

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

UNIVERSITE MOULOU D MAMMERI DE TIZI-OUZOU



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

Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Machines Electriques

Présenté par
MOUALEK Riad

Thème

**CONCEPTION ET REALISATION D'UN
EMULATEUR A PILE A COMBUSTIBLE PEM :
APPLICATION AU VEHICULE ELECTRIQUE A
PILE A COMBUSTIBLE**

Mémoire soutenu publiquement le 11/07/ 2017 devant le jury composé de :

Mr Nacer BENAMROUCHE

Professeur U.M.M.T.O, Président

Mr.Salah HADDAD

Professeur, U.M.M.T.O, Examineur

Mr Hakim DENOUN

Maître de conférences classe A, U.M.M.T.O, Examineur

Mr Nabil BENYAHIA

Maître de conférences classe A, U.M.M.T.O, Encadreur

Remerciements

Je remercie infiniment mon enseignant et promoteur le Docteur N. BENYAHIA pour sa constante présence tous au long de ma formation durant laquelle il m'a prodigué d'innombrables conseils et orientations et sans qui ce travail n'aurait jamais pu voir le jour. Je remercie vivement H. DJOUDI pour sa patience et sa constante présence tout au long de mes études en général et de ce mémoire en particulier.

Je remercie du fond du cœur le Docteurs M. ZAOUIA pour ces conseils et pour la documentation qu'il a mis à ma disposition tout au long de ma formation et de ce mémoire.

Je remercie aussi le Docteur H. DENOUN pour les moyens qu'il a mis à ma disposition notamment le DSP TMS 320F28335.

Je remercie également tous les autres membres du Laboratoire LATAGE à leurs tête le professeur N. BENAMROUCHE, qui n'ont lésiné sur aucun moyen pour l'aboutissement de ce mémoire.

Je remercie vivement tous les enseignants de la faculté de Génie électrique qui ont participé de près ou de loin à ma formation.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à mes deux petits amours Céline et Alicia

Et à ma chère et tendre épouse Zina.

Sommaire

NOMENCLATURE	6
INTRODUCTION GENERALE	8
CHAPITRE1 : GENERALITES SUR LES VEHICULES ELECTRIQUES A PEMFC	9
INTRODUCTION	10
GENERALITES SUR LES VEHICULES ELECTRIQUES.....	10
CONSTITUTION D'UN SYSTEME VEHICULE ELECTRIQUE.....	12
LA PILE A COMBUSTIBLE.....	13
TYPES DE PILE A COMBUSTIBLES.....	14
LIAISONS ENDOTHERMIQUES ET EXOTHERMIQUES	17
IMPORTANCE D'UN SYSTEME DE STOCKAGE ELECTRIQUE : ESS.....	19
LES BATTERIES.....	19
LES SUPERCONDENSATEURS	21
PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN SUPER CONDENSATEUR	22
CONCLUSION	24
CHAPITRE 2 MODELISATION DE LA PILE A COMBUSTIBLE PEM	25
INTRODUCTION	26
MODELISATION DE LA PILE.....	26
LA REPONSE EN REGIME DYNAMIQUE DE LA PILE.....	30
ALIMENTATION EN FLUIDE	30
ELIMINATION DE L'EAU PRODUITE	30
ELIMINATION DE LA CHALEUR	31
DYNAMIQUE DES FLUX DES GAZ	31
TEMPS DE REPONSE EN BOUCLE FERMEE	32
MODELISATION DE LA BATTERIE	36
MODELE LINEAIRE SIMPLE	37
MODELE PRENANT EN COMPTE LE SOC DE LA BATTERIE	37
MODELE AVEC CONTROLE DE SOURCE DE TENSION	38
MODELISATION DU SUPERCONDENSATEUR.....	38
SCHEMA EQUIVALENT DU SUPER CONDENSATEUR	40
SYSTEME D'EQUILIBRAGE	41
CONCLUSION	43

CHAPITRE 3 : CONTROLE DU SYSTEME PILE A COMBUSTIBLE	44
INTRODUCTION	45
PRINCIPE DE LA COMMANDE DES CONVERTISSEURS	45
LA COMMANDE ANALOGIQUE	46
LA COMMANDE NUMERIQUE	46
LES CONVERTISSEURS DE L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE	46
REDRESSEUR (RECTIFIER) : CONVERSION AC/DC	46
HACHEURS (CONVERTER) : CONVERSION DC/DC	46
MODELISATION DU CONVERTISSEUR BOOST	46
CALCUL DE L'ONDULATION DU COURANT	49
CALCUL DE L'ONDULATION DE LA TENSION	50
COMMANDE DU CONVERTISSEUR BOOST	51
MODELE D'ETAT INSTANTANE	52
MODELE D'ETAT MOYEN	53
BOUCLE DE COURANT	53
BOUCLE DE TENSION	54
LE CONTROLEUR PI DU COURANT.....	55
LE CONTROLEUR PI DE TENSION.....	56
CONCLUSION :.....	59
CHAPITRE 4 : REALISATION DE L'EMULATEUR DE LA PILE A COMBUSTIBLE PEM ET	
CONTROLE DU SYSTEME VE	60
INTRODUCTION	61
L'EMULATEUR DE LA PILE PEMFC	61
FONCTIONNEMENT DE L'INTERFACE EA-9080-50T / DSPACE	62
CARTE DRIVERS DU HACHEUR BOOST	66
LE HACHEUR BOOST	67
LE MODULE CAPTEUR DE COURANT.....	68
LE MODULE CAPTEUR DE TENSION	69
LE MODULE D'ALIMENTATION STABILISEE.....	70
ASSEMBLAGE FINAL DES DIFFERENTS MODULES	71
CONCLUSION	74
ANNEXES	76

Nomenclature des Symboles et Indices :

- A : Amplitude de zone de la batterie [V].
 A_c : surface du diélectrique.
 Alpha (α) : Rapport Cyclique de Conduction.
 B : Constante de temps propre à la zone en [Ah].
 BEV : battery electrical vehicle
 C : Est la valeur de la capacité nominale.
 C_f : Condensateur de Lissage de la Tension de Bus.
 C_s : capacité de sortie du boost
 C_{sc} : capacité supercondensateur.
 D : épaisseur du diélectrique.
 d : La différence relative entre C_1 et C_2 exprimée en %.
 $E_0 = V_e$ Tension à vide constante de la batterie aux conditions normales de température et de pression (298 K et 1 ATM) en [V]
 FCEV : fuel cell electrical vehicle
 EPR: résistance interne parallèle.
 ESR: résistance interne Série.
 E : Tension à la sortie de la batterie en [V]
 E_{Nernst} : Tension de Nernst dans la pile PEM.
 f : Fréquence de Hachage du Signal
 I_{batt} : Courant de la batterie en [A].
 I_{bus} : Valeur Moyenne du Courant de Bus de Sortie
 I_c : Le Courant dans le condensateur de Filtrage
 I_l : Courant de Ligne (d'Entrée)
 K : Constante de polarisation en [Ω].
 $K_{an,cat}$ Constantes de valve des canaux H et O en $\sqrt{K mole \cdot \frac{Kg}{s \cdot atm}}$
 K_{H_2,O_2} Constantes molaires de la valve en $K mole / s \cdot atm$
 K_i : Coefficient Intégral du correcteur de courant
 K'_i : Coefficient Intégral du correcteur de Tension
 K_p : Coefficient proportionnel du correcteur de courant
 K'_p : Coefficient proportionnel du correcteur de Tension
 K_r : constante de résistance ohmique de la PEM
 L : inductance de lissage à l'entrée du boost
 L_1 : Inductance De Lissage Du Courant d'Entrée
 M_{H_2,O_2} Masse molaire des gaz en $Kg / K mole$.
 N : nombre de moles du gaz réactif
 P est la pression du gaz considéré
 PEM : proton exchange membrane
 P_n : puissance nominale
 Q : Charge actuelle de la batterie en [Ah].
 Q_0 : Capacité de la batterie en [Ah].

$\frac{Q}{Q_0}$: SOC de la batterie.

Q_c : charge du condensateur

q_{H_2, O_2} Est le flux molaire en *Kmole / s*

R, T et F sont respectivement les constantes universelles du gaz, la température de la pile et la constante de Faraday.

R_l : Résistance interne de la bobine

R_c : Résistance série interne du condensateur

R_b : Résistance dépendante du SOC aux bornes de la batterie [Ω].

R_{int} : Résistance interne de [Ω].

r_{H-O} : Ratio Hydrogène – Oxygène

R_{load} : résistance de charge du boost

SOC : Etat de charge de la batterie compris entre $[0;1]$.

SOC: state of charge

T_f : Période du Signal de Hachage Correspondant à la Fréquence f .

U_{c1} : La tension de charge des éléments du super condensateur.

U_{opt} : Facteur d'utilisation optimale

V_{act_cell} : Chute de Tension d'activation de la pile PEM.

V_{an} : volume du canal

V_{batt} : Tension aux bornes de la batterie en [V].

V_{conc_cell} : Chute de tension de concentration dans la PEM.

V_{ohm_cell} : Chute de Tension Ohmique dans la PEM.

$V_{ohm,a}$: La chute de tension à l'anode

$V_{ohm,c}$: La chute de tension à la cathode

$V_{ohm,membrane}$: La chute de tension à travers la membrane.

$V_{bus} = V_s$: Valeur Moyenne de la Tension de Bus de Sortie

V_c : tension appliquée au supercondensateur V_l : Tension aux bornes de la bobine

V_{cell}, V_{fc} : tension de la pile

$\Delta I / I$: Taux d'Ondulation du Courant d'Entrée.

$\Delta V / V$: Taux d'ondulation de la Tension de Bus.

ϵ : constant diélectrique du matériau isolant.

τ_{fb} : Temps de réponse en boucle fermée.

τ_{BOP} : Temps de réponse mécanique du compresseur d'air.

Introduction Générale

Il est établi au 21^{ème}, que le degré d'émancipation d'une société se mesure par rapport à sa consommation d'énergie électrique. Cette idée reçue a fait que l'industrie de manière générale et les foyers en particulier ont connus une consommation effrénée d'énergie. En à peine un siècle, plus de 90% des appareils domestiques fonctionnent à l'électricité produite à partir d'énergie fossiles. Cet état de fait a détérioré considérablement l'environnement ; La pollution ainsi générée et à cause de l'effet de serre qu'elle produit, est devenue un problème de santé public majeur [1].

Cette situation a conduit bon nombre de scientifiques à orienter leurs recherches dans des solutions de substitutions qui sont au jour d'aujourd'hui, nombreuses et diverses. A ce juste titre, on peut citer l'énergie éolienne, ou l'électricité est produite de manière intermittente, le vent étant une force que l'homme ne domine pas. L'énergie solaire est aussi une énergie propre et durable malheureusement les pays trop loin de l'équateur ont un taux d'ensoleillement faible et le soleil ne brille dans le meilleur des cas que la moitié de la journée, l'autre moitié le système doit puiser dans des batteries conçues à cet effet. D'autres systèmes tout aussi écologiques sont en service ici et là comme la production hydraulique ou les piles à combustibles [4].

Le travail qui va suivre sera consacré à la conception et à la réalisation d'un système d'alimentation hybride, constitué d'une pile à combustible de type PEMFC de 500 Watts, comme alimentation principale, accompagnée par un système de stockage Super condensateur/Batteries. Ce dernier sera alimenté par un convertisseur DC-DC de type Boost. Le système sera commandé par DSpace 1103, pour les besoins de l'expérimentation ; Afin d'assurer la portabilité du système, un port RS232 est prévu comme interface de commande par DSP TMS320 28F335.

Nôtre travail sera subdivisé en quatre chapitres. Durant le premier chapitre, on passera en revue les véhicules électriques alimentés par pile à combustibles de type PEM. Le second chapitre sera consacré à la modélisation du véhicule électrique notamment la pile à combustible et le convertisseur de type Boost qui sera chargé d'alimenter le système de stockage constitué de deux stacks formés respectivement par les batteries et les super-condensateurs. Le troisième chapitre sera consacré à l'étude du contrôle du système pile à combustible ; Nous allons à cet effet contrôler la tension de bus de sortie et présenter les différentes boucles de régulations réalisées pour le courant et la tension ainsi que les résultats de simulations sous Matlab Simulink. Ces résultats seront comparés à ceux obtenus expérimentalement. Dans le quatrième et dernier chapitre, nous allons présenter le travail expérimental que nous avons réalisé. Dans un premier temps nous présenterons l'émulateur de la pile à combustible ainsi que les essais effectués. Ensuite nous présenterons le système Boost muni de son régulateur et les résultats obtenus sur le réglage du courant et de la tension de bus. Nous clôturerons nôtre travail par une conclusion générale où nous présenterons les perspectives futures que nous espérons venir compléter nôtre modeste travail.

I.1 INTRODUCTION

Au moins 97% des moyens de transport sont assurés par la conversion des énergies fossiles ; Ils utilisent à eux seules près du tiers de la production mondiale de pétrole. Le parc automobile actuel est estimé à 800 millions de véhicules tous types confondus dans le monde ; Ce chiffre est appelé à doubler dans les prochaines décennies. Il est devenu impératif de trouver des solutions de substitution afin de limiter l'émission des gaz à effets de serre qui sont à l'origine de la pollution qui étouffe les grandes agglomérations. Parmi ces moyens la pile à combustible se positionne en haut du podium. Savamment choisie, elle fournit la puissance nécessaire avec un taux de pollution quasiment nul. La pile à combustible peut être utilisée dans trois domaines principaux ; Les applications portables comme les téléphones mobiles et les ordinateurs, dans des applications stationnaires comme les centrales de production collectives et individuelles et dans le transport en équipant des véhicules lourds et légers [14].

I.2 GENERALITES SUR LES VEHICULES ELECTRIQUES

La première apparition de la voiture électrique remonterait aux alentours de 1830 et fut l'invention d'un Écossais dénommé Robert Anderson. En 1859, Gaston Planté inventa la première batterie rechargeable au plomb acide. En 1881 un certain J. Raffard, avait conçu la voiture électrique ainsi que la 'machine ' destinée à la charge de ses batteries. En 1884 Thomas Parker a lui aussi mis au point son modèle. Le premier véhicule destiné à la commercialisation a été fabriqué en 1891 par William Morrison. Mais le premier véhicule électrique à dépasser la vitesse de 100 kilomètres par heure fut dénommée la « Jamais contente » et fut construite en Belgique en 1899 illustrée en figure (I.1). Elle était équipée de pneus Michelin et adoptait la forme d'une torpille [16].

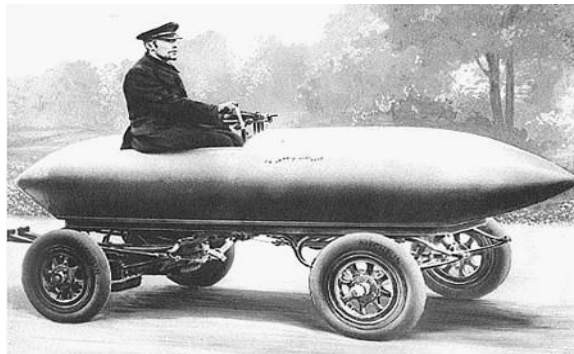


Figure (I.1) : La 'Jamais Contente' [16].

L'inconvénient majeur de ce système précurseur est son rapport volume / puissance. Bien que relativement performant pour leurs époques, ces systèmes étaient très encombrants ce qui a poussé les chercheurs de l'époque à s'y désintéresser au profit des moteurs thermique en plein essor de l'air des hydrocarbures car la pile à combustible n'était qu'à ces balbutiements et le lien avec un véhicule électrique n'était pas encore une nécessité.

Le processus de la pile à combustible a été démontré par William Grove en 1839 [2] qui en assemblant quatre unités de pile, a pu générer un courant électrique, à partir de deux gaz : l'Hydrogène et l'Oxygène. La première application à voir le jour, a été un prototype de pile Alcaline, réalisée par Francis Bacon en 1950, depuis, la pile à combustible est devenue un

centre d'intérêt majeur pour des applications de la NASA qui ont été démocratisées par des industriels tels que General Motors à l'origine de stations mobiles pour véhicules urbains et de centrales stationnaires de différentes puissances.

Les dernières décennies ont connu une dégradation catastrophique de l'environnement alors, opposée aux sources d'énergies fossiles destructrices de l'environnement à plus d'un égard, la pile à combustible alimentée en Hydrogène, est considérée parmi les meilleurs sources d'énergie écologiques et durable. On distingue alors deux types de propulsions [ERH2 Bretagne Observatoire] : La propulsion à Pile à Combustible, et la propulsion par moteur à combustion à Hydrogène

Le premier utilise l'Hydrogène pour faire fonctionner une pile à combustible qui produit de l'énergie électrique pour faire tourner un moteur électrique via un convertisseur statique. Dans ce cas l'Hydrogène est qualifié de vecteur d'énergie et non pas de carburant comme dans le deuxième type où la propulsion est obtenue après combustion dans un moteur thermique.

Pour les véhicules à propulsion par piles à combustibles on peut citer principalement deux catégories.

