec une des meilleures durées de vie. Leur principal inconvénient est leur faible énergie massique.

Cela s'est illustré avec la commercialisation de l'EV1 par General Motors qui a développé une voiture de forte puissance et de faible autonomie équipée de cette technologie.

Ford et Chevrolet ont également commercialisé en 1998 des Pick-up de forte puissance et de relativement faible autonomie équipés de cette technologie de batterie, respectivement le Ford Ranger EV et le Chevrolet S10 Electric. Les batteries au plomb se caractérisent actuellement par :

- ❖ une énergie massique de l'ordre de 40 Wh/kg pour les éléments ouverts et de 30 Wh/kg pour les éléments étanches. Lors d'une décharge en 5 h à courant constant et en utilisation réelle dans un véhicule, ces valeurs sont réduites de 20 %.

Les véhicules électriques (État de l'art)

- ❖ un nombre de cycles de charge variant entre 600 et 900 sur un banc d'essai ; cette valeur est réduite de moitié sur un véhicule.
- ❖ une mauvaise tenue aux décharges profondes ; les éléments les plus faibles subissent assez souvent, en fin de charge, une inversion électrochimique.
- ❖ une réduction des performances à basse température.

Malgré cela, les batteries au plomb équipent la majeure partie des véhicules électriques produits à ce jour et, elles sont bien placées pour équiper une part importante des véhicules électriques dans les années à venir. Il y a plusieurs raisons à cela :

- elles sont les moins chères, les plus fiables et ne posent aucun problème de sécurité.
- les infrastructures de recyclage des produits usagés sont déjà en place.
- leur durée de vie s'améliore avec l'utilisation de systèmes intelligents de gestion d'énergie.

Enfin, ce qui paraît essentiel, les recherches en cours sont susceptibles d'aboutir à des progrès sensibles. On doit pouvoir doubler l'énergie massique des accumulateurs au plomb, en améliorant la collection des charges au sein des électrodes et le taux d'utilisation des matériaux actifs. Par ailleurs, une nouvelle technologie, dite bipolaire (les électrodes bipolaires comportent une face négative et une face positive, séparées par une paroi étanche conductrice électronique), spécialement adaptée aux véhicules automobiles, qui représentent une grande part de la masse de l'élément. Les gains ainsi obtenus affecteront, d'une façon importante, la puissance et l'énergie massiques, l'encombrement et le coût de fabrication.

L'accumulateur au nickel-cadmium, inventé en 1904, est le plus performant des batteries électrochimiques et le plus largement commercialisé ; sa tension par élément est de 1,2 V. Elles ont été choisies par les constructeurs automobiles français (PSA et Renault) pour équiper leurs véhicules commercialisés depuis fin 1995. La version, dite frite plastifiée, récemment développée, pour la voiture électrique se caractérise par les performances suivantes :

- une énergie massique de l'ordre de 50 Wh/kg, lors d'une décharge de 2 h, c'est-à-dire le double de celle des batteries au plomb.
- un nombre de cycles de charge légèrement supérieure à 2000.
- une dégradation des performances très réduite à faible état de charge.
- par ailleurs, les décharges profondes affectent peu ce type de batteries, les éléments ne subissent pas le phénomène d'inversion de polarité.

Malgré des performances incontestablement supérieures à celles des batteries au plomb, les accumulateurs au nickel-cadmium n'équipent que peu de voitures électriques et ne risquent pas, dans un avenir proche, de supplanter les accumulateurs au plomb ; cela tient à plusieurs facteurs :

- ❖ un coût élevé par kilowattheure (actuellement quatre fois supérieur à celui des batteries au plomb), que la fabrication en grande série peut réduire de 20 % environ ; une réduction plus importante est difficilement envisageable, vu la disponibilité limitée du cadmium.
- ❖ une mauvaise tenue à des températures supérieures à 40°-50°C, surtout en charge.
- ❖ la toxicité du cadmium.
- ❖ une conception du type ouvert, nécessitant une remise à niveau périodique de l'électrolyte.

I.6.3.1.2. Les batteries nickel-hydrure de métal

Ont longtemps figuré comme les remplaçantes idéales des deux systèmes précédents. Elles possèdent des performances massiques et volumiques très supérieures aux technologies à base de plomb ou de cadmium et ont profité du développement de l'électrode à base de nickel utilisée dans le système précédent (Ni/Cd) ou pour les batteries Ni-hydrogène développées pour les applications spatiales. Leurs seuls problèmes actuels semblent être leur durée de vie encore faible pour une batterie de traction (à forte profondeur de décharge) et leur mauvaise tenue à la température élevée (spécialement en fin de charge). Cette technologie de batterie semble cependant avoir été adoptée par la plupart des constructeurs automobiles comme batterie de puissance. Elle fonctionne alors à faible profondeur de décharge, ce qui augmente considérablement sa durée de vie (nombre de cycles charge/décharge). Ce type de batterie, dans sa version traction, a équipé principalement les véhicules des constructeurs japonais commercialisés en 1998 : le RAV4 EV de Toyota, l'EV Plus de Honda et le Prairie de Nissan. Enfin des batteries de puissance de cette technologie équipent la Toyota Prius, le seul véhicule hybride thermique/électrique produit en masse à ce jour (entre son introduction en 1998 et mars 2002, 103 000 véhicules ont été vendus).

I.6.3.1.3. Les batteries lithium-ion

Demeurent l'espoir principal du véhicule électrique pur, en effet, seul ce système pourrait, dans l'état actuel des connaissances, permettre d'augmenter considérablement l'autonomie des véhicules électriques purs grâce à ses performances massiques et volumiques de capacité énergétique.

Ce système présente la tension élémentaire la plus élevée (4 volt/élément, à comparer à 2 V, 1 V et 1,2 V pour respectivement les technologies plomb, Ni/Cd et Ni/MHx).

Cette haute tension élémentaire reflète la très haute réactivité du couple électrochimique mis en jeu et illustre un des inconvénients majeurs de cette technologie : la sécurité. En effet, un système élaboré de sécurité doit être associé à ce type de pile pour éviter tout dépôt de Li métal, lors de la recharge en particulier. Ce système doit gérer chaque élément séparément pour éviter tout déséquilibre de charge et établir un compromis idéal entre capacité résiduelle et sécurité. Ces systèmes de gestion, le plus souvent électroniques, tendent à augmenter considérablement le coût de la technologie. L'autre paramètre critique des batteries lithium-ion réside dans le compromis coût/durée de vie. En effet, pour obtenir des durées de vie raisonnables pour l'application véhicule électrique pur (supérieures à mille cycles), il faut ajouter à l'électrode positive des additifs augmentant dramatiquement le coût de la batterie. Des véhicules ont cependant déjà été produits, avec, en particulier, l'Altra EV de Nissan en 1998.

Le diagramme de la figure (Figure I.11) où l'énergie massique est représentée en fonction de la puissance massique, donne une bonne représentation des performances relatives des différents couples électrochimiques.

Le tableau (Tableau I.9) présente les différentes caractéristiques pour différents types de batteries utilisées dans les véhicules électriques et hybrides.

Il est important de souligner que dans le domaine des batteries, les évolutions sont toujours lentes du fait de la complexité des systèmes chimiques mis en œuvre.

Pour garantir le succès d'une technologie dans les applications automobiles, il est primordial qu'elle réponde aux trois critères qui reviennent sans cesse (coût, sécurité et performance).

Les véhicules électriques (État de l'art)

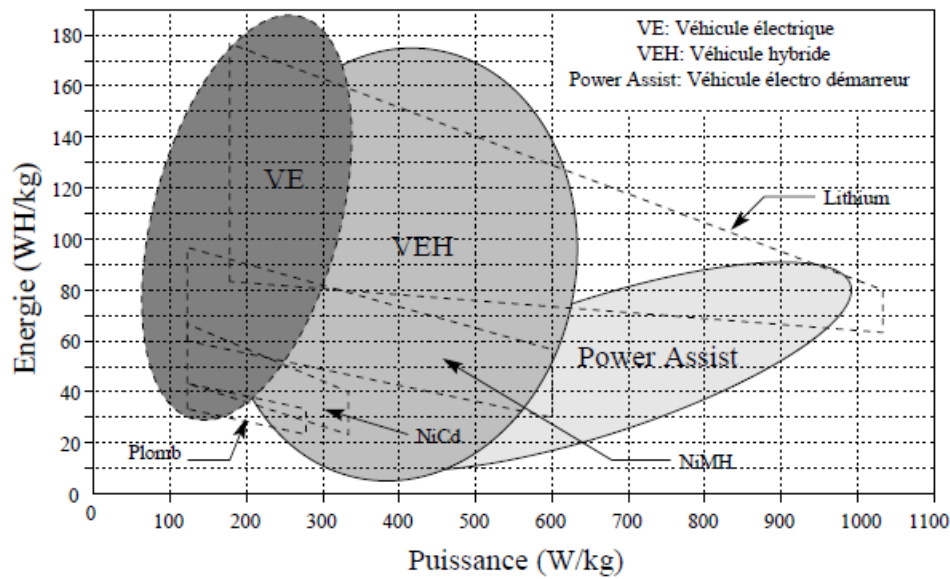


Figure I.11. L'énergie massique en fonction de puissance massique pour différents types d'accumulateurs.

Batteries	Energie Wh/kg	Puissance W/kg	Rendement %	Cycle de vie	Coût US\$/kWh
Plomb-acide	35-50	150-400	80	500-1000	100-150
Nickel-cadmium	30-50	100-150	75	1000-2000	250-350
Nickle-métal-hydrure	60-80	200-300	70	1000-2000	200-350
Aluminium-air	200-300	100	<50		
Zinc-air	100-220	30-80	60	500	90-120
Sodium-sulfure	150-240	230	85	1000	200-350
Sodium-nikel-chlorure	90-120	130-160	80	1000	250-350
Lithium-polymère	150-200	350		1000	150
Lithium-ion	80-130	200-300	>95	1000	200

Tableau I.9. Caractéristiques des différentes batteries pour une application VE.

Aujourd'hui la plus mûre parmi les batteries candidates aux applications puissance est incontestablement la batterie Ni-MH. Elle répond correctement aux besoins du véhicule hybride et elle est aujourd'hui disponible.

En ce qui concerne la batterie Li-ion puissance, elle a de très bonnes performances, mais des efforts doivent être faits pour améliorer les coûts. Pour les applications tout électrique les batteries Li-ion et Ni-MH sont également préconisées. Des véhicules électriques de batteries Ni-MH sont d'ailleurs aujourd'hui commercialisés.

La batterie lithium-polymère est très prometteuse de par ses performances élevées et son coût potentiellement raisonnable. Elle n'existe actuellement qu'au stade de prototype de pré-série. Toutefois, par sa nécessité de devoir assurer une température de fonctionnement élevée, son utilisation pour des applications de traction électrique reste problématique.

I.6.3.2. Les piles à combustible

La pile à combustible est l'invention de Sir William Grove, avocat, philosophe et chimiste anglais du XIX^e siècle. Il a développé à l'aide de grande quantité de platine fournie gracieusement par Johnson Matthey, des cellules de piles à combustible (1839-1849). En 1889, Ludwig Mond et Carl Langer furent les premiers à donner à la pile à combustible son nom et sa forme actuelle : des cellules connectées en série par des plaques bipolaires. Ils ont pu obtenir des courants de 2 à 2,5 A (environ 3 mA/cm²) pour une surface de 700 cm² à une tension de cellule de l'ordre de 0,73 V et pour un chargement total de 1 g de noir de platine (soit 1,43 mg de platine par cm²). Ces résultats constituent les premiers éléments chiffrés représentatifs d'un calcul d'ingénieur pour une application stationnaire. Un kilowatt électrique aurait demandé environ un kilogramme de platine soit environ 12000 EUR. Ce coût prohibitif mit un frein important à leurs travaux.

Les premières applications "automobiles" furent leur implantation sous forme de démonstrateurs à la fin des années 1950, à la suite des travaux de F.T. Bacon à l'université de Cambridge, sur des piles alcalines fonctionnant à plus de 200°C. En août 1959, un système de pile alcaline hydrogène/oxygène de 6 kW fut développé et testé sur des machines-outils et un chariot élévateur. Dans le même temps, en octobre 1959, Harry Ihrig (de Allis Chalmers Company) dévoilait le premier tracteur équipé d'un système de pile alcaline de 15 kW, comportant un empilement de plus de mille cellules. Enfin, ces premières réalisations furent suivies, quelques années plus tard, par un véhicule Austin alimenté par une pile alcaline de 6 kW développée par K.V. Kordesh de Union Carbide.

La principale différence entre une pile à combustible (PAC) et une batterie provient du fait qu'une pile à combustible fonctionne tant qu'elle est alimentée en combustible et en comburant, et ne nécessite donc pas de recharge électrique. Si, dans le cas d'une batterie, les

Les véhicules électriques (État de l'art)

électrodes contiennent la matière active qui sera consommée et régénérée au cours des décharges et charges, les électrodes d'une pile à combustible ne contiennent que les catalyseurs nécessaires aux réactions, les réactifs provenant de réservoirs extérieurs. Cette différence primordiale permet, dans un système à pile à combustible, de séparer l'énergie contenue dans le carburant de la puissance résultant de la pile, et devrait aboutir à des véhicules électriques aussi performants que les véhicules thermiques actuels notamment avec une autonomie comparable.

Les piles à combustible produisent l'électricité à partir d'hydrogène et leur fonctionnement est pratiquement à zéro émission. Cependant, leur utilisation dans le domaine de l'automobile reste au stade du prototype et soulève de nombreux problèmes comme par exemple le stockage de l'hydrogène, ou l'encombrement des composants annexes (compresseurs, radiateurs, etc.). D'autre part, la distribution d'hydrogène à grande échelle nécessiterait une mise à jour complète du système de distribution de carburant actuel. Pour remédier à ce problème, des reformeurs embarqués permettraient de produire l'hydrogène à partir de carburant fossiles (méthanol, éthanol).

Il existe divers types de pile à combustible mais toutes ces piles gardent en commun les caractéristiques suivantes :

- elles sont essentiellement constituées de deux électrodes séparées par un électrolyte.
- sur une électrode (l'anode) on déclenche une réaction d'oxydation électrochimique d'un composé hydrogéné (le combustible). Cette réaction produit des électrons et met en jeu un ion.
- sur l'autre électrode (la cathode) on déclenche une réaction de réduction électrochimique en présence d'oxygène et des électrons venus de l'anode via la charge extérieure, et qui met en jeu le même ion qu'à l'anode. Le comburant oxygène est généralement l'oxygène de l'air, l'azote ne constituant pas un poison pour la pile.
- les réactions électrochimiques nécessitent un catalyseur sur chaque électrode ; de plus elles produisent de la chaleur et de l'eau.
- entre ces deux électrodes, un électrolyte permet le transfert de l'ion mis en jeu tout en étant un isolant électrique vis-à-vis des électrons générés à l'anode. Selon sa nature cet électrolyte est liquide ou solide.

Les véhicules électriques (État de l'art)

Le fonctionnement global d'une pile à combustible est décrit sur la figure (Figure I.12). Une réaction d'oxydoréduction (en présence de platine) fait réagir l'hydrogène et l'oxygène pour produire de l'électricité, de l'eau et de la chaleur selon les équations chimiques suivantes :

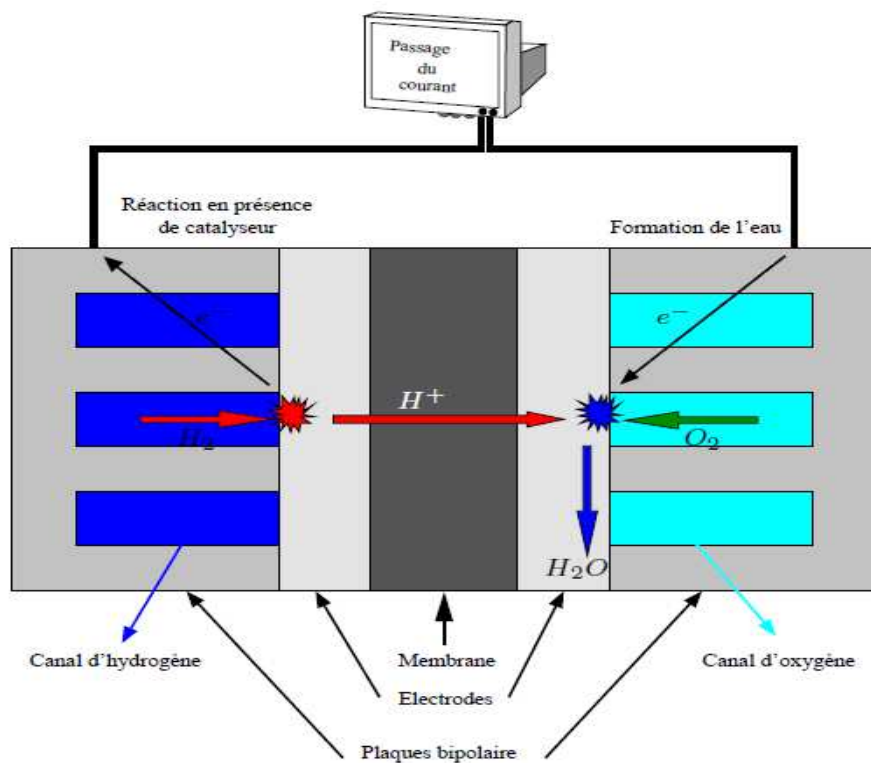
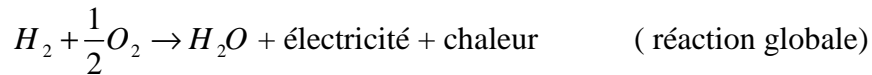
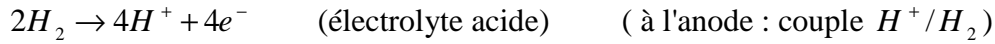


Figure I.12. Pile à combustible de type PEM alimentée en hydrogène et en oxygène.

Plusieurs types de réactions électrochimiques sont possibles. Elles diffèrent par l'espèce d'ion (anion ou cation) mis en jeu et par la température nécessaire qui, selon la réaction, se situe dans la gamme de 50 à 1000°C; il faut donc choisir, pour chaque type, l'électrolyte qui convient.

De ce fait, six filières différentes sont aujourd'hui recensées. Elles figurent dans le tableau (Tableau I.10).

Les véhicules électriques (État de l'art)

Type de pile	Electrolyte	Nature de l'électrolyte	Espèce ionique mise en jeu	Température (°C)
Alcaline (AFC)	Potasse (KOH)	Liquide	OH^-	70-90
Polymère solide (PEMFC)	Polymère conducteur ionique (protonique)	Solide	H^+	70-90
Méthanol direct (DMFC)	Polymère conducteur ionique (protonique)	Solide	H^+	70-110
Acide phosphorique (PAFC)	Acide phosphorique (H_3PO_4)	Liquide	H^+	150-210
Carbonates fondus	Sels fondus (Li_2CO_3 / K_2CO_3)	Liquide	CO_3^{--}	550-650
Oxydes solides (SOFC)	Céramique yttrée (ZrO_2 / Y_2O_3)	Solide	O^{--}	700-1000

Tableau I.10. Les différents types de pile à combustible.

I.6.3.3. Autres sources d'énergie

Parmi les sources d'énergie électrique actuelles, autres que les batteries et les piles à combustible, seuls les supercondensateurs semblent présenter une maturité suffisante pour être intégrés à un véhicule électrique. Les supercondensateurs sont des systèmes électrochimiques de stockage d'énergie électrique dont les caractéristiques sont situées entre celles des condensateurs électriques et celles des accumulateurs électrochimiques. Leurs spécificités sont une grande cyclabilité et une densité de puissance élevée. Comme les batteries ou les piles à combustible, ils contiennent deux électrodes et un électrolyte ionique, mais contrairement aux batteries, il n'y a pas de réactions électrochimiques aux électrodes mais un stockage de charges aux interfaces électrode/électrolyte ou un intercalage d'ions dans la structure de l'électrode sans qu'il y ait de réaction chimique. La charge dans l'électrode représente, dans la plupart des cas, un excès ou un défaut d'électrons.

Une supercapacité est un condensateur particulier, mettant en jeu un électrolyte, en général organique (liquide ou solide) et muni de bases au charbon actif (supercapacité) ou encore d'oxyde métallique (ultracapacité). Au point de vue physique, il s'agit toujours d'un gros condensateur, stockant peu d'énergie (≈ 3 à 8 Wh/kg), mais capable de délivrer ou d'absorber une puissance massique très élevée, de l'ordre de 10 kW/kg.

L'usage de ces éléments reste relativement marginal. Il semble que l'association de batteries et de supercapacité soit une solution intéressante d'un point de vue technique mais relativement coûteuse à mettre en œuvre.

I.7. Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté les éléments de base de la chaîne de traction des véhicules électriques et de sa gestion en insistant sur les différentes technologies disponibles.

Des solutions ont été proposées pour la réduction des émissions de gaz à effet de serre, mais les progrès sont modestes et la situation se détériore du fait du fort développement des pays émergents.

Sans des solutions efficaces à court terme, les scientifiques craignent un possible emballement climatique avec des conséquences catastrophiques.

Les VE semblent être la bonne solution en terme de transport au problème d'émissions des gaz à effet de serre et de l'épuisement des ressources fossiles. En effet, le VE ne dépend pas nécessairement du pétrole et ne libère pas de gaz à effet de serre. De plus, il possède de nombreux avantages : il est silencieux, sans pollution environnementale locale, sans consommation à l'arrêt et avec un bon rendement énergétique global. Cependant, le VE souffre de performances faibles dues au problème de stockage de l'énergie électrique dans des batteries et d'un temps de recharge élevé. Ainsi, le concept de VE a été mis en veille par la plupart des constructeurs qui investissent plutôt dans des solutions à piles à combustibles (FCV) et véhicules hybrides (VH).

Le VH est une solution de transition qui ne sera plus suffisante lorsqu'on sera obligé d'aborder plus sérieusement les problèmes de réchauffement climatique et de l'épuisement de ressources fossiles.

Ainsi, le monde différent qui se profile exige un développement durable avec une utilisation très efficace d'une énergie propre ! Le seul moyen de transport pour les particuliers adapté à ces exigences est le VE !

La traction électrique deviendra un élément indispensable dans une chaîne de traction. Il est très probable que dans l'avenir toutes les chaînes de traction incorporeront des éléments de traction électrique. Tous les constructeurs automobiles se dirigent vers cette configuration, soit plus de 60 millions de chaînes de traction à moyen et long terme. Si la traction électrique n'est pas généralisée (les VE), les chaînes hybrides plus complexes garde le même objectif : un haut rendement. [1][7]

Chapitre II

Commande des moteurs à courant continu (Étude et simulation)

II.1. Introduction

Le moteur électrique à courant continu à collecteur fut la première machine électrique inventée en 1867, par Werner Von Siemens, suivi par Zenobe Gramme en 1869.

Le moteur à courant continu a l'avantage d'être facile à appréhender car les deux bobines qui le composent sont fixe dans l'espace et faiblement couplées.

Les moteurs à courant continu ont pendant longtemps été les seuls aptes à la vitesse variable. Ils ont donc fait l'objet de nombreuses améliorations. Dans une plage de puissance allant de 500W à 50 kW, la machine DC est désormais très fortement concurrencée et de plus en plus souvent remplacée par des entraînements AC sans balais, à courant alternatif, de types synchrones autocommutés ou asynchrones.

Les entraînements électriques des systèmes continuent à exploiter la machine à courant continu malgré ses inconvénients qui sont surtout liés au coût, à l'encombrement et à la maintenance. [3]

Les moteurs à courant continu sont utilisés pour le déplacement des robots, dans les machines, les bras mécaniques... etc. Ils peuvent être de différentes tailles, puissances, couples et prix et dans certaines applications tel que l'automobile, dans les applications de faibles puissances utilisant des batteries, dans la traction électrique et dans le pompage par énergie solaire, etc. [8] [9]

De nos jours, l'association des hacheurs aux machines à courant continu, est très largement utilisée dans les systèmes d'entraînement électrique. La machine à courant continu est intrinsèquement réversible. Le hacheur à quatre quadrants est lui aussi réversible car la valeur moyenne de la tension peut être positive ou négative suivant le rapport cyclique imposé, ceci quel que soit le signe de la valeur moyenne du courant. [10]

Dans cette partie, nous décrivons le fonctionnement du hacheur à quatre quadrants, nous présentons la simulation tout en tenant compte de l'ensemble moteur- convertisseur. Et nous nous étalerons sur la modélisation du moteur à courant continu.

II.2. Principe et fonctionnement d'un moteur à courant continu

II.2.1. Principe général

Une machine à courant continu est un convertisseur d'énergie électromécanique : un moteur DC (Direct Current ou courant continu) transforme une énergie électrique en énergie

Commande des moteurs à courant continu (Étude et simulation)

mécanique tandis qu'une génératrice transforme à l'inverse, l'énergie mécanique en énergie électrique. Nous nous intéresserons seulement au moteur DC dans cette étude.

Un moteur à courant continu est constitué de deux parties essentielles :

- ❖ Le stator qui est à l'origine de la circulation d'un flux magnétique Φ fixe créé par la présence (dans notre étude) de deux aimants permanents diamétralement opposés (d'où le terme possible de moteur bipolaire). Le stator peut être aussi appelé inducteur.
- ❖ Le rotor (ou induit) est constitué d'un bobinage (ensemble de spires) et est mobile autour d'un axe perpendiculaire au champ magnétique ϕ . Le bobinage est relié au collecteur permettant la circulation du courant.

Lorsqu'un courant I circule dans les spires placées dans le champ magnétique de l'inducteur, une force de Laplace F_L s'applique sur chaque brin conducteur et vaut :

$$F_L = I \cdot \phi \cdot L \cdot \sin \theta \quad (2.1)$$

Avec : L = longueur du brin et θ = angle entre les directions de Φ et de I .

Les forces créées sur chaque brin de la spire active ont la même norme, la même direction mais des sens opposés ce qui permet la création d'un couple entraînant en rotation la spire comme indiqué sur la figure II.1 ci-dessous. [11]

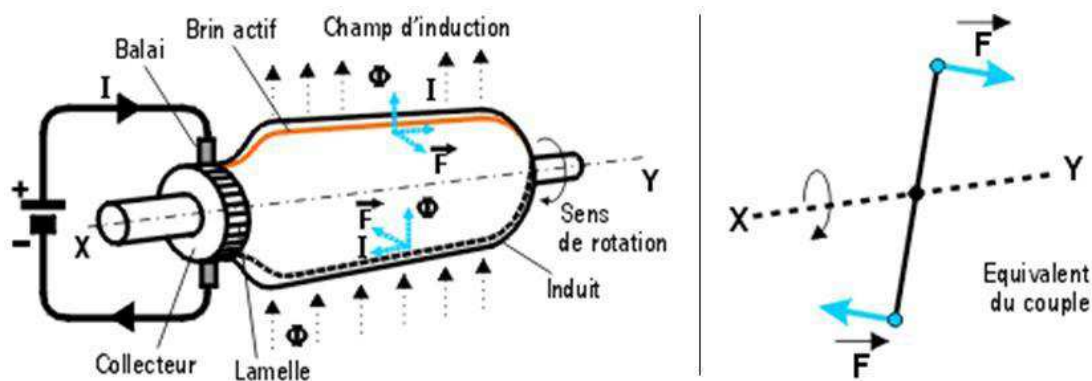


Figure II.1. Forces de Laplace exerçant un couple sur une spire de l'induit d'un moteur DC.

II.3. Modélisation et commande du moteur à courant continu

II.3.1. Dynamique du moteur

L'armature d'un moteur à courant continu avec une charge inertielle montée sur son arbre est illustrée par la figure (I.3.2).

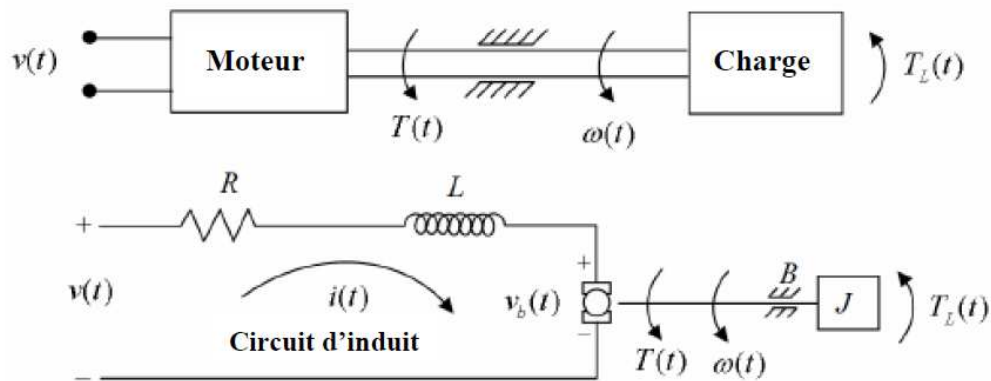


Figure II.2. Schéma du circuit d'induit et de la charge.

Le fonctionnement linéaire d'un moteur à courant continue est caractérisé par les équations électrique et mécanique suivantes :

- L'équation électrique du moteur

$$v(t) = R \cdot i(t) + L \cdot \frac{d}{dt} i(t) + v_b(t) \quad (2.2)$$

$$V_b(t) = K_b \omega(t) \quad (2.3)$$

Avec

- $v(t)$ La tension de commande du moteur
- $V_b(t)$ La f.e.m induite
- R La résistance d'induit
- $i(t)$ Le courant d'induit
- L L'inductance de l'induit
- $w(t)$ Vitesse angulaire
- K_b Constante de la f.e.m

- L'équation mécanique du moteur

$$T(t) = K_T i(t) \quad (2.4)$$

Et

$$J \frac{d}{dt} w(t) + B w(t) = T(t) - T_L(t) \quad (2.5)$$

Avec

- $T(t)$ Le couple moteur
- $T_L(t)$ Le couple de charge (résistant)
- J Le moment d'inertie du moteur
- B Le coefficient de frottement visqueux
- K_t Constant de couple

Commande des moteurs à courant continu (Étude et simulation)

Le MCC peut être vu comme un système à contre-réaction. Pour s'en apercevoir, il faut reprendre les équations (3.1)-(3.4) et après transformation de Laplace on les représente sous forme de schéma-bloc. On aboutit à la figure II.3.

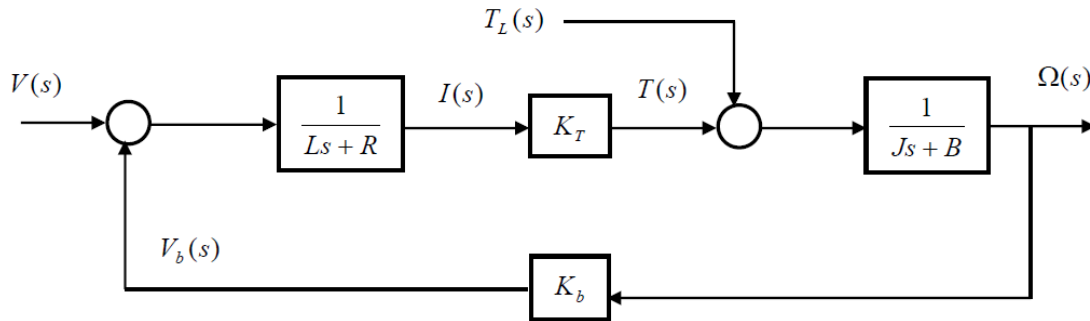


Figure II.3. Schéma de principe d'un moteur à courant continu.

$V(s) = L\{v(t)\}$ et $T(s) = L\{T(t)\}$ sont les transformées de Laplace des entrées, $I(s) = L\{i(t)\}$, $T(s) = L\{T(t)\}$, $V_b(s) = L\{V_b(t)\}$ et $\Omega(s) = L\{w(t)\}$ sont les transformées de Laplace des variables dépendantes. [2]

II.4. Étude théorique du convertisseur DC-DC

Dans un convertisseur DC-DC, les tensions d'entrée et de sortie sont D.C. Il utilise un dispositif de semi-conducteur de puissance comme commutateur pour tourner en marche et en arrêt l'approvisionnement de D.C à la charge. L'action de commutation peut être mise en application par un transistor BJT, un transistor MOSFET, ou un transistor IGBT. Un convertisseur de DC-DC avec seulement un commutateur est souvent connu comme découpeur de DC. Nous allons dans un premier temps nous intéresser à une étude théorique d'un hacheur à quatre quadrants.

II.4.1. Le hacheur

Un hacheur est un convertisseur de tension continue en tension alternative. En clair, à partir d'une source continue de tension, nous réaliserons une tension alternative (de valeur moyenne nulle). La figure II.4 rappelle le schéma de principe d'un hacheur.