- Les véhicules à pile à combustibles ou FCEV qui présentent beaucoup d'avantages tels que :
 - Quasi absence de pollution sonore.
 - Absence totale d'émission de gaz.
 - Abondance de l'hydrogène dans la nature.
 - Tout comme le GPL l'hydrogène est une technologie maîtrisée notamment dans l'aérospatial et les véhicules urbains (projet Européen CUTE).

Leurs inconvénients sont principalement les pertes énergétiques et émissions liées à la fabrication des piles ainsi que le coût élevé de l'électrolyse de l'eau.

- Le deuxième type est les véhicules à batteries ou BEV, qui présentent globalement les mêmes avantages et inconvénient à l'exception du fait de la durée de charge des batteries qui réduisent énormément l'autonomie du véhicule.

Les premiers véhicules à voir le jour sur le marché grand public sont le Tucson de Hyundai et la Mirai de Toyota avec le projet CUTE (Clean Urban Transport of Europe) de bus urbain européen.



Figure (I.2) : Bus CITARO issu du projet CUTE

Le bus CITARO fabriqué par EVOBUS présenté en 2002 a une longueur de 12 mètres pour 70 passagers et alimenté par une pile Ballard de type PEM de 250 KW, alimentée en Hydrogène stocké à bord sous une pression de 350 bars lui procurant une autonomie de 200 Km. Figure (I.2).

Aujourd'hui la plupart des grands constructeurs automobiles ont leurs gammes de véhicules électriques. On peut citer à titre indicatif le constructeur Daimler-Chrysler qui a lancé sa gamme de véhicules électriques propulsés à l'hydrogène et au Méthanol utilisant une pile PEM et des batteries de stockage d'énergie, comme la Nekar figure (3.a) et l'écovoyager figure (3.b).



(a)



(b)

Figure (I.3) : Véhicules du constructeur Daimler-Chrysler

a : La Nekar

b : Ecovoyager

I.3 CONSTITUTION D'UN SYSTEME VEHICULE ELECTRIQUE

Ces systèmes sont généralement composés de :

- Un moteur de propulsion.
- Une pile de type PEMFC.
- Réservoir de stockage d'Hydrogène.
- Batteries de stockage d'énergie.
- Systèmes d'alimentation et de contrôle des dispositifs électriques et informatiques.

Nous pouvons schématiser ce système par la figure (I.4) donnée ci-après.

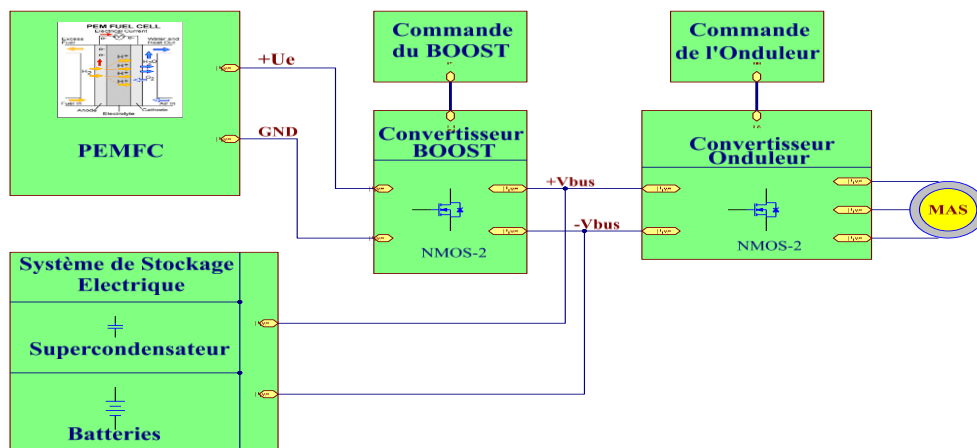


Figure (I.4) : Schéma Synoptique du Système - Véhicule électrique -

La pile est chargée de produire l'énergie électrique nécessaire. Cette énergie est ajustée grâce au convertisseur survolteur (Boost) puis stockée dans un système constitué de Batteries / Supercondensateur qui servira d'alimentation auxiliaire ou lors de forts appels de courant (régimes transitoires) pour l'alimentation du moteur de traction représenté ici par une machine asynchrone via un onduleur.

I.4 LA PILE A COMBUSTIBLE

La pile à combustible est un composant électrochimique, qui convertit l'énergie chimique contenue dans les liaisons moléculaires en courant électrique continu. Son efficacité énergétique dépend essentiellement des principes de la thermodynamique, conjugués à la nature des matériaux la constituant, qui sont au demeurant toujours aux stades de recherches et d'amélioration. (Figure I.5) [1].

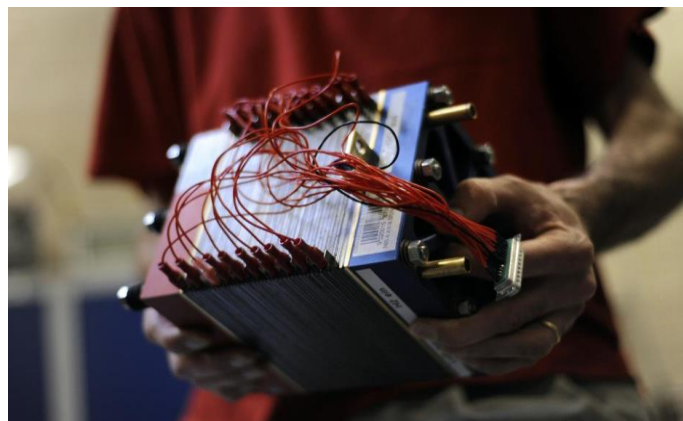


Figure (I.5) : Prototype d'une Pile à Combustible

Le procédé à l'origine de la pile à combustible est décrit comme étant la réaction inverse de l'électrolyse de l'eau. Aux deux électrodes on retrouve :

- L'Anode reliée au pôle positif, alimentée en hydrogène.
- La cathode reliée au pôle négatif, alimentée en oxygène.

Entre les deux, se trouve un électrolyte solide ou liquide généralement contenant du platine servant de catalyseur en contrôlant le passage des électrons et la migration des ions d'une électrode vers l'autre sous l'effet du champ électrique créé.

Il s'agit dans cette réaction de la combustion électrochimique contrôlée de l'Hydrogène et de l'Oxygène résultant une production simultanée de l'électricité, de l'eau et de chaleur. Cette réaction appelée réaction d'oxydoréduction effectue un transfert d'électrons entre deux espèces chimiques. Le réducteur cède des électrons, il subit une oxydation, tandis que l'oxydant gagne des électrons, il subit une réduction.

La combustion d'un carburant communément l'hydrogène produit à l'anode des électrons guidés par un conducteur externe, qui une fois dans la cathode, réduisent un oxydant. Cette production d'électrons est maintenue aussi longtemps que le carburant et l'oxydant sont disponibles.

Il existe plusieurs types de piles à combustibles classées suivant leurs utilisations, La température de fonctionnement et l'électrolyte employé ; On peut en citer les suivants.

I.5 DIFFERENTS TYPES DE PILE A COMBUSTIBLES

- La PEMFC (Proton Exchange Membrane Fuel Cell) ou membrane échangeuse de protons, figure (I.6), elle est préférée pour les applications portatives et stationnaires. Elle utilise un électrolyte en polymère généralement contenant du Platine, elle est compacte et travaille à températures basses soit 80°C. Fournissant de l'électricité avec un rendement allant de 40 à 60 %, elle est préférée pour les applications de véhicules légers et transport en communs urbains. Elle demeure encore le sujet de nombreuses études.

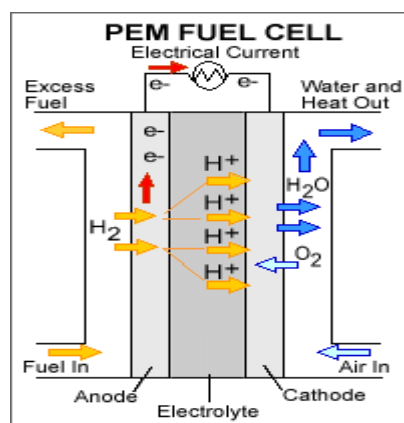


Figure (I.6) : Représentation d'une PEMFC

- La SOFC (Solide Oxyde Fuel Cell), est utilisée dans les systèmes de cogénération électricité – chaleur. Sa température de fonctionnement est de 800°C. Elle utilise le Zirconium ou Yttrium comme électrolyte et n'importe quel carburant contenant de l'hydrogène comme le gaz naturel du réseau ; Son rendement est de 40 à 70 % et la chaleur dégagée est réutilisée. (Figure I.7)

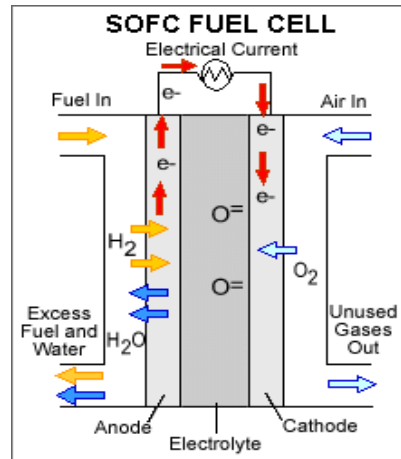


Figure (I.7) : Représentation d'une SOFC

- AFC : Alkaline Electrolyte Fuel Cell : C'est l'une des premières technologies à être développée pour le programme spatial américain. Ce système utilise du Potassium Hydroxyde comme électrolyte. Les derniers systèmes à être développés utilise une membrane en polymère comme une PEMFC conventionnelle à la différence que ce polymère est de type alcalin. Son rendement avoisine les 60 %. Parmi les inconvénients de ce système est l'émission de dioxyde de carbone susceptible d'affecter son fonctionnement et de polluer l'environnement à long terme. (Figure I.8).

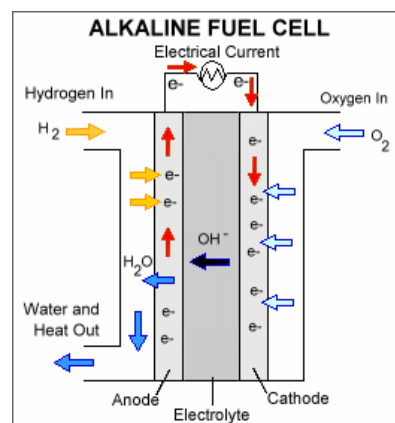


Figure (I.8) : Représentation d'une AFC

- PAFC : Phosphorique Acide Electrolyte Fuel Cell : Ce procédé utilise de l'acide Phosphorique liquide comme électrolyte et des électrodes en Platiniun. Ce système est le premier à être commercialisé et utilisé dans les systèmes stationnaires et les véhicules de transport en commun urbains. Son rendement dépasse les 85 % mais génère moins d'électricité que les autres types de pile pour un même rapport poids/volume. (Figure I.9).

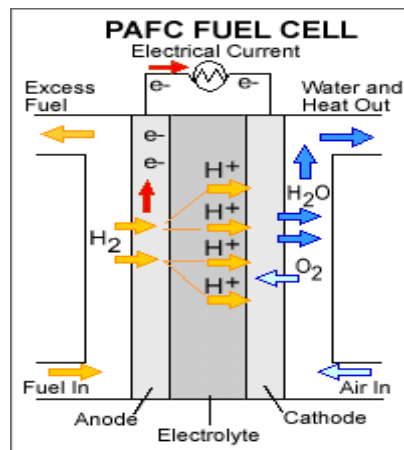


Figure (I.9) : Représentation d'une PAFC

- MCFC : Molten Carbonate Electrolyte Fuel Cell: Ce procédé est actuellement développé pour le gaz naturel et le charbon. Cette pile utilise des électrodes en sels de carbonates de Molten enveloppées dans des chemises poreuses d'alliages de Lithium et d'Oxyde d'Aluminium. Sa température de fonctionnement est de 650°C sous un rendement de 65 %. Le plus important inconvénient est sa petite durée de vie due à la corrosivité de l'acide utilisé et la haute température de fonctionnement. Figure(I.10).

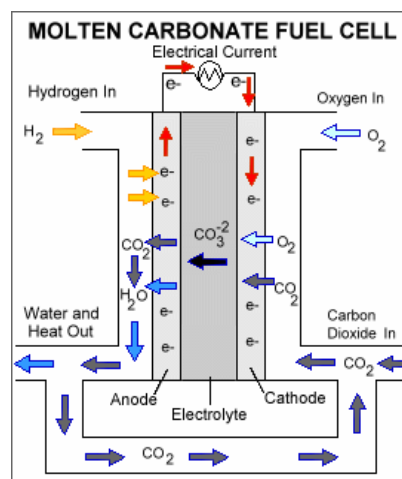


Figure (I.10) : Représentation d'une MCFC

- DMFC : Direct Methanol Fuel Cell : Contrairement aux autres types de piles la DMFC utilise directement du méthanol. Le méthanol étant un gaz très stable et de transport facile la DMFC peut être utilisée pour des applications large public.

On donne dans le tableau suivant les performances et les caractéristiques de chacun de ces types suscités.

Tableau 1: Caractéristiques des Différents Types de Piles à Combustibles

Fuel Cell	PEMFC	DMFC	AFC	PAFC	MCFC	SOFC
Température (°C)	80	60-100	65-220	200	600-700	650-1000
Electrolyte	Proton Exchange Polymer	Proton Exchange Polymer	Potassium Hydroxide	Phosphoric Acid	Liquid Molten Carbonate	Ion Conducting Ceramic
Charge Drainée	H ⁺	H ⁺	OH ⁻	H ⁺	CO ⁻	O ⁻
Combustibles Possibles	Hydrogène	Méthanol	Hydrogène Gaz Nat	Hydrogène Gaz Nat	Hydrogène Gaz Nat	Hydrogène Gaz Nat
Gamme de Puissance	1W-10MW	1W-10KW	200KW-10MW	1W-100KW	1KW-10MW	500KW-10MW
Rendement Electrique	30%-45%	30%-45%	35%-45%	55%-60%	50%-55%	50%-60%
Applications	Multiple	Transport	Stationnaire	Spatial	Stationnaire	Stationnaire

Dans ce qui suit nous allons considérer le type PEMFC pour les performances qu'elle présente. Cette technologie retient l'attention pour trois raisons :

- Sa température de fonctionnement relativement basse laisse envisager une technologie simplifiée pour assurer un démarrage rapide et une évacuation aisée de la chaleur
- Insensible à la présence de CO₂ dans l'air, contrairement à la technologie alcaline.
- Elle est constituée de matériaux solides ce qui requiert moins d'attention que pour les matériaux liquides.

Nous allons dans un premier temps analyser son principe de fonctionnement puis la modéliser mathématiquement pour ensuite réaliser une simulation sous Matlab/Simulink ; Les résultats obtenus seront émulsés pour une alimentation programmable qui va nous servir de modèle physique pour notre expérimentation.

I.6 LIAISONS ENDOTHERMIQUES ET EXOTHERMIQUES

L'énergie chimique à l'origine du courant électrique produit, est contenue dans les liaisons interatomiques. Ces liaisons étant réversibles, l'énergie est endothermique lorsqu'elle est absorbée pour établir une liaison ; Elle est exothermique lorsqu'elle est libérée. Cette exothermie produit un électron et un ion.

Ainsi au contact de l'anode, l'hydrogène s'ionise en produisant un électron, qui se dirige vers la cathode formant ainsi le courant électrique ; L'ion d'Hydrogène traverse la membrane en polymère et se retrouve à la cathode où il réagit avec l'oxygène contenu dans l'air produisant ainsi de l'eau et de la chaleur. Ce fonctionnement est schématisé en figure (I.11) suivante :

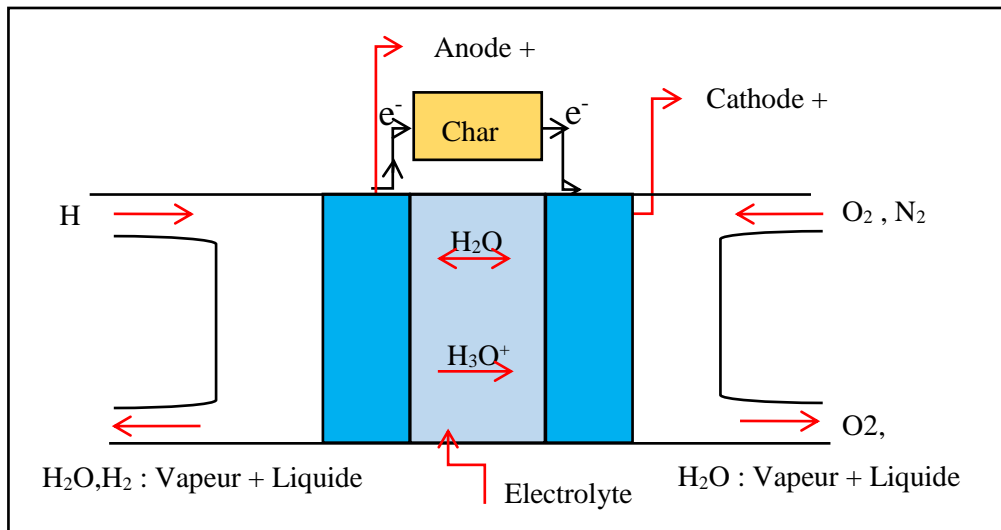


Figure (I.11) : Principe de Fonctionnement d'une Pile

L'anode est l'électrode d'Oxydation. Elle est alimentée en combustible tel que H₂, CH₃OH, la cathode est l'électrode de réduction, elle est alimentée en comburant tel que l'Oxygène O₂ ou l'Air. Les réactions illustrées en figure (I.12) sont données comme suite [2] :

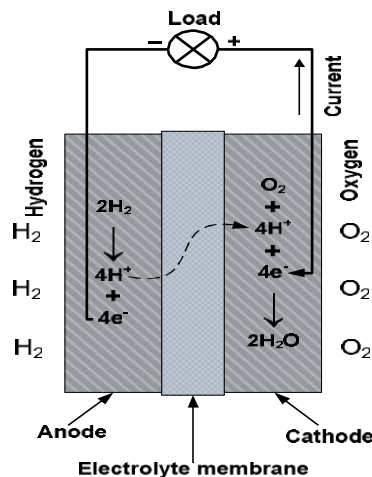
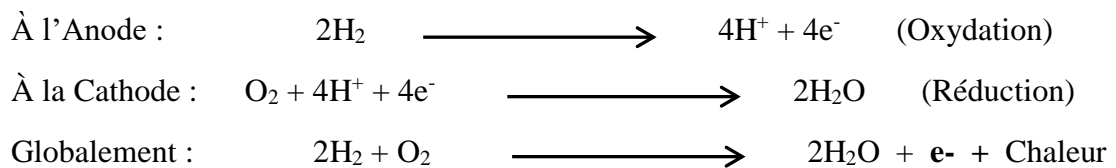


Figure (I.12) : Réaction d'Oxydo-réduction à l'Intérieur de la Pile

I.7 IMPORTANCE D'UN SYSTEME DE STOCKAGE ELECTRIQUE (ESS)

Associés conjointement à la PEM, les batteries et les supercondensateurs peuvent être extrêmement efficaces dans la gestion de l'énergie dans un véhicule électrique. Les supercondensateurs sont idéals dans la récupération d'énergie au freinage et très efficaces lors des démarrages et des surintensités de courtes durées. Cependant il ne doit pas être utilisé en parallèle avec la batterie car la variation de la tension de celle-ci est beaucoup plus lente que celle d'un supercondensateur qui doit donc être utilisé seul associé à son convertisseur pour alimenter le moteur de traction. Il sera donc considéré comme une seconde source aux côtés de la PEMFC. Les batteries et malgré leurs poids et volume sont fortement utiles et sont un domaine de recherche très actif. Elles permettent de doubler l'autonomie des véhicules électrique et lui confère une endurance lors des accélérations de longues durées. Pour une meilleure efficacité, elles doivent donc aussi être associées à leurs propre convertisseur.

I.8 LES BATTERIES

Le fonctionnement des appareils électriques, particulièrement les appareils mobiles sont tributaires de leurs alimentations elles-mêmes dépendantes des batteries qui les alimentent. Ces batteries sont choisies en fonction des caractéristiques électriques et mécaniques de ces équipements. En 1974, THALLER est le premier à proposer la RFB pour Redox Flow Batteries qui présentent d'excellentes caractéristiques dont la synoptique est donnée en figure (I.13), elle présente les avantages suivants :

- Un rendement très élevé.
- Temps de réponse court.
- Autodécharge négligeable.
- Longue vie.
- Grande capacité.

Malheureusement un effet de contamination des électrodes ce type de batteries nécessite une membrane échangeuse d'ions ce qui provoque un certain nombre de désavantages tel que son volume et le coût de revient [6].

Une version améliorée de ce système a été proposé par J.CHANG et ZHANG et AL dont la membrane échangeuse a été supprimée donc le prix réduit.

La dynamique de la pile à combustible étant lente, un système d'alimentation auxiliaire à base de batteries rechargeables est donc prévu. Les batteries sont assemblées de façon adéquate, leurs charges est assurée par la PEMFC via un convertisseur DC/DC boost. Une fois chargées elles fourniront la puissance nécessaire en cas de déficit de la pile lors des forts appels en courant de la charge. Le système destiné à accueillir les batteries doit être soigneusement dimensionné car la durée de vie de la batterie dépend non seulement de la consommation des équipements qu'elle alimente, mais aussi de la fréquence des cycles de charges et décharges [7].

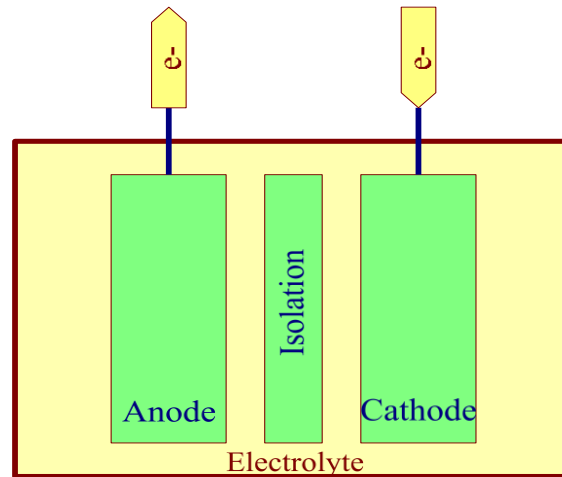


Figure (I.13) : Synoptique de la Batterie

Après prospection et consultations diverses, nôtre choix s'est porté sur des batteries Plomb-Acide pour leurs disponibilités sur le marché, leurs prix abordables et leurs excellents rendements. Comme indiqué sur la figure (I.14), dans une batterie Plomb-Acide, on distingue 4 régions : [8] [9].

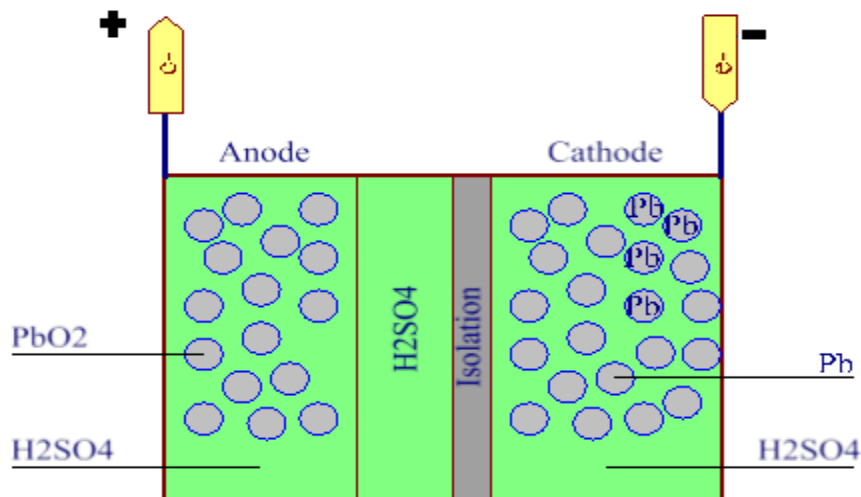
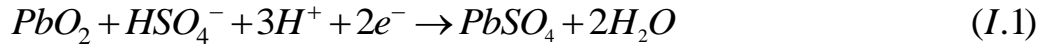


Figure (I.14) : Constitution de la Batterie Pb-Acide

- L'électrode positive constituée de dioxyde de plomb : PbO_2 .
- L'électrode négative fabriquée à base de plomb. : Pb .
- Un séparateur entre électrodes qui joue le rôle d'isolant.
- Bain d'acide H_2SO_4 .

Le sulfate d'hydrogène est connu pour être un électrolyte binaire. En se dissociant dans l'eau distillée H_2O , pour donner deux ions : le H^+ et le HSO_4^- . Durant le fonctionnement/la décharge de la batterie, deux réactions se produisent :

A l'électrode positive :



A l'électrode négative :



Ces réactions dépendent essentiellement de :

- L'état de charge de la batterie.
- La capacité de la batterie.
- Comportement en charge et décharge de la batterie et qui est en rapport avec son âge.
- Température ambiante.

Mais pour pouvoir modéliser notre batterie, il va falloir choisir parmi plusieurs modèles présentant chacun des avantages et inconvénients que nous verrons durant le chapitre III.

I.9 LES SUPERCONDENSATEURS

Afin d'accroître la réponse de notre système, et améliorer sa dynamique un pack de super condensateur est associé à la pile PEMFC et aux Batteries. Les super condensateurs ont un temps de réponse très court, donc une dynamique très rapide de l'ordre de la constante de temps RC ou C est sa capacité et R la résistance équivalente du circuit.

Théoriquement le super condensateur est constitué d'une capacité C, d'une résistance série ESR, intervenant dans la charge et la décharge régulière, ainsi que d'une résistance parallèle EPR, intervenant dans la décharge due aux pertes internes [10] (Figure I.15).

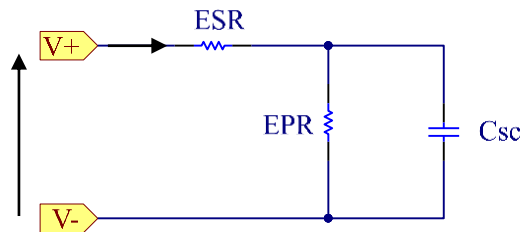


Figure (I.15) : Schéma électrique d'un super Condensateur

L'avancée de la technologie, a permis ces dernières années la fabrication de ces composants en réduisant considérablement ces pertes. Le modèle équivalent que nous allons étudier sera donc réduit à la capacité C et à la résistance ESR en série. Le schéma global est donné en figure (I.16).

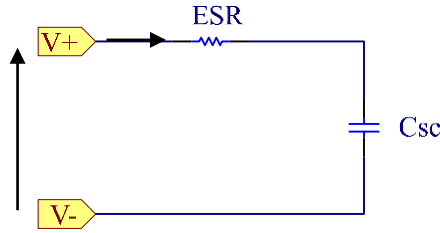


Figure (I16) : Schéma équivalent d'un super Condensateur

I.10 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN SUPER CONDENSATEUR

Le fonctionnement d'un condensateur est dans son principe basé sur la charge d'une double couche électrochimique. Un principe découvert par HELMHOLTZ dans les années 1850. Il remarque que l'application d'une polarisation des électrodes en contact avec un électrolyte, provoque un regroupement des ions de cet électrolyte à la surface de ces couches.

Le développement technologique de ces 30 dernières années, a permis aux industriels de créer des super condensateurs sur le même principe, tel que l'application d'une différence de potentiel aux bornes du dispositif entraîne un stockage de charges électrostatique aux deux interfaces électrodes-électrolytes [11].

Le fonctionnement peut être décomposé en 4 étapes différentes :

- Etape1 : Etat Déchargé :

Comme le montre la figure (I.17), à l'état déchargé et sans alimentation, une accumulation surfacique spontanée électrode-électrolyte est créée. Le nombre des électrons à l'électrode et le nombre des ions du côté électrolyte sont égaux. Un potentiel dit d'abandon est créé dont le signe et l'amplitude dépendent de la nature des composants.

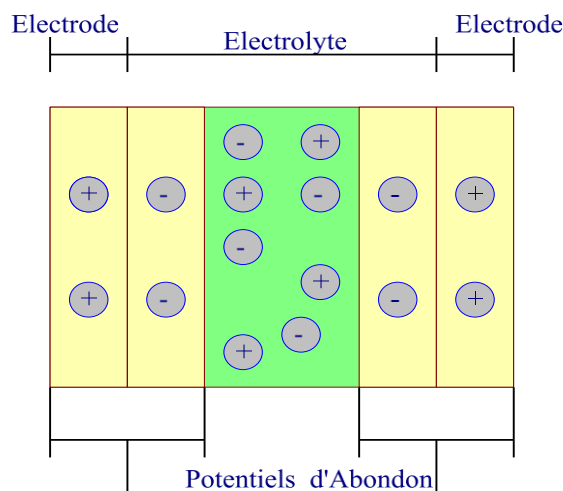


Figure (I.17) : Etat Déchargé

- Etape 2 : En Charge :

Comme le montre la figure (I.18), durant la phase de charge, l'électrode positive passe par son potentiel de charge nulle, tandis que l'autre voit augmenter l'accumulation de charges donc du potentiel.

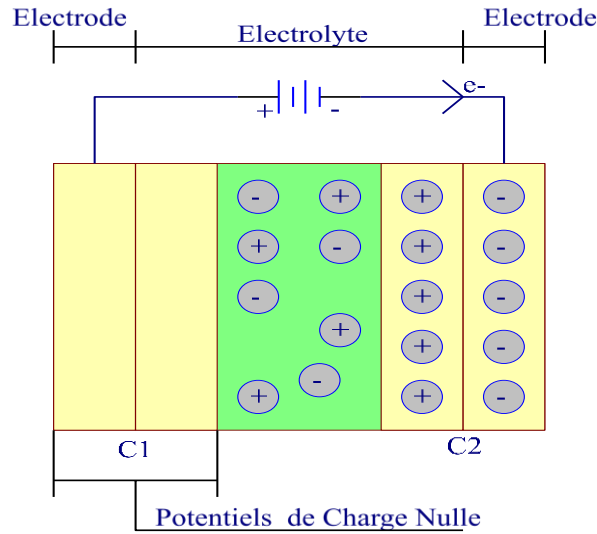


Figure (I.18) : En Charge

- Etape 3 : Etat Chargé :

Si la charge est poursuivie à la valeur du potentiel maximal applicable U_{max} , les deux doubles couches électrochimiques se comportent comme deux condensateurs figure (I.19). La charge totale est donc :

$$Q_c = C.V_c \Rightarrow C = \frac{Q_c}{V_c} = \epsilon \frac{A_c}{d} \tag{I.3}$$

Avec :

$$C = C1 + C2 \tag{I.4}$$

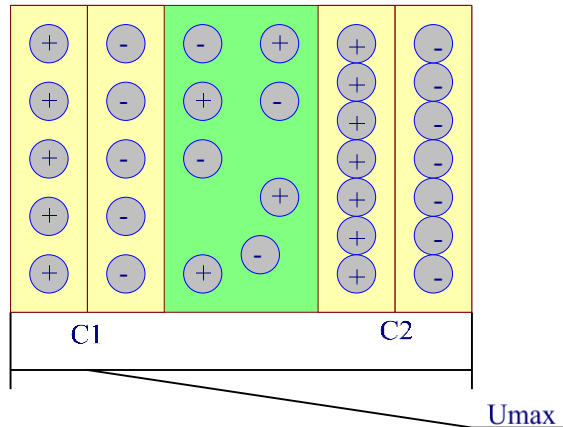


Figure (I.19) : Etat de Charge Maximale

- Etape 4 : En Décharge :

Comme illustré en figure (I.20), les électrons et les ions suivent le chemin inverse, un courant électrique est alors utilisable dans le circuit extérieur.

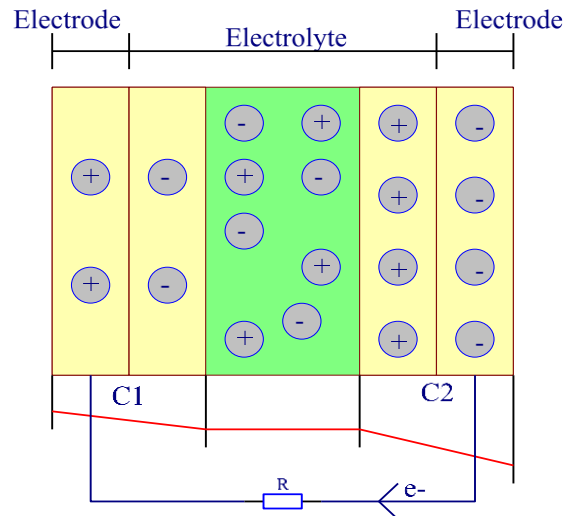


Figure (I.20) : En Décharge

On déduira que les super condensateurs ont une double capacité contrairement aux condensateurs simples en plus du fait que leurs électrodes ont une très grande faculté à stocker et conduire des charges grâce à leurs surfaces spécifiques très élevée supérieur à $1000\text{m}^2/\text{g}$.

CONCLUSION

L'efficacité énergétique des véhicules électriques passe par l'association judicieuse des supercondensateurs, batteries et pile à combustible. Chaque composant intervient à un moment ou le système doit en tirer le meilleur profit. Les supercondensateurs grâce à leurs dynamique rapide, interviennent lors des freinages du véhicule en stockant l'énergie issue du freinage, pour la restituer lors des appels de courant de courte durée. Les batteries autorisent le véhicule à avoir une endurance accrue sans la pile ne à combustible subisse un stress, qui elle génère l'énergie nécessaire au fonctionnement normal du système du système.

II MODELISATION DE LA PILE A COMBUSTIBLE

II.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous allons modéliser chaque partie constituant notre système. Il s'agit de la pile à combustible, les batteries, les supercondensateurs. La pile à combustible est chargée de produire l'énergie nécessaire au fonctionnement du système sous une tension donnée tributaire du nombre de cellules la constituant, cette énergie sera calibrée par un convertisseur statique de type hacheur survolteur (boost), dans le but d'être stockée dans les batteries, qui la restitueront lors des appels en courant de la charge auxquels la pile seule ne peut faire face à cause du phénomène d'activation. Le système sera complété par un pack de supercondensateur qui fourniront les pics de courant en régime transitoire ou lors des démarrages.