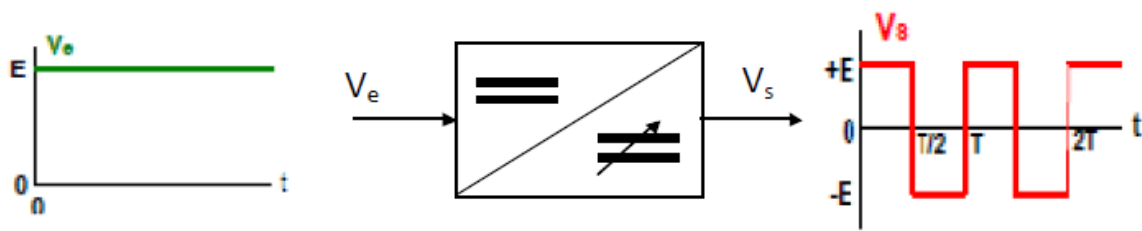


Figure II.4. Un schéma de principe d'un hacheur.

L'étude du l'hacheur à quatre interrupteurs est intéressante, car il permet d'obtenir des formes de tension plus élaborées se rapprochant de la réalité industrielle.

II.4.2. Le principe fonctionnement du hacheur à quatre quadrants

II.4.2.1. Les interrupteurs bidirectionnels

Pour la fonction « interrupteur », il s'agit avant tout de s'approcher au maximum d'un commutateur parfait. Le courant de fuite doit être minimisé, tout en recherchant un rendement maximal à l'état passant (c'est-à-dire réduire la résistance du dispositif). Une vitesse de commutation importante étant également recherchée. Pour fonctionner en interrupteur, on fait travailler le transistor dans la zone ohmique. Le transistor constitue l'élément commandé. Il est unidirectionnel tout comme la diode. L'assemblage des deux composants permet de créer un bloc qui sera, lui, bidirectionnel.

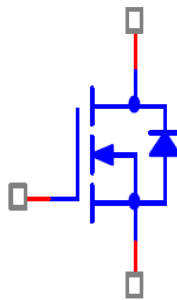


Figure II.5. Interrupteur bidirectionnel.

Les diodes sont appelées diodes de récupération, elles permettent la circulation du courant lorsque l'interrupteur est commandé et que le courant est dans le sens opposé à celui de l'interrupteur. Cette phase est appelée phase de récupération, elle correspond au freinage du moteur (qui fonctionne à ce moment précis en génératrice) appelé « freinage par récupération ».

II.4.2.2. Analyses du fonctionnement du hacheur à quatre quadrants

Le principe de fonctionnement du hacheur repose sur :

- La Création aux bornes de la charge d'une tension de valeur positive et négative en alternance.
- L'utilisation d'interrupteurs bidirectionnels formés par un transistor et une diode montée en antiparallèle figure II.5.
- La commande permettant de gérer les interrupteurs.

Le schéma de la figure II.6 présente la commande de la charge par interrupteurs. [12]

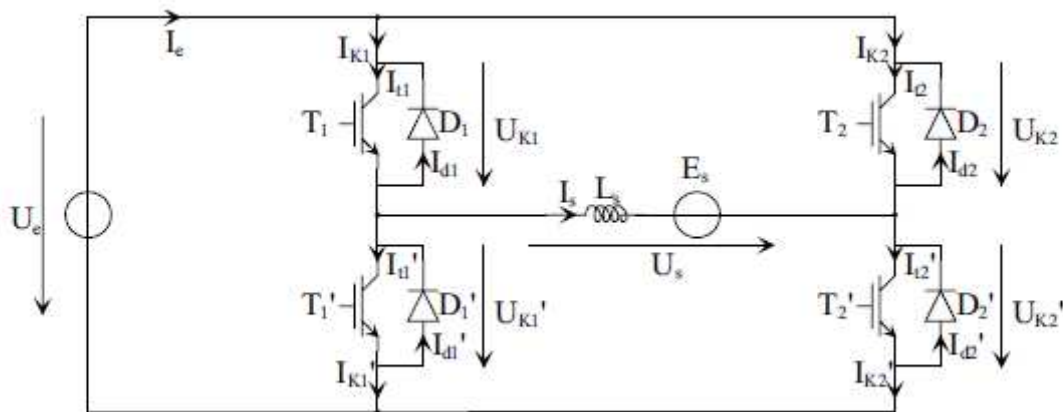


Figure II.6. Un schéma d'un hacheur à quatre quadrants.

Un Pont en H est un circuit électronique qui permet d'appliquer un voltage à une charge dans directions différentes. Ce circuit est couramment utilisé en robotique et d'autres applications pour permettre aux moteurs DC de tourner dans deux sens. Le nom " pont en H " est vient de la position des éléments de commutation dans le circuit, placées dans les quatre branches d'un H. [13]

II.4.2.2.1. Tension moyenne en sortie du convertisseur

Pour déterminer la relation qui lie la tension U_e en entrée du convertisseur à la tension moyenne $\langle U_s \rangle$ imposée aux bornes de la source de courant L_s / E_s , nous nous référons au trace Figure II.7 qui donne l'évolution de la tension U_s , suivant la valeur du rapport cyclique D .

Commande des moteurs à courant continu (Étude et simulation)

Comme précédemment le rapport cyclique D est défini par le rapport entre le temps de conduction de l'interrupteur K_1 (constitué par T_1 et D_1) et la période T de fonctionnement du convertisseur. On doit se rappeler que le temps de conduction de K_1 est identique au temps de conduction de K_2' (constitué par T_2' et D_2'). De fait:

$$D = \frac{t_{(U_{k1}=0)}}{T} = \frac{t_{(U_{k2}=0)}}{T} \quad (2.6)$$

La tension moyenne $\langle U_s \rangle$ appliquée aux bornes de la source de courant L_s / E_s est définie par la relation suivante :

$$\langle U_s \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T U_s(t) dt$$

Il vient donc:

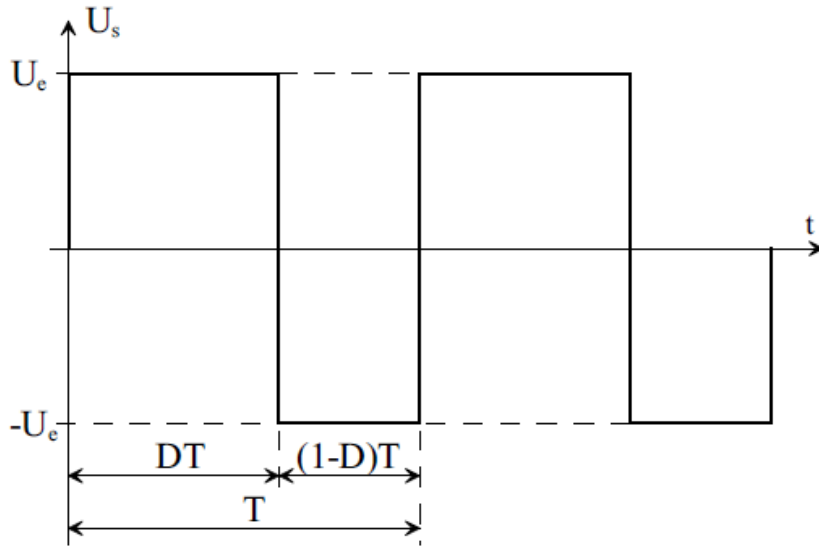


Figure II.7. Tension U_s aux bornes de la source de courant.

$$\langle U_s \rangle = \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} U_e(t) dt + \int_{DT}^T -U_e(t) dt \right] \quad (2.7)$$

$$\langle U_s \rangle = \frac{1}{T} \left([U_e t]_0^{DT} + [-U_e t]_{DT}^T \right) \quad (2.8)$$

On obtient après simplification la relation qui lie la tension d'alimentation U_e et la tension moyenne $\langle U_s \rangle$ en sortie du convertisseur, en fonction du rapport cyclique D :

Commande des moteurs à courant continu (Étude et simulation)

$$\frac{\langle U_s \rangle}{U_e} = 2D - 1 \quad (2.9)$$

Par ailleurs, on doit remarquer que, en régime permanent (ou régime établi), la tension moyenne aux bornes de l'inductance L_s est nulle. Par conséquent, d'après Figure II.6, il vient :

$$\langle U_s \rangle = E_s \quad \Rightarrow \quad \frac{\langle U_s \rangle}{U_e} = \frac{E_s}{U_e} = 2D - 1 \quad (2.10)$$

Nous donnons Figure II.8 le tracé du rapport $\frac{\langle U_s \rangle}{U_e}$ en fonction de D .

Le rapport cyclique D peut varier entre 0 et 1. Par conséquent, le rapport $\frac{\langle U_s \rangle}{U_e}$ peut varier entre -1 et 1. Ainsi la tension moyenne $\langle U_s \rangle$ en sortie du convertisseur peut varier entre $-U_e$ et U_e .

On est ainsi en mesure d'imposer, grâce à la structure définie Figure II.6, une tension moyenne aux bornes de la source de courant dont on contrôle :

- la valeur absolue, comprise entre 0 et 1,
- le signe, positif ou bien négatif.

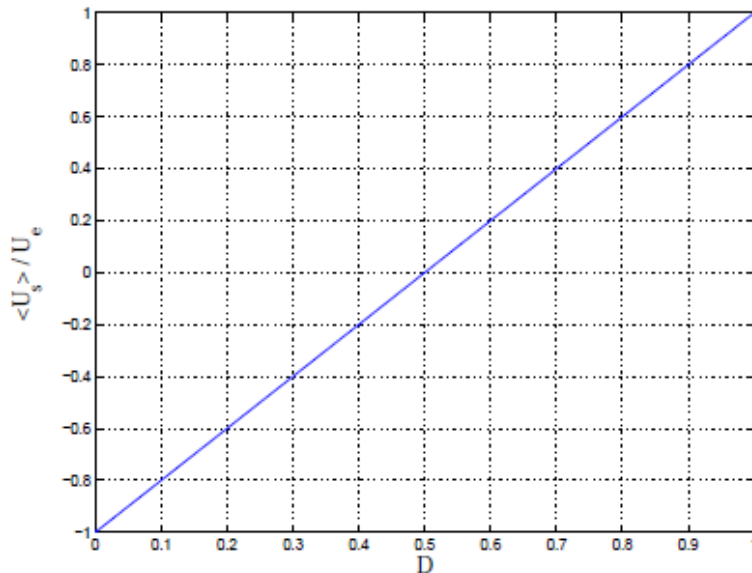


Figure II.8. Valeur moyenne de U_s en fonction de D .

Commande des moteurs à courant continu (Étude et simulation)

En outre, par la nature des interrupteurs choisis (bidirectionnels en courant), le courant I_s dans la source de courant peut également être positif, ou bien négatif. Les modes de conduction critique et discontinus n'existent donc pas.

II.4.2.2.2. Courant moyen en entrée du convertisseur

Nous pouvons également établir le lien qui existe entre les valeurs moyennes du courant en entrée I_e et du courant en sortie I_s .

Pour ce faire, et afin de clarifier notre raisonnement, nous considérons à nouveau Figure II.9 la topologie étudiée, en désignant par le symbole K_i les interrupteurs constitués d'un transistor T_i muni d'une diode en anti-parallèle D_i . Il n'est en effet d'aucune utilité, dans ce paragraphe, de savoir si le transistor ou bien la diode conduisent lorsqu'un interrupteur est passant.

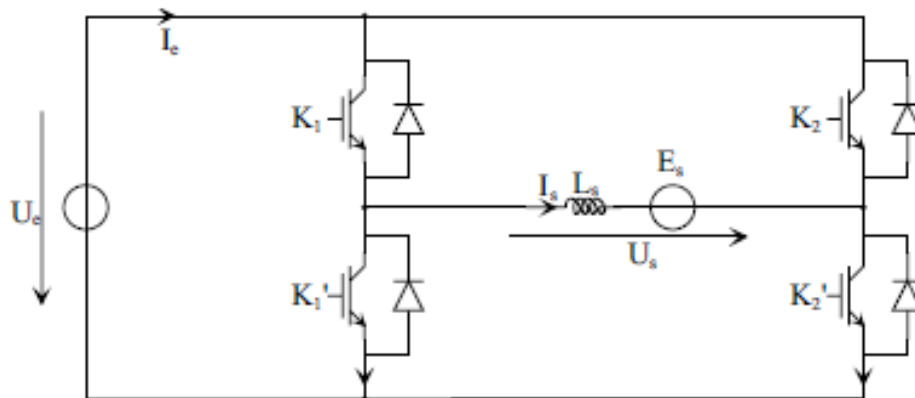


Figure II.9. Structure du convertisseur DC/DC réversible en courant et en tension.

Nous donnons en outre Figure II.10 les formes d'onde type du courant en sortie I_s ainsi que du courant en entrée du convertisseur.

Deux cas sont ainsi illustrés :

- ✓ Figure II.10 (a) : le courant en sortie du convertisseur est de signe constant à l'échelle de la fréquence de commutation du convertisseur. Le convertisseur statique considéré étant de nature réversible en courant, ce courant peut donc être positif, ou bien négatif. Dans la représentation donnée, ce courant est positif.

Quant au courant en entrée I_e , celui-ci présente de fortes discontinuités, liées aux commutations des interrupteurs :

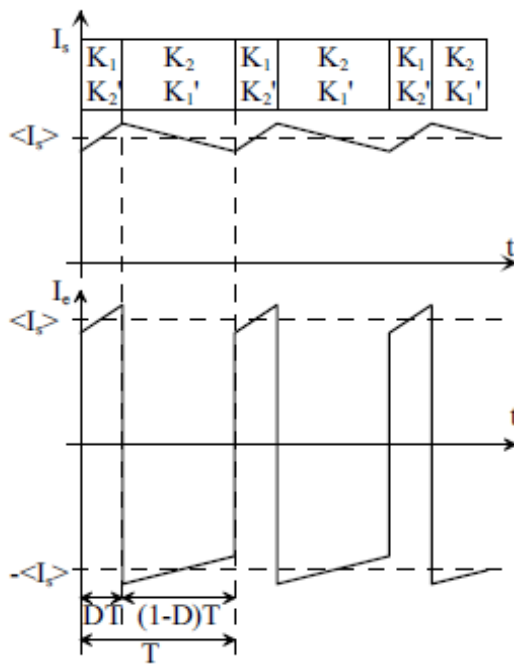


Figure II.10 (a)

Courant I_s de signe fixe

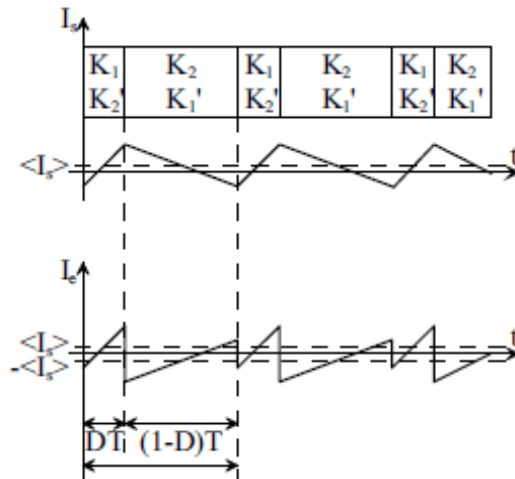


Figure II.10 (b)

Courant I_s de signe variable

Figure II.10. Courant I_e en entrée du convertisseur.

- ❖ Pendant une durée DT , les interrupteurs K_1 et K_2' sont passants. On a donc la relation:

$$I_e = I_s \quad (2.11)$$

Le courant I_s étant positif, le courant I_e l'est également. De plus cette phase de fonctionnement correspond à une croissance linéaire du courant I_s : le courant I_e croît donc de la même manière.

- ❖ Pendant une durée $(1-D)T$, les interrupteurs K_1 et K_2' sont passants. On a donc la relation :

$$I_e = -I_s \quad (2.12)$$

Le courant I_s étant positif, le courant I_e est donc de signe opposé, ce qui explique la discontinuité de courant lors de la commutation. D'autre part, cette phase de fonctionnement correspond à une décroissance linéaire du courant I_s : Le courant I_e étant de signe contraire, ce dernier croît donc linéairement en même proportion

Le courant I_e en entrée du convertisseur est donc constitué de créneaux, d'amplitude

Commande des moteurs à courant continu (Étude et simulation)

$+I_s/-I_s$. La largeur de ces créneaux est définie par le rapport cyclique D . Ceci est de plus vrai quel que soit le signe de I_s .

- ✓ Figure II.10 (b) : le courant en sortie du convertisseur change de signe à l'échelle de la fréquence de commutation du convertisseur. Ce cas de figure correspond à de faibles valeurs du courant moyen $\langle I_s \rangle$ en sortie du convertisseur.

Rien n'est changé par rapport au cas de figure précédent, si ce n'est qu'à cause de la faible valeur de $\langle I_s \rangle$, les discontinuités du courant I_e lors des commutations sont d'amplitudes moindres.

Quel que soit donc le signe du courant I_s , et dans la mesure où les ondulations du courant I_s sont linéaires autour de sa valeur moyenne (ce qui est pratiquement toujours le cas), on peut ainsi définir la valeur moyenne $\langle I_e \rangle$ du courant en entrée par la relation suivante :

$$\langle I_e \rangle = \frac{1}{T} [\langle I_s \rangle DT - \langle I_s \rangle (1-D)T] \quad (2.13)$$

$$\langle I_e \rangle = \langle I_s \rangle (2D - 1)T \quad (2.14)$$

Il vient donc :

$$\frac{\langle I_e \rangle}{\langle I_s \rangle} = 2D - 1 \quad (2.15)$$

Deux commentaires peuvent être portés sur cette relation. Comme pour tout convertisseur DC/DC, on exprime ainsi la nature de ((rapport de transformation)) jouée par le rapport cyclique D . Cette relation est en effet identique à la relation qui définit le rapport $\frac{\langle U_s \rangle}{U_e}$.

Par ailleurs, étant entendu que le convertisseur sur lequel nous raisonnons est un convertisseur ((quatre quadrants)), la puissance échangée entre la source de tension continue et la source de courant doit pouvoir changer de signe. Afin de préciser cela, on a souvent recours aux conventions suivantes :

-source de tension U_e : représente l'alimentation du convertisseur. Lorsque le produit $U_e \langle I_e \rangle$ est positif, la puissance est fournie par cette source que l'on considère ainsi selon des conventions générateur.

Commande des moteurs à courant continu (Étude et simulation)

-source de courant I_s : représente généralement la charge du convertisseur. Lorsque le produit $\langle U_s \rangle \langle I_s \rangle$ est positif, la puissance est absorbée par cette source que l'on considère ainsi selon des conventions récepteur.

Ainsi, plusieurs cas de figures sont possibles :

- ✓ $D < \frac{1}{2}$: la tension moyenne en sortie du convertisseur $\langle U_s \rangle$ est négative.
 - si $\langle I_s \rangle < 0$, alors $\langle I_e \rangle > 0$. La puissance fournie par la source de tension et celle absorbée par la source de courant sont positives. La fluence d'énergie se fait de la source de tension vers la source de courant.
 - si $\langle I_s \rangle > 0$, alors $\langle I_e \rangle < 0$. La puissance fournie par la source de tension et celle absorbée par la source de courant sont négatives. La fluence d'énergie se fait de la source de courant vers la source de tension.

- ✓ $D > \frac{1}{2}$: la tension moyenne en sortie du convertisseur $\langle U_s \rangle$ est positive.
 - si $\langle I_s \rangle > 0$, alors $\langle I_e \rangle > 0$. La puissance fournie par la source de tension et celle absorbée par la source de courant sont positives. La fluence d'énergie se fait de la source de tension vers la source de courant.
 - si $\langle I_s \rangle < 0$, alors $\langle I_e \rangle < 0$. La puissance fournie par la source de tension et celle absorbée par la source de courant sont négatives. La fluence d'énergie se fait de la source de courant vers la source de tension.

II.4.2.2.3. Ondulation du courant de sortie

Comme tout convertisseur DC/DC, la valeur de l'inductance L_s , ainsi que la valeur de la fréquence de commutation f conditionnent les ondulations \tilde{i}_s du courant I_s autour de sa valeur moyenne. Nous donnons Figure II.11 l'évolution de \tilde{i}_s .

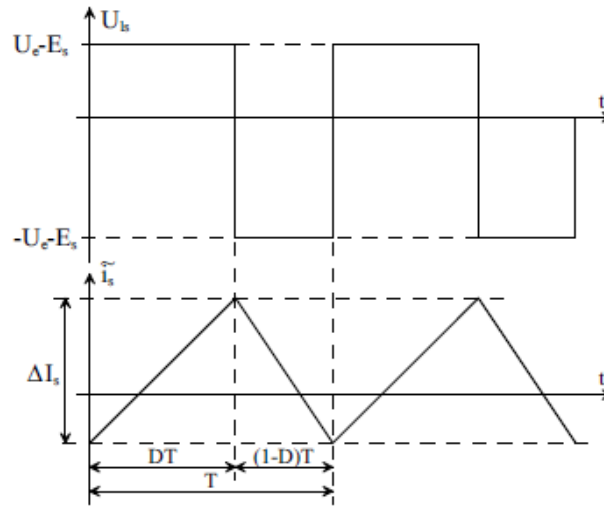


Figure II.11. Ondulation du courant I_s .

La phase de croissance et de décroissance du courant dans l'inductance L_s correspondent à des évolutions linéaires de ce courant, étant entendu que nous avons négligé tout terme résistif. Cela étant, le choix de la fréquence de commutation f est quasi généralement tel que l'évolution linéaire du courant I_s est systématiquement rencontré.

On distingue deux phases dans l'évolution de ce courant :

- Pendant DT : les interrupteurs K_1 et K'_2 sont passants (Figure II.9). La tension U_{ls} appliquée aux bornes de L_s vaut donc :

$$U_{ls} = U_e - E_s \quad (2.16)$$

- Pendant $(1-D)T$: les interrupteurs K_2 et $(1-D)T$ sont passants (Figure II.9). La tension U_{ls} appliquée aux bornes de L_s vaut donc :

$$U_{ls} = -U_e - E_s \quad (2.17)$$

La relation entre le courant I_s et la tension U_{ls} appliquée aux bornes de l'inductance L_s est la suivante :

$$U_{ls} = L_s \frac{\Delta I_s}{\Delta t} \quad (2.18)$$

Pendant la durée DT (Figure II.11), on peut écrire :

$$U_s - E_s = L_s \frac{\Delta I_s}{\Delta T} \quad (2.19)$$

$$\Rightarrow \Delta I_s = \frac{(U_e - E_s)}{L_s f} D \quad (2.20)$$

Compte tenu de la relation (2.10), il vient ainsi :

$$\Delta I_s = \frac{U_e}{L_s f} 2D(1-D) \quad (2.21)$$

Le tracé de $\frac{\Delta I_s}{U_e} L_s f = f(D)$ est donné Figure II.12.

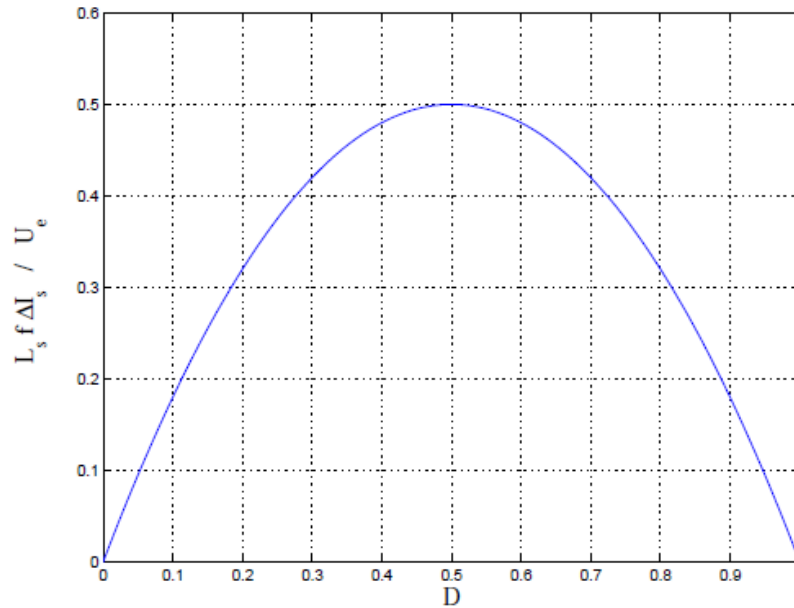


Figure II.12. Ondulation du courant I_s en fonction du rapport cyclique D .

A l'instar des autres types de convertisseurs statiques, l'ondulation du courant de sortie I_s est maximale lorsque $D = \frac{1}{2}$, c'est-à-dire lorsque la tension moyenne en sortie du convertisseur est nulle. Cela correspond au cas extrême que l'on considérera lorsqu'on calculera la valeur de l'inductance L_s : on est ainsi sûr que les ondulations du courant I_s ne dépasseront pas la valeur prescrite, quelle que soit la valeur du rapport cyclique D . [14]

II.5. L'association du Moteur à courant continu avec hacheur à quatre quadrants

Le hacheur à quatre quadrants a une structure en "H" est à commande complémentaire (figure 5) permet un fonctionnement dans les "quatre quadrants" du plan vitesse – couple, (figure 6). [10]

Commande des moteurs à courant continu (Étude et simulation)

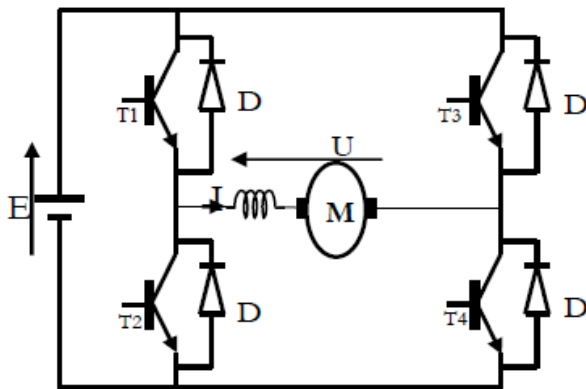


Figure II.13. Schéma d'un hacheur à quatre quadrants.

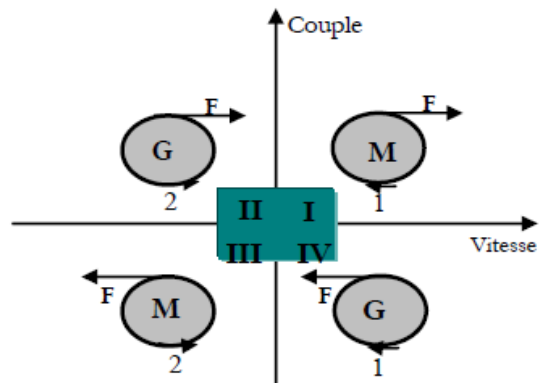


Figure II.14. Fonctionnement de la machine dans les quatre quadrants.

Les principaux modes de fonctionnement sont résumés comme suit :

Dans l'intervalle $[0, \alpha T]$: Les deux transistors qui conduisent sont T1 et T4. La tension de sortie du convertisseur dans ce cas est alors : $V=U$.

Dans l'intervalle $[\alpha T, T]$: Les deux transistors qui conduisent sont T2 et T3. La tension de sortie du convertisseur dans ce cas est alors : $V=U$.

La tension moyenne à la sortie de ce convertisseur est alors donnée comme suit :

$$V_m = \frac{1}{T} \int_0^T E(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} E(t) dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T -E(t) dt \quad (2.22)$$

On obtient :
$$V_m = (2\alpha - 1)E \quad (2.23)$$

Les différentes configurations possibles que peut avoir une machine à courant continu associée à un hacheur à quatre quadrants avec la forme de tension et du courant correspondant sont présentées ci-après (figures 8-9-10-11).

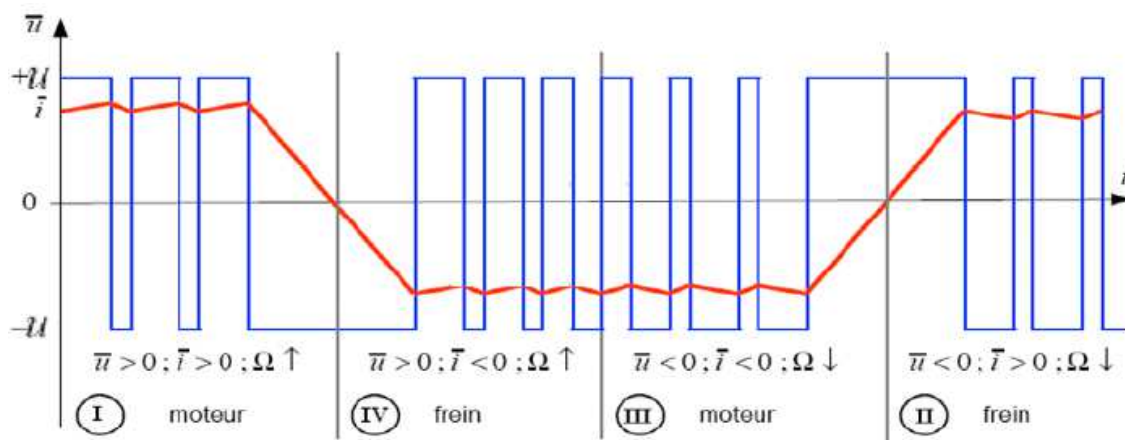


Figure II.15. Formes de tension et de courant de la machine.

Commande des moteurs à courant continu (Étude et simulation)

Les différentes configurations des interrupteurs du hacheur à quatre quadrants sont les suivantes :

Configuration I:

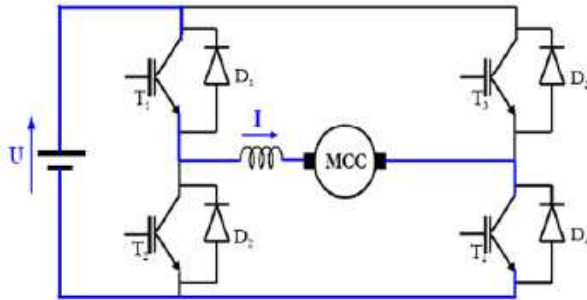


Figure II.16. T1 et T4 conduisent.

Configuration II:

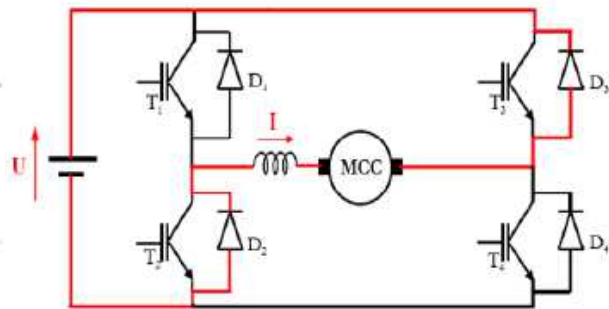


Figure II.17. D2 et D3 conduisent.

Configuration III:

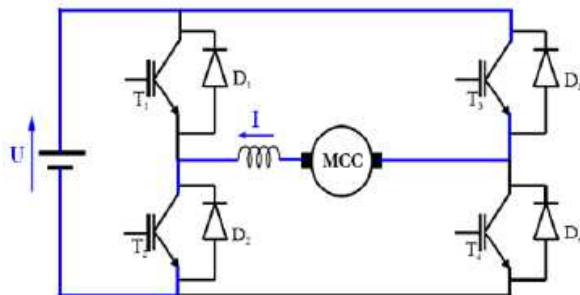


Figure II.18. T2 et T3 conduisent.

Configuration IV:

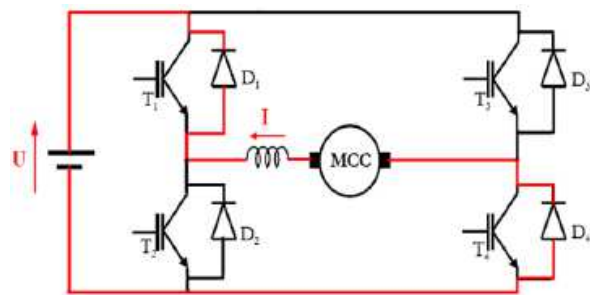


Figure II.19. D1 et D4 conduisent.

II.6. Simulation de la machine à courant continu et le hacheur à quatre quadrants

II.6.1. Simulation de la machine à courant continu

Les simulations ont été réalisées sur le logiciel PSIM qui présente une bonne plate forme pour la validation et la simulation.

Le moteur DC qui a été simulée est alimenté par une tension 120V par contre dans la pratique on est choisi un moteur à aimant permanent de 30V.

On présente deux cas de simulation, premièrement le moteur est à vide puis en charge.

II.6.1.1. Le moteur à courant continue est à vide

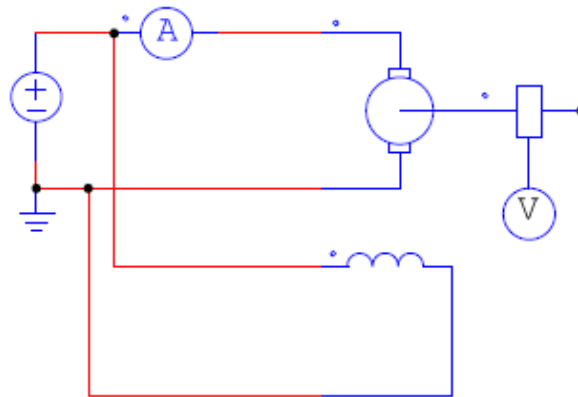


Figure II.20. Le schéma du moteur à courant continu sans la charge sous Psim.

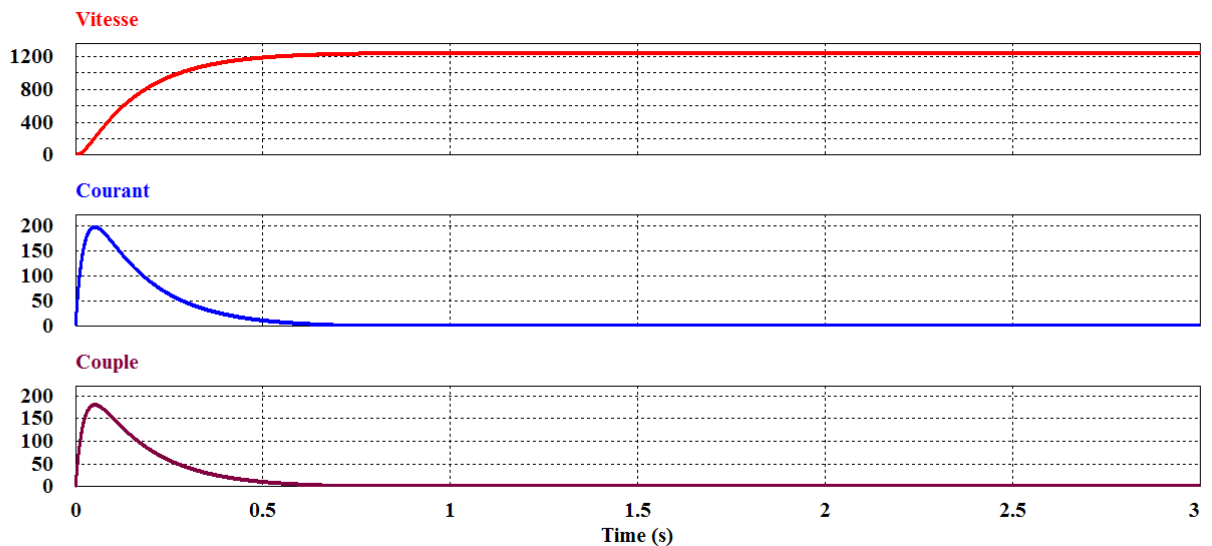


Figure II.21. Les courbes de la tension et du courant et le couple respectivement du moteur DC sans une charge.

II.6.1.2. Le moteur à courant continue lié à une charge

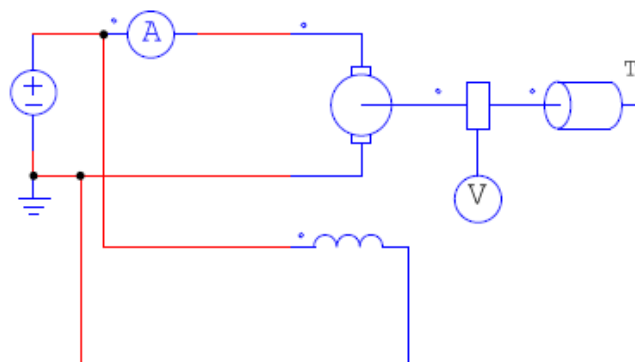


Figure II.22. Le schéma du moteur à courant continu avec une charge sous Psim.

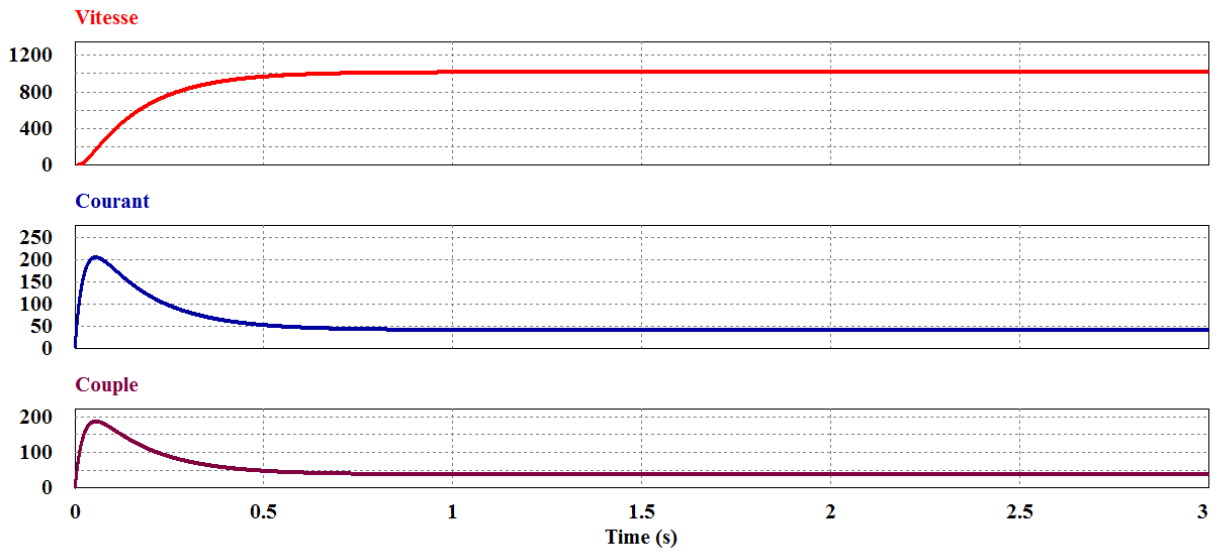


Figure II.23. . Les courbes de la tension et du courant et le couple du respectivement du moteur DC avec une charge.

Les résultats de simulation du moteur à courant continu montrent que le moteur développe un couple fort dans la phase d'accélération, puis lorsque la vitesse devient constante le courant et le couple électromagnétique s'annulent c'est le cas où le moteur est à vide et stabilise à une valeur selon la charge.

II.6.2. Simulation du Hacheur en pont sous PSIM /SIMULINK

La figure II.24 donne le schéma de l'étage de puissance sous PSIM, il est constitué d'un hacheur en pont. Le signal de commande est généré par Matlab est représentée par la figure II.25.

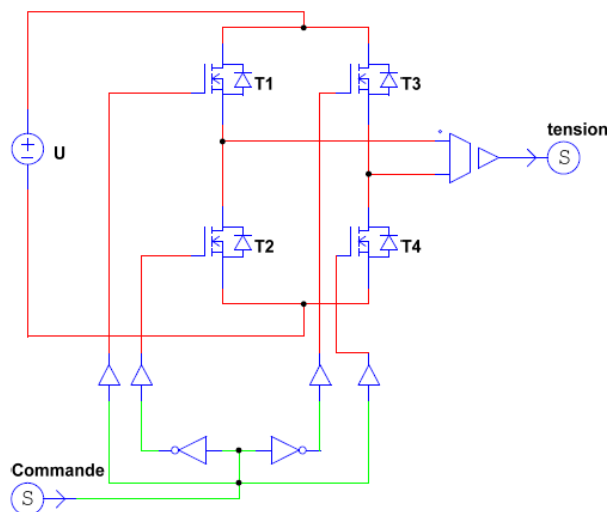


Figure II.24. Partie puissance, le hacheur à quatre quadrants sous PSIM.

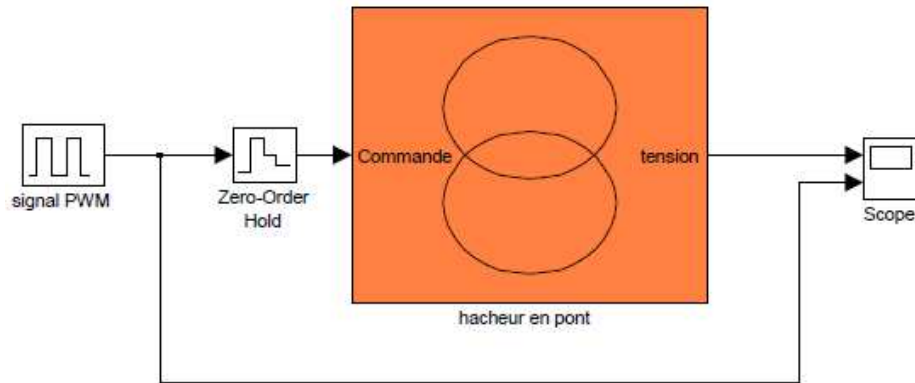


Figure II.25. Partie de la commande MLI et le hacheur en pont sous SIMULINK.

II.6.2.1. Résultats de simulation et interprétation

Pour la simulation nous avons choisi trois différents rapports cycliques.

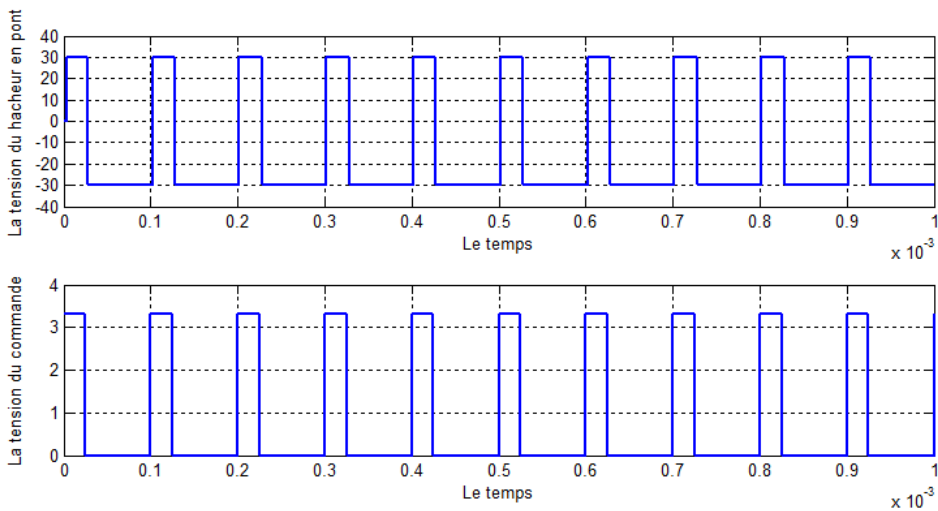


Figure II.26. Résultat pour : $\alpha=0.25$, $T=10\text{kHz}$.

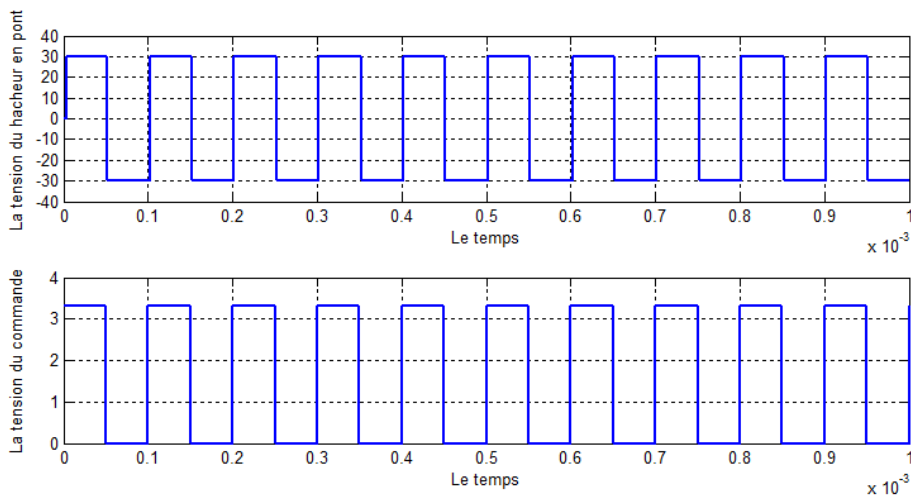


Figure II.27. Résultat pour : $\alpha=0.5$, $T=10\text{kHz}$.

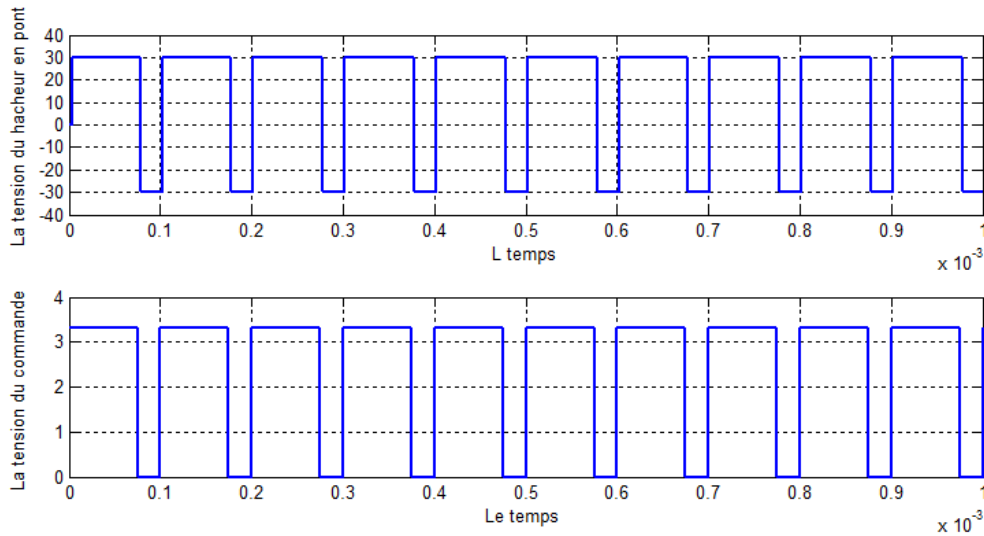


Figure II.28. Résultat pour : $\alpha=0.75$, $T=10\text{khz}$.

Pour $\alpha < 0.5$, la valeur moyenne de la tension de sortie est négative. On peut inverser le sens de rotation du moteur pour un rapport cyclique inférieur à 0.5 car la tension moyenne aux bornes du moteur est alors négative, et inversement pour $\alpha > 0.5$, la valeur moyenne de la tension de sortie est positive.

Pour faire varier la vitesse du moteur, on l'alimente maintenant directement par l'intermédiaire du hacheur à quatre quadrants.

II.6.3. Modélisation de l'association moteur à courant continu avec le hacheur à quatre quadrants

Pour faire varier la vitesse du moteur, on l'alimente maintenant directement par l'intermédiaire du hacheur.

II.6.3.1. Modélisation de l'association (moteur à courant continu avec le hacheur à quatre quadrants) à vide

Commande des moteurs à courant continu (Étude et simulation)

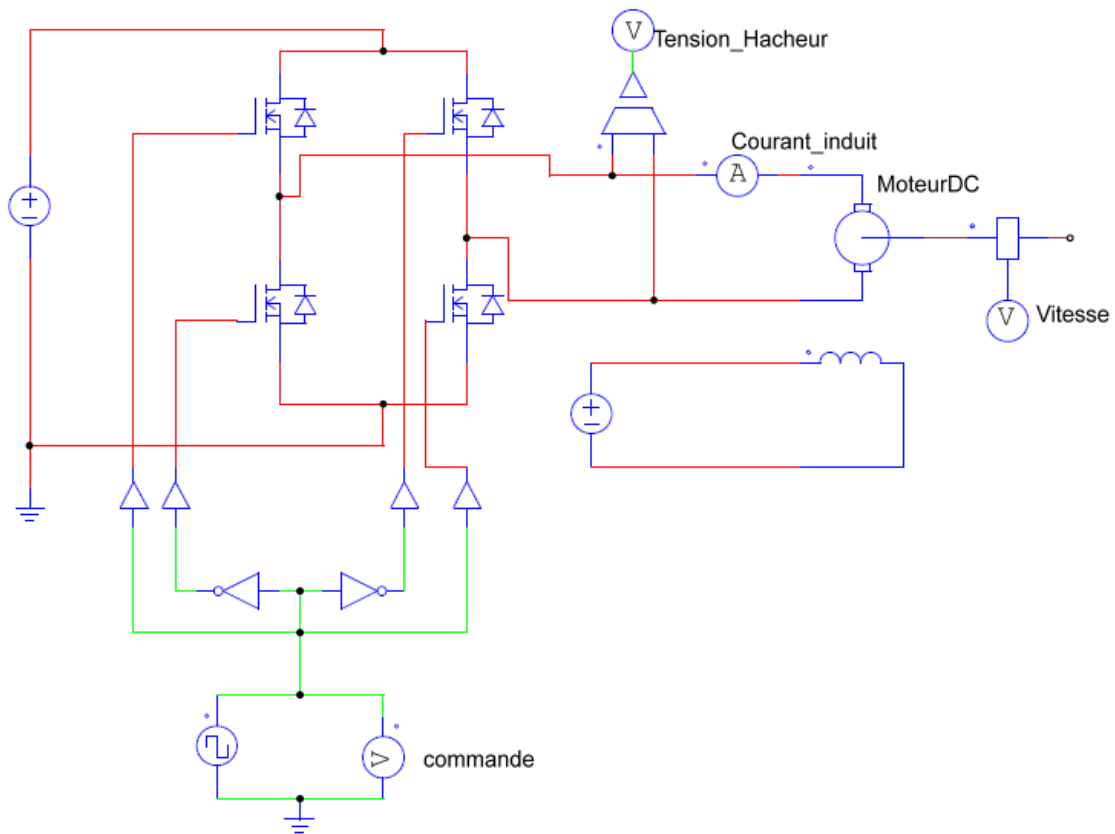


Figure II.29. Schéma de l'association moteur DC-le hacheur en pont sans la charge.

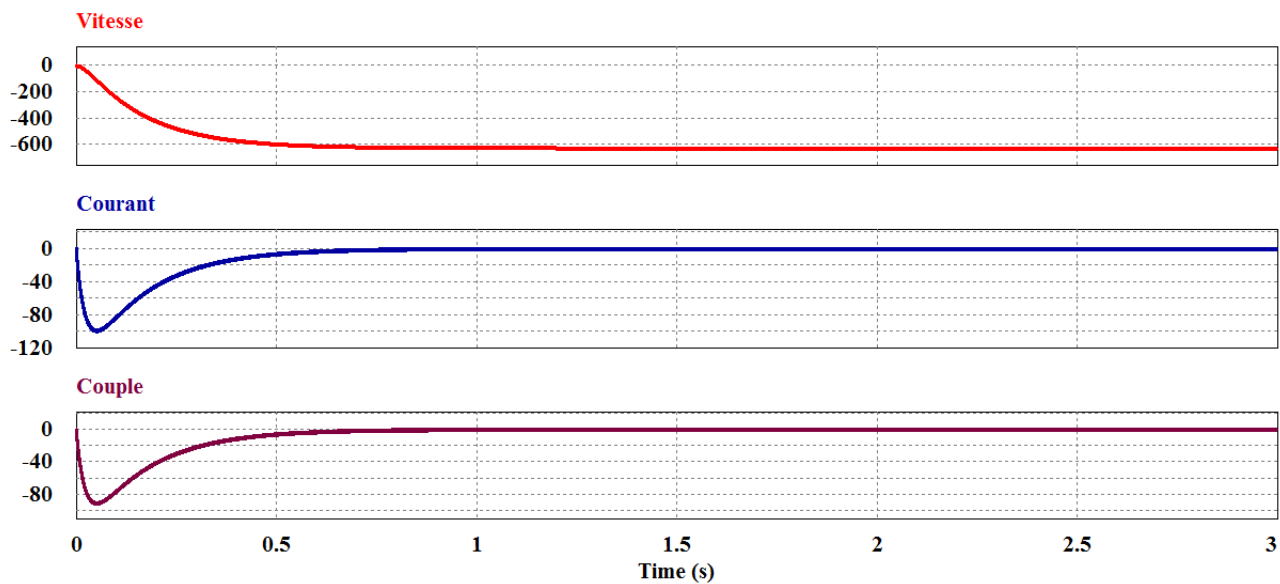


Figure II.30. Les courbes de la tension et du courant et le couple du respectivement du (moteur DC associé à un hacheur en pont) à vide pour $\alpha=0.25$.

Commande des moteurs à courant continu (Étude et simulation)

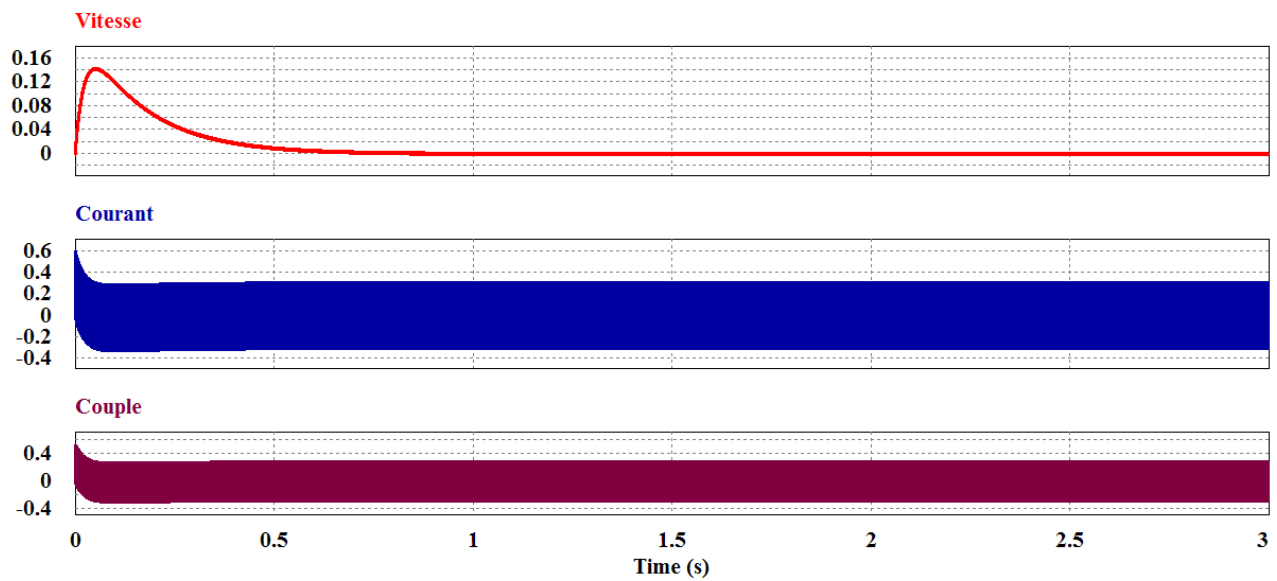


Figure II.31. Les courbes de la tension et du courant et le couple du respectivement du (moteur DC associé à un hacheur en pont) à vide Pour $\alpha=0.5$

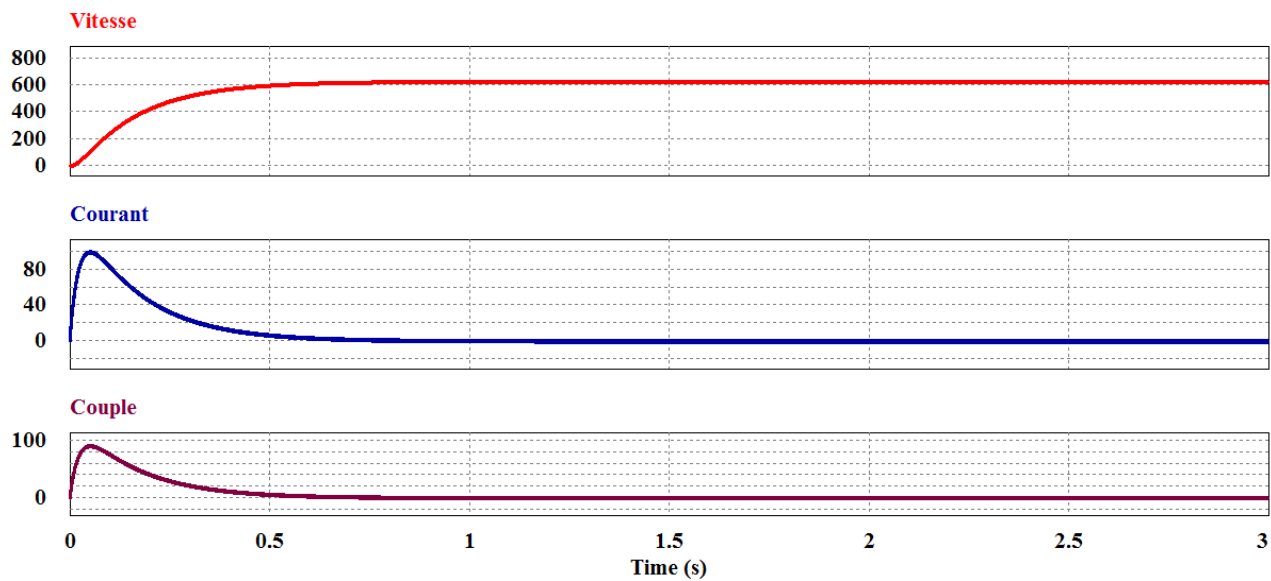


Figure II.32. Les courbes de la tension et du courant et le couple du respectivement du (moteur DC associé à un hacheur en pont) à vide Pour $\alpha=0.75$

II.6.3.2. Modélisation de l'association (moteur à courant continu avec le hacheur à quatre quadrants) avec une charge

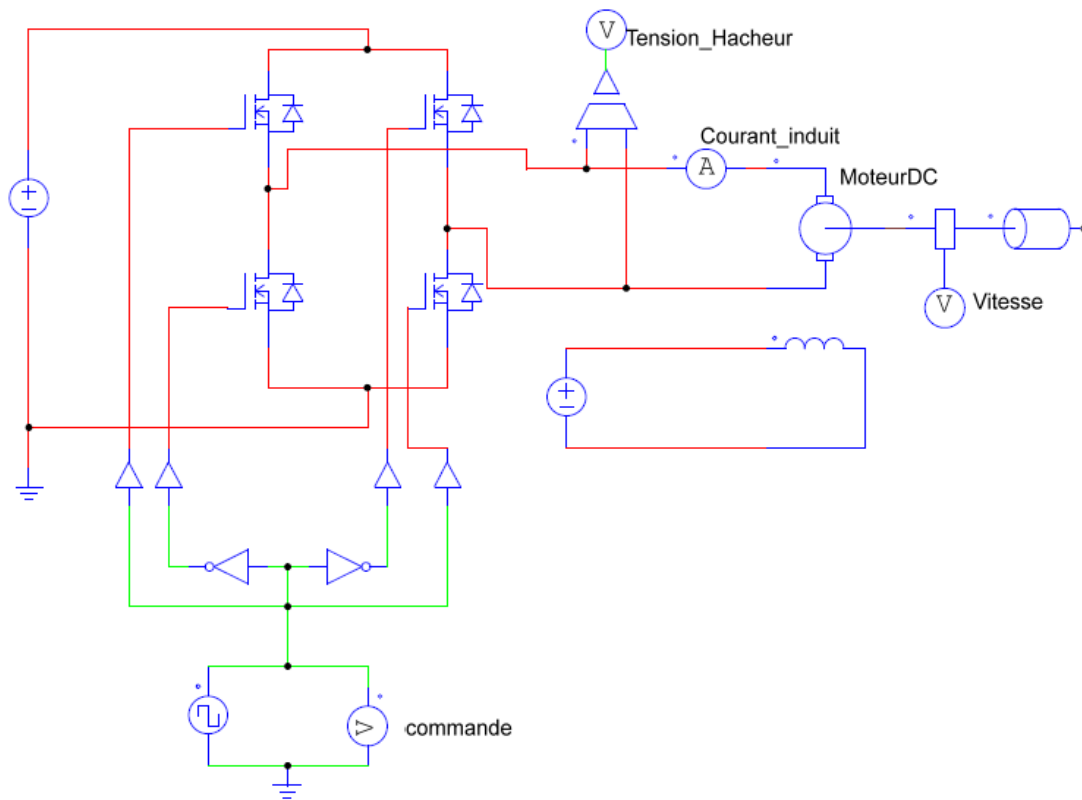


Figure II.33. Schéma de l'association moteur DC-le hacheur en pont avec une charge.

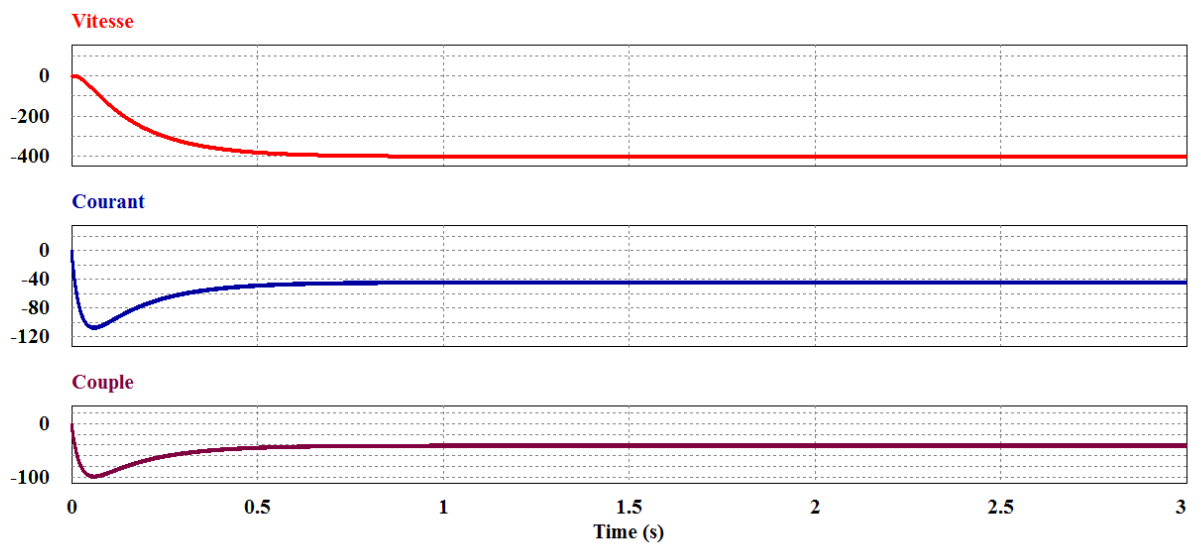


Figure II.34. Les courbes de la tension et du courant et le couple du respectivement du (moteur DC associé à un hacheur en pont) avec une charge pour $\alpha=0.25$.

Commande des moteurs à courant continu (Étude et simulation)

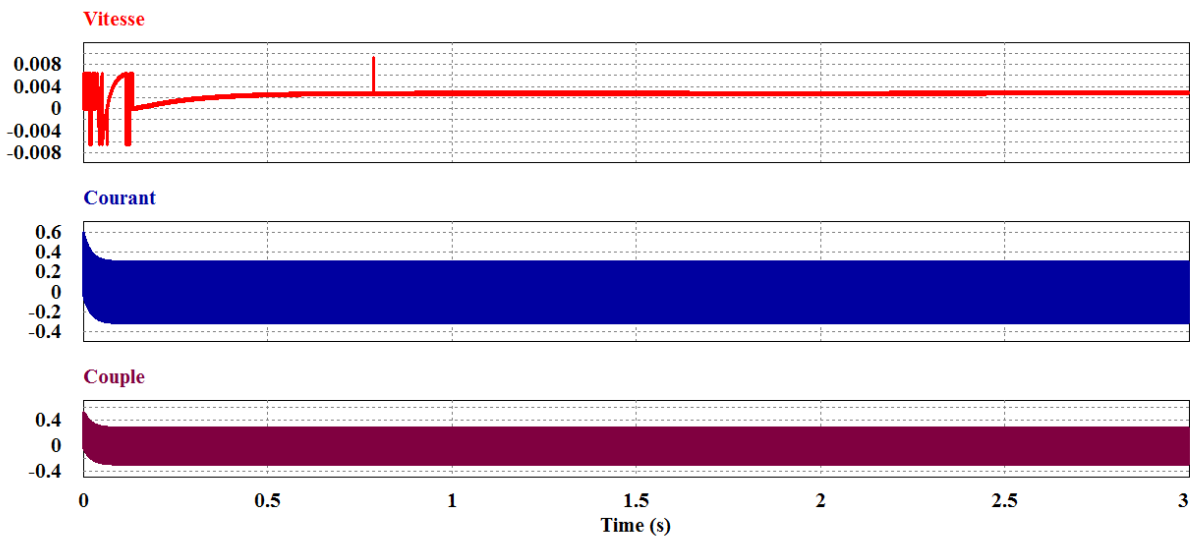


Figure II.35. Les courbes de la tension et du courant et le couple du respectivement du (moteur DC associé à un hacheur en pont) avec une charge pour $\alpha=0.5$.