La pile ayant une dynamique lente et afin d'assurer une précision acceptable du modèle mathématique recherché, il est impératif de prendre en considération le maximum de paramètres constituant les caractéristiques statiques et dynamiques du modèle étudié [2], [3]. Nous allons considérer les hypothèses suivantes :

- La pile utilise des gaz purs
- Les gaz sont idéaux et les lois sur les gaz idéaux sont applicables et valables
- La température dans la pile est constante et régulée.
- Les équations de Nernst sont valables.
- Le H₂O produit est globalement liquide
- Tous les gaz d'échappement dus à la réaction sont évacués.

II.2 MODELISATION DE LA PILE

La nature de la pile et les lois la régissant, imposent le fait que la tension en sortie de la pile est inférieure à la tension produite à l'intérieur. On définit alors trois paramètres figure (II.1), à l'origine de cette chute de tension. $V_{act,cell}$, $V_{ohm,cell}$, $V_{conc,cell}$.

L'équation globale est définie alors :

$$V_{cell} = E_{cell} - V_{act,cell} - V_{ohm,cell} - V_{conc,cell} \quad (II.1)$$

De la relation (II.1), on en déduit le schéma équivalent de la figure (II.1):

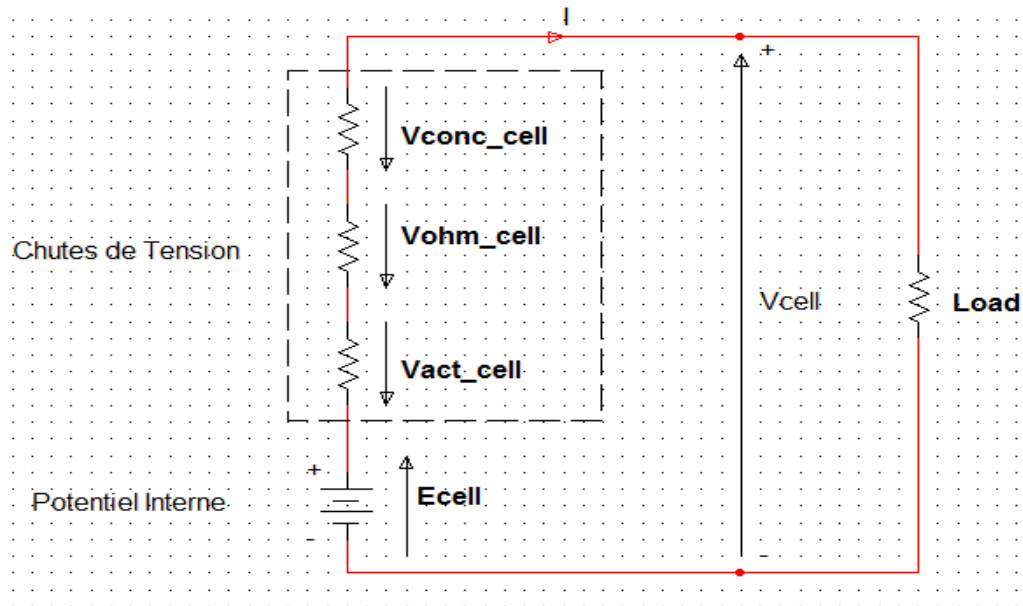


Figure (II.1) : Schéma Equivalent d'une Pile à Combustible

La tension aux bornes d'une pile à combustible, indiquée par la relation (2), est définie comme étant la tension de Nernst : E_{Nernst} moins les pertes E_{Drop} . Ou N est le nombre d'élément de pile en série et la tension de Nernst est la tension présente aux bornes de la pile à vide.

$$V_{FC} = N \left(E_{Nernst} - E_{Drop} \right) \quad (II.2)$$

Les pertes E_{Drop} à l'origine de la diminution de V_{FC} sont définies par trois composantes. La première s'explique par la lenteur de la réaction au niveau des électrodes causant une chute de la tension d'activation $V_{act,cell}$; La seconde est la chute de tension $V_{ohm,cell}$ due à la résistance du matériau des électrodes, et la troisième est due à la non constance du flux de gaz aux électrodes causant une chute de tension de concentration $V_{conc,cell}$. On peut alors écrire : [1].[2].[3].

$$E_{Drop} = V_{act,cell} + V_{ohm,cell} + V_{conc,cell} \quad (II.3)$$

Ou :

- $V_{act,cell}$ apparait aux intensités faibles.
- $V_r = V_{ohm,cell}$ apparait aux intensités modérées.
- $V_c = V_{conc,cell}$ apparait aux intensités élevées.

Suivant le graphe donné en figure (II.2).

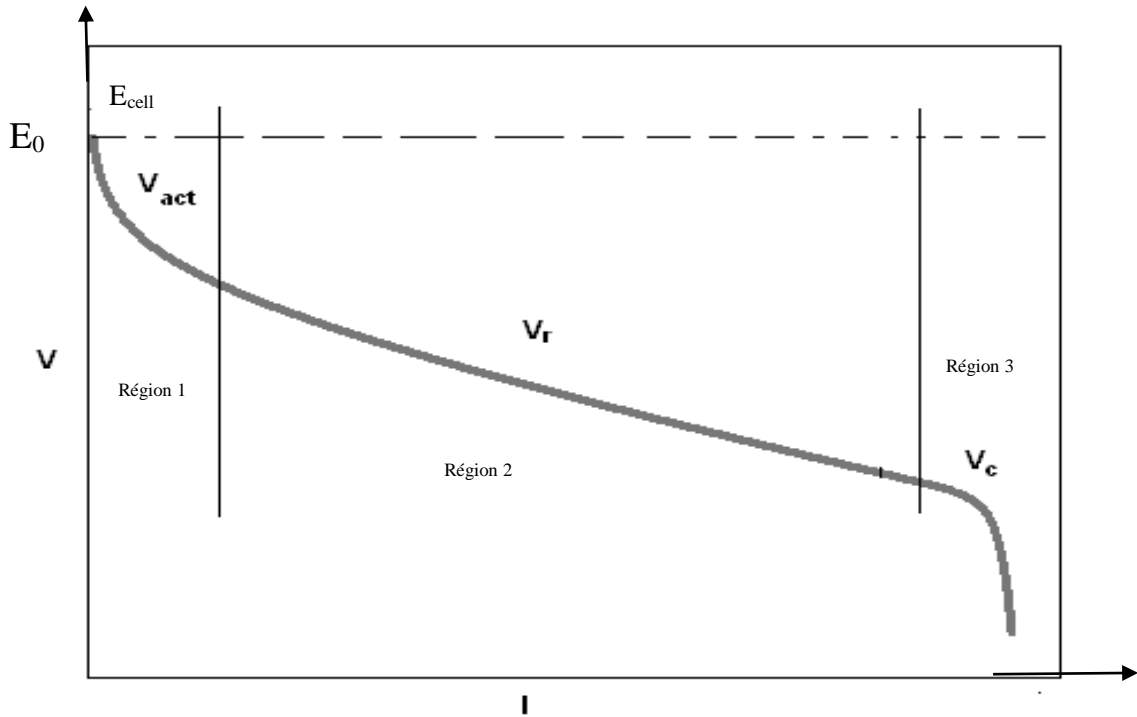


Figure (II.2) : Caractéristique Statique de la PEM

En considérant le cas statique ou le courant est constant ou varie peu, et la température de fonctionnement normale suivant les hypothèses de travail, les chutes de tension à l'origine de E_{Drop} ne varient qu'en fonction du courant. Soit : $V_{act,cell}(i)$, $V_{ohm,cell}(i)$ et $V_{conc,cell}(i)$.

$$V_{FC} = E_{Nernst} - V_{act,cell}(i) - V_{ohm,cell}(i) - V_{conc,cell}(i) \quad (II.4)$$

Le graphe illustré en figure (II.3), fait la synthèse des différentes chutes de tensions qui rentrent en jeu dans une pile à combustible.

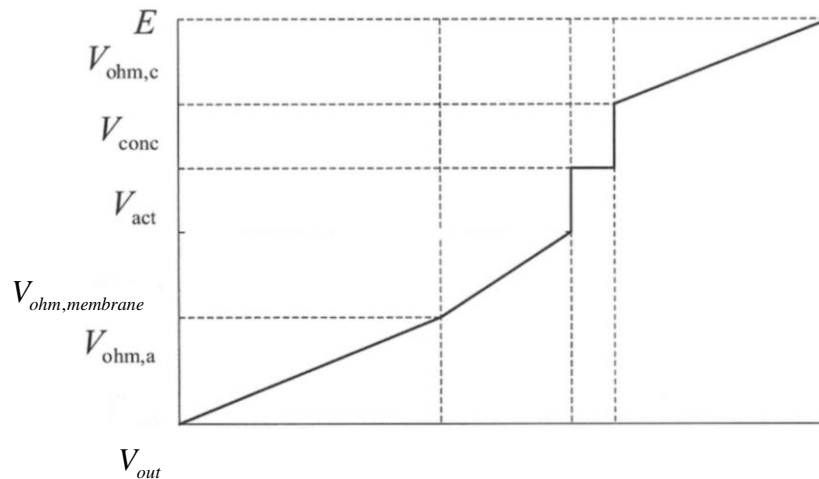


Figure (II.3) : Synthèse des chutes de tensions dans une PEMFC

En considérant le cas des conditions normales de pression et de température, l'expression de la tension de Nernst est donnée par la relation (II.5) :

$$E_{Nernst} = E_0 + \frac{RT}{2F} \operatorname{Ln} \left(\frac{P_{H_2} \left(P_{O_2} \right)^{\frac{1}{2}}}{P_{H_2O}} \right) \quad (II.5)$$

La cinquième hypothèse considérée [2], nous permet d'écrire que à 1 ATM la pression de l'eau est :

$$P_{H_2O} = 1 \quad (II.6)$$

Alors l'expression de E_{Nernst} devient :

$$E_{Nernst} = E_0 + \frac{RT}{2F} \operatorname{Ln} \left(P_{H_2} \left(P_{O_2} \right)^{\frac{1}{2}} \right) \quad (II.7)$$

Néanmoins vu la complexité de la détermination des chutes de tension évoquées en relation (II.5), il existe des relations empiriques pour le régime statique plus faciles à modéliser représentant la variation de la tension de la pile en fonction du courant donné en relation (II.8).

$$V_{FC} = E_0 - b \cdot \log(i) - R \cdot i - m \cdot \exp(n \cdot i) \quad (II.8)$$

Par comparaison des équations (II.4) et (II.8), et en considérant l'équation de Tafel (II.9) on aboutit à l'expression (II.10):

$$E_0 = E_{Nernst} + b \cdot \log(i_0) \quad (II.9)$$

$$V_{FC} = E_{Nernst} - b \cdot \log \left(\frac{i}{i_0} \right) - R \cdot i - m \cdot \exp(n \cdot i) \quad (II.10)$$

En comparant terme à terme entre les relation (II.10) et (II.4) on constate qu'il y a une corrélation étroite à savoir :

$$\begin{cases} V_{act_cell} = b.\log\left(\frac{i}{i_0}\right) \\ V_{ohm_cell} = R.i \\ V_{conc_cell} = m.\exp(n.i) \end{cases} \quad (II.11)$$

Si pour un point donné (k), la valeur de V_{FC} est $V_{FC.donnée}$ et l'expression de $V_{FC.mesurée}$ est :

$$V_{FC.mesurée} = E_{Nernst} - b.\log\left(\frac{i(k)}{i_0}\right) - R.i(k) - m.\exp(n.i(k)) \quad (II.12)$$

Alors l'erreur qui nous permettra de connaître et de déterminer les paramètres E_{Nernst} , b , R , m , n et i_0 , s'écrit comme suite :

$$\varepsilon = \sum_{k=1}^N \left(V_{FC.mesurée}(i_k) - V_{FC.donnée}(i_k) \right)^2 \quad (II.13)$$

II.3 LA REPONSE EN REGIME DYNAMIQUE DE LA PILE

Le temps de réponse d'une pile à combustible dépend du flux gazeux au niveau de ses électrodes donc de la durée de leurs appauvrissements en gaz. Effectivement, une variation soudaine de la charge, provoquera un transitoire électrique qui se manifeste par une chute de tension plus ou moins importante qui dépendra non seulement de la disponibilité du gaz et de l'air au niveau des électrodes mais aussi de la vitesse de la réaction chimique à l'origine de la production des électrons. Ce transitoire prendra fin dès que la pression des gaz est réajustée ; Un nouveau régime statique est ainsi atteint [2].

II.4 ALIMENTATION EN FLUIDE

A la cathode la pile est alimentée en comburant (Oxygène présent dans l'air), sous une pression qui dépend du type et du fabricant de la pile, allant de quelques millibars à 1.5 bars. Généralement un conduit de ventilation forcé suffit largement. Cet air doit évidemment être humidifié et filtré. Pour les besoins de notre simulation nous fixerons cette pression à 1 bar.

Pour le carburant, dans les systèmes sans régulation et dans le cas de l'hydrogène, la pression est généralement fixée mécaniquement à un 1.5 bar [3].

II.5 ELIMINATION DE L'EAU PRODUITE

Le courant d'air circulant à la cathode draine l'eau résultante de la réaction d'oxydo-Réduction et celle résiduelle à l'humidification. Cette eau est récoltée, stockée pour être réutilisée [3].

II.6 ELIMINATION DE LA CHALEUR

Un refroidissement adéquat doit être assuré afin de préserver la pile contre les surchauffe et entrainer la destruction de la membrane. Plusieurs procédés existent ; La solution Ballard consiste à assurer la circulation d'un liquide caloporteur à l'intérieur d'une plaque bipolaire toutes les 2 à 3 cellules. Pour les modèles Nuvera, de l'eau est injectée avec l'air à l'entrée de la cellule, la chaleur est ainsi éliminée par évaporation de l'eau. D'autres modèles sont équipés d'ailettes au niveau des plaques et la chaleur est évacuée par convection forcée [1].

II.7 DYNAMIQUE DES FLUX DES GAZ

Afin de minimiser le temps de réponse transitoire de la pile, on a choisi d'alimenter cette dernière par un flux de gaz sous pression ; On écrira alors les expressions des vitesses des flux pour les deux gaz comme suite :

$$\begin{cases} q_{H_2} = \frac{K_{an}}{\sqrt{M_{H_2}}} P_{H_2} = K_{H_2} \cdot P_{H_2} \\ q_{O_2} = \frac{K_{an}}{\sqrt{M_{O_2}}} P_{O_2} = K_{O_2} \cdot P_{O_2} \end{cases} \quad (II.14)$$

Les variations de pression des gaz Hydrogène et Oxygène sont données par les expressions du système (II.15).

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} P_{H_2} = \frac{RT}{V_{an}} [q_{H_2,in} - q_{H_2,out} - q_{H_2,r}] \\ \frac{d}{dt} P_{O_2} = \frac{RT}{V_{an}} [q_{O_2,in} - q_{O_2,out} - q_{O_2,r}] \end{cases} \quad (II.15)$$

Ou les indices *in*, *out* et *r* sont respectivement le flux entrant, le flux sortant et le flux réagit. En remplaçant les expressions du système (II.14) dans (II.15) dans le domaine de Laplace, on aura :

$$\begin{cases} P_{H_2} = \frac{1/K_{H_2}}{1 + \tau_{H_2} S} [q_{H_2,in} - q_{H_2,r}] \\ P_{O_2} = \frac{1/K_{O_2}}{1 + \tau_{O_2} S} [q_{O_2,in} - q_{O_2,r}] \end{cases} \quad (II.16)$$

Avec : τ_{H_2} et τ_{O_2} sont les constantes de temps du rétablissement de la pression du gaz considéré en secondes données par :

$$\begin{cases} \tau_{H_2} = \frac{V_{an}}{K_{H_2} R.T} \\ \tau_{O_2} = \frac{V_{an}}{K_{O_2} R.T} \end{cases} \quad (II.17)$$

Les expressions des flux des deux gaz réagissant sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} q_{H_2,r} = \frac{N.I_{FC,ref}}{2F} = 2K_r I_{FC,ref} \\ q_{O_2,r} = \frac{N.I_{FC,ref}}{4F} = K_r I_{FC,ref} \end{cases} \quad (II.18)$$

II.8 TEMPS DE REPONSE EN BOUCLE FERMEE

Lors d'un changement rapide de la charge, le flux d'alimentation en gaz ne suit pas à la même vitesse la demande de puissance, cela crée un déphasage ou un décalage entre la demande en courant et le flux des gaz. Cela affecte nécessairement la tension de Nernst, ce décalage peut être maîtrisé par une boucle de régulation du flux de gaz ou la fonction de transfert de premier ordre est donnée par le système (II.19). [4].[5]

$$\begin{cases} q_{H_2,in} = \frac{1}{1 + \tau_{fb} S} \frac{2K_r}{U_{opt}} I_{FC,ref} \\ q_{O_2,in} = \frac{1}{1 + \tau_{BOP} S} \frac{q_{H_2,in}}{r_{H-O}} \end{cases} \quad (II.19)$$

On aboutit alors au modèle mathématique global combinant les deux régimes statique et dynamique de la pile à combustible que nous allons implémenter sous Matlab® Simulink® figure (II.4), suivant l'expression (II.20), les pressions de l'Hydrogène et de l'Oxygène sont régulées de manière à avoir les niveaux suivants [2].

$$P_{H_2} = 1.5 \text{ Atm}$$

$$P_{O_2} = 1 \text{ Atm}$$

$$V_{FC} = N \left[E_0 + \frac{RT}{2F} \ln \left(P_{H_2} \left(P_{O_2} \right)^{\frac{1}{2}} \right) - b \cdot \log \left(\frac{i}{i_0} \right) - R \cdot i - m \cdot \exp(n \cdot i) \right] \quad (II.20)$$

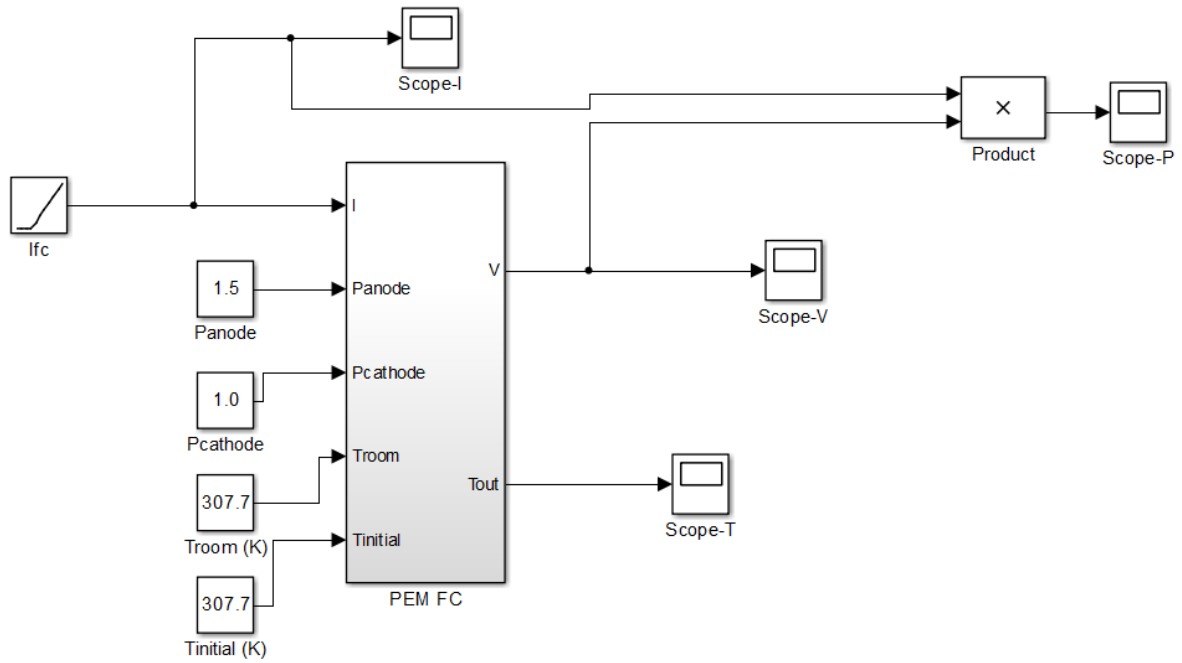


Figure (II.4) : Modèle Matlab Simulink de la PEMFC utilisée

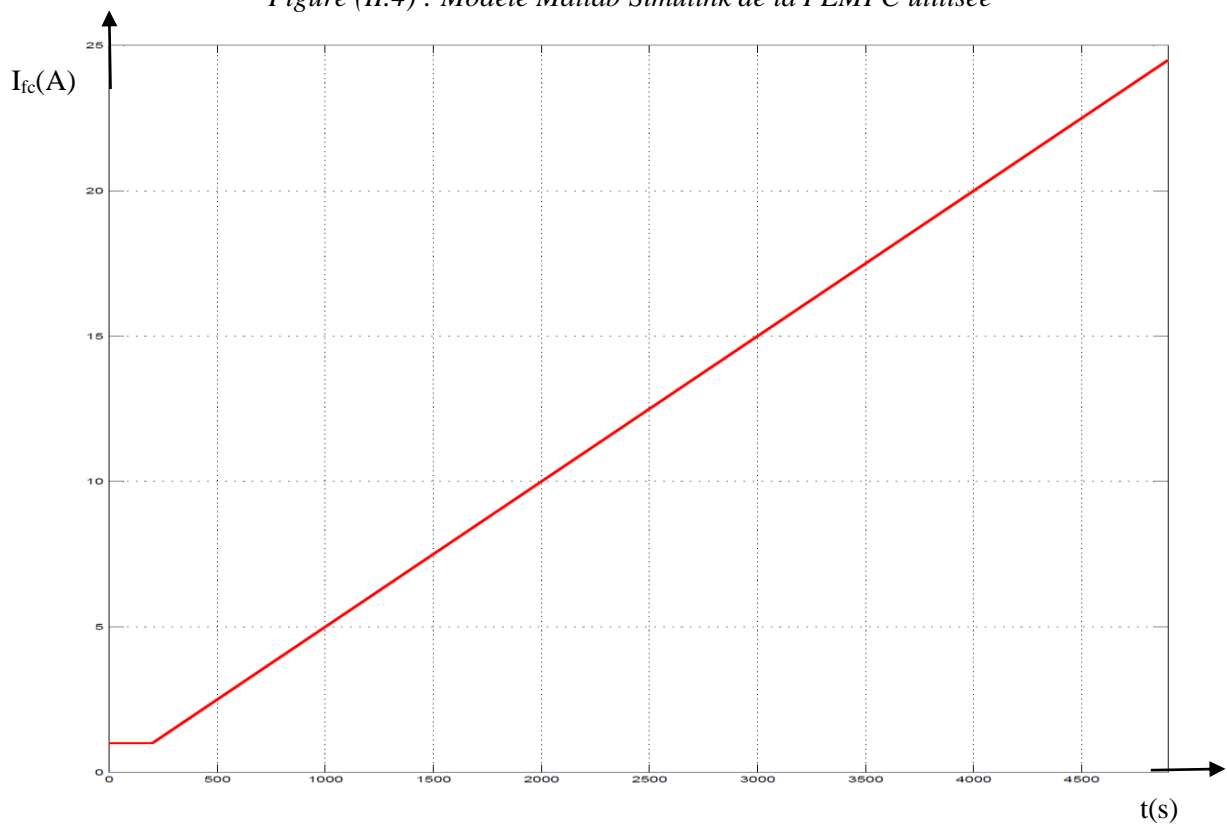


Figure (II.5) : Courbe du Courant développé par la PEMFC utilisée

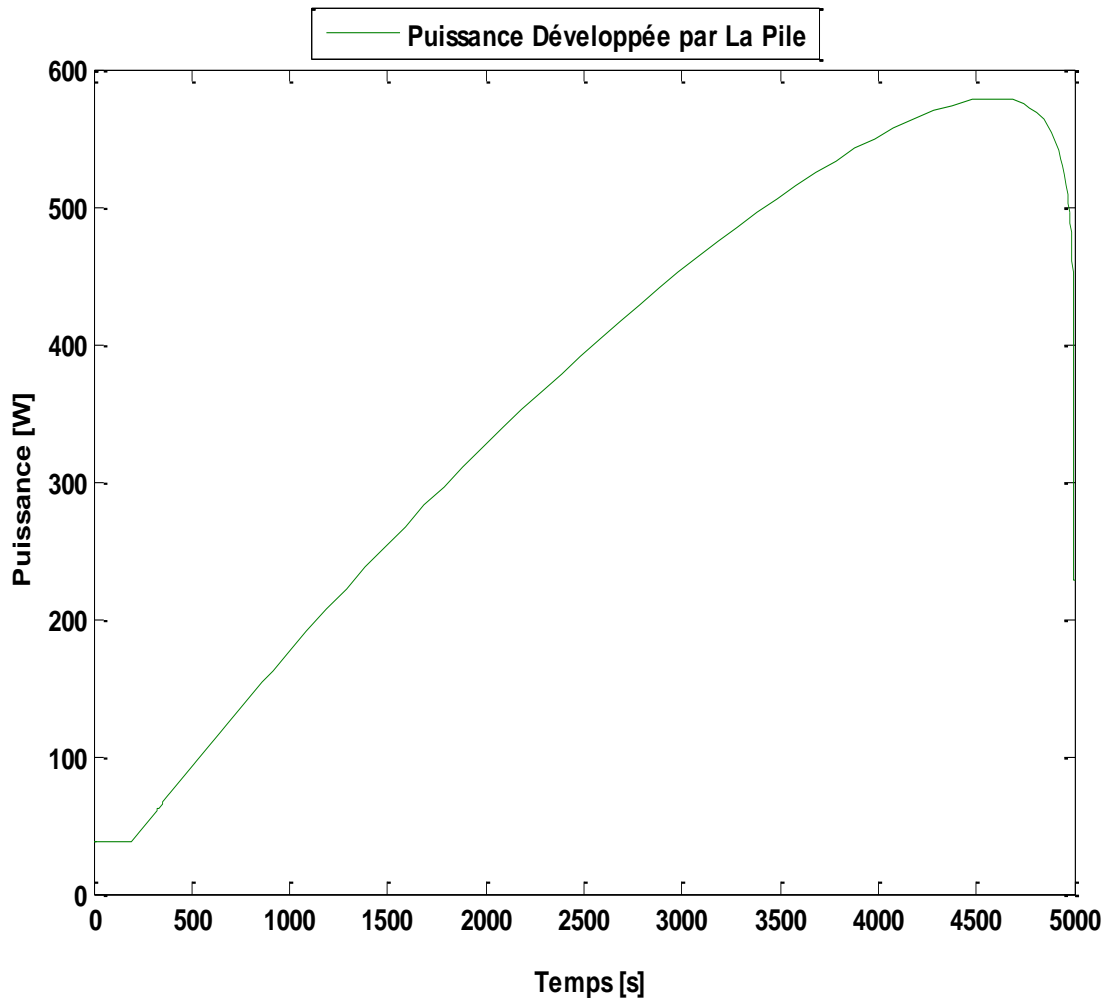


Figure (II.6) : Courbe de la Puissance développée par la PEMFC utilisée

Les résultats de simulation de la pile à combustible sont illustrés en figures (II.5), (II.6), et (II.7). Pour cette dernière, nous remarquons le comportement dynamique de la pile à combustible ou, la tension à ces bornes varie inversement par rapport au courant débité ou demandé par la charge. Pour notre expérimentation et à cause de la non disponibilité d'une pile à combustible, nous allons implémenter cette dernière sur une alimentation programmable référencée EA-PS 9080-50T disponible au Laboratoire LATAGE de la faculté de Génie électrique de l'université Mouloud MAMMERI de Tizi Ouzou.

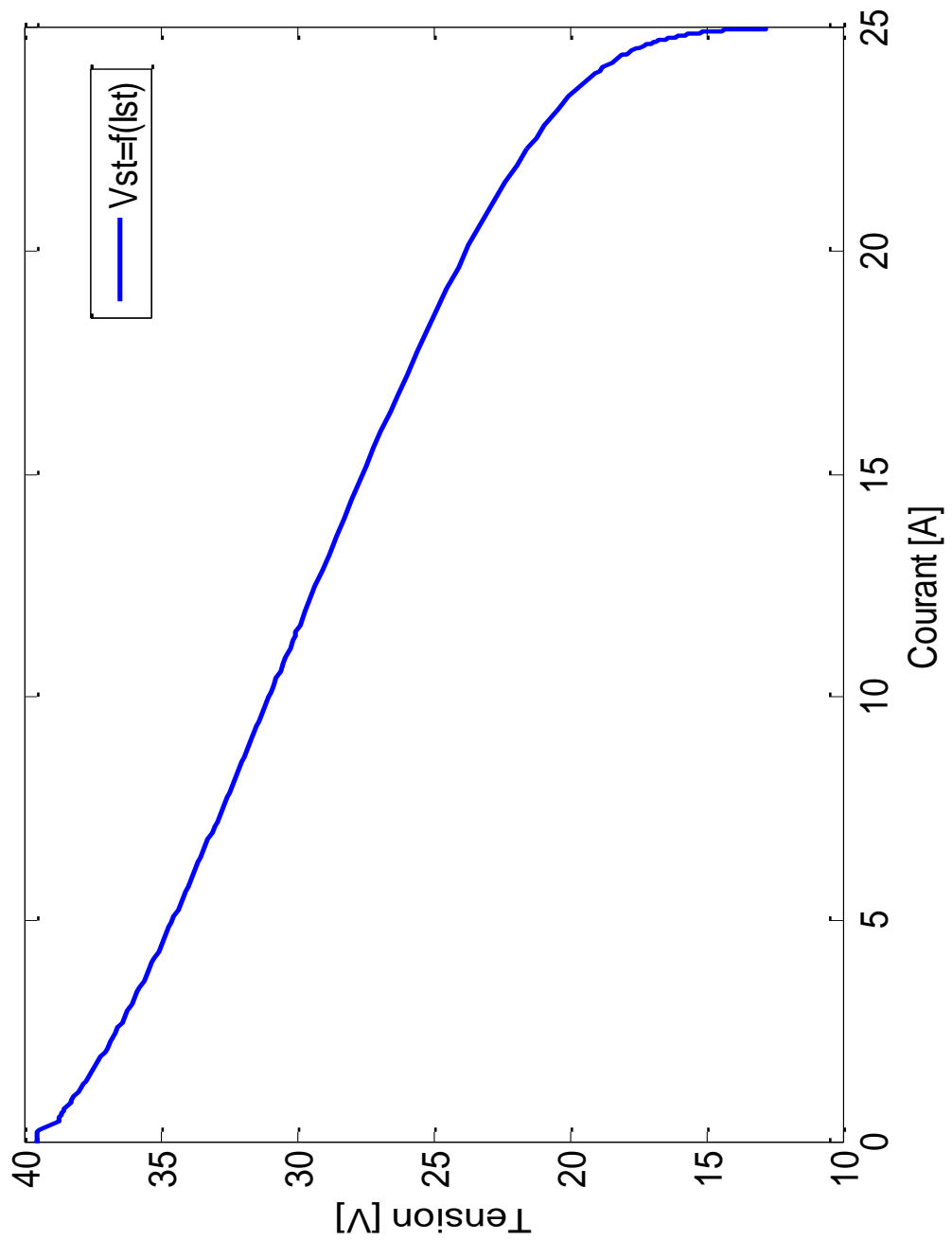


Figure (II.7) : Evolution de la Tension en fonction du courant absorbé pour la PEMFC

II.9 MODELISATION DE LA BATTERIE

Après prospection et consultations diverses, notre choix s'est porté sur des batteries Plomb-Acide disponible au laboratoire LATAGE dont les caractéristiques sont données en Annexes 7. Comme indiqué sur la figure (II.8), dans une batterie Plomb-Acide, on distingue 4 régions : [8] [9].

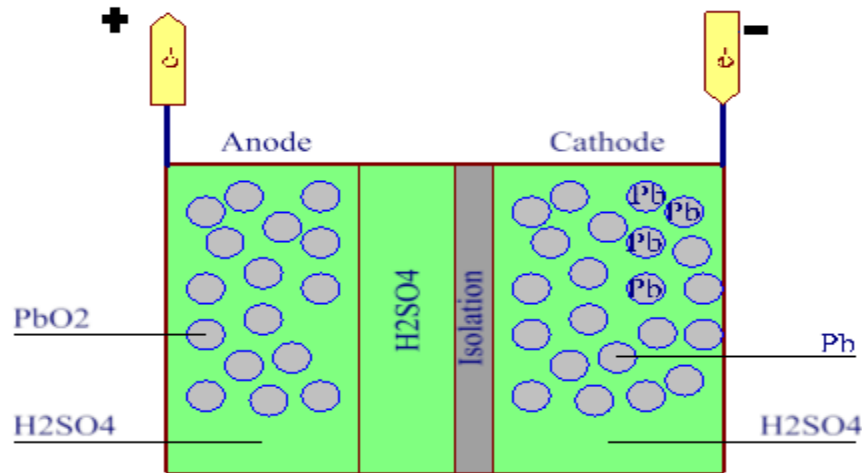
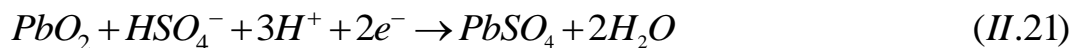


Figure (II.8) : Constitution de la Batterie Pb-Acide

- L'électrode positive constituée de dioxyde de plomb : PbO_2 .
- L'électrode négative fabriquée à base de plomb. : Pb .
- Un séparateur entre électrodes qui joue le rôle d'isolant.
- Bain d'acide H_2SO_4 .