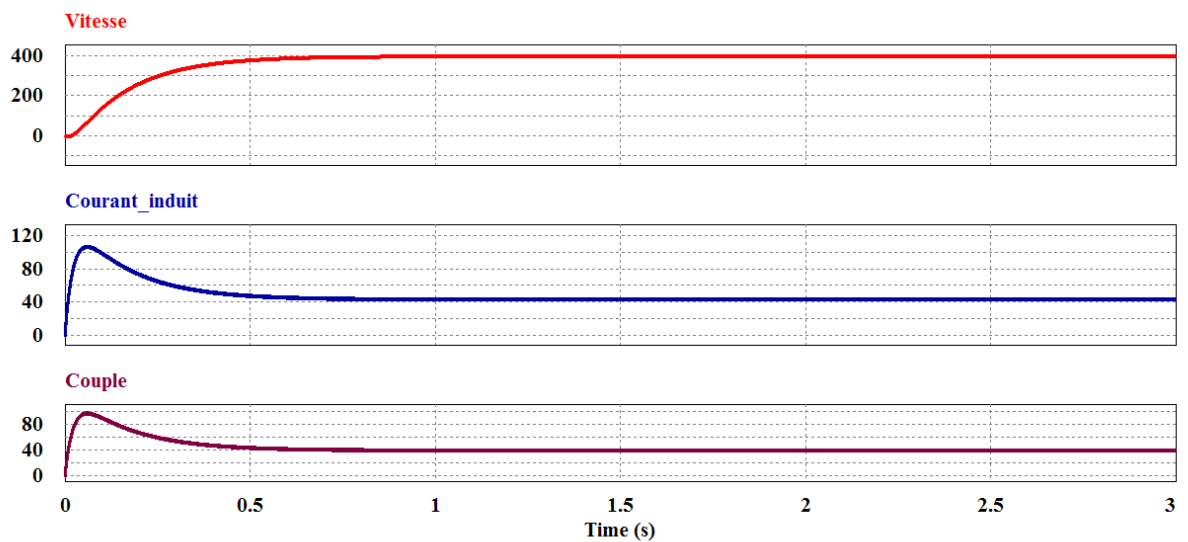


Figure II.36. Les courbes de la tension et du courant et le couple du respectivement du (moteur DC associé à un hacheur en pont) avec une charge pour $\alpha=0.75$.

II.7. Conclusion

La machine à courant continu présente une grande souplesse dans le domaine de la variation de vitesse par rapport à ses homologues triphasés; car la vitesse varie en jouant seulement sur la tension d'alimentation d'induit. Cela est assuré par un hacheur, qui est un convertisseur DC-DC permettant de générer une tension continue réglable aux bornes de l'induit du moteur. Dans ce chapitre, nous avons présentés la modélisation de l'association hacheur-moteur à courant continu, L'utilisation des hacheurs est indispensable pour faire varier la vitesse de rotation d'un moteur à courant continu

La modélisation de l'ensemble moteur à courant continu et le hacheur à quatre quadrants qui a été simulé par le logiciel Psim et aussi celle réalisée sous l'environnement « *Matlab Simulink* » avec le logiciel Psim ou (co-simulation matlab Psim), nous a permis de confirmer la validation du modèle du moteur et notre hacheur en pont.

Chapitre III

Présentation de la carte de
développement eZdspTM

F2812

III.1. Introduction

La croissance phénoménale du marché des circuits de traitement du signal est avant tout liée au succès des processeurs DSP, généraux ou spécialisés. Ce succès est en partie dû aux limitations des autres solutions matérielles (ASIC, microprocesseurs, microcontrôleurs, FPGA) du point de vue du traitement du signal.

Un DSP (Digital Signal Processor) est un composant électronique programmable de type processeur. Il est utilisé dans bon nombre de domaines d'application qui nécessitent l'utilisation de filtres numériques ou adaptatifs, des FFTs, dans l'instrumentation (analyse transitoire, spectrale), dans le domaine médical (monitoring, échographie, imagerie médicale), dans les applications de contrôle (asservissement, robotique), le multimédia et l'imagerie, le militaire (radar, guidage de missile), les télécommunications (modems radio, cryptage de données, répéteurs de ligne) et le grand public (automobile, électroménager).

La principale différence entre un microprocesseur classique et un DSP réside dans le temps de traitement de certains calculs.

Dans la pratique, la plupart des DSP ont un jeu d'instructions spécialisé permettant de lire en mémoire une donnée, d'effectuer une multiplication, puis une addition, et enfin d'écrire en mémoire le résultat, le tout en un seul cycle d'horloge. Ce type d'opération est nommé MAC, de l'anglais (Multiply and Accumulate). Une autre caractéristique des DSP est leurs capacités à réaliser plusieurs accès mémoire en un seul cycle. Ceci permet à un DSP de chercher en mémoire une instruction et ses données réalisant un MAC, et simultanément, d'y ranger le résultat du MAC précédent. Le gain de temps est évident.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à ce qui fait la spécificité du DSP TMS320F2812 et leur carte eZdsp de chez Texas Instrument, puis le code composer studio et C2000. [15] [16] [17]

III.2. La famille des processeurs TMS320

Les processeurs TMS320 sont des processeurs de la compagnie Texas Instruments à point fixe, et à point flottants, dédiés au traitement numérique des signaux.

On trouve également des DSP à architecture multiprocesseurs. Ils sont bien adaptés pour les traitements à temps réels. On peut classer les processeurs de la famille des TMS comme suit:

Clx, C2x, C2xx, C5x, et C54x pour les DSP à point fixe

C3-x, et C4x pour les DSP à point flottant

Présentation de la carte de développement eZdsp™ F2812

C6x point fixe ou flottant

C8x pour les DSP multiprocesseurs. [18]

Les DSPs à virgule fixe: qu'on retrouve dans la plupart des applications au le cout est un facteur important (ils sont mains chers que les DSP à virgule flottante), cependant ils sont plus compliqués à programmer.

Les DSPs a virgule flottante : sont plus faciles et plus souples à programmer que les DSPs à virgule fixe, dans ce cas on fait intervenir une mantisse et un exposant et on bénéficie d'une dynamique plus importante. On retrouve ce type de DSP dans les applications Audio. [19]

III.3. La carte eZdsp TMS F2812

III.3.1. Définition

Commercialisée par la firme Spectrum Digital. Inc, l'eZdsp™ F2812 est une carte d'évaluation (de développement) autonome munie d'un DSP de type TMS320F2812 de la firme Texas Instruments (TI). Elle permet d'examiner les performances de se type de processeurs afin de déterminer s'il répond aux exigences de l'application visée et de vérifier la vitesse du code généré toute en utilisant l'outil de développement et de correction logiciels fourni par TI pour la famille C2000 des DSP. Sur la carte eZdsp™ F2812 deux connecteurs d'expansion sont pourvus, permettant ainsi toute évaluation nécessaire, et un connecteur JTAG pour interfacer avec l'émulateur (Figure III.1).

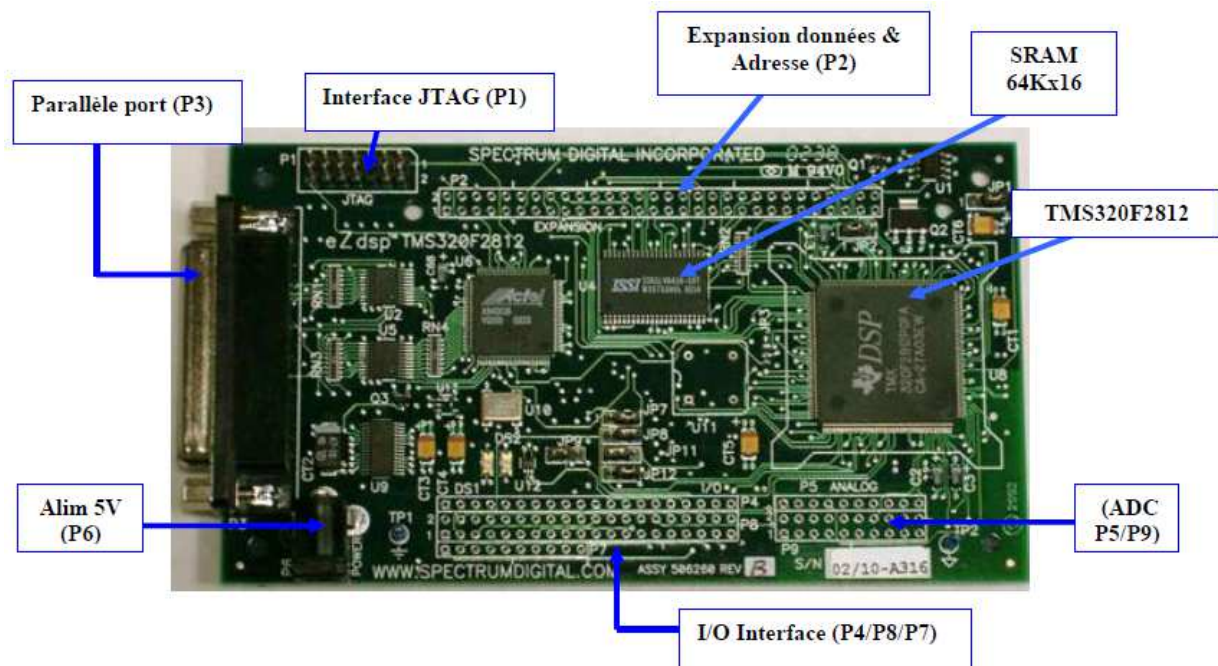


Figure III.1. Carte eZdsp™ F2812.

III.3.2. Caractéristiques

La carte **eZdsp™ F2812** possède les caractéristiques technologiques suivantes:

- ❖ Elle est munie d'un **DSP** type : **TMS320F2812** de **TI** dont les caractéristiques sont :
 - ◆ Architecture type Harvard, 32 bits à virgule fixe.
 - ◆ Vitesse d'exécution: **150 MHz / 6.67ns.**
 - ◆ RAM intégrée dans la puce (on-chip) de **18K** mots (mot de 16 bits).
 - ◆ mémoire flash intégrée dans la puce (on-chip) de **128K** mots (mot de 16 bits).
 - ◆ 2 timers à usage général.
 - ◆ 2 gestionnaires d'évènements: EVA, EVB présentant des fonctionnalités particulièrement adaptées pour la commande des machines électriques.
 - ◆ 4 compteurs de temps à usage général (GP timers).
 - ◆ 16 sorties PWM - 6 canaux CAP - 2 canaux QEP.
 - ◆ ADC à 16 canaux 12 bits.
 - ◆ 3 compteurs de temps CPU 32 bits.
 - ◆ 3 interruptions externes.
 - ◆ plus de 56 entrées/sorties à usage général programmables.
- ❖ Horloge 30 MHz.
- ❖ SRAM externe (off-chip) de 64K mots.
- ❖ 2 connecteurs d'expansion (I/O analogique).
- ❖ Contrôleur en-circuit JTAG IEEE 1149.1.
- ❖ Alimentation 5 volt par un adaptateur.
- ❖ Connecteur d'émulateur en circuit **JTAG IEEE 1149.1.**
- ❖ Outil logiciel : TI F28xx Code Composer Studio.

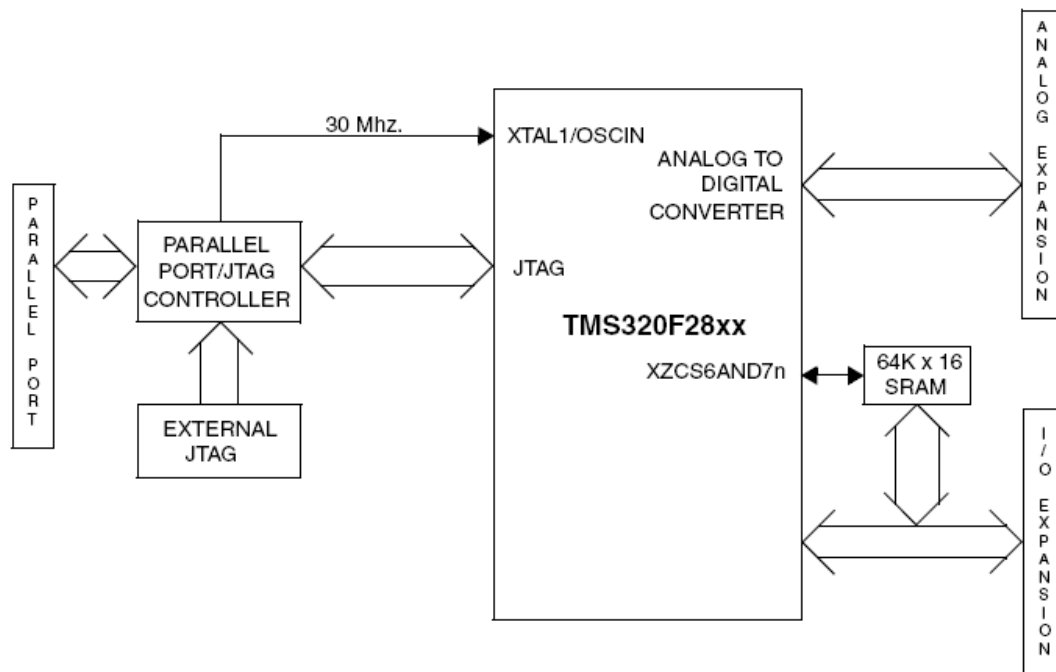


Figure III.2. Schéma synoptique de la carte eZdsp™ F2812. [20] [21]

III.3.3. DSP TMS320F2812

Le TMS320F2812 de Texas instrument, issu de la génération 28x et appartenant à la famille TMS320 est conçu pour le contrôle numérique des moteurs (BDCM, réluctance variable, pas à pas, MCC...) ainsi qu'à d'autres applications de commande (robotique) et de traitement de signaux. Ce processeur de 176 broches travaille sur des mots de 32bit à virgule fixe, possède une horloge interne qui peut atteindre les 150MHz. Ce processeur est intégré dans une carte appelé Kit qui permet son utilisation, elle est construite par Spectrum Digital et elle est du type eZdsp TMS320F2812.

Il est constitué d'un noyau dit CPU (core processor) associé à une mémoire et des périphériques. La communication entre eux se fait à travers des bus (bus de périphérique pour la communication noyau/périphérique et bus de mémoire pour la communication noyau/mémoire). Ce DSP est construit selon l'architecture Harvard qui consiste à avoir des bus de données et d'adresses différents vers la mémoire de donnée et la mémoire de programme. Le schéma synoptique du processeur est représenté sur la figure III.3

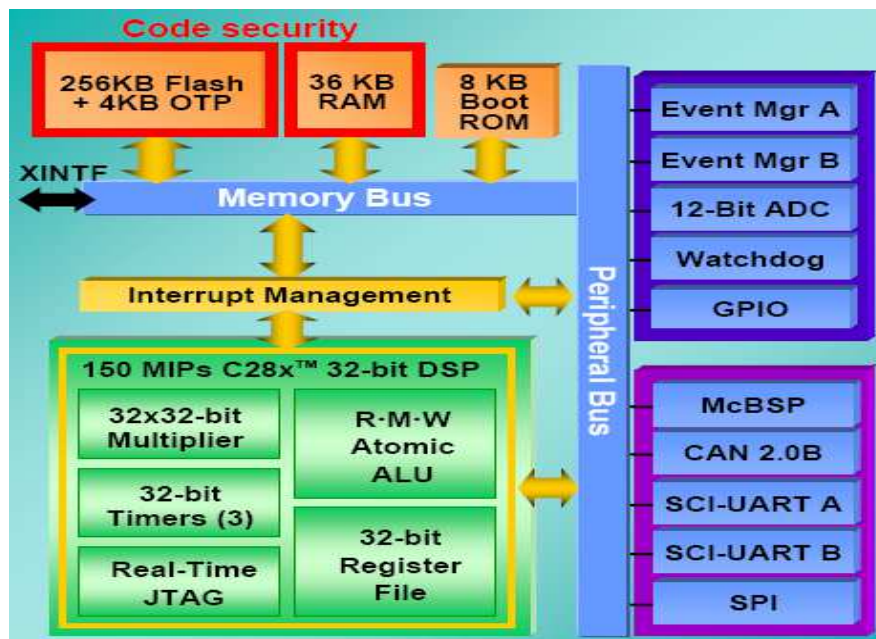


Figure III.3. Synoptique de l'architecture du processeur.

III.3.3.1. Core processor

Le CPU est principalement caractérisé par un pipeline de 8 phases. Une unité arithmétique et logique (ALU : arithmetic and logic unit) qui sert à traiter les opérations logiques et arithmétiques. Address register arithmetic unit (ARAU) qui sert à générer les adresses pour la mémoire de données ou pour incrémenter et décrémenter les pointeurs. Le Barrel shifter qui sert à faire un décalage à gauche ou à droite de 16 bit. Un multiplieur qui permet de réaliser des multiplications de 32x32 bits et un résultat sur 64 bits.

III.3.3.2. Les périphériques

Les périphériques du F2812 sont des modules intégrés qui rendent ce DSP très puissant et très intéressant en ce qui concerne son application dans des domaines de robotique, traitement d'image et de commande. Ils sont au nombre de 8 : Trois TIMER du CPU (de 32 bit), deux modules EVENT MANAGER (EVA, EVB), un module ADC (Analog to Digital Converter), un module CAN (Controller Area Network), un module McBSP (Multichannel Buffered Serial Port), deux modules SCI (Serial Communication Interface A, B) et un module SPI (Serial Peripheral Interface).

a. Trois TIMER du CPU 0/1/2

Le CPU-Timer 0 est réservé pour le système de fonctions de TI, le CPU-TIMER 1 est réservé pour le DSP/BIOS tandis que le CPU-TIMER 2 peut être utilisé par le programmeur.

b. Deux modules EVENT MANAGER (EVA, EVB)

L'EV est le périphérique le plus important pour le DMC (Digital Motor Control), il offre une large gamme d'application et de caractéristiques utiles pour la commande des moteurs, les deux modules EVA et EVB sont identiques et leur intérêt apparaît dans la commande dite multi-axes des moteurs. Chacun des modules contient des temporisateurs à usage générale (general purpose timers), full compare/PWM unit, quadrature encoder pulse. Le schéma synoptique du EV est représenté sur la figure III.4.

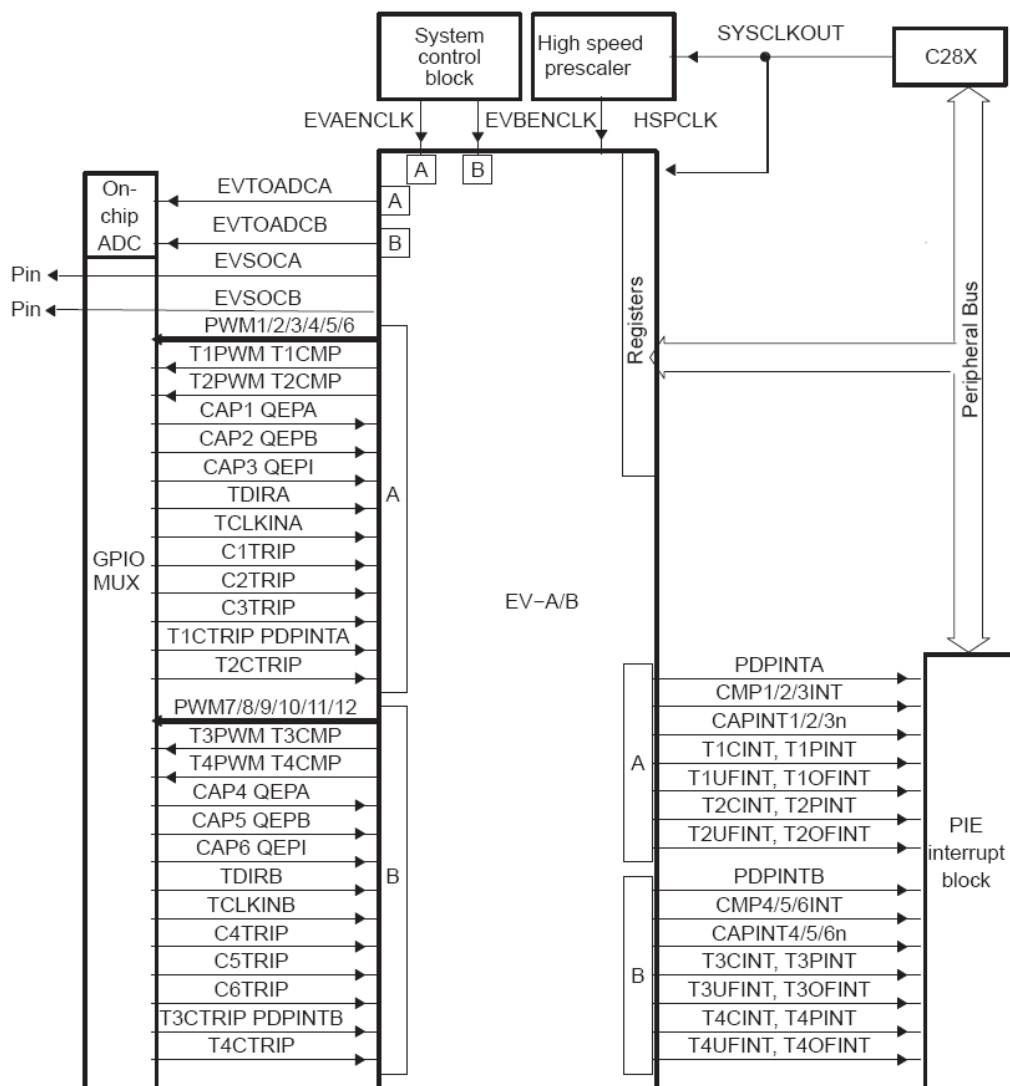


Figure III.4. Synoptique du module EV.

➤ General purpose timers (GP)

Chaque EV contient deux GP (Timer 1, 2 pour le EVA et Timer 3, 4 pour le EVB) chacun d'eux contient : un Timer counter up/down de 16 bit (TCNT), un Timer compare register de 16 bit (TCMPR), un Timer periode register de 16 bit (TPR), un timer control register de 16 bit (TCON). On a la possibilité de sélectionner l'usage d'une horloge interne ou externe du DSP pour base de temps et un choix du coefficient à choisir pour l'horloge (possibilité de choisir différentes fréquences allant jusqu'à 150MHz).

Les GP Timers peuvent être utilisés indépendamment ou synchronisés les uns avec les autres. Le registre compare associé à chaque GP Timer peut être utilisé pour générer des signaux PWM, GP Timer peut être configuré aussi comme base de temps pour QEP et les capture unit.

➤ Capture unit

Le capture unit décode les signaux acquis à travers les pins CAP1, CAP2, CAP3 pour EVA et CAP4, CAP5, CAP6 pour EVB provenant de capteurs externes (à effet Hall par exemple). Les entrées sont stockées dans des piles FIFO à deux niveaux. Le contrôle des CAP se fait à travers les registres CAPCON, sur la figure III.5 est présenté le schéma fonctionnel du CAP.

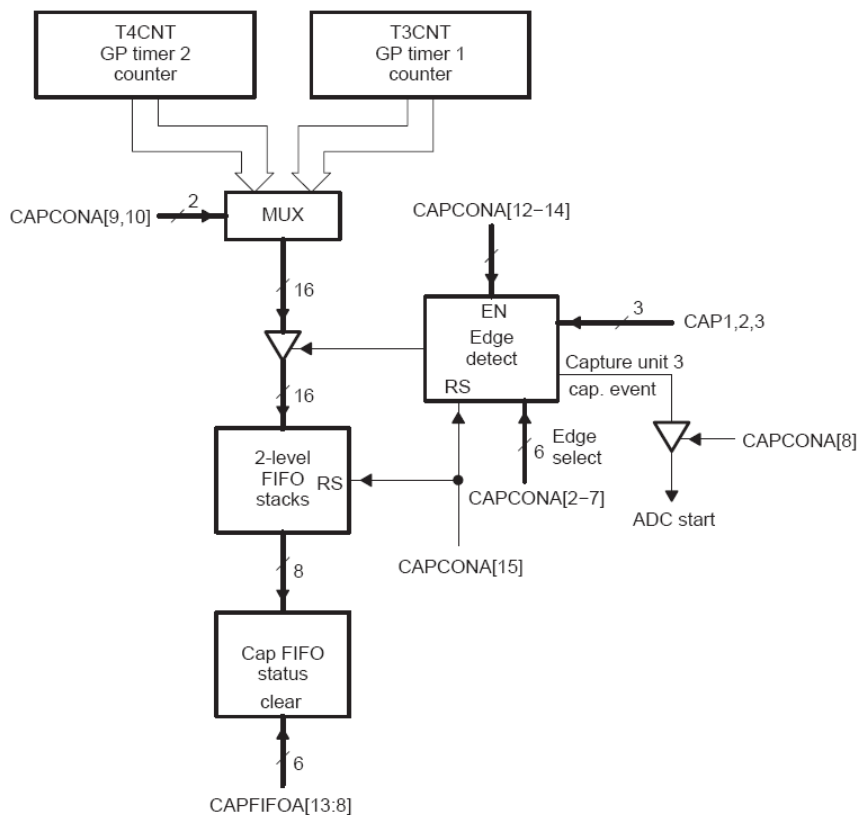


Figure III.5. Synoptique du circuit CAP.

➤ Quadrature encoder pulse

Le QEP est une unité qui permet d'utiliser des encodeurs tel qu'un capteur optique placé sur l'arbre d'un moteur. Cette unité possède deux entrées sur chaque EV (QEP1, 2 et QEP3, 4).

➤ Full Compare/PWM unit

Il y a trois unités de full compare dans chaque EV. Chaque unité est à deux sorties PWM.

Le GP Timer 1 est utilisé comme base de temps pour générer six sorties PWM, il est possible aussi de programmer un temps mort pour les PWM. [22]

c. Convertisseur Analogique Numérique ADC (Analog to Digital Converter)

Le module ADC est un pipeline de 12-bits analogique numérique ADC. Il contient deux unités échantillonneur- bloqueur (Sample-and-hold) pour l'échantillonnage simultané.

Il dispose de 16 canaux, configurables comme deux canaux indépendants de huit, au service des gestionnaires d'événement A et B.

Deux modules indépendants de 8-canaux peuvent être en cascade pour former un module de 16-canaux. Bien qu'il existe de multiples voies d'entrées et deux séquenceurs.

La figure III.6 montre le bloc de l'ADC du F2812. [2]

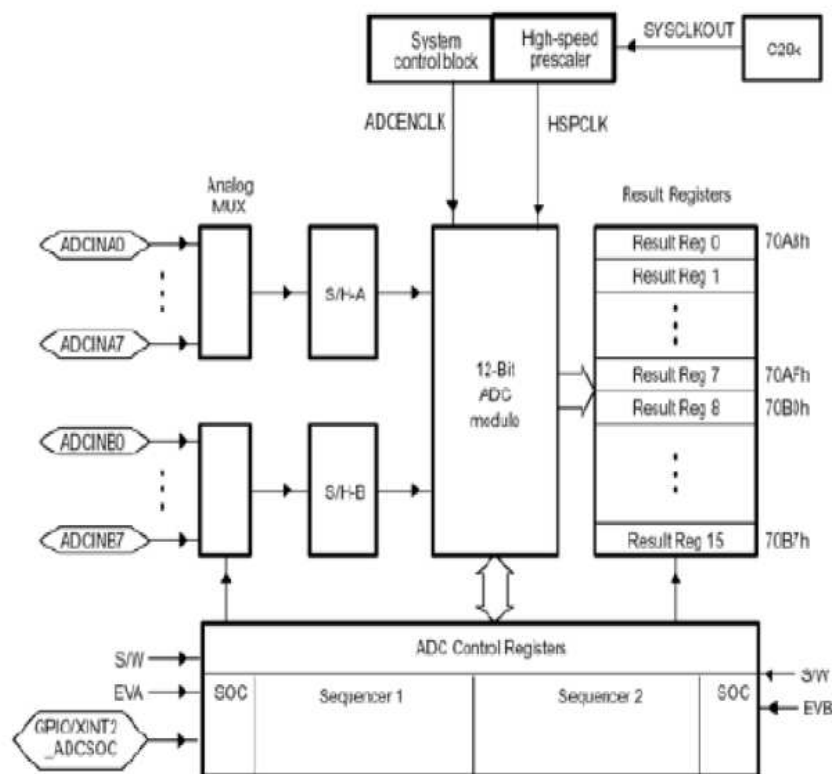


Figure III.6. Schéma Bloc ADC.

Le module ADC comprend :

- ❖ Double échantillonnage simultanée ou mode d'échantillonnage séquentielle.
- ❖ Entrée analogique: 0V à 3V.
- ❖ Période d'une simple conversion : 200ns.
- ❖ Période d'une conversion en pipeline: 60ns.
- ❖ 16 canaux, entrées multiplexées.
- ❖ Des registres de 16-bits pour les résultats (individuellement adressables) pour stocker les valeurs de la conversion.
- ❖ Pins extérieurs.

d. Un module eCAN (enhanced Controller Area Network)

Ceci est la version améliorée du périphérique CAN. Il supporte 32 boîtes aux lettres et il est compatible avec CAN2.0B.

e. Un module McBSP (Multichannel Buffered Serial Port)

Le McBSP est utilisé pour se connecter à des lignes E1 / T1, utilisé généralement pour les applications modem de haute résolution. Les McBSP reçoivent et transmettent les informations par le biais des registres de 16-niveau FIFO. Cela réduit considérablement les frais pour le service de ce périphérique.

f. Deux modules SCI (Serial Communication Interface A, B)

Le SCI est un port série asynchrone. Sur le F2812, le port support un niveau de 16, il reçoit et transmet les informations sur des registres FIFO.

g. Un module SPI (Serial Peripheral Interface)

Le SPI à une vitesse élevée, les ports séries synchrones E/S de longueur 16-bit permet d'échanger des données (16-bit) à l'intérieure comme à l'extérieure de l'appareil.

Le SPI est utilisé pour les communications entre le DSP et les périphériques externes ou à un autre processeur.

III.3.3.3. La carte mémoire

La carte mémoire du F2812 se compose de deux parties : la mémoire interne (on-chip memory) et la mémoire externe (XINTF). Chacune d'elle possède une mémoire programme et une de données.

Dans la mémoire interne, tous les registres des périphériques sont regroupés dans ce qu'on appelle les Peripheral Frames, PFO, PF1 et PF2, ce sont des espaces mémoire adressés Elle

Présentation de la carte de développement eZdsp™ F2812

comporte aussi une mémoire flash, une ROM, cinq blocs SARAM M0, M1, L0, L1, H0, et une boot ROM (Figure III.7).

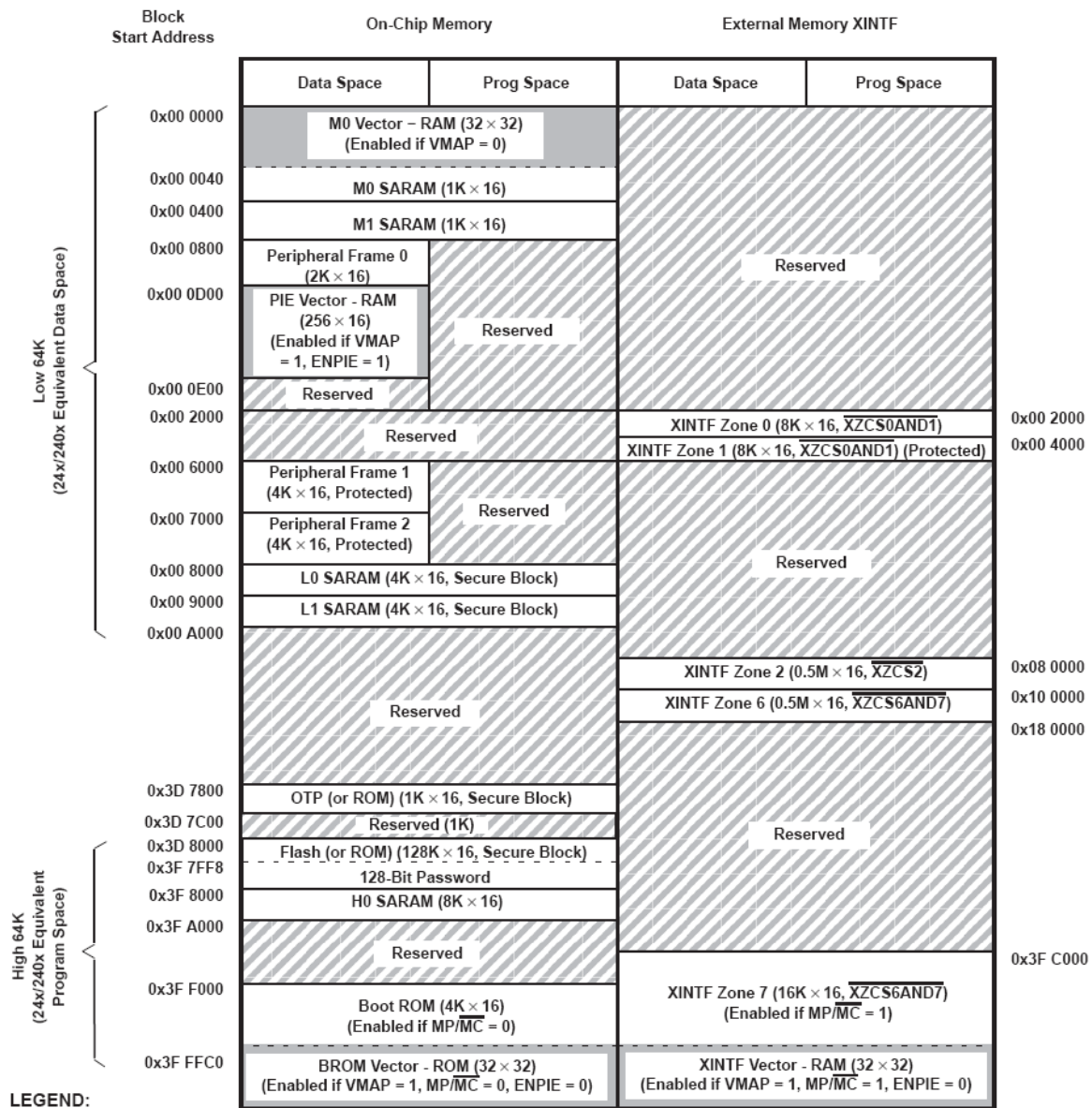


Figure III.7. Carte mémoire du TMS320F2812.