Le sulfate d'hydrogène est connu pour être un électrolyte binaire. En se dissociant dans l'eau distillée H_2O , pour donner deux ions : le H^+ et le HSO_4^- . Durant le fonctionnement/la décharge de la batterie, deux réactions se produisent :

A l'électrode positive :



A l'électrode négative :



Ces réactions dépendent essentiellement de :

- L'état de charge de la batterie.
- La capacité de la batterie.
- Comportement en charge et décharge de la batterie et qui est en rapport avec son âge.
- Température ambiante.

Mais pour pouvoir modéliser notre batterie, il va falloir choisir parmi plusieurs modèles présentant chacun des avantages et inconvénients.

II.10 MODELE LINEAIRE SIMPLE

Le modèle le plus simple avec lequel on peut représenter une batterie est celui donné en figure (II.9). [12].

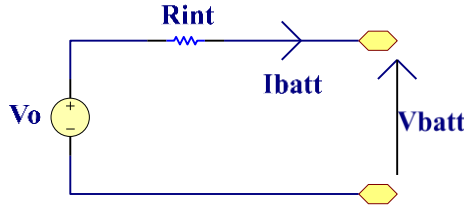


Figure (II.9) : Modèle Simplifié de la Batterie

Ce modèle est représenté par une résistance interne constante R_{int} et une source de tension V_0 . Pour déterminer ces deux paramètres, on effectue deux mesures :

- En charge complète et en circuit ouvert on mesure V_0 .
- On connecte une charge, on mesure le courant et on détermine R_{int} .

Ce modèle présente l'inconvénient d'ignorer le SOC (State Of Charge) ou l'état de charge de la batterie. Cela n'est pas acceptable pour notre cas car cette dernière subira plusieurs cycles de charges et décharge de forte puissance.

II.11 MODELE PRENANT EN COMPTE LE SOC DE LA BATTERIE

L'insertion d'une résistance variable en série avec la résistance interne, nous permet de considérer la variation de l'état de charge de la batterie. Ce modèle est représenté en équation (1) et figure (II.10).

$$E = V_0 - \left(R_b + \frac{K}{SOC} \right) I_{batt} \quad (II.23)$$

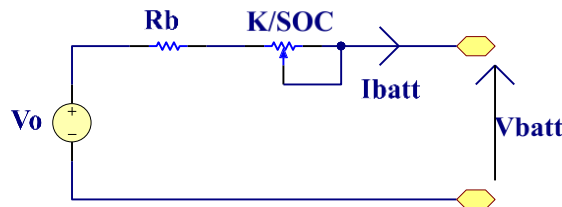


Figure (II.10) : Modèle prenant en compte le SOC

II.12 MODELE AVEC CONTROLE DE SOURCE DE TENSION

Le modèle présenté par l'équation (II.24), prend en considération le SOC comme seule variable d'état. En admettant les hypothèses suivantes :

- Résistance interne constante. On admet que cette résistance ne dépend ni de l'amplitude du courant, ni du SOC de la batterie.
- Les caractéristiques de charges et de décharges sont considérées identiques.

- La capacité Q_0 de la batterie est considérée constante.
- L'effet de la température est négligeable.
- L'autodécharge est négligeable.

$$E = E_0 - K \frac{Q_0}{Q_0 - Q} + A \cdot \exp(-B \cdot Q) \quad (II.24)$$

Avec :

$$Q = Q_{sat} - \int_0^t I_{batt} dt \quad (II.25)$$

Pour ce modèle l'expression de la tension de la batterie est donnée par :

$$V_{batt} = E - I_{batt} R_{int} \quad (II.26)$$

Les caractéristiques des batteries Plomb – Acide disponible au laboratoire LATAGE sont données en Annexe 7.

II.13 MODELISATION DU SUPERCONDENSATEUR :

Le modèle équivalent est donc un condensateur de capacité C et d'une résistance R en série comme illustré en figure (II.11).

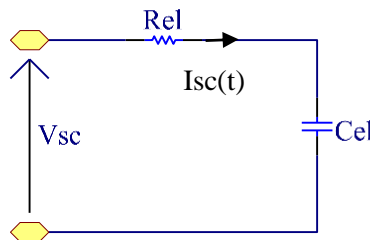


Figure (II.11) : Circuit Equivalent d'un Super Condensateur

On définit alors les puissances mises en jeu comme suite :

$$P_{sc} = V_{sc} \cdot I_{sc} \quad (II.27)$$

$P_{sc} > 0$: Etat de décharge ou Traction.

$P_{sc} < 0$: Etat de charge ou Freinage.

La capacité d'un condensateur étant une grandeur constante, la quantité de charge stockée sur l'armature s'écrit :

$$Q(t) = C_{sc} \cdot V_c(t) \quad (II.28)$$

Les grandeurs Courant, Puissance et Energie sont :

$$I_{sc} = -\frac{dQ(t)}{dt} = -\frac{d}{dt}(C_{el} \cdot V_c(t)) = -C_{el} \cdot \frac{dV_c(t)}{dt} \quad (II.29)$$

$$P_c(t) = V_c(t) \cdot I_{sc}(t) = C_{el} \cdot V_c(t) \frac{dV_c(t)}{dt} \quad (II.30)$$

$$E_{1-2} = \int_{\tau_1}^{\tau_2} P_c(t) dt = \int_{V_{c\min}}^{V_{c\max}} C_{el} \cdot V_c(t) dV_c(t) = \frac{1}{2} C_{el} V_c^2 \Big|_{V_{c1}}^{V_{c2}} \quad (II.31)$$

$$E = \frac{1}{2} C_{el} V_c^2 \quad (II.32)$$

Le rapport $K = \frac{V_{c\min}}{V_{c\max}}$ est défini comme étant la profondeur de décharge pour un élément.

A partir des deux expressions précédentes, de E et K, l'énergie maximale utilisable est défini :

$$E_{util} = \frac{1}{2} C_{el} V_c^2 \Big|_{V_{c\min}}^{V_{c\max}} = \frac{1}{2} C_{el} V_c^2 \Big|_{K \cdot V_{c\max}}^{V_{c\max}} = \frac{1}{2} C_{el} (V_{c\max} - K \cdot V_{c\max})^2 = \frac{1}{2} C_{el} V_{c\max}^2 (1 - K^2) \quad (II.33)$$

$$E_{util} = (1 - K^2) E_{Max} \quad (II.34)$$

Avec :

$$E_{Max} = \frac{1}{2} C_{el} \cdot V_{c\max}^2 \quad (II.35)$$

En règle générale $K = \frac{1}{2}$, la puissance utilisable est donc :

$$E_{util} = \frac{3}{4} E_{Max} \quad (II.36)$$

II.14 SCHEMA EQUIVALENT DU SUPER CONDENSATEUR

Le super condensateur est constitué d'un ensemble série et parallèle d'élément C_{el} et R_{el} tel que globalement il sera équivalent à une seule cellule R_{sc} et C_{sc} comme le montre la figure (II.12) [2], [11].

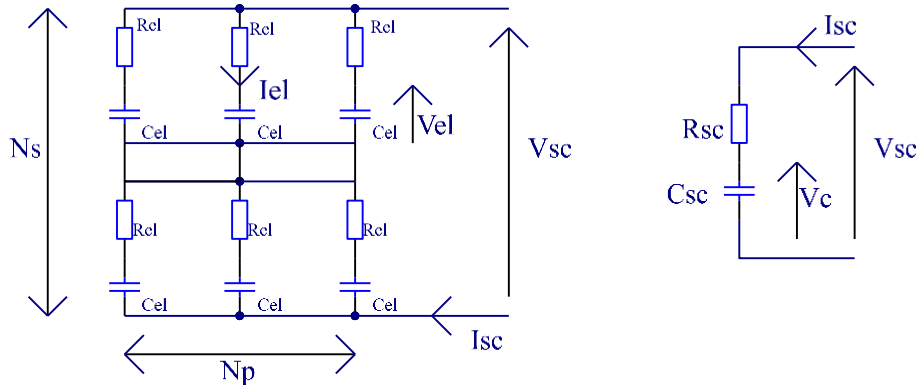


Figure (II.12) : Modèle d'un Pack de Super Condensateur

A partir de cette figure, nous pouvons écrire que :

$$\begin{cases} C_{sc} = \frac{N_p}{N_s} C_{el} \\ R_{sc} = \frac{N_s}{N_p} R_{el} \end{cases} \quad (II.37)$$

Et :

$$\begin{cases} V_c = N_s \cdot V_{el} \\ I_{sc} = N_p \cdot I_{el} \end{cases} \quad (II.38)$$

L'énergie du pack de super condensateur est donc :

$$E_{pack} = \frac{1}{2} C_{sc} \cdot V_c^2 = N_p \cdot N_s \cdot \left(\frac{1}{2} C_{el} \cdot V_{cel}^2 \right) \quad (II.39)$$

De même la puissance d'un pack de super condensateur est donnée par :

$$\begin{aligned} P_{pack} &= V_c \cdot I_{sc} - R_{sc} \cdot I_{sc}^2 \\ P_{pack} &= N_p \cdot N_s \cdot (V_{el} \cdot I_{el} - R_{el} \cdot I_{el}^2) \end{aligned} \quad (II.40)$$

L'état de charge appelé SOC (State of Charge), caractérise la quantité d'énergies présente dans le pack du super condensateur et il vaut 1 quand la charge est complète et vaut 0 lorsque la charge est au niveau minimal.

$$SOC = \frac{1}{1 - K^2} \left(\frac{E_{pack}}{E_{Max}} - K^2 \right) = \frac{1}{1 - K^2} \left(\frac{V_c^2}{V_{cMax}^2} - K^2 \right) \quad (II.41)$$

$$SOC = \frac{4}{3} \left(\frac{E_{pack}}{E_{Max}} - \frac{1}{4} \right) \quad (II.42)$$

II.15 SYSTEME D'EQUILIBRAGE

La tension maximale en charge d'un élément de super condensateur est variable et ne peut excéder 2.5 Volts. Pour atteindre des tensions élevées, utilisable dans le domaine de l'électrotechnique, il est impératif d'associer plusieurs cellules de ce type. Cette association malheureusement aboutie à des charges élémentaires différentes et déséquilibrées. Conduisant à des surtensions aux bornes de certains éléments donc à leurs destructions. Pour pallier ce problème, plusieurs méthodes pour équilibrer cette charge existent.

- **Systèmes d'Equilibrage par Résistances**

Comme le montre la figure (II.13) suivante, des résistances sont montées en parallèle avec les couples (R_{sc}, C_{sc}). La valeur de cette résistance est calculée de façon à limiter la tension aux bornes de l'élément ; Cette structure présente trois inconvénients :

- Limitation de la dynamique du Pack.
- Rendement très faible <10% lié à la dissipation.
- L'équilibrage est calculé pour une valeur donnée du courant donc approximatif.

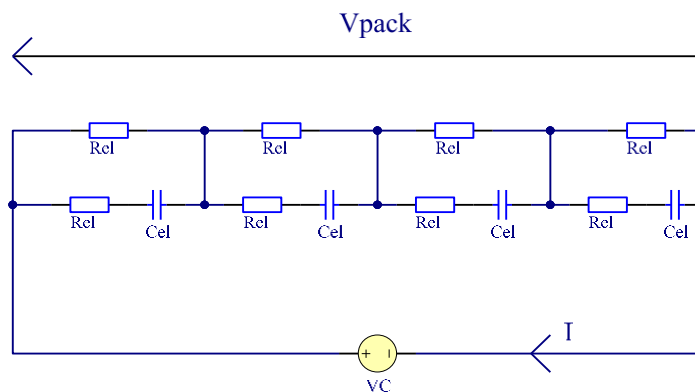


Figure (II.13) : Système d'équilibrage par Résistances

- **Système d'équilibrage par diode Zener**

La figure (II.14) illustre un système d'équilibrage où une diode zener est couplée en parallèle avec le couple (R_{sc}, C_{sc}). La tension zener des diodes fixe la valeur maximale de la tension aux bornes des éléments. Ce système présente un rendement de 90% avec une meilleure dynamique.

Cette structure présente également l'inconvénient de dissiper de l'énergie proportionnellement au nombre d'élément atteignant leurs charges maximales.

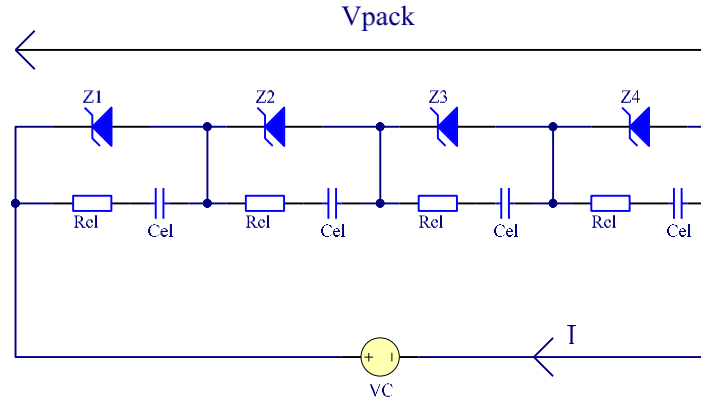


Figure (II.14) : Système d'équilibrage par Diodes Zener

• **Système d'équilibrage par convertisseur Buck/Boost**

Dans ce cas de figure, l'équilibrage est garanti avec l'égalité des tensions U_{c1} et U_{c2} comme illustré en figure (II.15) ou un système est constitué de deux couples (R_{sc}, C_{sc}). Une partie du courant est dérivée afin que les deux cellules aient la même dynamique de charge et de décharge. tel que :

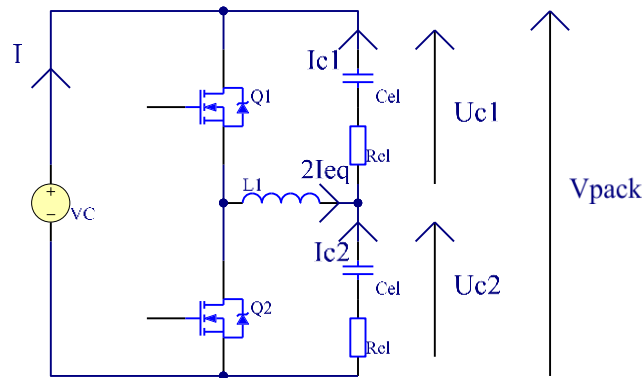


Figure (II.15) : Système d'équilibrage par Diodes Zener

$$\begin{cases} U_{c1} = \frac{I - I_{eq}}{C_1} t \\ U_{c2} = \frac{I - I_{eq}}{C_2} t \end{cases} \quad (II.43)$$

Et :

$$\begin{aligned} C_1 &= C \\ C_2 &= C \cdot \frac{d+100}{100} \end{aligned} \quad (II.44)$$

Ce système atteint un rendement de 97% et une très bonne dynamique d'équilibrage.

II.16 CONCLUSION

En conclusion, nous pouvons déduire qu'un système d'alimentation d'une pile à combustible, ne pourrait être complet sans la présence d'un jeu de batteries et d'un rack de supercondensateurs. Chaque partie jouant son rôle à différents moments de fonctionnement. La pile PEM est la source d'énergie principale, elle est assistée par un jeu de batteries qu'elle a chargé au préalable ; quant aux supercondensateurs, leurs fonctionnements est pertinent lors des démarrages et des régimes transitoires grâce à leurs réponse rapide. Le fonctionnement d'un tel système est conditionné par la présence d'un calculateur matériel et logiciel puissant qui est chargé de déterminer toutes les différentes séquences de fonctionnement de chaque partie. A présent nous disposons de tous les modèles mathématiques du système nous allons maintenant étudier le contrôle du convertisseur statique.

III.1 INTRODUCTION

Les convertisseurs statiques DC/DC, sont des systèmes destinés à convertir la valeur moyenne d'une tension continue d'un niveau à un autre en variant le rapport cyclique de conduction. De cette variation de la tension, s'en suit une variation du courant dans le même rapport en gardant la puissance transmise relativement constante en négligeant les pertes joules dans les composants.

D'une manière générale, ces convertisseurs sont construits à base de bobines, de condensateurs dont les inductances et les capacités sont soigneusement dimensionnées afin de minimiser les ondulations du courant et de la tension. Les commutations sont assurées par des composants de l'électronique de puissance tels les diodes, IGBTs et MOSFETs.[11].

Ces convertisseurs sont largement utilisés dans les systèmes nécessitant une tension continue variable et réglée. Cependant plusieurs types de convertisseurs existent ; En fonction de la charge et de la source, ils peuvent être survolteurs dans le cas d'une alimentation à partir d'un panneau photovoltaïque ou d'une pile à combustible, ou dévolteur si la charge utilise une tension inférieure ou égale à celui de la source comme le cas des alimentations pour les actionneurs électriques [9], [10].

Nôtre présente étude portera sur un convertisseur boost donné en figure (III.1). Cette topologie est choisie afin d'adapter la tension de bus au système de batteries afin d'assurer une alimentation adéquate à la charge. Nous allons à cet effet prendre en considération les taux d'ondulations du courant et de la tension de façon à les minimiser au maximum et ainsi éviter les contraintes liées à la fabrication de bobines aux grandes inductances qui doivent être associées à la source dans le cas d'un boost simple à un seul bras. Nous allons dans un premier temps dimensionner le convertisseur afin de le modéliser pour pouvoir effectuer une simulation sous Matlab Simulink. Les résultats ainsi obtenus seront analysés comparés aux résultats expérimentaux.

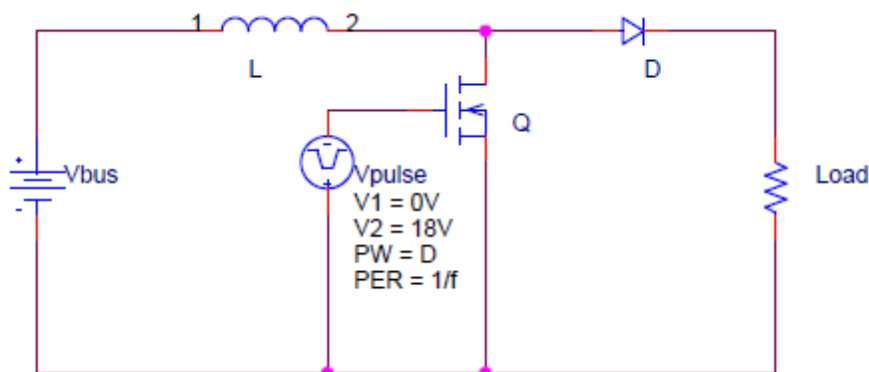


Figure (III.1): Schéma de principe d'un Hacheur Boost

III.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE DES CONVERTISSEURS

En électronique de puissance on utilise de plus en plus les interrupteurs électroniques en commutation. Le passage d'un état à un autre s'effectue périodiquement. On dit alors que le convertisseur fonctionne en découpage si la période de fonctionnement du convertisseur est très faible devant celle de la source.

III.3 LA COMMANDE ANALOGIQUE

Il s'agit de créer un signal de commande pour agir sur les interrupteurs ; Ce signal est créé à partir d'un signal triangulaire symétrique ou asymétrique (en dents de scie) comparé à un signal de référence grâce à un montage électronique construits généralement à base d'amplificateurs opérationnels tel que le LM 324 ou le UA 741, ou à base de circuits plus spécialisés tel que le XR2206.

III.4 LA COMMANDE NUMERIQUE

La commande numérique permet la réalisation des signaux de commande de manière plus fiable en faisant appel à des circuits intégrés programmable de type Microcontrôleurs, DSP, PLD ou FPGA, incluant des systèmes d'échantillonnages précis pour le contrôle des grandeurs électriques ou mécaniques dans le but de réaliser un asservissement rigoureux.

III.5 LES CONVERTISSEURS DE L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

A. REDRESSEUR (RECTIFIER) : CONVERSION AC/DC

Ils peuvent être de types monophasés ou polyphasés généralement triphasé non contrôlés à Diodes, contrôlés à Thyristors ou mixtes [1], [6]. Pour l'alimentation des différents modules constituant notre système, nous avons opté pour trois alimentations identiques constituées chacune d'un transformateur suivit d'un pont redresseur moulé. Le schéma électrique détaillé et son PCB sont donnés en Annexe 6.

B. HACHEURS (CONVERTER) : CONVERSION DC/DC

Ils existe plusieurs types de convertisseurs DC/DC, ils peuvent être isolés (Flyback, Forward ou PushPull), ou non isolés (Buck, Boost, Buck-Boost, Cuk ou Full Bridge) [6], [7].

Dans ce qui suit nous allons nous pencher sur le cas d'un convertisseur Boost entrelacé qui va assurer la charge d'une alimentation complémentaire constituée d'un ensemble de batteries et de super condensateurs. Le système sera contrôlé par une interface de commande à base d'un DSP de type TMS320F28335 qui sera réalisée dans le but d'assurer une portabilité à notre système.

Le contrôle de ce Boost dans un premier temps se fera par DSPACE 1103 afin de prélever les résultats expérimentaux à comparer avec ceux calculés théoriquement.

Grâce aussi à la DSPACE 1103, l'alimentation programmable EA-PS9080-50A disponible au niveau du Laboratoire LATAGE sera utilisée afin d'émuler notre pile à combustible de type PEMFC dont les résultats ont été déterminés au chapitre I.

III.6 MODELISATION DU CONVERTISSEUR BOOST

Notre convertisseur figure (III.2), est alimenté par la pile à combustible émulée grâce à l'alimentation programmable « POWER SUPPLY EA-PS9080-50 (80V-50A-1500W) », représentée sur le schéma par la source Ve.

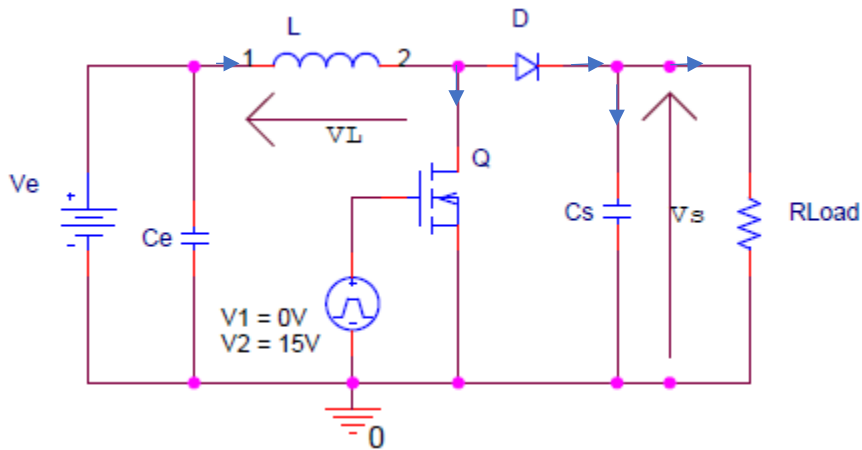


Figure (III.2) : Schéma du BOOST à dimensionner

On considère que notre Boost est chargé par la résistance R_{Load} sur laquelle un courant I_s est débité. Le MOSFET Q de puissance est considéré comme un interrupteur idéal commandé à la fermeture puis à l'ouverture avec un rapport cyclique α à la fréquence $f = 1/T$. On posera les hypothèses suivantes :

- Tous les composants sont parfaits.
- Le régime est supposé établi.
- Les capacités des condensateurs que nous allons dimensionner sont considérées d'emblée suffisamment grandes, pour que les tensions à leurs bornes soient constantes au cours d'une période.

Dans ce qui suit, nous allons dimensionner tous les composants afin de garantir un fonctionnement en mode de conduction continue.

- **Phase I** : $0 \leq t \leq \alpha T$:

Le transistor Q est commandé à la fermeture, la diode D est bloquée le schéma équivalent est le suivant. Figure (III.3).

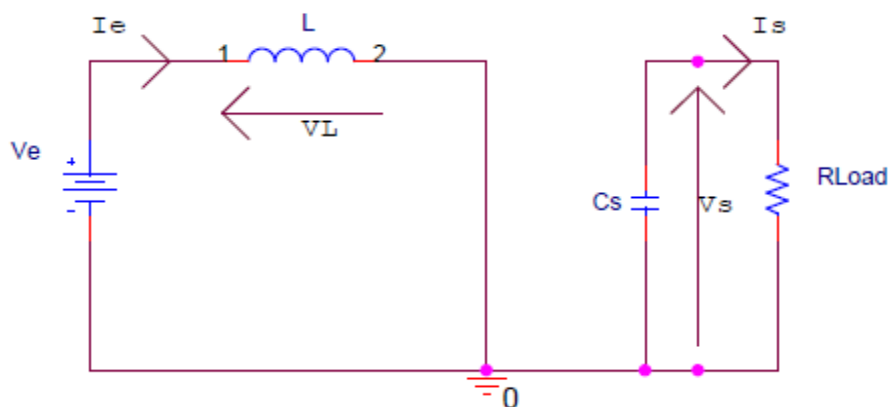


Figure (III.3) : Schéma équivalent du BOOST Phase 1

$$V_e - V_L = 0$$

$$V_e = V_L = L_l \frac{dI_L(t)}{dt} \Rightarrow dI_L(t) = \frac{V_e}{L_l} dt$$

$$I_L(t) = \int \frac{V_e}{L_l} dt = \frac{V_e}{L_l} t + C^{st}$$

$$\text{à } t=0 \Rightarrow I_L(t=0) = I_{L.min} \Rightarrow C^{st} = I_{L.min}$$

$$I_L(t) = \frac{V_e}{L_l} t + I_{L.min} \quad (III.1)$$

$$\text{À } t = \alpha T \Rightarrow I(\alpha T) = I_{L.Max}$$

$$I_{L.Max} = \frac{V_e}{L_l} \alpha T + I_{L.min} \quad (III.2)$$

De l'expression (III.2), on déduit l'ondulation du courant ΔI :

$$\Delta I = I_{L.Max} - I_{L.min} = \frac{V_e}{L_l} \alpha T \quad (III.3)$$

- **Phase II : $\alpha T \leq t \leq T$:**

Durant cette phase, on commande le transistor Q à l'ouverture, la diode D devient conductrice et le schéma équivalent devient. Figure (III.4).

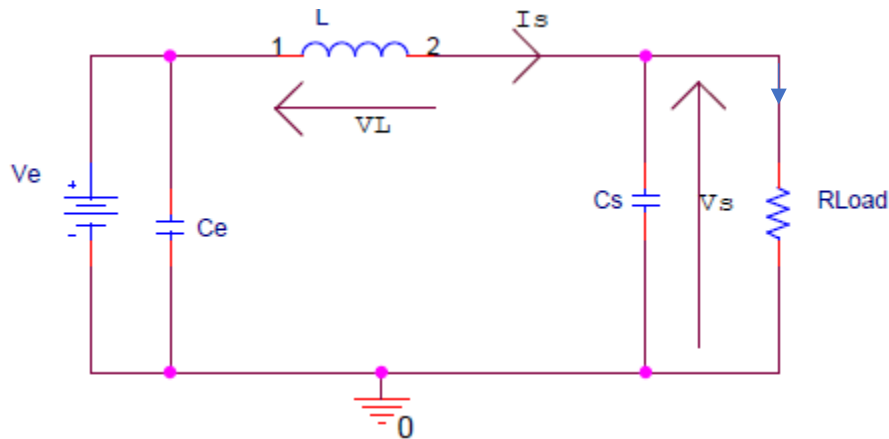


Figure (III.4) : Schéma équivalent du BOOST Phase 2

$$V_e - V_L - V_s = 0$$

$$V_e - V_s = L_l \frac{dI(t)}{dt}$$

$$dI(t) = \frac{V_e - V_s}{L_l} dt \Rightarrow I(t) = \int_{\alpha T}^t \frac{V_e - V_s}{L_l} dt$$

$$I(t) = \frac{V_e - V_s}{L_l} (t - \alpha T) + C^{st}$$

$$\text{À } t = \alpha T \Rightarrow I(\alpha T) = I_{Max} \Rightarrow C^{st} = I_{Max}$$

$$I(t) = I_{Max} - \frac{V_s - V_e}{L_l} (t - \alpha T) \quad (III.4)$$

A. CALCUL DE L'ONDULATION DU COURANT

À l'instant $t = T$, le courant est supposé avoir atteint sa valeur minimale. On aura donc :

$$I(t = T_f) = I_{min} = I_{Max} - \frac{V_s - V_e}{L_l} (1 - \alpha) T_f \quad (III.5)$$

D'où le taux d'ondulation du courant $\Delta I = I_{Max} - I_{min}$:

$$\Delta I = \frac{V_s - V_e}{L_l} (1 - \alpha) T_f \quad (III.6)$$

En égalant terme à terme les expressions (III.2) et (III.5), on aboutit à :

$$V_s = \frac{V_e}{(1 - \alpha)} \quad (III.7)$$

Ce qui conduit à dire que la tension de sortie du convertisseur ne dépend que de la tension d'entrée et du rapport cyclique α , compris entre 0 et 1. Ce convertisseur est toujours élévateur de tension.

L'expression de l'ondulation du courant devient alors :

$$\Delta I = \frac{V_s}{L_l} (1 - \alpha) \alpha T_f \quad (III.8)$$

La stratégie de commande et de régulation est la modulation de largeur d'impulsion à rapport cyclique variable et fréquence fixe.

Suivant l'hypothèse de travail, le rendement théorique de ce convertisseur est égal à 1. On peut écrire alors que :

$$P = V_s I_s = V_e I_e \quad (III.9)$$

En combinat avec l'expression (III.7) :

$$I_e = \frac{I_s}{(1-\alpha)} \quad (III.10)$$

On en déduit qu'un Hacheur survolteur est abaisseur de courant. Et remplaçant l'expression (III.7) dans (III.9), on peut régler le transfert de puissance entre le primaire et le secondaire du convertisseur. Ce transfert est donné par l'expression (III.11) suivante.

$$P = V_e I_e = (1-\alpha) V_s I_e \quad (III.11)$$

A partir de l'expression (III.8), on aboutit que l'ondulation maximale du courant correspond à un rapport cyclique $\alpha = \frac{1}{2}$:

$$\frac{d(\Delta I_L)}{dt} = 0 \Rightarrow \alpha = \frac{1}{2}$$

Ce qui conduit à la valeur minimale de l'inductance de la bobine L_1 associée à la source donnée par l'expression suivante.

$$L_1 \geq \frac{V_s}{4f \Delta I_{L.Max}} \quad (III.12)$$

B. CALCUL DE L'ONDULATION DE LA TENSION

En démarrant de l'hypothèse, que dans l'intervalle $0 \leq t \leq \alpha T$ le courant dans la charge est suffisamment constant, et considérant que l'expression du courant dans le condensateur est :

$$I_c = C_f \frac{dV_s}{dt} \quad (III.13)$$

La résolution de cette équation différentielle donne :

$$I_c(t) = C_f \frac{dV_s(t)}{dt}$$

$$I_c dt = C_f dV_s(t)$$

$$V_s(t) = \int \frac{I_c}{C_f} dt = \frac{I_c}{C_f} t + C^{st}$$

Or précisément dans cet intervalle $I_c = -I_s$ et à $t=0$, nous avons : $C^{st} = V_{Max}$.

L'expression $V_s(t)$ devient alors :

$$V_s(t) = -\frac{I_s}{C_f} t + V_{Max} \quad (III.14)$$

à $t = \alpha T$ nous avons :

$$V_s(\alpha T) = V_{\min} = -\frac{I_s}{C} \alpha T + V_{Max}$$

$$\Delta V_s = V_{Max} - V_{\min} = -\frac{I_s}{C} \alpha T \quad (III.15)$$

Or :

$$I_s = \frac{V_s}{R} \Rightarrow \Delta V_s = \frac{V_s}{RC} \alpha T \quad \text{d'où :}$$

$$\Delta V_s = \frac{V_s}{RC_f f} \alpha \quad (III.16)$$

Cette expression nous renseigne que l'ondulation de la tension ΔV_s , est d'autant plus petite que la capacité du condensateur de sortie et la fréquence de hachage sont grandes.

$$C_f \geq \frac{\alpha_{Max} \cdot V_s}{R \cdot f \cdot \Delta V} \quad (III.17)$$

Dimensionnement de la Résistance minimale de Charge R_{Load} .

$$\left. \begin{array}{l} P_n = V_{Bus} \cdot I_{Bus} \\ I_{Bus} = \frac{U_{Bus}}{R_{Load}} \end{array} \right\} P_n = \frac{V_{Bus}^2}{R_{Load}} \Rightarrow R_{Load} = \frac{V_{Bus}^2}{P_n} \quad (III.18)$$

III.7 COMMANDE DU CONVERTISSEUR BOOST

La structure précédemment décrite est étudiée dans un cas purement statique ; Le système doit impérativement satisfaire aux demandes énergétiques de la charge à tout instant. A cet effet, nous allons dans un premier temps calculer les lois de commandes rapprochées du convertisseur, afin de contrôler certaines variables d'état tels le courant et la tension, ensuite nous allons exprimer les différentes consignes dans le but d'assurer la régulation de notre convertisseur statique.

En pratique, et dans un cas dynamique soumis à de nombreux paramètres variables, ce genre de convertisseurs sont munis par des systèmes correcteurs. Le principe de fonctionnement des convertisseurs statiques repose sur le principe de découpage ce qui induit des topologies différentes dans les circuits qui leurs sont associés ce qui conduit à des non linéarités ; Ces contrôleurs sont justement conçus pour linéariser le système autour d'une position d'équilibre. Pour ce faire, on pose les hypothèses suivantes [12], [11].

- La conduction est continue.
- La période de découpage est constante et très inférieure par rapport aux différentes constantes de temps du système.
- Les composants actifs et passifs sont idéaux.

A. MODELE D'ETAT INSTANTANE

Le choix des variables d'état se porte principalement vers deux grandeurs physiques continues, le flux dans les circuits magnétiques Φ et la charge dans les composants diélectriques Q , tel que :

$$\Phi = L.I_l$$

$$Q = C.V_c$$

Les variables d'états sont alors : I_l et V_c .