III.3.3.4. Les interruptions

Ce DSP possède plusieurs interruptions organisées en 16 lignes d'interruptions vers le core processor, 14 d'entre elles sont masquables (l'utilisateur peut les activer ou les désactiver à travers des registres dédiés) et 2 non masquable (Figure III.8).

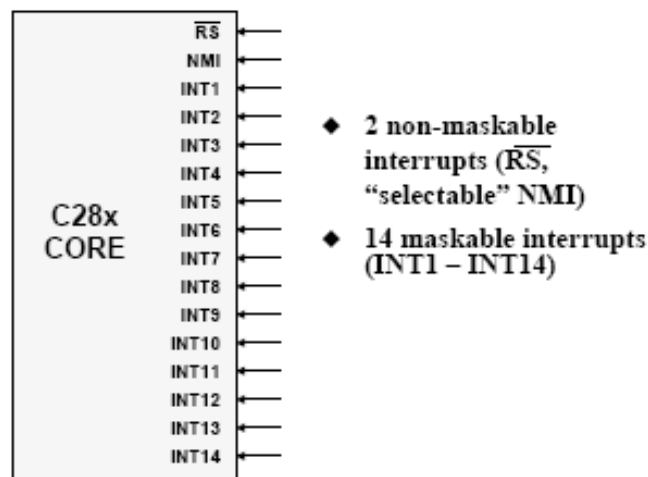


Figure III.8. Vecteur interruptions vers le CPU.

Le DSP possède en réalité 96 sources d'interruptions, mais seulement 14 entrées vers le CPU. Cela se fait grâce au Peripheral Interrupt Expansion (PIE), les interruptions sont alors organisées en 12 vecteurs de 8 lignes (8 sources), sur la figure III.9 est représenté le schéma globale de l'organisation des interruptions.

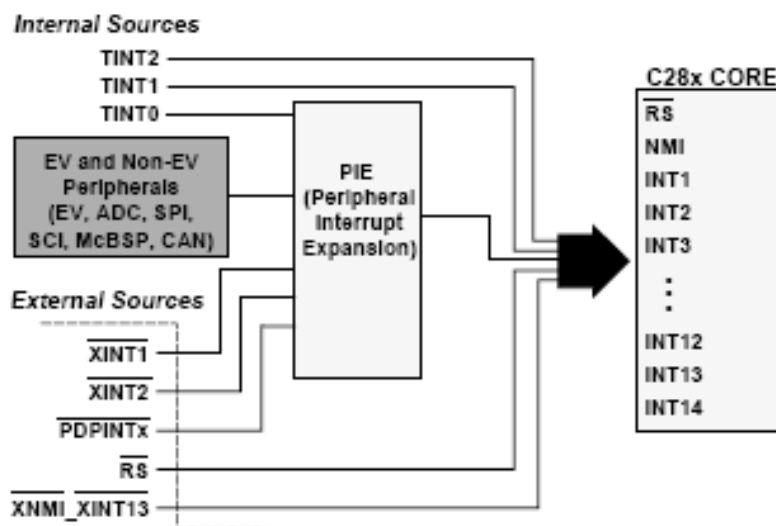


Figure III.9. Organisations des sources d'interruption avec le PIE.

III.3.3.5. PLL (Phase Locked Loop)

Le PLL est à la base une horloge qui fournit toutes les fréquences d'horloge du core processor.

III.3.3.6. Watchdog

Le watchdog est un système de protection qui possède un compteur qui génère une interruption chaque fois qu'il déborde si celui-ci n'est pas mis à zéro avant le débordement, il peut être aussi désactivé. Le watchdog est très utile pour prévenir les boucles infinies.

III.4. Les Outils de développement logiciel

III.4.1. Définitions

- **Système cible**

On appelle **système cible** (*target system*) ou **processeur cible** le système ou le processeur qui est visé par les outils de développement, et pour lequel le code est écrit. Dans notre cas, le système cible est la carte **eZdsp™ F2812** et le processeur cible est le **TMS320F2812**.

- **Système hôte**

On appelle **système hôte** (*host system*) le système qui supporte les outils de développement. Dans notre cas, le système hôte est un PC.

- **Outils de développement croisé**

On appelle **outils de développement croisé** (*cross-development tools*) l'ensemble des outils de développement qui s'exécutent sur une machine hôte, et qui permettent le développement de code pour la machine cible. Des outils de développement croisé comprennent au minimum (Figure IV.6) : un éditeur, un assembleur et un linker. Ils peuvent comprendre en plus : un compilateur, un simulateur, un chargeur, un débogueur et un émulateur. IV.6) : un éditeur, un assembleur et un linker. Ils peuvent comprendre en plus : un compilateur, un simulateur, un chargeur, un débogueur et un émulateur.

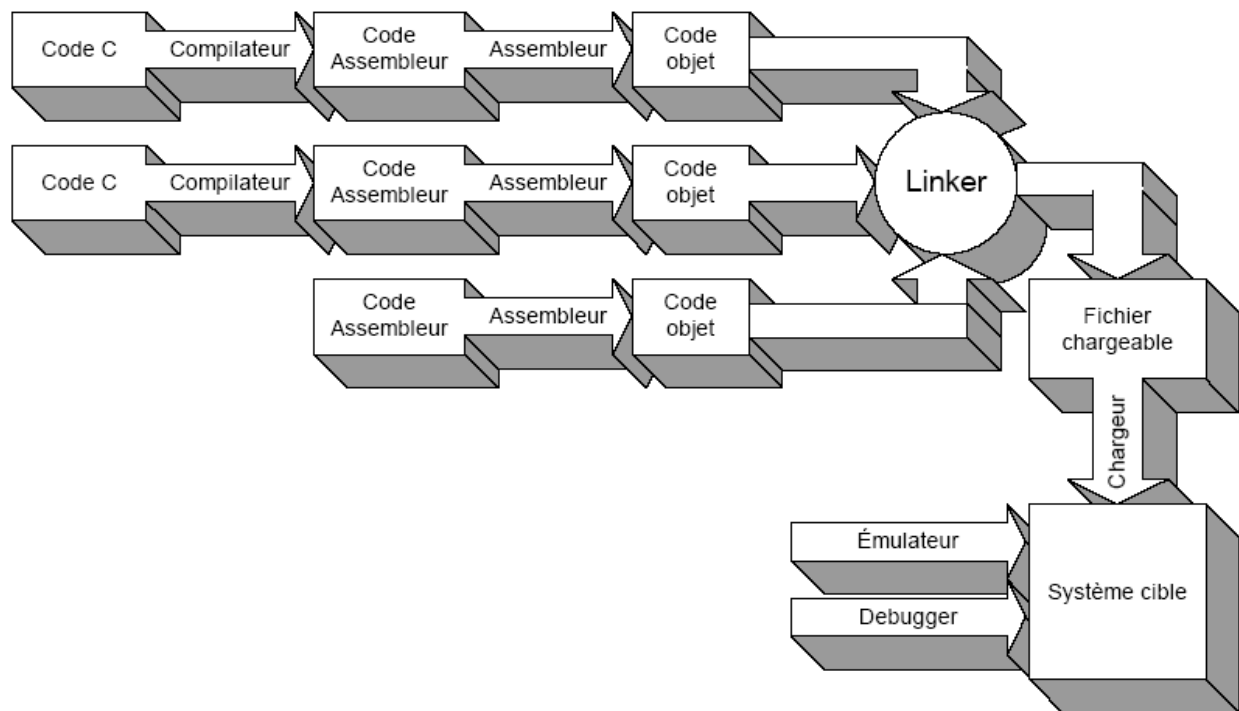


Figure III.10. Étapes de développement logiciel.

Dans notre cas d'étude, l'outil de développement logiciel retenu est : **l'Environnement de Développement Intégré : « Code Composer Studio »** (en Anglais : *Code Composer Studio Integrated Development Environment « CCS IDE »*). [20]

III.4.2. Le logiciel Code Composer Studio

Le logiciel Code Composer Studio (CCS) fournit plusieurs outils pour faciliter la construction et la mise au point des programmes utilisant les DSP. Il comprend un éditeur de code source, un compilateur de langage c/c++, un assembleur de code, un éditeur de liens, et un environnement d'exécution qui permet de télécharger un programme exécutable sur une carte cible, de l'exécuter et de le déboguer au besoin. CCS comprend aussi des outils qui permettent l'analyse en temps réel d'un programme en cours d'exécution et des résultats produits. Finalement, il fournit un environnement de gestion de fichiers qui facilite la construction et la mise au point des programmes. [18]

La figure (III.11) illustre la fenêtre de l'outil de développement Code Composer Studio.

Présentation de la carte de développement eZdsp™ F2812

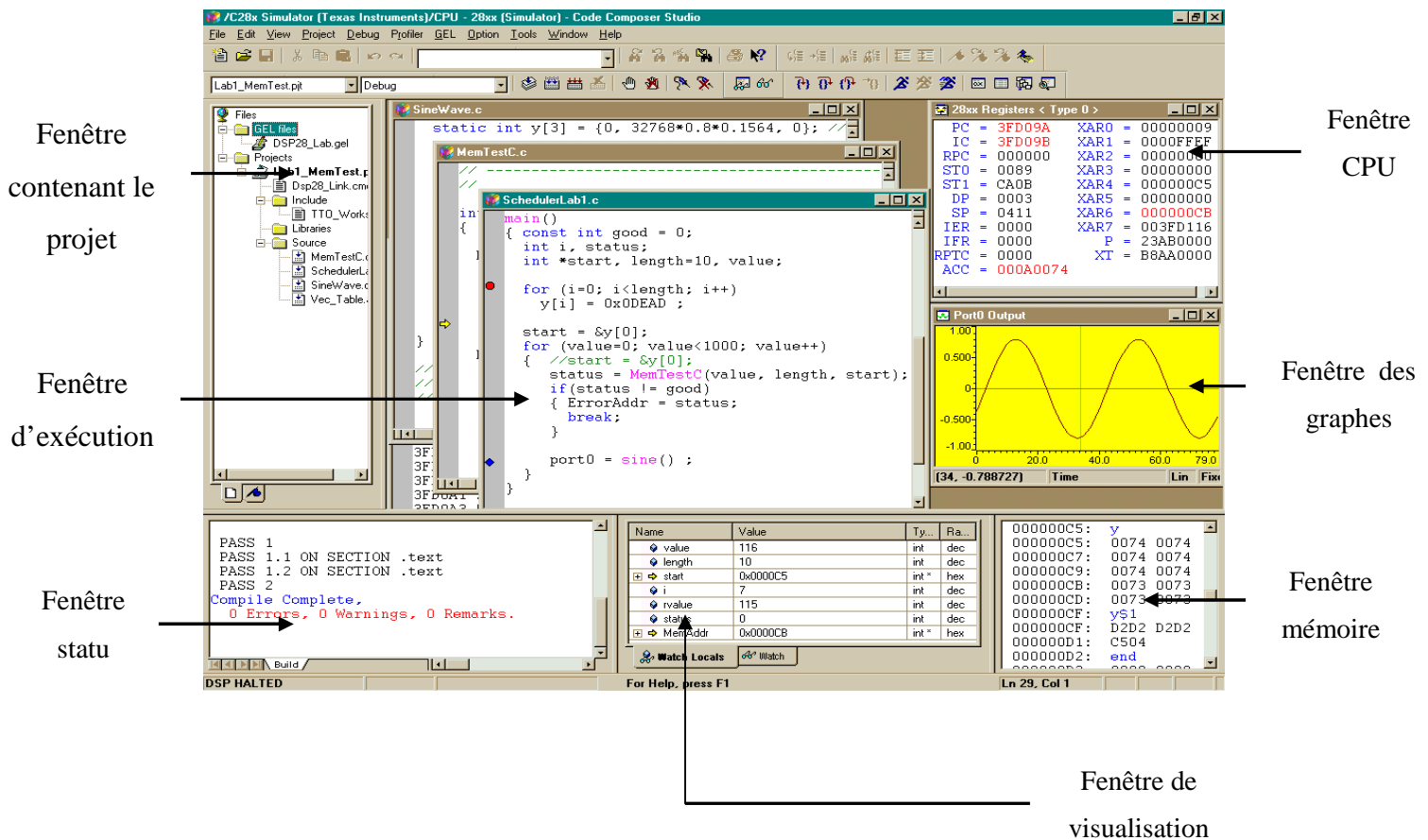


Figure III.11. Code Composer Studio. [2]

III.4.3. La liaison entre MATLAB, Simulink et CCS IDE

Mathworks, Inc. est une firme qui produit des logiciels de calcul numérique désignés pour les ingénieurs et les scientifiques. Parmi ces logiciels, on site **MATLAB/Simulink**. Ces logiciels, intègrent de plus en plus dans leurs versions récentes d'autres produits et boîtes à outils développés pour des applications bien spécifiées. Parmi les boîtes à outils de **MATLAB/Simulink**, on trouve deux produits qui facilitent énormément les étapes de conception, de correction et d'exécution du code sur notre carte **eZdsp™ F2812** à savoir : « **Embedded IDE Link™ CC** » et « **Target Support Package TC2** ». Ces produits peuvent être nommés autrement dans des versions antérieures de MATLAB/Simulink.

III.4.3.1. Embedded IDE Link™ CC

Il permet, par des fonctions **MATLAB**, de communiquer avec **CCS IDE** et les informations stockées dans les différentes mémoires et registres de la cible. Il permet d'établir la communication **RTDX** et de créer les canaux de communication. Avec « **Embedded IDE**

Présentation de la carte de développement eZdsp™ F2812

Link CC » on peut utiliser **MATLAB/Simulink** en liaison avec **CCS IDE** pour analyser, déboguer et profiler le comportement de l'exécution du code généré pour les différentes gammes des **DSP** de TI : **C2000, C5000, C6000...**

Exemples de commande MATLAB

```
>>ccsboardinfo
Board Board          Proc  Processor          Processor
Num  Name            Num  Name              Type
---  -
0    F2812 Device Simulator          0    CPU
TMS320C28xx
```

```
>> ticcs

TICCS Object:
  Processor type   : TMS320C28xx
  Processor name  : CPU
  Running?       : No
  Board number    : 0
  Processor number : 0
  Default timeout : 10.00 secs
```

III.4.3.2. Target Support Package TC2

C'est un software qui intègre **MATLAB/ Simulink** avec les outils de développement de **TI** afin de développer et de valider des traitements numériques de signal et des algorithmes de commande depuis la conception jusqu'à la génération de code. « **Target Support Package TC2** » :

Génère, à partir du modèle **Simulink** et en utilisant le software **Real-Time Workshop® Embedded Coder™**, un code C documenté, lisible et modifiable dans un format de projet **CCS**.

Automatise les tests et l'exécution de modèles **Simulink** sur les **DSP TI C2000**. On peut accéder à l'exécution du code soit à partir des outils de débogage de **CCS** ou en utilisant « **Embedded IDE Link CC** ».

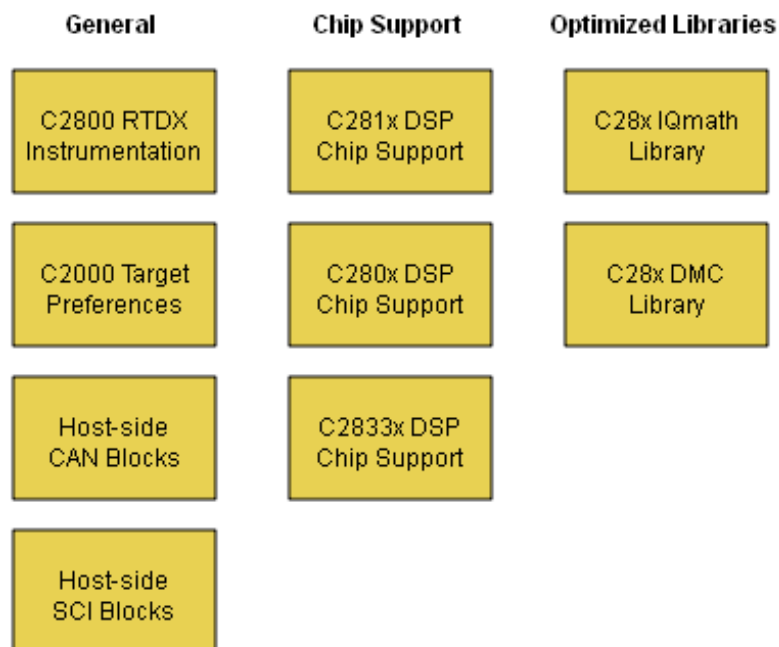
Présentation de la carte de développement eZdsp™ F2812

Réalise une implémentation temps réel du modèle **Simulink** conçu sur des carte **Spectrum Digital, Inc.** telles que **eZdsp™ F2808, F2812, et F28335**, ou toute autre carte à base d'un **DSP C280x, C2833x ou C281x** de **TI**.

Offre un accès de niveau bloc aux périphériques du **DSP**, tels que **PWM, ADC, CAN** et mémoire cible.

Offre un accès de niveau bloc à la bibliothèque **IQmath** de **TI** pour la simulation et la génération de code. [20]

« **Target Support Package TC2** » comporte dans sa version 3.0 les bibliothèques suivantes :



Target Support Package TC2 3.0

Copyright 2003-2008 The MathWorks, Inc.

Figure III.12. Les différentes bibliothèques disponibles dans
« **Target Support Package TC2** »

Pour résumer, la figure B.2 montre les liaisons entre les différents outils logiciels exposés ci-dessus :



Figure III.13. Liaisons entre les différents outils de développement logiciel. [23]

III.4.3.3. « C281x DSP Chip Support »

III.4.3.3.1. Introduction

Parmi les bibliothèques intégrées dans « **Target Support Package TC2** » on trouve la bibliothèque « **C281x DSP Chip Support** ». Cette bibliothèque comporte des blocs qui permettent de configurer facilement les différents composants de DSP F2812 tels que les **PWM**, le **ADC**,... Dans cette annexe on détaille ces différents blocs et la façon de leur configuration et on termine par des résultats expérimentaux de compilation de quelques modèles Simulink de démonstration.

III.4.3.3.2. La configuration des blocs

III.4.3.3.2.1. Le bloc PWM

Le DSP F2812 inclut une suite de modulateurs de largeur d'impulsions (PWM, de l'anglais : *Pulse Width Modulators*) et afin de les configurer, la bibliothèque C281x DSP Chip Support intégrée dans Target Support Package TC2 comporte un bloc « PWM » qui permet une configuration simple de ces modulateurs.

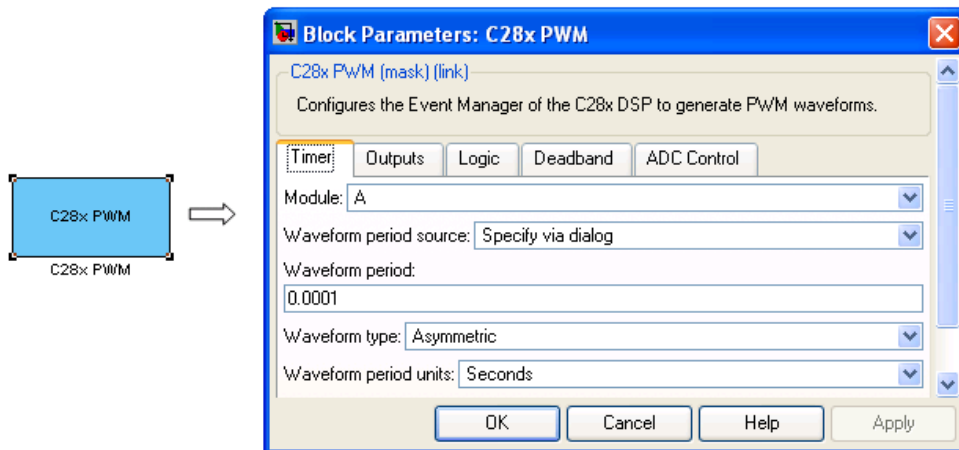


Figure III.14. La boîte de dialogue pour la configuration du bloc PWM (panneau :Timer)

La configuration de ce bloc consiste à préciser, entre autre :

- **Le module**

La carte comporte deux gestionnaires d'événements A et B et peut générer 12 signaux PWM sous forme de 6 paires, trois paires par module :

- ✓ Module A génèrent les PWMs : PWM1/PWM2, PWM3/PWM4, et PWM5/PWM6.
- ✓ Module B génèrent les PWMs : PWM7/PWM8, PWM9/PWM10, et PWM11/PWM12.

On peut choisir le module A ou B ou bien les deux et cette carte peut donc commander séparément deux machines triphasées.

- **La période de la porteuse**

Elle peut être spécifiée soit dans la boîte de dialogue elle-même ou bien par une entrée du bloc et l'unité est soit les seconds ou bien les cycles d'horloge. **Cycle d'horloge (Clock Cycle)** : Le gestionnaire d'événements et ses timers qui gèrent la génération des PWMs utilisent l'horloge appelée « **the High-Speed peripheral clock (HISCLK)** » cette horloge est toujours sélectionnée par défaut par **Target Support Package TC2**. Elle se dérive de celle du système appelée (SYSCLKOUT) comme suit : **HISCLK = [SYSCLKOUT / (high-speed peripheral prescaler)]** SYSCLKOUT : est par exemple 100 MHz pour le F2808, et 150 MHz pour le F2812 et F28335. Le « **high-speed peripheral prescaler** » est déterminé par les bits **HSPCLK** configurés en **SysCtrl** et sa valeur par défaut est **1** ce qui correspond à la valeur de high-speed peripheral prescaler de **2**. Ainsi, pour le F2812 la fréquence de l'horloge utilisée

pour les PWM est: $HISCLK = 150 \text{ MHz} / 2 = 75 \text{ MHz}$. Ce qui signifie qu'un cycle d'horloge vaut : $1/75\text{MHz}=13,33 \text{ ns}$.

- **Le type de la porteuse**

La porteuse est soit symétrique ou asymétrique.

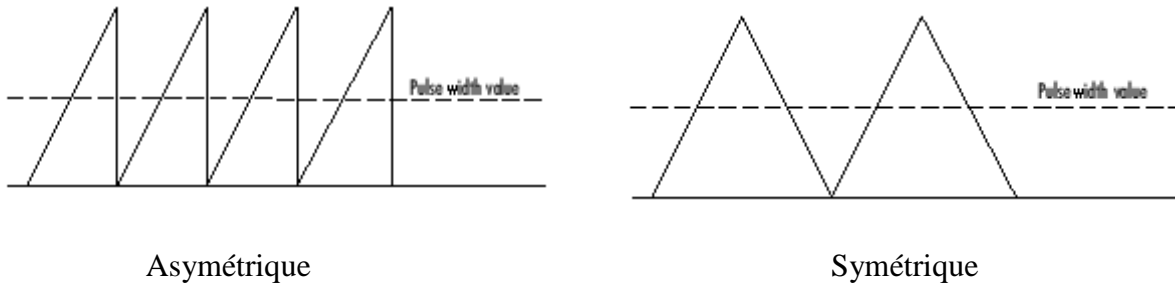


Figure III.15. Les types de la porteuse.

- **Le rapport cyclique (*Duty Cycle*)**

Dans le deuxième panneau de configuration (**Outputs**) on choisit les sorties PWM à activer. On précise pour chaque signal PWM activé le rapport cyclique, ce dernier peut être acquis comme entrée du bloc ou bien spécifié dans la boîte de dialogue elle-même et l'unité est soit le «percentages » ou les « Clock cycles ».

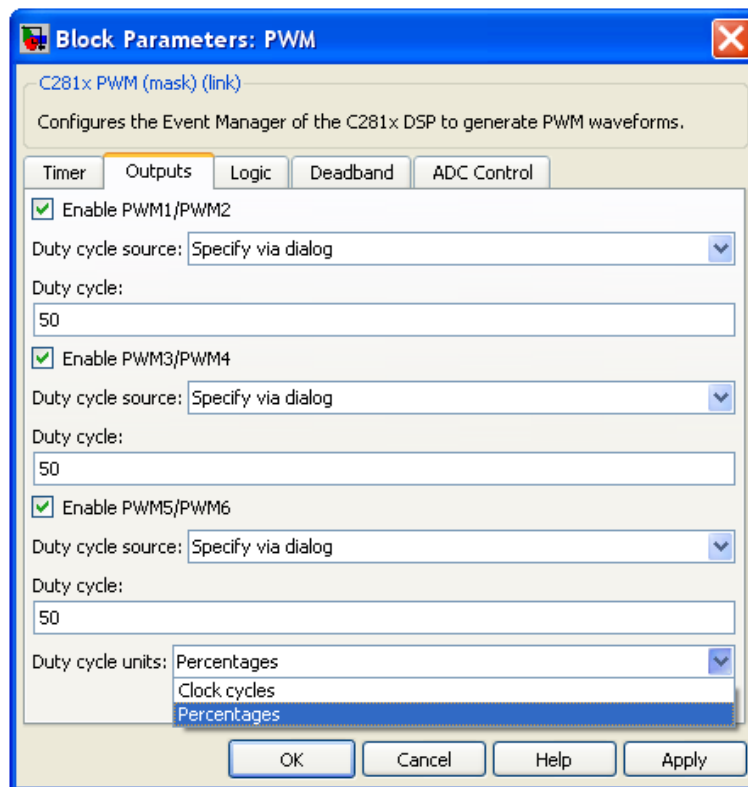


Figure III.16. La boîte de dialogue pour la configuration du bloc PWM (panneau :Outputs)

Présentation de la carte de développement eZdsp™ F2812

Les pins par les quelles on recueille les signaux PWM générés se trouvent dans le connecteur **P8** de la carte comme montre le tableau suivant :

P8 Pin #	P8 Signal	P8 Pin #	P8 Signal
1	+3.3V/+5V/NC *	2	+3.3V/+5V/NC *
3	SCITXDA	4	SCIRXDA
5	XINT1n/XBIO _n	6	CAP1/QEP1
7	CAP2/QEP2	8	CAP3/QEP1
9	PWM1	10	PWM2
11	PWM3	12	PWM4
13	PWM5	14	PWM6
15	T1PWM/T1CMP	16	T2PWM/T2CMP
17	TDIRA	18	TCLKINA
19	GND	20	GND
21	No connect	22	XINT1N/XBIO _n
23	SPISIMOA	24	SPISOMIA
25	SPICLKA	26	SPISTEA
27	CANTXA	28	CANRXA
29	XCLKOUT	30	PWM7
31	PWM8	32	PWM9
33	PWM10	34	PWM11
35	PWM12	36	CAP4/QEP3
37	T1CTRIIP/PDPINTA _n	38	T3CTRIIP/PDPINTB _n
39	GND	40	GND

Tableau III.17. La position des pins des sorties PWM sur la carte. [23]

III.4.3.3.2.2. Le bloc ADC

Le DSP F2812 inclut un module de convertisseur analogique numérique (*Analog-to-Digital Converter* « **ADC** ») à 12bits. Ce module est à 16 canaux, il est configurable comme deux modules séparés à 8 canaux, chacun associé à un des deux gestionnaires d'événements A et B. Parmi les caractéristiques techniques du module de l'ADC est mentionné que: - son entrée analogique est comprise entre 0V et 3V; - et que la conversion est cadencée avec une fréquence de 12,5 MHz (80 ns/12.5 MSPS), ADC clock (ADC clock=5 MHz ou 1,5625 MHz) ou bien 6.25 MSPS. À fin de configurer l'ADC pour effectuer la conversion des signaux connectés à ses pins d'entrée sélectionnés, la bibliothèque **C281x DSP Chip Support** intégrée dans **Target Support Package TC2** comporte un bloc ADC qui permet une configuration simple de ce convertisseur.

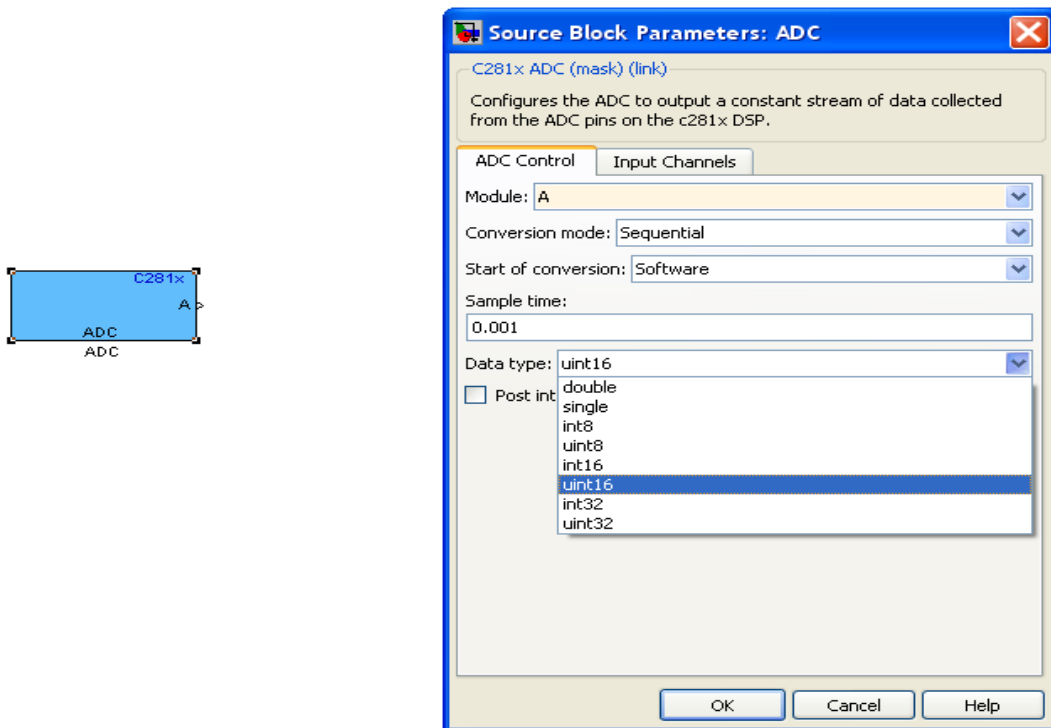


Figure III.18. La boîte de dialogue pour la configuration du bloc ADC
(panneau:ADC Control)

La configuration du bloc ADC consiste à préciser, entre autre :

- Le module

On peut utiliser le module A ou B ou bien les deux simultanément. Chaque module contient 8 canaux d'entrée et le nombre maximal de conversions est donc 8 par module. Selon le choix du module, on peut spécifier dans le panneau de configuration « canaux d'entrée (Input Channel) » le nombre de conversions et le canal d'entrée associé à chaque conversion (Figure B.7). -Le choix du module A affiche les canaux : ADCINA0, ADCINA1,...ADCINA7

-Le choix du module B affiche les canaux : ADCINB0, ADCINB1,...ADCINB7

-Et si on choisit les deux modules A et B tous les canaux : ADCINA0, ADCINA1,...ADCINA7 et ADCINB0, ADCINB1,...ADCINB7 sont affichés et le nombre maximal de conversions est donc 16.

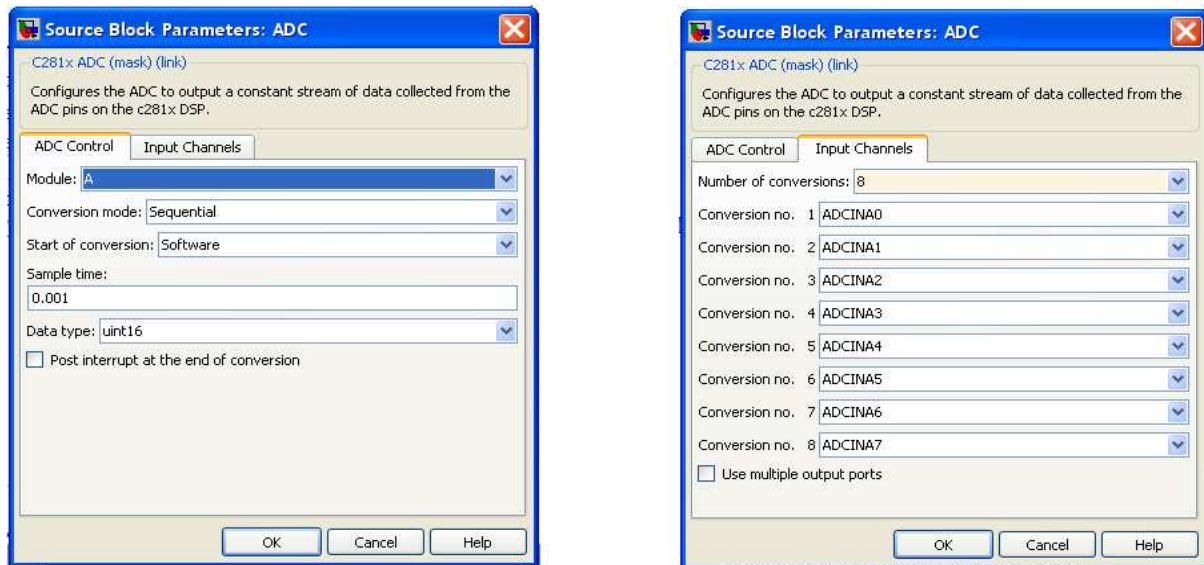


Figure III.19. La boîte de dialogue pour la configuration du bloc ADC
(panneau : Input Channels)

On peut convertir un signal deux fois par deux canaux différents, il suffit de le connecter à un pin et de spécifier ce même pin deux fois dans le choix des canaux.

- Le temps d'échantillonnage (Sample Time)

C'est le temps en second entre deux prises consécutives d'échantillons converties par le canal de l'ADC.

- La sortie de l'ADC (Output)

La sortie de l'ADC est un vecteur comportant des valeurs issues chacune d'un canal de conversion et exprimées dans l'un des formats disponibles suivants: double, single, int8, uint8, int16, uint16, int32, or uint32. Étant donné que l'ADC est à 12 bits, La sortie numérique correspondant à l'entrée analogique exprimée en Volts est comprise entre 0 et $2^{12}-1 = 4095$ et elle se dérive comme suit :

Digital value = 0 si l'entrée ≤ 0

Digital value = $4096 \times \frac{(\text{Input Analog Voltage} - \text{ADCLO})}{3}$ Si : $0V < \text{l'entrée} < 3V$

Digital Value = 4095 si : l'entrée $\geq 3V$

Avec: ADCLO: *Offset Error Correction*.

- L'utilisation des ports de sortie multiples

A la sortie du bloc ADC on peut utiliser un seul port de sortie mais si le nombre de conversion est plus qu'une, les données en sortie seront donc mis dans un seul vecteur. Pour acheminer chaque donnée à un port de sortie du bloc il faut choisir l'option de ports de sortie multiple.

Présentation de la carte de développement eZdsp™ F2812

Le tableau suivant, extrait de la référence technique de la carte, montre la position des différents pins de module de l'ADC sur le connecteur d'interface analogique **P9** de la carte :

P5 Pin #	Signal	P9 Pin #	Signal	P9 Pin #	Signal
1	ADCINB0	1	GND	2	ADCINA0
2	ADCINB1	3	GND	4	ADCINA1
3	ADCINB2	5	GND	6	ADCINA2
4	ADCINB3	7	GND	8	ADCINA3
5	ADCINB4	9	GND	10	ADCINA4
6	ADCINB5	11	GND	12	ADCINA5
7	ADCINB6	13	GND	14	ADCINA6
8	ADCINB7	15	GND	16	ADCINA7
9	ADCREFM	17	GND	18	VREFLO *
10	ADCREFP	19	GND	20	No connect

Tableau III.20. La position des pins des entrées de l'ADC sur la carte. [20] [21]

III.5. Conclusion

Les DSPs sont des processeurs dédiés signal qui ont révolutionné les systèmes embarqués. Grâce à leur architecture particulière et à leurs périphériques intégrés qui leur procurent puissance et rapidité. Les DSPs TMS320F2812 sont dédiés à la commande numérique des moteurs et sont à faible consommation. Ce sont des DSPs travaillant en virgule fixe. Le constructeur Texas Instruments a mis au service de l'utilisateur un ensemble d'outils de développement logiciel et matériel riche et simplifié.

Chapitre IV

Réalisation du variateur de
vitesse à base d'un hacheur en
pont

IV.1. Introduction

Ce chapitre concerne la conception et réalisation d'un variateur de vitesse d'un moteur à courant continu à base d'un hacheur à quatre quadrants, piloté par une commande MLI de signal carré, nous avons implémenté le programme sur la carte de développement eZdsp F2812 de Texas instrument.

L'étape suivante est la réalisation de l'application globale y compris la carte d'isolation entre la carte de puissance et le DSP, celle-ci est indispensable pour le bon fonctionnement en toute sécurité de notre système, et l'étage de puissance. La dernière partie est consacrée aux relevés des résultats expérimentaux.

IV.2. Description générale du banc d'essai

La plateforme expérimentale est constituée d'un moteur à courant continu connecté à la carte de puissance qui comporte un hacheur à quatre quadrants, une carte d'interface qui contient l'étage d'isolation, une carte de développement DSP et un PC.

Le banc d'essai comporte principalement trois parties, une partie commande, un étage de puissance et une charge.

a. Étage de commande :

C'est la partie responsable de la génération des signaux de commande, nous avons utilisé la carte eZdsp F2812.

Ces signaux sont ensuite conditionnés et isolés à l'aide des optocoupleurs. Pour la génération de la commande rapprochée nous avons utilisé le driver IR2111.

b. Etage de puissance :

Cette partie contient une alimentation continue issue d'une alimentation stabilisé de 30V pour le moteur et après abaisser à 12V pour l'alimentation des optocoupleurs et les drivers, Des transistors MOSFET et des diodes rapides formant un hacheur en pont.

c. Charge :

La charge utilisée est un moteur à courant continu.

- ❖ La stratégie de commande utilisée est de faire varier la vitesse du moteur, en utilisant un signal MLI Carrie.

Réalisation du variateur de vitesse à base d'un hacheur en pont

La figure IV.1 donne le schéma synoptique du variateur de vitesse réalisé.

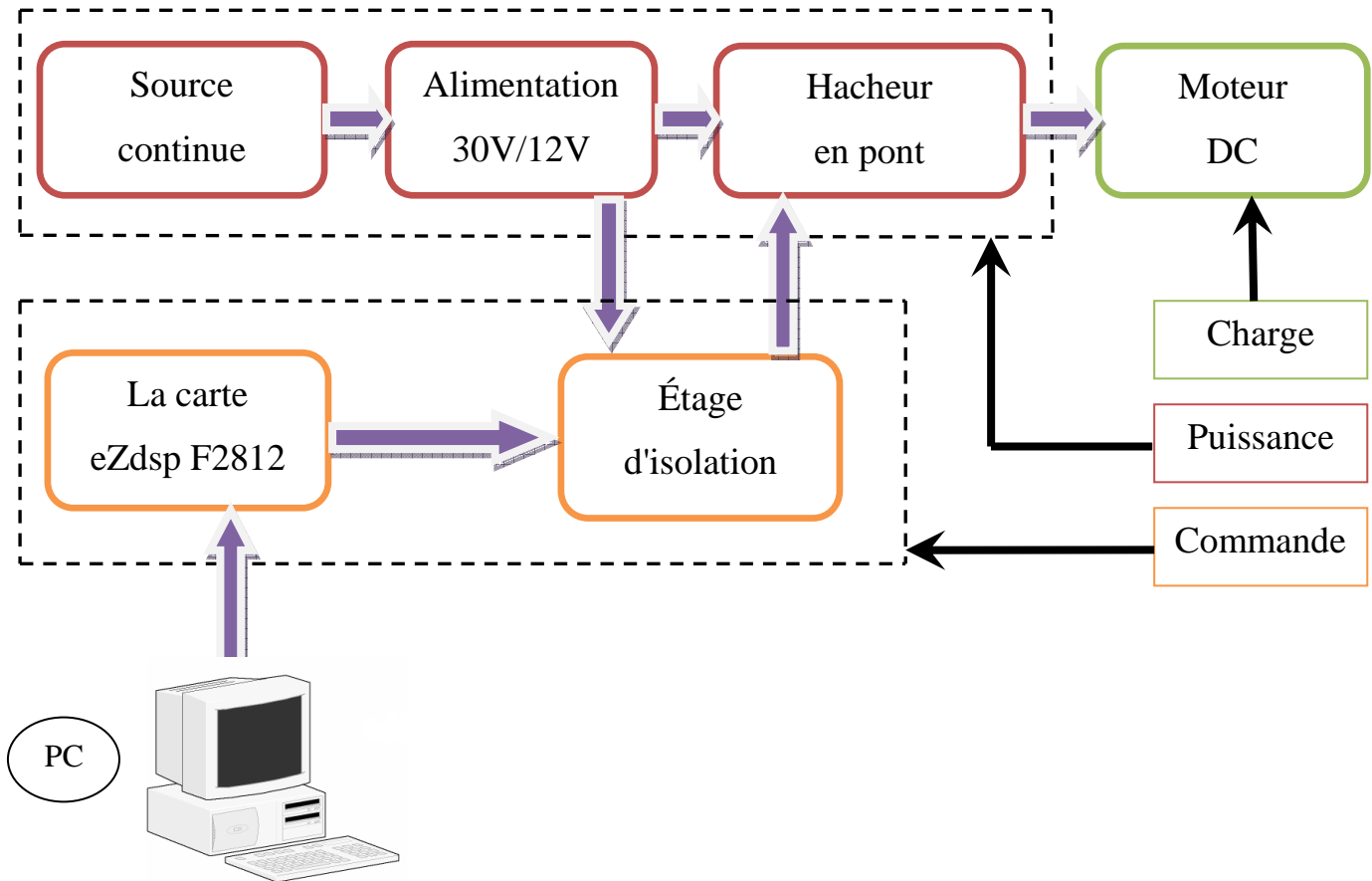


Figure IV.1. Schéma synoptique du variateur de vitesse réalisé.

IV.3. Commande des transistors MOSFET

IV.3.1 Généralités sur les transistors MOSFET

Le transistor MOSFET est un composant adapté aux applications de faible ou moyenne puissance, inférieure à quelques dizaines de kilowatts. En effet, c'est un dispositif à effet de champ dont la résistance apparente en conduction croît fortement avec la tenue en tension directe. Il en résulte que, pour obtenir des composants industriellement viables, la tenue en tension ne dépasse pas 1 000 V (avec quelques ampères de courant commutable) et les courants admissibles sont de l'ordre de quelques centaines d'ampères (pour des tenues en tension de 50 à 200 V). Parallèlement, l'absence de mécanisme bipolaire en fait un composant intrinsèquement très rapide en commutation, pour que sa commande de grille soit performante. Cette dernière est, en statique, une commande en tension (impédance d'entrée très élevée), ce qui est très intéressant sur le plan de la mise en œuvre.

Réalisation du variateur de vitesse à base d'un hacheur en pont

Il est souvent utilisé dans des applications à basse tension d'alimentation, avec des fréquences de découpage qui peuvent éventuellement dépasser 100 kHz. La figure IV.2 donne la place du MOSFET et son domaine d'utilisation.

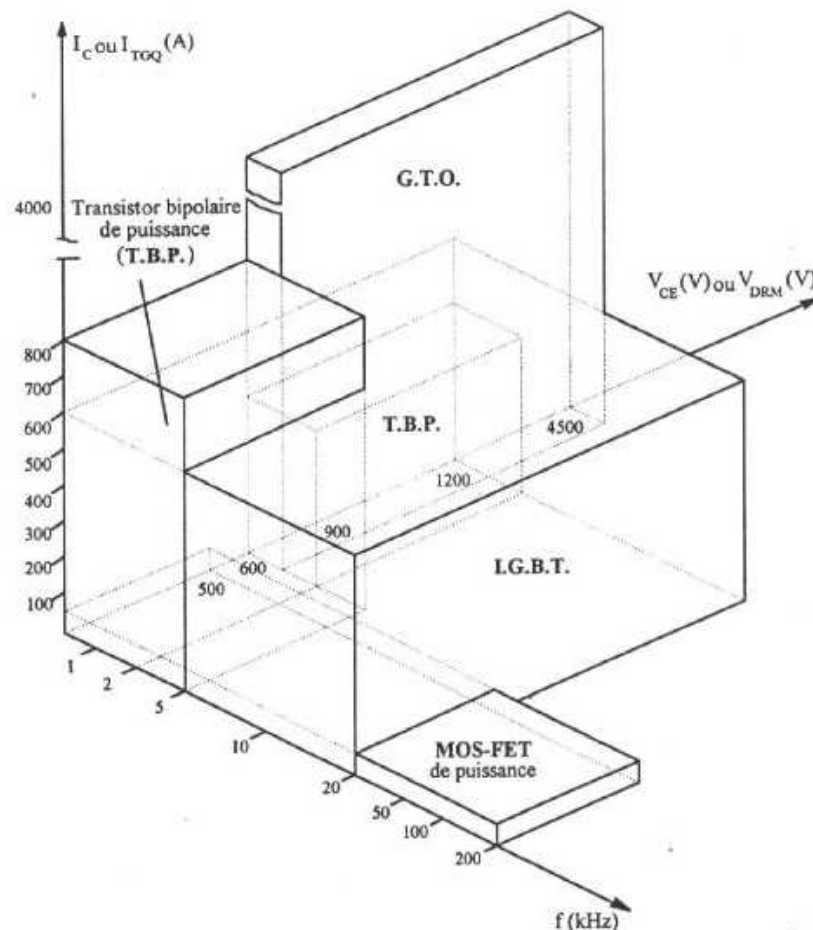


Figure IV.2. Domaines d'utilisation du MOSFET.

IV.3.2 Commande des MOSFET low side

Les MOSFET sont beaucoup plus faciles à commander que les transistors bipolaires et sont très bien adaptés pour être contrôlés par des portes logiques.

Il y a lieu simplement de tenir compte de quelques règles pour assurer la fiabilité du composant et minimiser sa dissipation.

La figure IV.3 rappelle les techniques utilisées lorsqu'on a une charge inductive :

- ✓ La diode de roue libre (qui peut être une simple 1N4001-4005) mais qui devra être du type Schottky si le MOS devra être coupé rapidement.
- ✓ La diode zener qui elle, répond en quelques picosecondes et protège bien le MOS contre les surtensions transitoires. Ici aussi, la résistance série est optionnelle.

Réalisation du variateur de vitesse à base d'un hacheur en pont

- ✓ Le snubber RC est souvent utilisé pour limiter les pics causés par les inductances de fuite et les inductances parasites de câblage. Les valeurs des composants sont déterminées de façon empirique.

La relation

$$\frac{1}{2}LI^2 = \frac{1}{2}CV^2 \quad (4.1) \quad \text{conduit :} \quad V = I\sqrt{\frac{L}{C}} \quad (4.2)$$

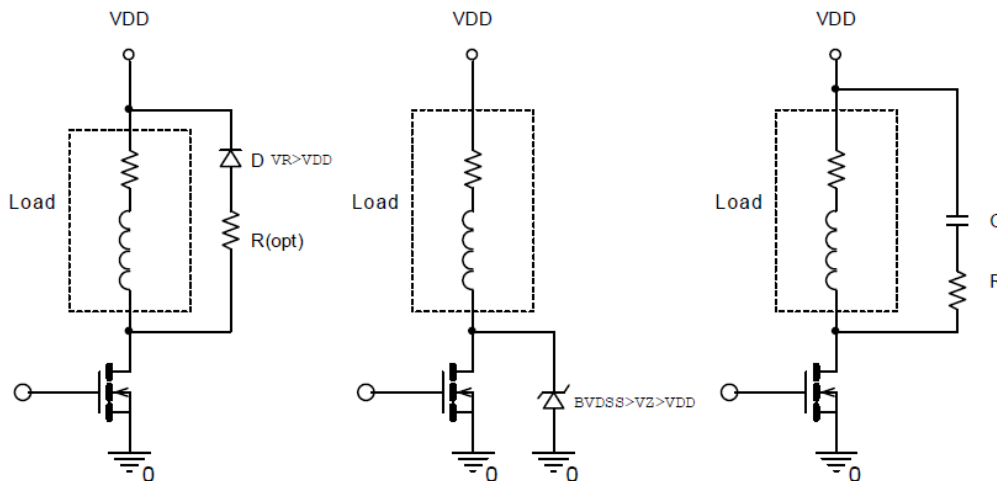


Figure IV.3. Méthodes de limitation des pics de tension.

La commande à partir des portes logiques est très simple. La figure IV.4 montre l'utilisation de portes à collecteur ouvert pour appliquer une tension supérieure à 5V à la grille. Pour accélérer la commutation et réduire la dissipation, on utilise aussi le driver « Totem Pole » qui charge plus vite le condensateur C_{iss} .

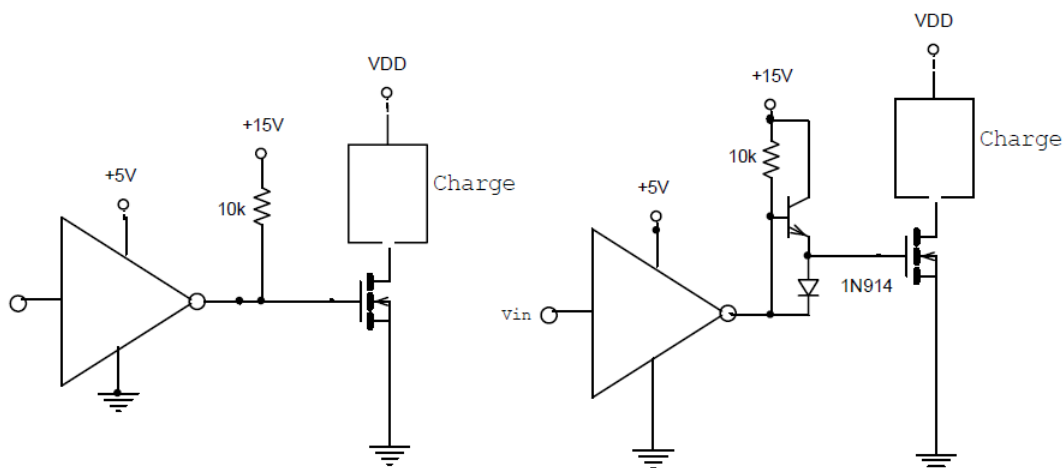


Figure IV.4. Commande de MOSFET par portes logiques.

IV.3.3 Transistor high side

Afin de maintenir le transistor high side enclenché, il faut apporter à sa grille un potentiel supérieur à celui de la source, qui n'est pas reliée à la masse comme il est montré par la figure IV.5.

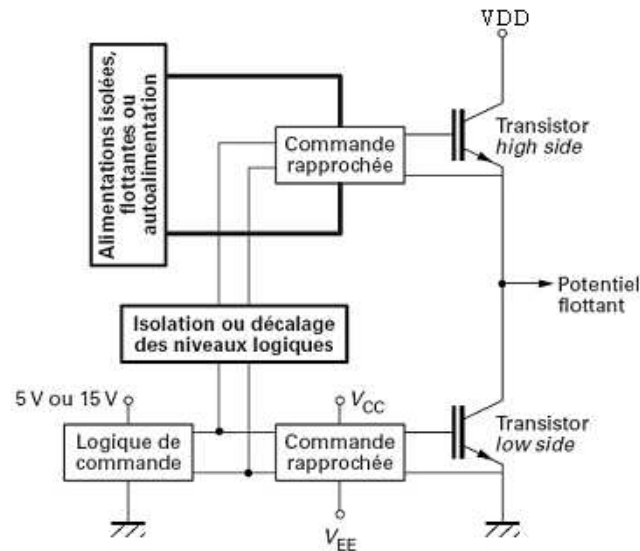


Figure. IV.5. Principe de commande d'un bras de pont.

Dans de nombreux cas, une isolation entre les circuits logiques de commande et le circuit de commande rapproché est nécessaire. Notamment, la commande d'un bras d'onduleur soulève le problème de la commande de l'interrupteur high side, la source de ce dernier se trouvant à un potentiel flottant qui varie entre 0 et la tension du bus continu.

Il faut donc créer une alimentation du circuit de commande high side pouvant suivre ces variations de potentiel très rapides, et également isoler ou décaler le potentiel des ordres logiques de commande au potentiel du circuit de commande rapproché de l'interrupteur high side.

IV.3.3.1. Transformateur d'impulsion

Le transformateur d'impulsion peut permettre le décalage des niveaux de la partie logique vers le circuit de commande rapproché de l'interrupteur high side. Cette solution simple permet des temps de transit extrêmement brefs, mais ne peut être intégrée économiquement dans des circuits intégrés spécialisés, exception faite de circuits hybrides de commande, dédiés aux commandes de transistors de forte puissance.

Réalisation du variateur de vitesse à base d'un hacheur en pont

Toutefois, certains fabricants proposent notamment des circuits intégrés de commande dédiés à la commande de bras d'onduleur avec isolation des impulsions de commande par transformateurs d'impulsion spécifiés.

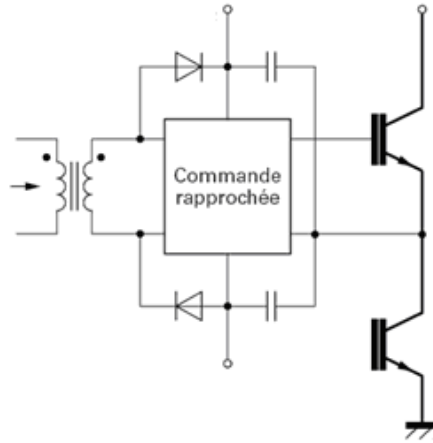


Figure IV.6. Utilisation du transformateur d'impulsion pour la commande des MOSFET.

Cette technique est simple et à faible coût, mais elle est limitée par la durée d'impulsion. Pour utiliser des rapports cycliques élevés, ainsi que pour commander des MOSFET, la circuiterie devient plus complexe. De plus, la taille du transformateur augmente avec la diminution de la fréquence de découpage et les perturbations générées limitent la fréquence maximale de fonctionnement.

IV.3.3.2. Isolation par optocoupleur

L'isolation optique permet d'isoler la logique de commande, et ainsi autoriser le décalage de niveau des impulsions pour la commande des interrupteurs high side. Certains optocoupleurs dédiés aux applications de commande de composants à semi-conducteurs de puissance, sont équipés d'écrans électrostatiques qui leur confèrent une grande immunité aux perturbations du mode commun (réduction de la capacité parasite entre l'entrée et la sortie).

La plupart des dispositifs optoélectroniques disponibles sont capables de supporter des dV/dt de l'ordre de $15 \text{ kV}/\mu\text{s}$, et ont des tensions d'isolation supérieures à 1500 V . Les temps de propagation vont de quelques 100 ns , pour les composants les plus rapides jusqu'à $1 \mu\text{s}$ environ.

Les optocoupleurs transmettent l'information de commande et non l'énergie. L'énergie de commande est prélevée sur des alimentations auxiliaires qui doivent être isolées ou recrées à partir de la tension de collecteur ou de l'alimentation de puissance. La figure IV.7 montre le schéma de principe d'un circuit de commande isolé à partir d'un optocoupleur.

Réalisation du variateur de vitesse à base d'un hacheur en pont

Enfin, de nombreux circuits à base d'optocoupleurs intègrent des fonctions particulières d'amplification ou de protection. L'amplification intégrée permet à un optocoupleur de commander directement le composant à grille isolée sans circuit d'amplification supplémentaire. On peut noter l'existence de circuits dédiés à la commande de bras intégrant dans un même boîtier deux circuits optocoupleurs et les amplificateurs associés, tel le circuit HCPL314J (Agilent).

La protection contre les courts-circuits peut être également intégrée, avec une détection généralement effectuée par mesure de désaturation.

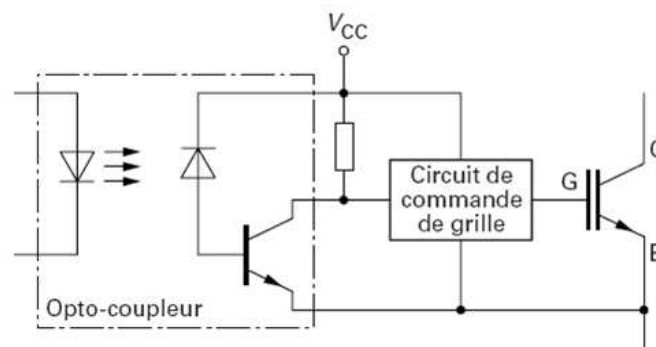


Figure IV.7. Utilisation d'un optocoupleur pour la commande d'un transistor IGBT.

IV.3.3.3 Alimentations isolées

Les alimentations du transistor high side peuvent être isolées par un transformateur (alimentations à découpage). Cette solution permet d'obtenir une grande immunité aux perturbations à conditions que les transformateurs utilisés aient été dimensionnés et conçus dans cet objectif. Il existe des alimentations dédiées aux commandes isolées de transistors MOSFET ou IGBT. Le schéma de principe est donné par la figure IV.8.

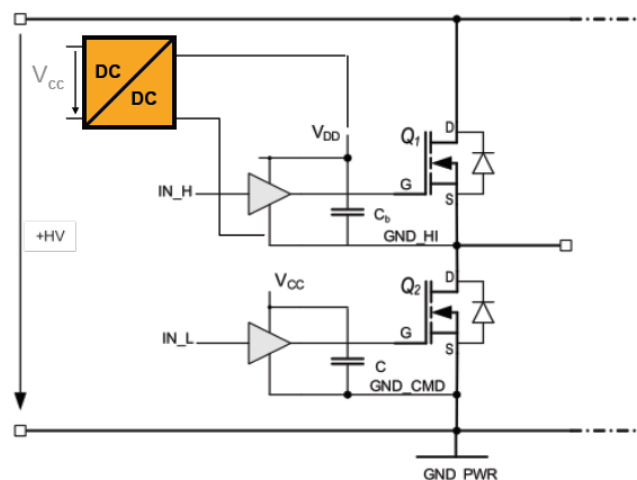


Figure IV.8. Commande d'un MOSFET par alimentation isolée.

Réalisation du variateur de vitesse à base d'un hacheur en pont

Cette solution consiste à avoir une alimentation flottante, donc galvaniquement découplée entre VDD et GND_HI.

Un des grands avantages de cette technique est la liberté totale de commande en durée et fréquence. Par contre elle est coûteuse, car chaque MOSFET high-side demande une alimentation flottante.

La commande doit être translatée d'où la nécessité d'utiliser des transformateurs ou des optocoupleurs.

IV.3.3.4. Technique de bootstrap

La technique de bootstrap permet de créer une alimentation flottante pour le circuit de commande de l'interrupteur high side, à partir de l'alimentation du circuit de commande du transistor low side. Le principe (Figure IV.9) consiste à profiter de la conduction de l'interrupteur low side pour charger une capacité de bootstrap C_B sous la tension V_{CC} à travers la diode D_B . Lorsque l'interrupteur low side se bloque et que la tension réapparaît à ses bornes, la diode D_B se bloque à son tour, et elle doit donc être capable de supporter la haute tension E . La charge alors portée par C_B sert à l'alimentation du circuit de commande de l'interrupteur high side, à charger sa capacité d'entrée et à la maintenir chargée pendant toute la durée de conduction désirée.

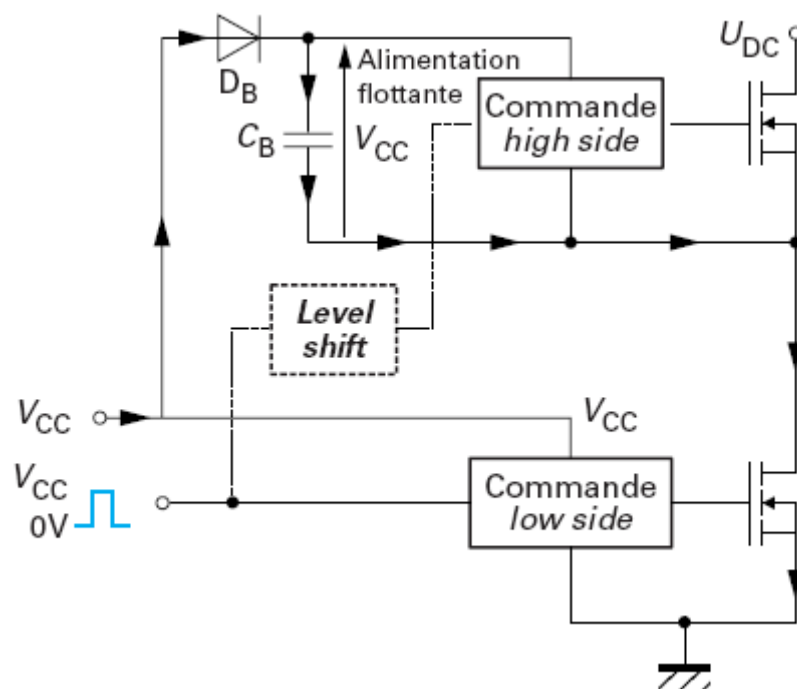


Figure IV.9. Principe de la technique de bootstrap.

Réalisation du variateur de vitesse à base d'un hacheur en pont

La durée de conduction du transistor low side doit être suffisante pour que le condensateur de bootstrap puisse se charger totalement. De la même façon, la durée de conduction du transistor high side est limitée pour éviter la décharge complète du condensateur de bootstrap, compte tenu de la consommation du circuit de commande; pour la même raison, la fréquence de découpage ne peut être trop basse. Le dimensionnement de la capacité du condensateur de bootstrap est imposé par ces deux contraintes. Pour des raisons technologiques, elle n'est généralement pas intégrée dans les circuits de commande et doit donc être rajoutée, de même que la diode de bootstrap dans de nombreux cas.

Pour notre réalisation, afin d'accomplir l'isolation nous avons choisi d'utiliser des optocoupleurs rapides et de faible courant d'entrée HCPL2200.

Le driver IR2111 de IR a été choisi pour la technique de bootstrap. Les paragraphes qui suivent donneront le détail de chaque étage avec les résultats expérimentaux. [24]

IV.4. Générations de signaux PWM

Pour la commande des différents convertisseurs de puissances (hacheurs, redresseurs, onduleurs), des sorties PWM ont été prévues sur le F2812, la totalité de 16 sorties peuvent être programmées soit pour des commandes simples et indépendantes soit pour la synchronisation de plusieurs moteurs. Ces seize PWM sont réparties comme suit : deux sorties du TxPWM/TxCMP pour le EVA et deux autres pour l'EVB, les 12 restants sont les six PWM1-6 du EVA et les six PWM7-12 pour le EVB L'avantage des 12 PWM est qu'elles peuvent être programmées avec des temps morts utilisant le circuit programmable Dead band unit intégré au DSP en utilisant les registres DBTCONA et DBTCONB.

Avant de configurer les différents registres nécessaires pour la génération des PWM, il faut définir tous les registres bit par bit, configurer le système d'horloge et le watchdog et définir la carte mémoire.

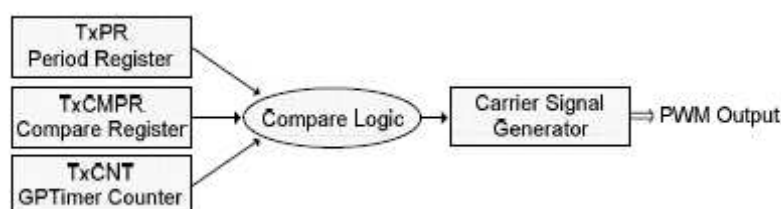


Figure IV.10. Génération d'un signal PWM par EV. [25]

IV.4.1. Étapes de configuration des registres

Pour parvenir à générer un signal PWM, il faut, configurer en premier lieu le pin de sortie du signal car la plupart des pin sont multiplexées, on doit à fortiori configurer le registre de multiplexage pour choisir la fonction de cette dernière (dans le cas des pin PWM choisir la fonction I/O numérique ou bien l'utilisé par le circuit PWM).

En deuxième lieu, fixer la fréquence du signal et cela en choisissant un TIMER PR approprié. La période du TIMER PR est fixée en utilisant la fréquence de l'horloge du processeur comme base de temps.

Ensuite la valeur du rapport cyclique est introduite dans le registre CMPR approprié, le compteur devra ainsi compter jusqu'à atteindre la valeur imposée et génère une transition qui permet de changer la polarité du signal. Il y'a deux modes de génération de signaux PWM : asymétrique (Lorsque le GPTimer est mis à l'état de comptage croissant continu), symétrique (s'il est mis à l'état croissant/ décroissant). [22]

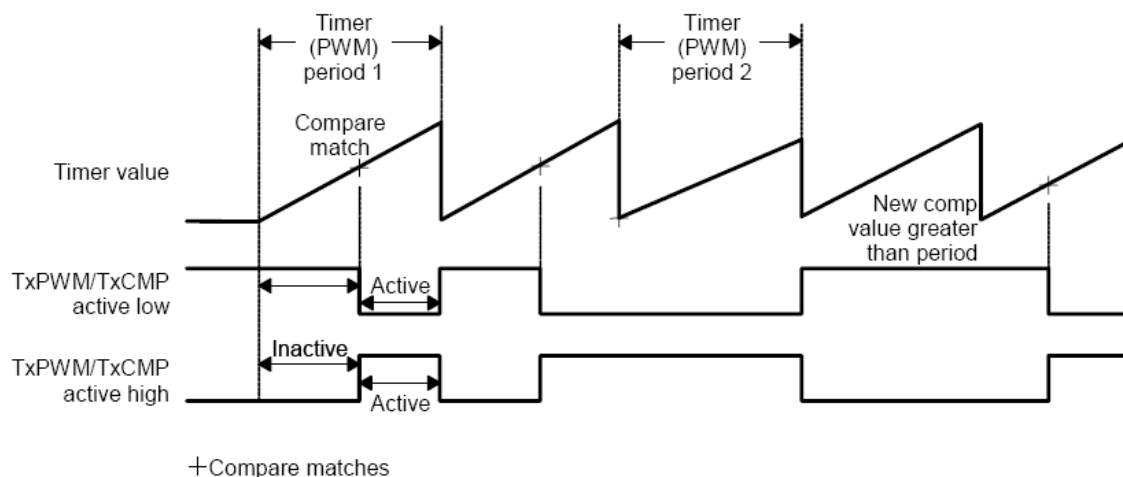


Figure IV.11. Génération d'un signal PWM.

Pour l'implantation d'un signal de sortie PWM utilisant la carte DSP (TMS320F2812), nous devons configurer plusieurs registres. Pour cela, le registre d'un Timer doit être mis en place. Les bits 8 à 10 du registre control TxCON sont les entrées d'horloge pré diviseur (prescaler) qui défini un autre facteur de division d'horloge. Rappelons que la fréquence est dérivé de :

- ✓ L'oscillateur externe (30 MHz) ;
- ✓ Le statut interne PLL (PLLCR : multiplier par $10 / 2 = 150$ MHz) ;
- ✓ La haute vitesse d'horloge pré diviseur (HSPCLK = diviser par $2 = 75$ MHz) ;
- ✓ Le facteur pré diviseur (1 à 128).

Réalisation du variateur de vitesse à base d'un hacheur en pont

Cela nous donne la possibilité de préciser la période souhaitée pour l'horloge. Pour notre cas, configurée un signal PWM symétrique avec une fréquence de 10 KHZ, nous ramène à utiliser ces calculs :

$$T1_PWM_Freq = \frac{ex_clock_freq * PLL}{HISPCP * TPS * T1PR * 2} \quad (4.3)$$

$$10KHZ = \frac{30MHZ * 5}{2 * 1 * T1PR * 2}, \text{ ce qui donne } T1PR = 3750.$$

Charger TxPR avec 3750 pour régler la période du Timer à 100us et pour avoir une largeur d'impulsion de 25% il suffit juste de charger le registre TxCMPR ou CMPRx avec la valeur 938 par simple calcul.

Le résultat logique est contrôlé au moyen des registres appelés « Action de Contrôle Register – ACTRA » et le registre « COMCONA », avec l'aide de ces deux registres, nous pouvons ajuster la forme du signal de sortie PWM à nos besoins.

L'oscillogramme ci-dessous a été obtenu en prélevant la forme PWM à la sortie d'une broche du DSP.

La figure (20) montre la forme PWM1 PWM2 générée par la sortie CMPR1 du DSP, avec un rapport cyclique de 25% et 75 %, de fréquence 10 KHz. [2]

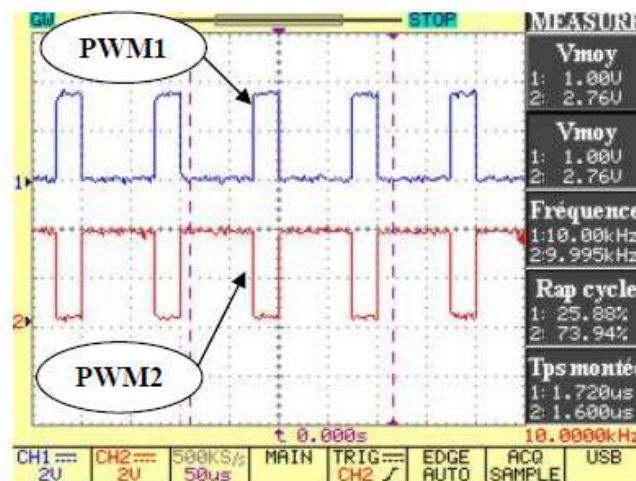


Figure IV.12. Signal PWM1/PWM2.

IV.5. Conception et réalisation

IV.5.1. L'étage d'isolation

Afin de pouvoir utiliser les signaux qui ont transmis par le DSP F2812, qui sont de faible amplitude, et de le protéger on est obligé de concevoir un étage d'isolation entre cette partie et l'étage de puissance.

La solution est d'utiliser des optocoupleurs, qui permettent la transmission optique de la commande éloignée.

Le circuit utilisé pour notre cas est le HCPL2200 de la société HEWLETT PACKARD, ce circuit à les caractéristiques suivantes:

- ❖ Compatible avec les signaux LSTTL, TTL, et CMOS Logique.
- ❖ Un faible courant d'entrée (1.6 mA).
- ❖ Temps de montée (rise time) $t_r = 55\text{ns}$.
- ❖ Temps de décroissance (fall time) $t_f = 15\text{ ns}$.

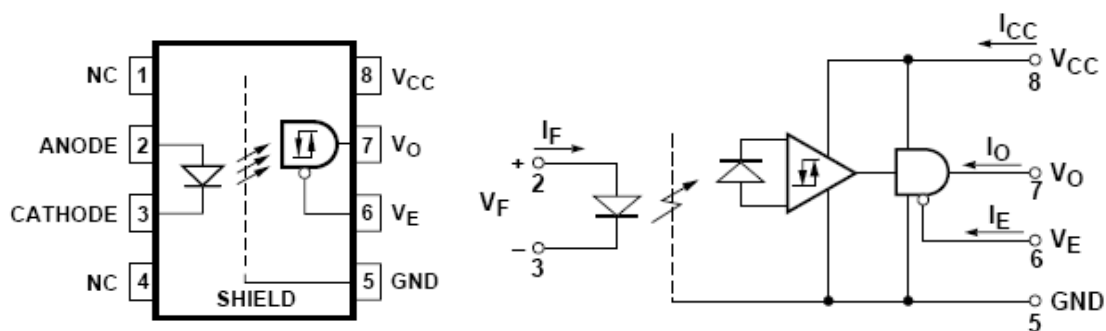


Figure IV.13. L'optocoupleur HCPL2200 et son schéma interne.

Une résistance de $470\ \Omega$ est ajoutée à l'entrée 2 de l'optocoupleur afin de limiter le courant d'entrée et de le protéger, Afin de tester le bon fonctionnement nous avons réalisé le circuit de la figure IV.14 :

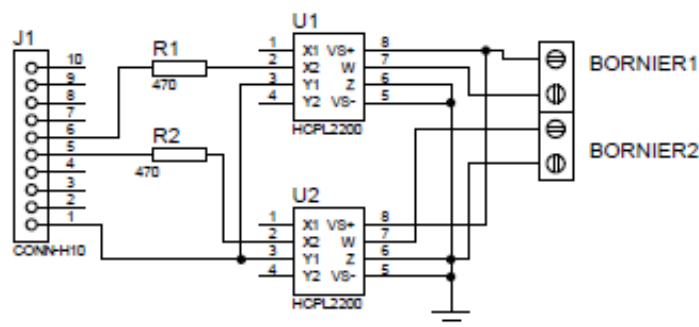


Figure IV.14. Schéma du circuit d'isolation.

Réalisation du variateur de vitesse à base d'un hacheur en pont

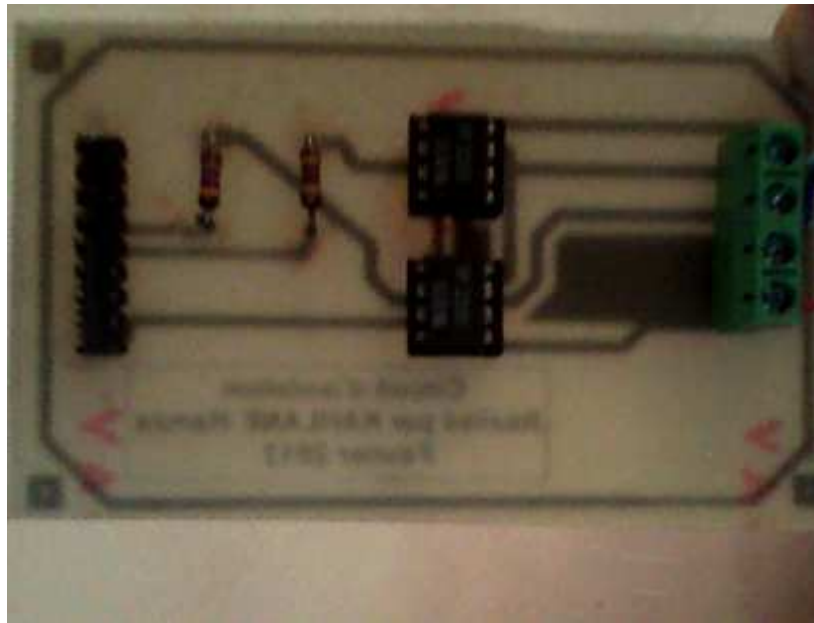


Figure IV.15. La photo de la carte d'isolation.

IV.5.2. Résultats sur la sortie de l'optocoupleur

Les résultats sont visualisés sur un oscilloscope numérique, on obtient la forme de la tension pour différent rapport cyclique avec une fréquence de 10 KHz.

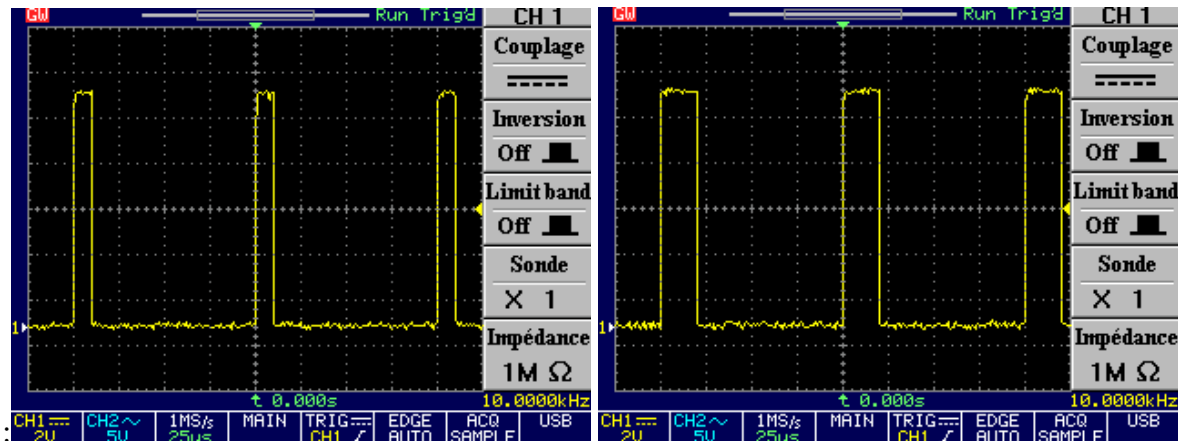


Figure IV.16. Optocoupleur U1 pour $\alpha=0.1$. Figure IV.17. Optocoupleur U1 pour $\alpha=0.2$.

Réalisation du variateur de vitesse à base d'un hacheur en pont

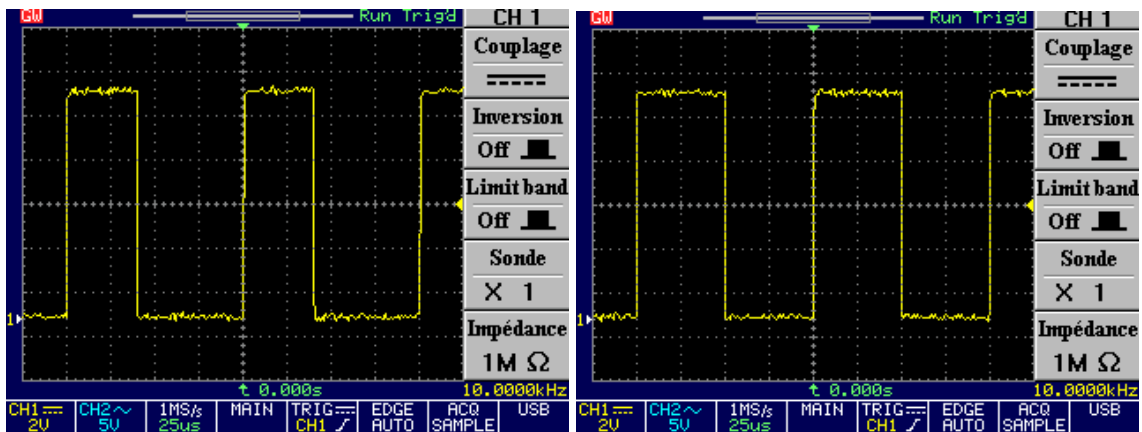


Figure IV.18. Optocoupleur U1 pour $\alpha=0.4$. Figure IV.19. Optocoupleur U1 pour $\alpha=0.5$.

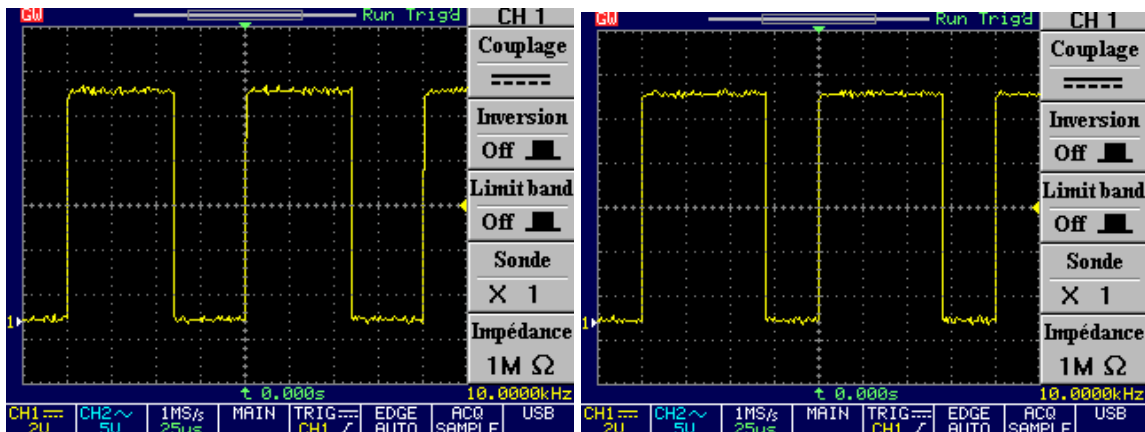


Figure IV.20. Optocoupleur U1 pour $\alpha=0.6$. Figure IV.21. Optocoupleur U1 pour $\alpha=0.7$.

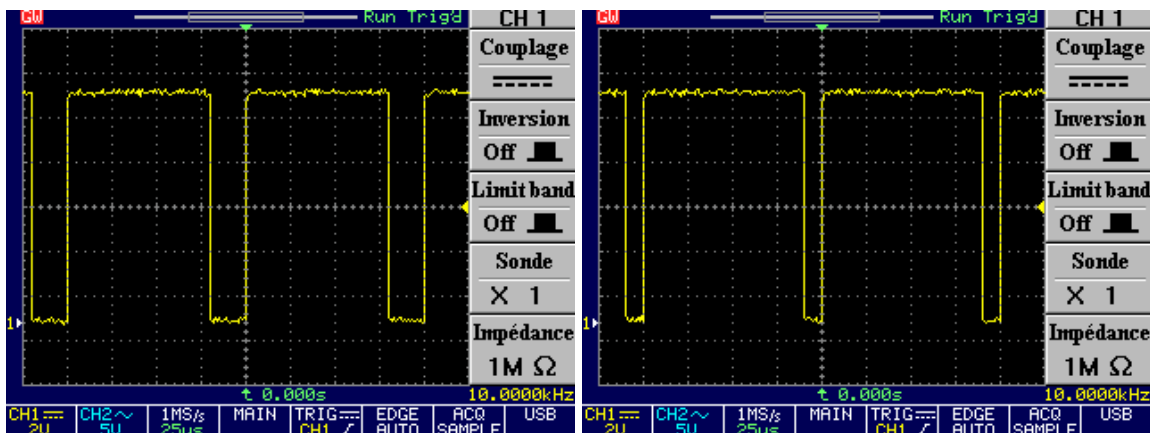


Figure IV.22. Optocoupleur U1 pour $\alpha=0.8$. Figure IV.23. Optocoupleur U1 pour $\alpha=0.9$.

Réalisation du variateur de vitesse à base d'un hacheur en pont

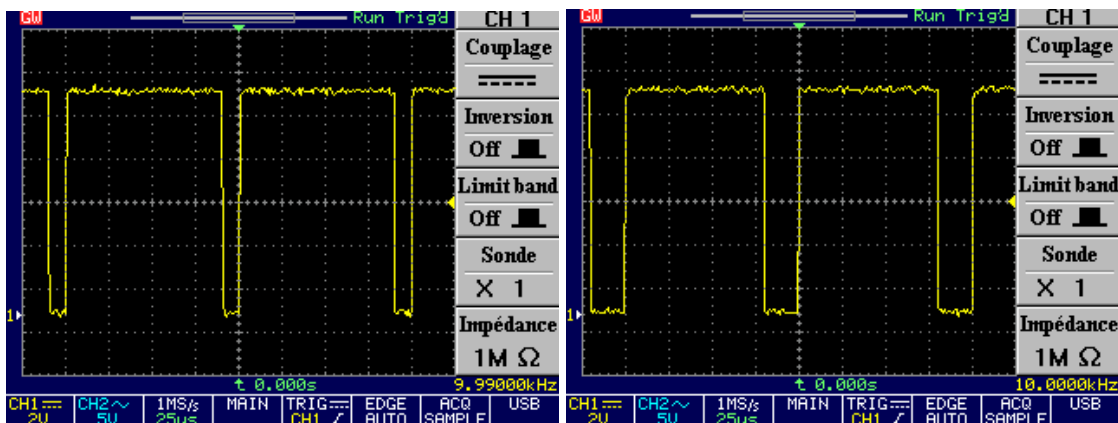


Figure IV.24. Optocoupleur U2 pour $\alpha=0.1$.

Figure IV.25. Optocoupleur U2 pour $\alpha=0.2$.

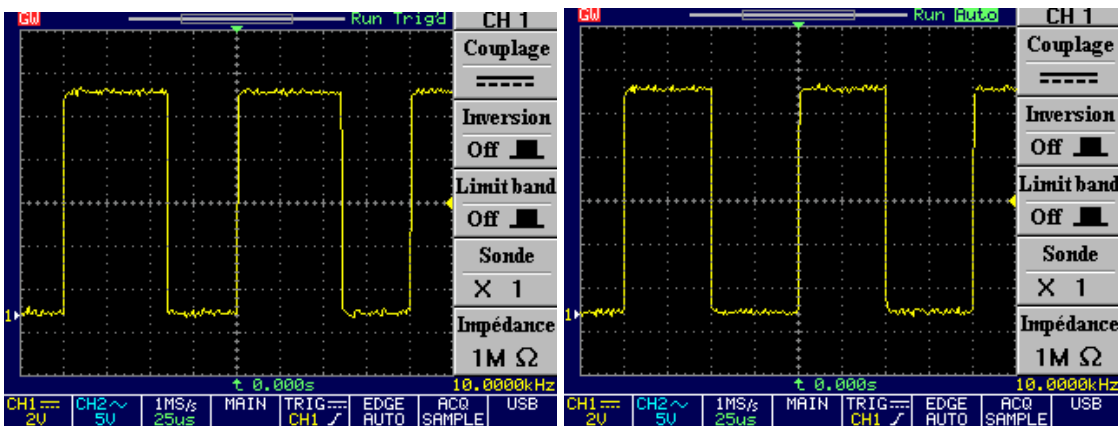


Figure IV.26. Optocoupleur U2 pour $\alpha=0.4$.

Figure IV.27. Optocoupleur U2 pour $\alpha=0.5$.

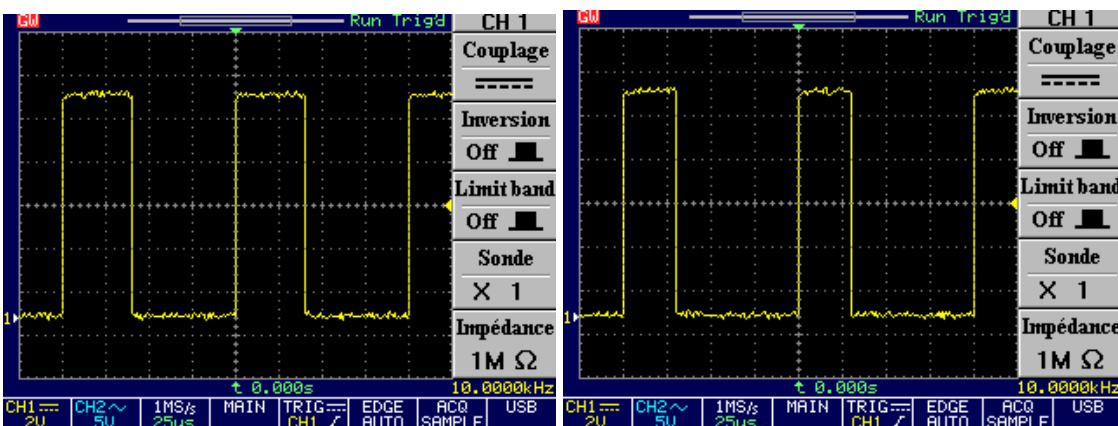


Figure IV.28. Optocoupleur U2 pour $\alpha=0.6$.

Figure IV.29. Optocoupleur U2 pour $\alpha=0.7$.

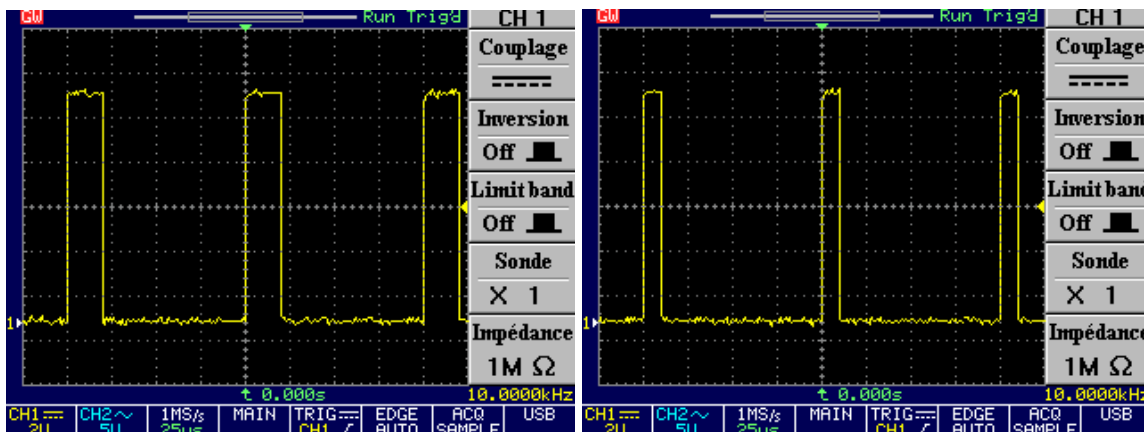


Figure IV.30. Optocoupleur U2 pour $\alpha=0.8$.

Figure IV.31. Optocoupleur U2 pour $\alpha=0.9$.

IV.5.3. L'étage de puissance

Cet étage comporte l'alimentation des drivers et les optocoupleurs pour le passage de 30V vers 12V, le driver IR2111 et les IRF840 qui sont des transistors MOSFET shuntés par des diodes rapides.

IV.5.3.1. Le driver IR2111

La technique de bootstrap est utilisée pour commander les transistors high side, pour cela nous avons utilisé la solution intégrée de International Rectifieir.

Le composant choisi est le driver IR2111, qui permet de commander un demi pont, avec un temps mort intégré de 650 ns entre la sortie HO et la sortie LO, le schéma de connexion est donné par la figure IV.14. La figure IV.5 donne son schéma interne.

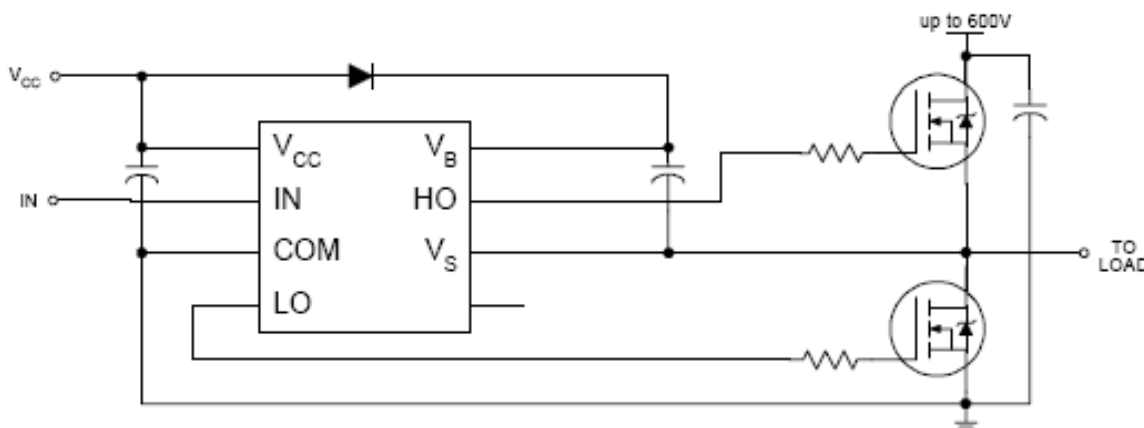


Figure IV.32. Connexion typique du circuit IR2111.

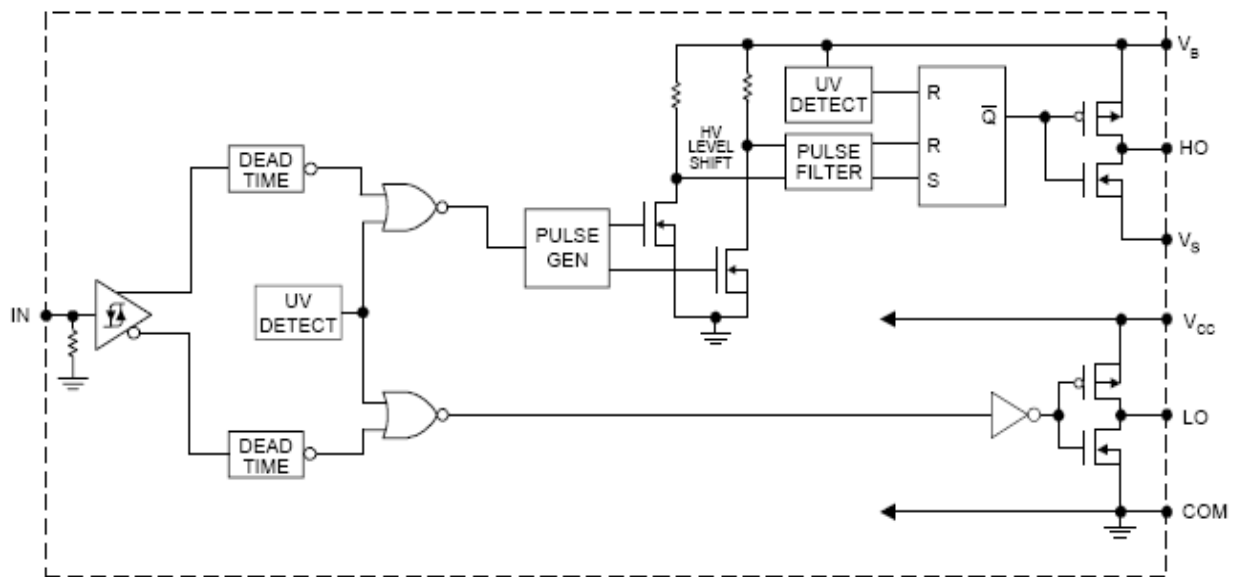


Figure IV.33. Schéma interne du driver IR2111.

IV.5.3.2. Sélection des composants bootstrap

Seulement la diode D_B et le condensateur C_B sont les deux composants externes nécessaires pour le fonctionnement du driver avec une commande MLI standard.

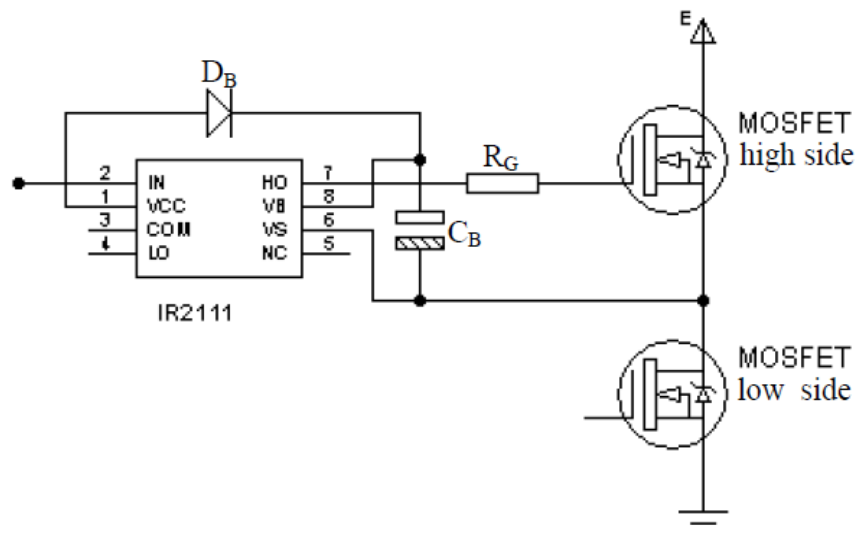


Figure IV.34. Composants de la technique de bootstrap.

IV.5.3.2.1. La diode de bootstrap D_B

La tension maximale aux bornes de la diode est celle de l'alimentation de l'onduleur, donc elle doit supporter une tension supérieure à celle du bus continu (E). De plus elle doit être rapide (de type Schottky).

IV.5.3.2.2. Choix du condensateur de bootstrap C_B

La tension aux bornes du condensateur de bootstrap est celle de l'alimentation des drivers, sa valeur est définie en prenant en considération les contraintes suivantes :

La tension nécessaire à la grille pour mettre en conduction le transistor high side.

- ✓ Le courant I_{qbs} , qui est le courant de repos de la partie supérieure du driver IR2111.
- ✓ Le courant interne du translateur de niveau dans le circuit intégré.
- ✓ Courant de fuite Grille –Source.
- ✓ Courant de fuite dans le condensateur.

Ce dernier facteur est suivi seulement sur le condensateur utilisé de type électrolyte.

La valeur minimale du condensateur s'exprime de la manière suivante:

$$C_B \geq \frac{2 \left[2Q_g + \frac{I_{qb(\max)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{C_{bs(Leak)}}}{f} \right]}{V_{cc} - V_f - V_{LS} - V_{Min}} \quad (4.4)$$

Q_g : Charge de la grille du MOSFET de la partie haut (high side).

f : Fréquence de fonctionnement.

$I_{C_{bs(Leak)}}$: Courant de fuite dans le condensateur V_s .

$I_{qb(\max)}$: Courant maximal de repos.

V_{cc} : Alimentation du driver.

V_f : Tension direct aux bornes de la diode de bootstrap D_B .

V_{LS} : La tension aux borne du MOSFET de la partie bas (low side).

V_{Min} : La tension minimale entre V_B et V_s .

Q_{ls} : La charge nécessaire par cycle pour le décalage du niveau (typiquement 5nC_b pour 500V/600V et 20 nCb pour 1200V). [24]

Réalisation du variateur de vitesse à base d'un hacheur en pont

Le schéma du circuit de puissance est donné dans la figure IV.35 :

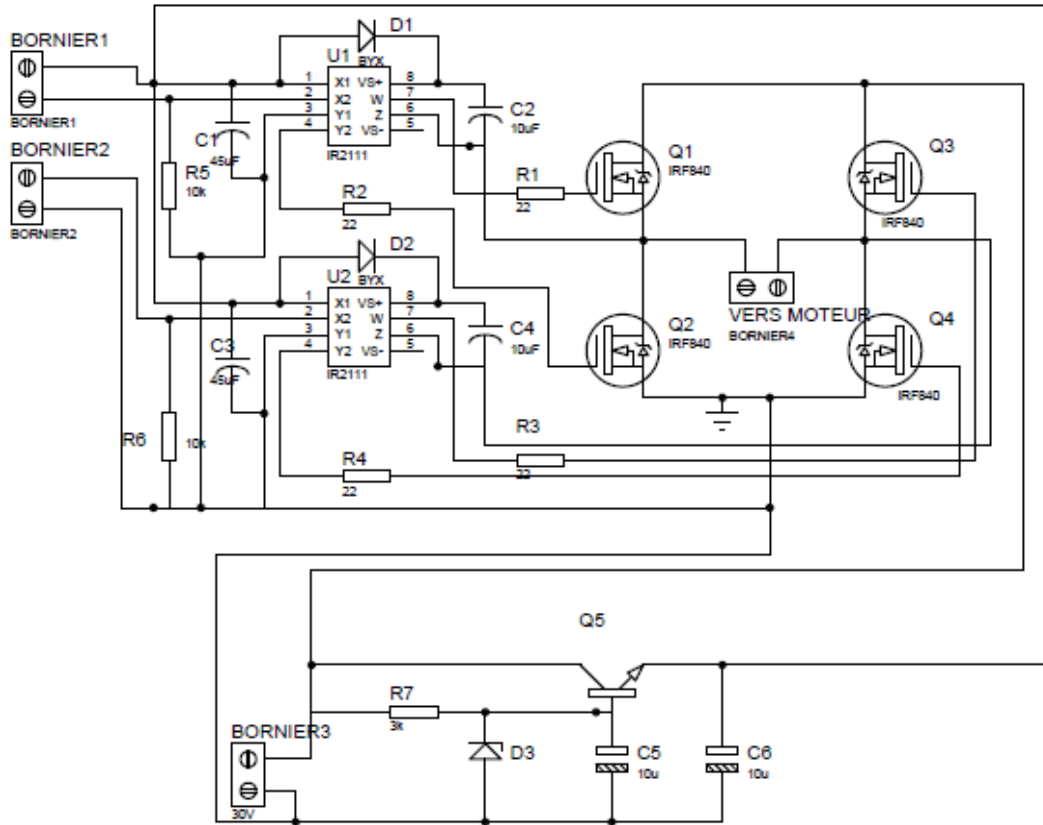


Figure IV.35. Schéma du circuit de puissance.

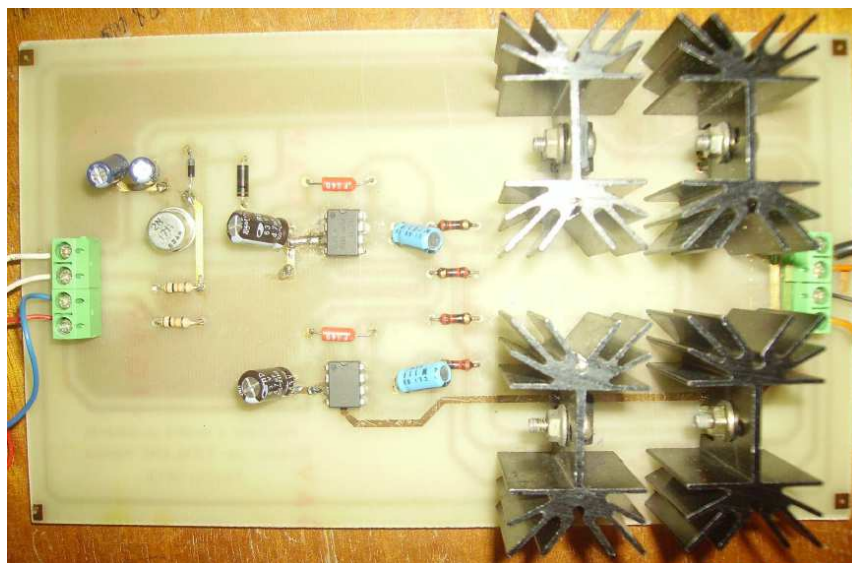


Figure IV.36. La photo du circuit de puissance.

IV.5.4. Résultats sur la sortie du hacheur à quatre quadrants

IV.5.4.1. Le hacheur à quatre quadrants à vide

Les résultats sont visualisés sur un oscilloscope numérique, on obtient la forme de la tension pour différent rapport cyclique et avec une fréquence de 10KHz.

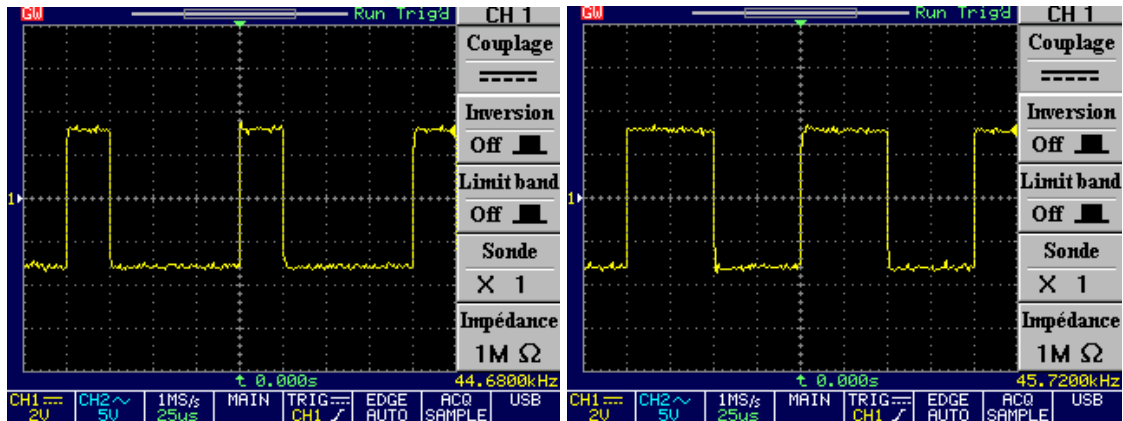


Figure IV.37. Le hacheur en pont pour $\alpha=0.25$. Figure IV.38. Le hacheur en pont pour $\alpha=0.5$

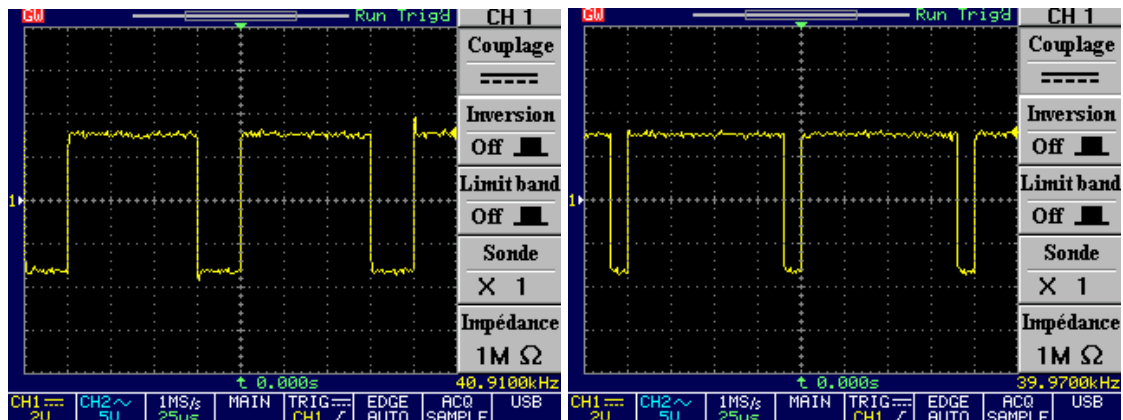


Figure IV.39. Le hacheur en pont pour $\alpha=0.75$. Figure IV.40. Le hacheur en pont pour $\alpha=0.9$

IV.5.4.2. Le hacheur à quatre quadrants avec moteur

IV.5.4.2.1. La forme de la tension

La forme de la tension pour différents rapport cyclique et une fréquence de 20Khz.

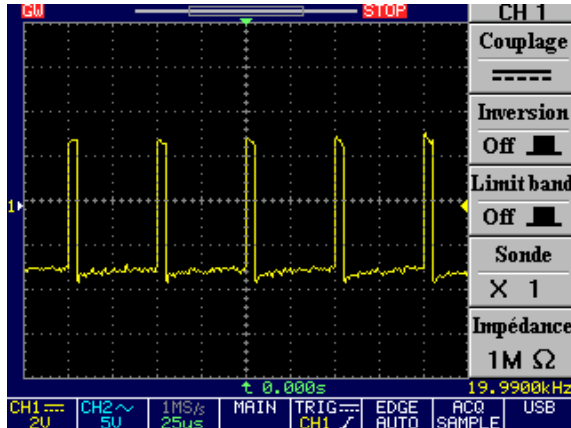


Figure IV.41. La tension pour $\alpha=0.1$.

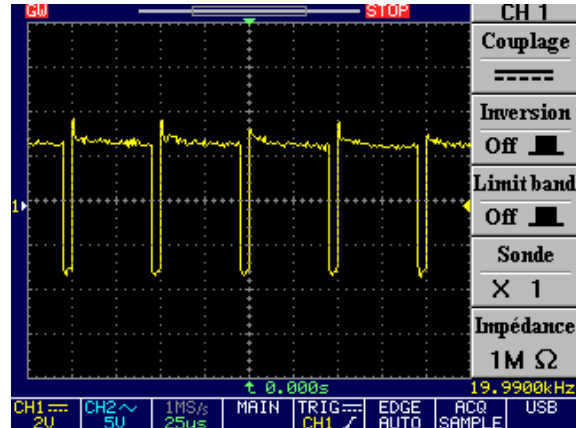


Figure IV.42. La tension pour $\alpha=0.9$.

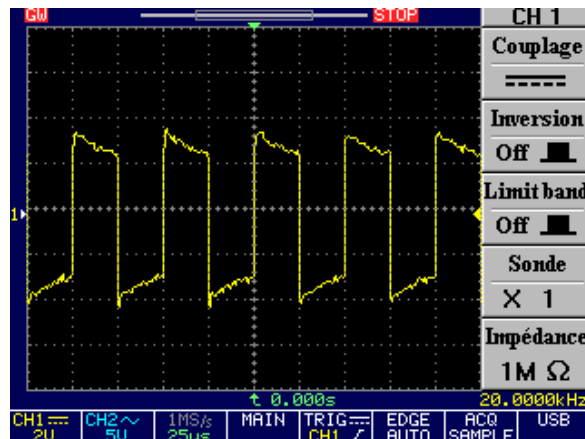


Figure IV.43. La tension pour $\alpha=0.5$.

IV.5.4.2.2. La forme du courant

1. La forme du courant pour différents rapport cyclique et une fréquence de 5Khz.

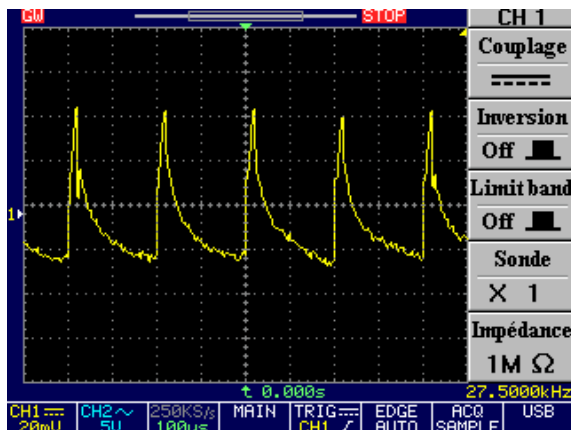


Figure IV.44. Le courant pour $\alpha=0.1$.

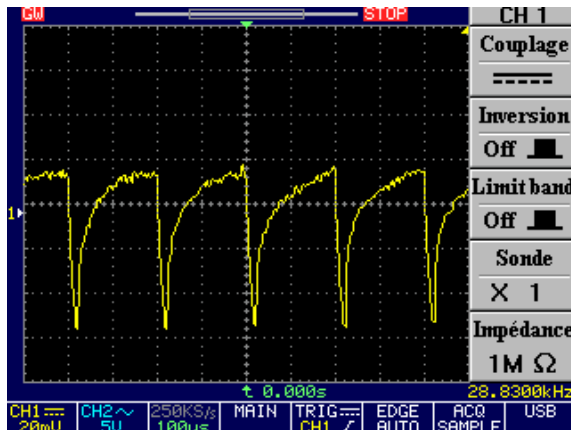


Figure IV.45. Le courant pour $\alpha=0.9$.

Réalisation du variateur de vitesse à base d'un hacheur en pont

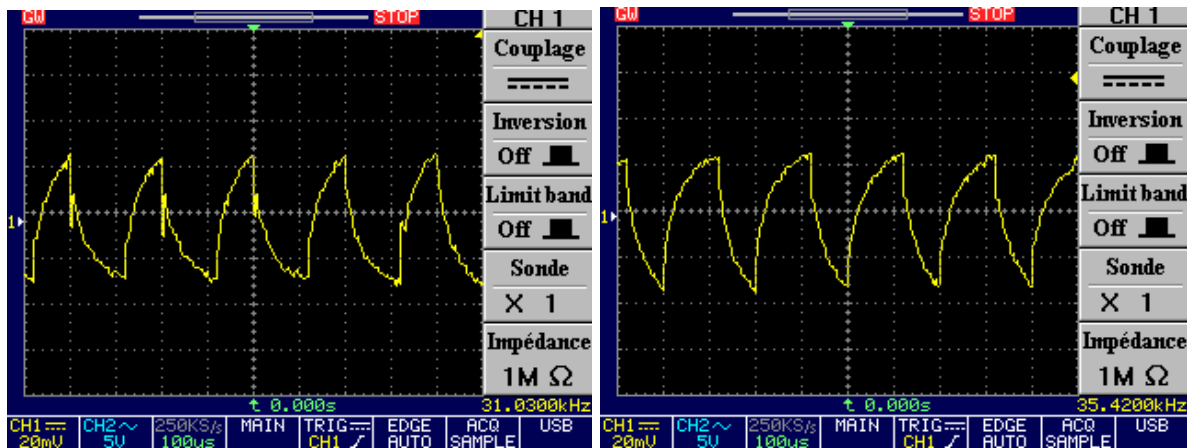


Figure IV.46. Le courant pour $\alpha=0.4$.

Figure IV.47. Le courant pour $\alpha=0.6$.

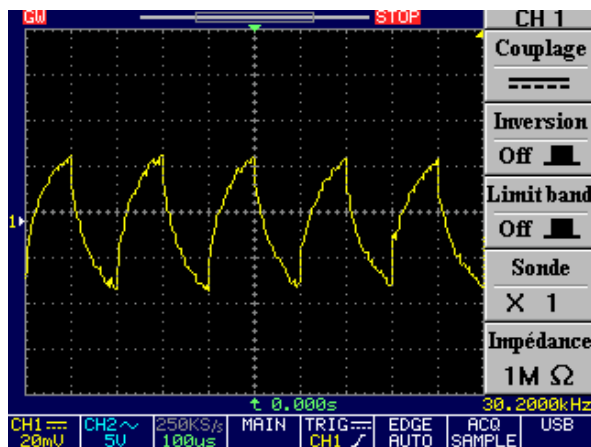


Figure IV.48. Le courant pour $\alpha=0.5$.

2. La forme du courant pour un rapport cyclique de 60% et des fréquences différentes.

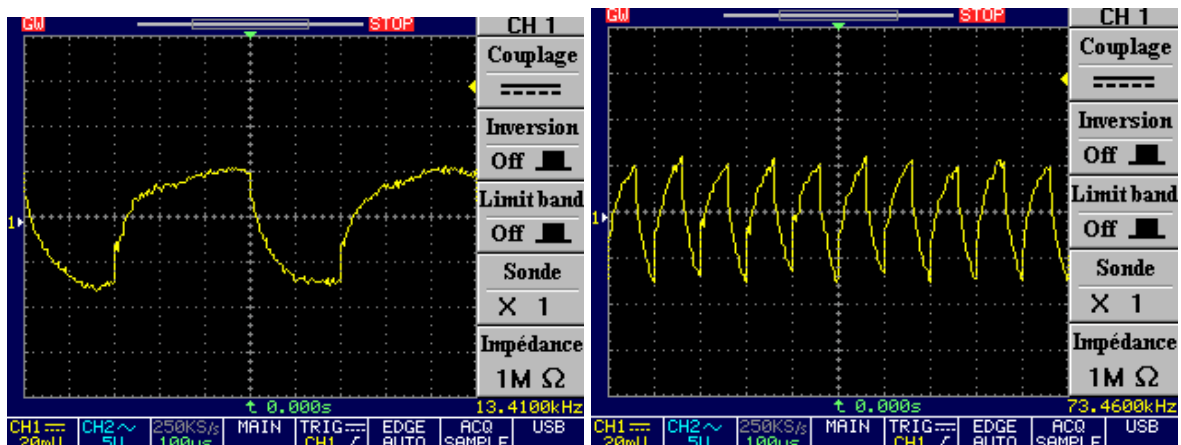


Figure IV.49. Le courant pour $f=2\text{Khz}$.

Figure IV.50. Le courant pour $f=10\text{Khz}$.

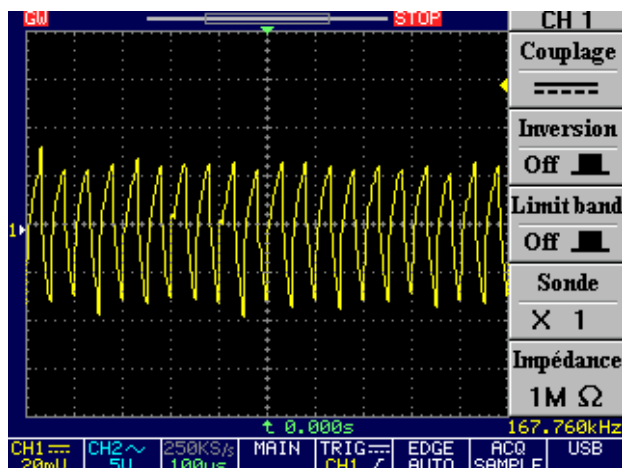


Figure IV.51. Le courant pour $f=20\text{Khz}$.

Dans la pratique nous avons utilisé une alimentation de 30V comme source continue à l'entrée de le hacheur en pont, En comparant les résultats obtenus dans la pratique avec ceux obtenus par simulation on peut dire que on à des mêmes formes de signal.

IV.6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les essais préliminaires effectués sur le banc d'essai. Nous avons constaté que notre commande nécessite une bonne maîtrise des techniques de génération de signaux de commande PWM. Pour cela nous avons élaboré des algorithmes de commande en temps réel utilisant la carte eZdsp F2812. Les simulations effectuées donnent de bons résultats. De même la commande MLI à été correctement implémenté sur la carte eZdsp F2812, Les résultats obtenus en pratique sont acceptables en comparaison avec ceux obtenus en simulation.

Conclusion générale

Dans ce mémoire nous étudie la conception et la réalisation d'un variateur de vitesse pour un moteur à courant continu en utilisant un hacheur quatre quadrants. La commande a été générée par le DSP TMS 320F2812.

Dans la phase conception, nous avons commencé par simuler le hacheur à quatre quadrants seul puis avec le moteur à courant continu en utilisant une co-simulation Psim-Simulink. Pour la validation de la commande nous avons également utilisé Simulink pour la programmation du DSP TMS 320F2812.

Dans la phase réalisation, nous avons réalisé un étage de puissance comprenant un hacheur quatre quadrants avec des drivers pour la commande des transistors MOSFET. Un étage de commande qui consiste en un générateur de signaux MLI autour du DSP TMS 320F2812 et un étage d'isolation pour la protection a été aussi réalisé.

Des essais ont été menés sur ce variateur et les résultats obtenus sont très satisfaisants. Ils ont validé les résultats de simulation et ont démontré l'apport positif de l'introduction d'un DSP destiné à la commande numérique des moteurs électriques comme ils ont ouvert d'autres aspects liés à la commande.

Étant donné que notre DSP n'a pas été exploité au maximum de ses capacités, il est certain qu'il puisse encore remplir plusieurs tâches supplémentaires utiles dans le banc d'essai pour véhicules électriques ou dans le véhicule électrique lui même.

En perspectives, il serait intéressant d'élargir le banc d'essai :

- par l'introduction d'autres variateurs de vitesse pour différents types de moteurs électriques.
- l'introduction et la gestion des systèmes de stockage.
- Par l'implémentation de commandes linéaires, non linéaires, temps réel etc.... dans le but d'améliorer les performances du véhicule électrique.

Bibliographie

- [1] AÏMAN NOUH, « Contribution au développement d'un simulateur pour les véhicules électriques routiers », Thèse de doctorat, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, Mars 2008.
- [2] Kamel BOUDJIT, « Commande synchrone en vitesse de deux moteurs à courant continu à base de DSP », mémoire de magister, USTHB, 2008.
- [3] Yacine AMARA, "Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation Application au véhicule hybride", Thèse de doctorat, Université Paris XI, décembre 2001.
- [4] GRÉGORY ROUSSEAU, Véhicule hybride et commande optimale, thèse de doctorat, École Nationale Supérieure des Mines de Paris, Décembre 2008.
- [5] LHOMME Walter, « Gestion d'énergie de véhicules électriques hybrides basée sur la représentation énergétique macroscopique », thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, novembre 2007.
- [6] Philippe BASTIANI, « Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur - machine alternative : Application à la traction électrique », Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, Février 2001.
- [7] Victor MESTER, "Conception Optimale Systémique des Composants des Chaînes de Traction Électrique", thèse de doctorat, l'École Centrale de Lille, Mai 2007.
- [8] MEHIMMEDETSI Boudjemâa, "Application du formalisme Bond Graph à une chaîne de conversion d'énergie photovoltaïque", mémoire de magister, Université Mentouri de Constantine, 2007.
- [9] TOUBAL Abdelmoughni, " Réalisation d'une interface USB autour d'un microcontrôleur (PIC 18F4550) pour la commande d'un moteur à courant continu ", mémoire de magister, ENP, juin 2007.
- [10] AKEL Fethi, "Étude et réalisation d'un émulateur de turbine éolienne", mémoire de magister, EMP, Mars 2009.
- [11] Romain CHARPENAY, "Usure et endommagement de matériaux carbonés comme éléments de contact électrique pour pompe à carburant automobile", Thèse de doctorat, Université de Lyon, novembre 2011.

- [12] Anouar Essadate AOUF, "Modélisation et simulation du Nano-transistor de puissance", mémoire de magister, Université de Batna, 2008/2009.
- [13] Romain Bichet, Julie Estivie, Etienne Molto et Flavia Tovo, Article : "Étude de cas Rose 2010 PWM et ponts en H", 30 mars 2010.
- [14] Professeur (A. Rufer , P. Barrade), Cours d'électronique de puissance (Conversion DC/DC), École polytechnique fédérale de Lausanne.
- [15] NOUI Samir, "Étude et Réalisation d'un Redresseur à MLI Commandé par DSP. Application à l'alimentation d'un Onduleur Á Trois Niveaux ", mémoire de magister, EMP, Décembre 2004.
- [16] Yann BAJOT, "Étude et spécification d'un cœur de processeur de traitement du signal configurable pour systèmes embarqués spécialisés", Thèse de doctorat, Université Paris VI, Novembre 2001.
- [17] Mickaël RAULET, "Optimisations Mémoire dans la Méthodologie AAA pour Code Embarqué sur Architectures Parallèles", Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, mai 2006.
- [18] Abdelkrim LALLOUANI, "Débruitage d'un signal de la parole corrompu par un bruit colore en utilisant la transformée en ondelettes et implantations sur un processeur de traitement numérique des signaux", Pour un grade de maitrise, Université du Québec, Septembre 2004.
- [19] Khaled ZAABI, "Implémentation d'une méthode de reconnaissance de la parole sur le processeur de traitement numérique du signal TMS320C6711, Pour un grade de maitrise, École de technologie supérieur université du Québec, Juin 2004.
- [20] KHIRENNAS Abdelhamid, « Alimentation et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation en vue d'une application pour la Conversion de l'Énergie Éolienne : Étude et réalisation », Mémoire de magister, EMP, mars 2010.
- [21] Spectrum Digital, Inc., « eZdspTM F2812 Technical reference», 2003.
- [22] TADRIST Nadia, " Implémentation par DSP d'une commande en vitesse d'une machine à courant continu sans collecteur (BDCM)", mémoire de magister, USTHB, Novembre 2009.
- [23] Petru Dobra, Radu Duma, Daniel Moga and Mirela Trusca, " Digital Control Applications using TI Digital Signal Controller", Issue 6, Volume 3, June 2008.
- [24] BENDIB Douadi, " Etude et réalisation d'une commande MLI on-line sur circuit FPGA", Mémoire de magister, ENP, Juin 2009.

[25] Mehmet TÜMAY, K.Çağatay BAYINDIR, Mehmet Uğraş CUMA, Ahmet TEKE, " Experimental setup for a DSP based single-phase PWM", Cukurova University, Faculty of Engineering and Architecture, Department of Electrical & Electronics Engineering, 01330,Balcali, Adana, Turkey.

Annexe A

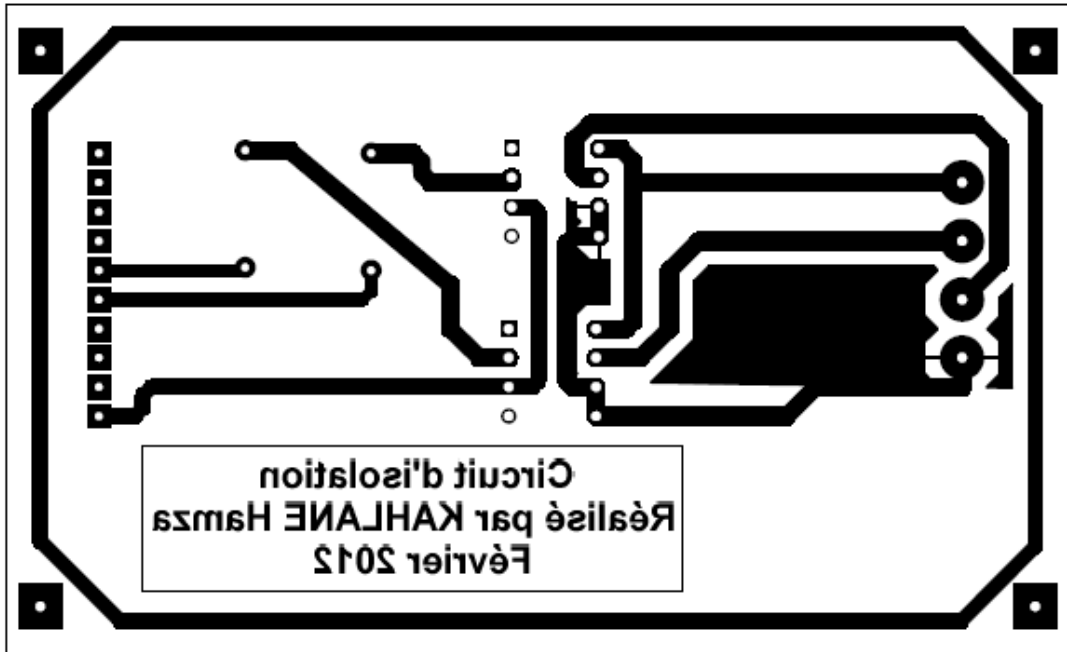


Figure A.1. Circuit imprimé du circuit d'isolation.

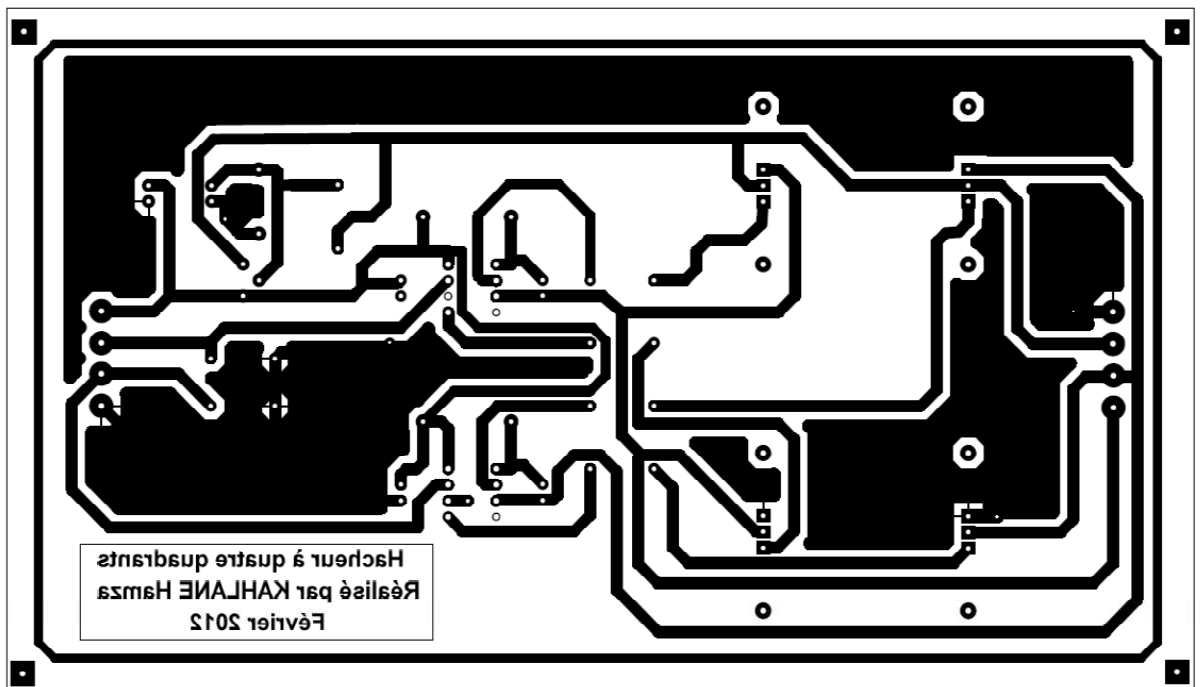


Figure A.1. Circuit imprimé du circuit de puissance (face arrière).

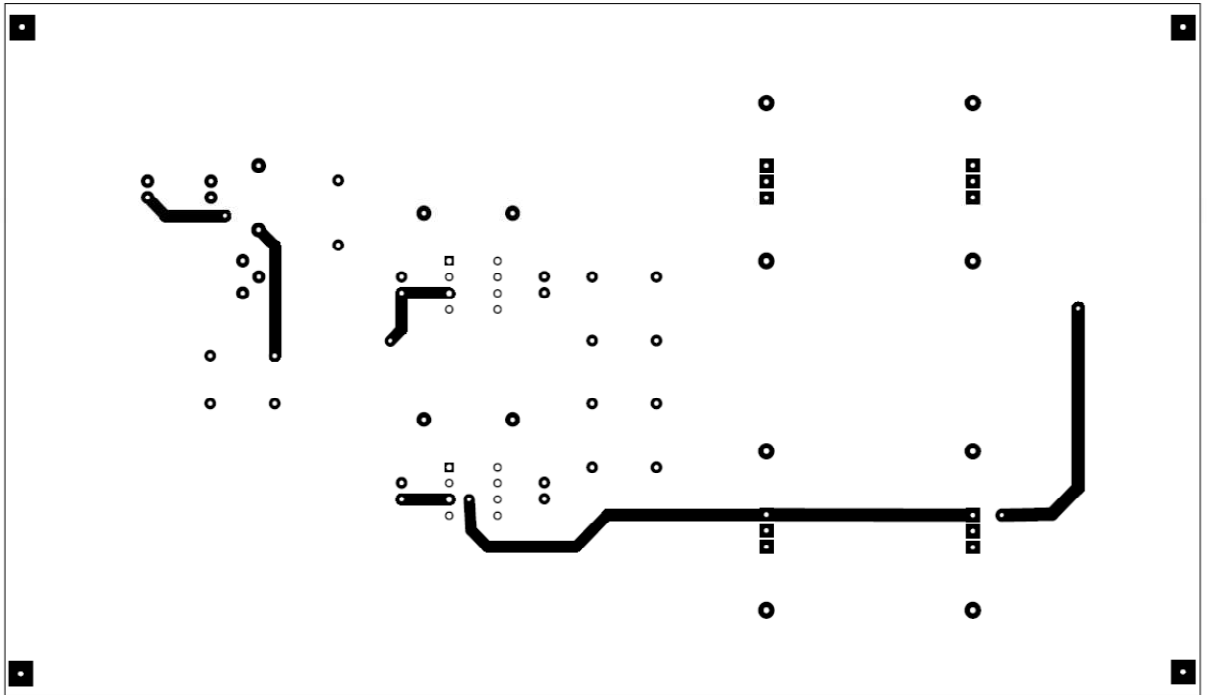


Figure A.1. Circuit imprimé du circuit de puissance (face avant).