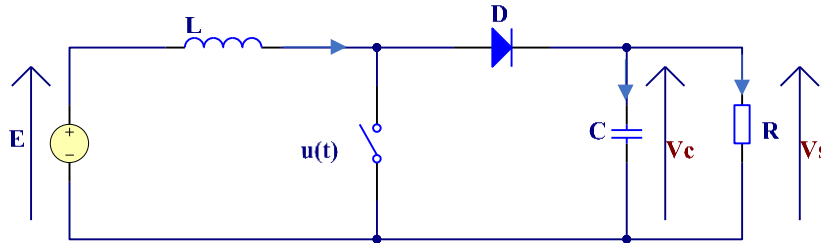


Figure (III.5) : Schéma équivalent du BOOST

En considérant le schéma de la figure (III.5), l'interrupteur est considéré comme une fonction binaire régit par la loi de commande tel que : $u(t) = 0$, l'interrupteur est alors ouvert et pour $u(t) = 1$, l'interrupteur est fermé.

- $u(t) = 1$: L'interrupteur est fermé.

$$\begin{cases} E = L_l \frac{dI_l}{dt} \\ 0 = C_f \frac{dV_s}{dt} + I_{bus} \end{cases} \quad (III.19)$$

- $u(t) = 0$: L'interrupteur est ouvert.

$$\begin{cases} E = L_l \frac{dI_l}{dt} + V_s \\ I_l = C_f \frac{dV_s}{dt} + I_{bus} \end{cases} \quad (III.20)$$

En introduisant la fonction de commande $u(t)$, on aboutit au modèle instantané régit par un système d'équation unique suivant.

$$\begin{cases} E = L_l \frac{dI_l}{dt} + (1-u)V_s \\ I_l(1-u) = C_f \frac{dV_s}{dt} + I_{bus} \end{cases} \quad (III.21)$$

B. MODELE D'ETAT MOYEN

Le modèle instantané, fait apparaître un comportement non linéaire du convertisseur. En remplaçant u par sa valeur moyenne sur une période, à savoir α , nous obtenons un modèle moyen régi par le système qui suit (figure III.6).

$$\begin{cases} E = L_l \frac{dI_l}{dt} + (1-\alpha)V_s \\ I_l(1-\alpha) = C_f \frac{dV_s}{dt} + I_{bus} \end{cases} \quad (III.22)$$

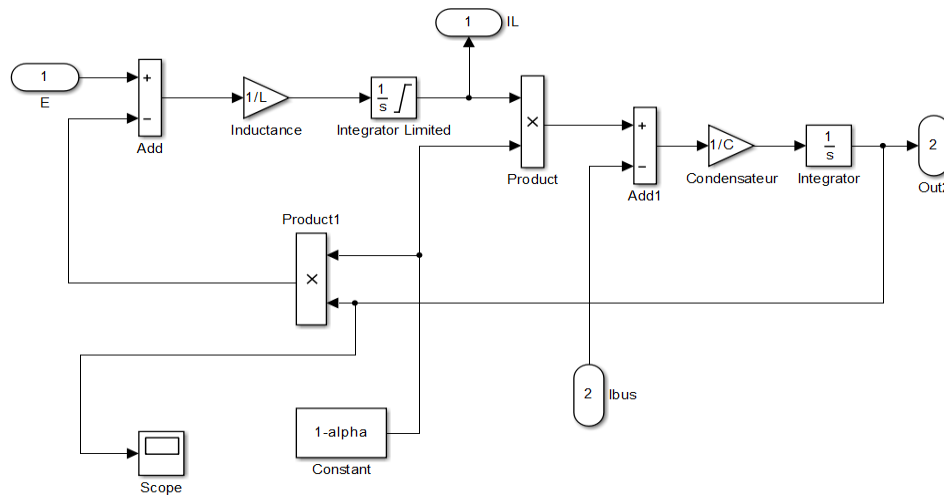


Figure (III.6) : Schéma bloc du Convertisseur DC DC

En analysant le système précédent, et en considérant que la tension de bus V_{bus} est constante puisque c'est la sortie qu'on veut contrôler, on s'aperçoit qu'il y a deux variables : Le courant de bus I_{bus} et la tension de pile E qui seront considérées comme des perturbations. Le convertisseur sera commandé en Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), de façon à maintenir la tension de bus à 70Volts.

C. BOUCLE DE COURANT

À partir du système (III.22), équation (1), on peut écrire :

$$I_l = \frac{U_e - V_{bus}(1-\alpha)}{L_l \cdot P}$$

D'où :

$$\alpha = \frac{I_l \cdot L_l \cdot P - U_e}{V_{bus}} + 1 \quad (III.23)$$

On définit alors la nouvelle tension $V_l = I_l \cdot L_l \cdot P$, comme la tension de référence aux bornes de l'inductance L avec un transfert linéaire $T(p)$ (figure III.7).

$$T(p) = \frac{I_l(p)}{V_l(p)} = \frac{1}{L_l \cdot p} \quad (III.24)$$

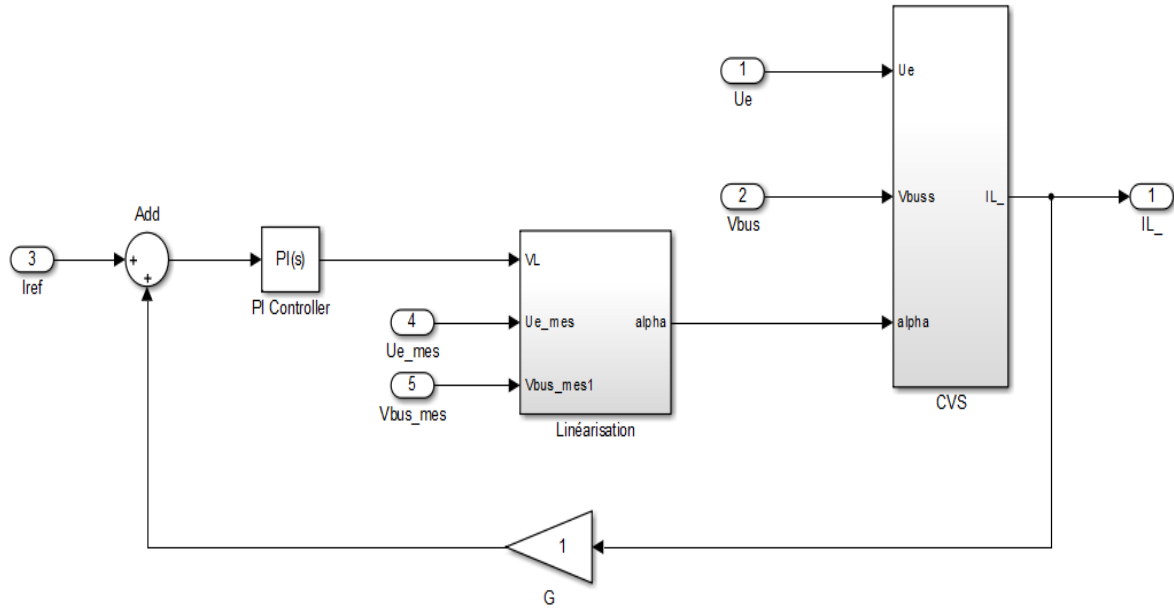


Figure (III.7) : Contrôle en Courant du Convertisseur DC DC

D. BOUCLE DE TENSION

La boucle de tension figure (III.8), étant externe à celle du courant, on supposera alors que cette dernière fonctionne parfaitement. Le courant de ligne vaut alors $I_l = I_{ref}$ en valeurs moyennes. On peut donc conclure que sur une période de découpage le courant de diode vaut à son tour :

$$I_d = (1 - \alpha) I_{ref} \quad (III.25)$$

Nous savons que la tension moyenne aux bornes de l'inductance est nulle, nous pouvons en déduire que :

$$(1 - \alpha) = \frac{U_e}{V_{bus}} \quad (III.26)$$

En suivant les hypothèses de travail, (Composants parfaits) la loi de conservation des puissances donne :

$$I_{ref} = \frac{V_{bus_mesurée}}{U_{e_mesurée}} (I_c + I_{bus_mesuré}) \quad (III.27)$$

Comme pour la boucle de courant, on obtient un transfert linéaire entre V_{bus} et I_c tel que :

$$T'(p) = \frac{1}{C_f \cdot p} \quad (III.28)$$

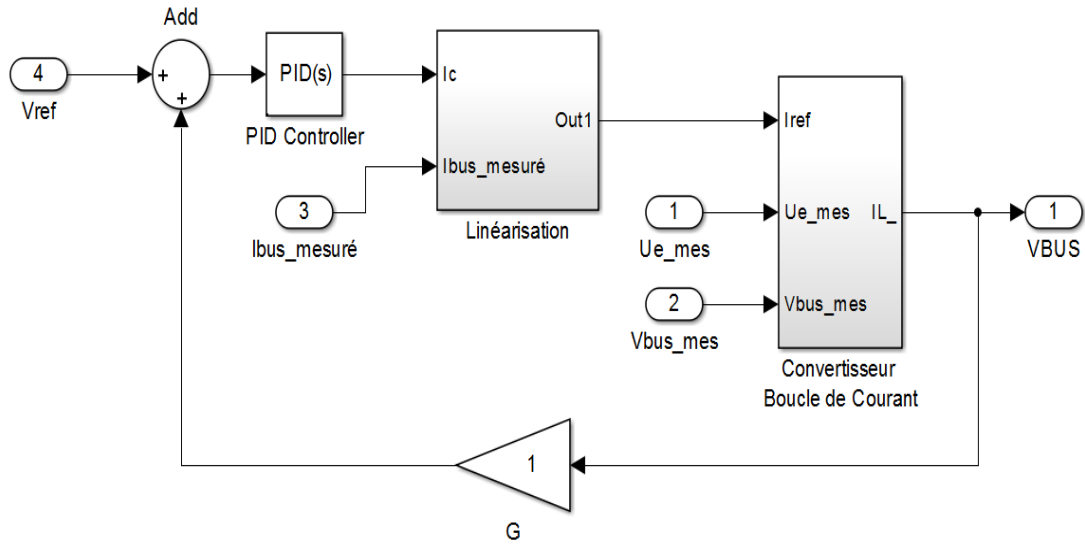


Figure (III.8) : Contrôle en Tension du Convertisseur DC DC

E. LE CONTROLEUR PI DU COURANT

La fonction de transfert en courant à laquelle nous avons abouti, est donnée en relation (III.24). Les inductances calculées en considérant les hypothèses de travail pour l'ondulation du courant, présentent une résistance interne $R_l = 0.8 \Omega$. La fonction de transfert devient alors : (figure 9).

$$T(p) = \frac{I_l(p)}{V_l(p)} = \frac{1}{L_l \cdot P + R_l} \tag{III.29}$$

A cette fonction, est associé un contrôleur $C(p)$ de type PI comme suite ou K_p et K_i sont respectivement les coefficients proportionnels et intégrals :

$$C(p) = \frac{K_p \cdot P + K_i}{P} \tag{III.30}$$

Le système en boucle fermée résultant est schématisé en figure (III.9), et sa fonction de transfert en boucle ouverte est comme suite.

$$F_{tbo} = C(p) \cdot T(p) = \frac{K_p \cdot P + K_i}{P} \cdot \frac{1}{L_l \cdot P + R_l}$$

$$F_{tbo} = \frac{K_i}{P} \cdot \left(1 + \frac{K_p}{K_i} P \right) \cdot \left(\frac{1}{R_l \left(1 + \frac{L_l}{R_l} P \right)} \right) \tag{III.31}$$

Pour compenser le pôle on admettra que :

$$\tau_{Bo} = \frac{L_l}{R_l} = \frac{K_p}{K_i} \tag{III.32}$$

Dans ce cas la fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$F_{ibo} = \frac{K_i}{R_i \cdot P} = \frac{GK_i}{P} \quad (III.33)$$

$$\text{Avec : } G = \frac{1}{R_i}$$

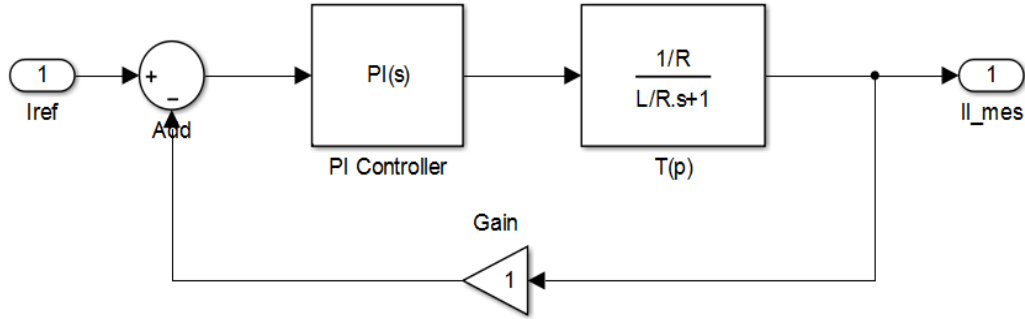


Figure (III.9) : Contrôle en Courant du Convertisseur

La fonction de transfert en boucle fermée devient :

$$F_{TBF} = \frac{F_{TBO}}{1 + F_{TBO}} = \frac{1}{G \cdot K_i \cdot P + 1} \quad (III.34)$$

$$\text{Avec : } \tau_{BF} = G \cdot K_i$$

En posant la constante de temps en boucle fermée dix fois inférieure à la constante de temps en boucle ouverte, on dira que :

$$\tau_{BF} = \frac{\tau_{BO}}{10} \Leftrightarrow G \cdot K_i = \frac{L/R}{10} \Rightarrow K_i = \frac{L_i}{G \cdot R \cdot 10} \quad (III.35)$$

$$\text{Et : } K_p = \tau_{BO} \cdot K_i$$

F. LE CONTROLEUR PI DE TENSION

La fonction de transfert en Tension donnée en relation (III.28), est complétée par l'adjonction de la résistance interne R_c du condensateur de filtrage C_f . Les condensateurs généralement présentent une résistance interne série très faible de l'ordre du micro Ohm. La fonction de transfert devient alors : (figure III.10)

$$T'(p) = \frac{1}{C_f \cdot P + 1/R_c} = \frac{R_c}{R_c \cdot C_f \cdot P + 1} = \frac{G'}{R_c \cdot C_f \cdot P + 1} \quad (III.36)$$

Comme pour la boucle de courant, on associe un contrôleur $C'(p)$ de type PI ou $K'p$ et $K'i$ sont respectivement les coefficients proportionnel et intégral :

$$C'(p) = \frac{K'_p \cdot P + K'_i}{P} \quad (III.37)$$

Le système en boucle fermée résultant est schématisé en figure (III.10), et sa fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$F'_{TBO} = C'(p) \cdot T'(p) = \frac{K'_p \cdot P + K'_i}{P} \cdot \frac{1}{C_f \cdot P + R_c}$$

$$F'_{TBO} = \frac{K'_i}{P} \cdot \left(1 + \frac{K'_p}{K'_i} P \right) \cdot \left(\frac{1}{R_c \left(1 + \frac{1}{R_c \cdot C_f} P \right)} \right) \quad (III.38)$$

Pour compenser le pôle on admettra que :

$$\tau_{BO} = R_c \cdot C_f = \frac{K'_p}{K'_i} \quad (III.39)$$

Dans ce cas la fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$F'_{TBO} = \frac{K'_i \cdot R}{P} \quad (III.40)$$

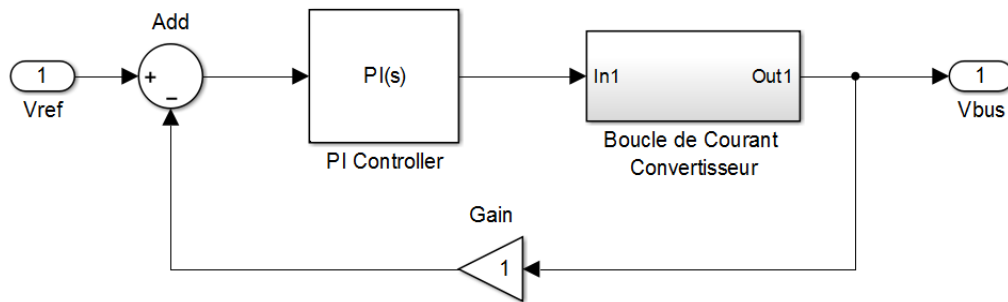


Figure (III.10) : Contrôle en Tension du Convertisseur

La fonction de transfert en boucle fermée devient :

$$F'_{ibf} = \frac{F'_{TBO}}{1 + F'_{TBO}} = \frac{1}{K'_i \cdot R_c \cdot P + 1} \quad (III.41)$$

Avec :

$$\tau'_{BF} = R_c \cdot K'_i \quad (III.42)$$

$$K'_p = R_c \cdot C_f \cdot K'_i \quad (III.43)$$

RESULTATS DE SIMULATION :

La synthèse des régulateurs avec sisotool, avec la méthode de compensation de pôles a abouti aux valeurs des coefficients K_i, K_i' et K_p, K_p' donnés dans la partie expérimentale. Les résultats de simulation obtenus sont donnés en figure (III.11), (III.12) respectivement pour la réponse en courant et en tension. La figure (III.13), illustre l'une des fenêtres de sisotool qui sert à choisir les pôles pour obtenir un état stable. Cet état stable est choisi de façon à s'éloigner le plus de la fréquence de résonance du système.

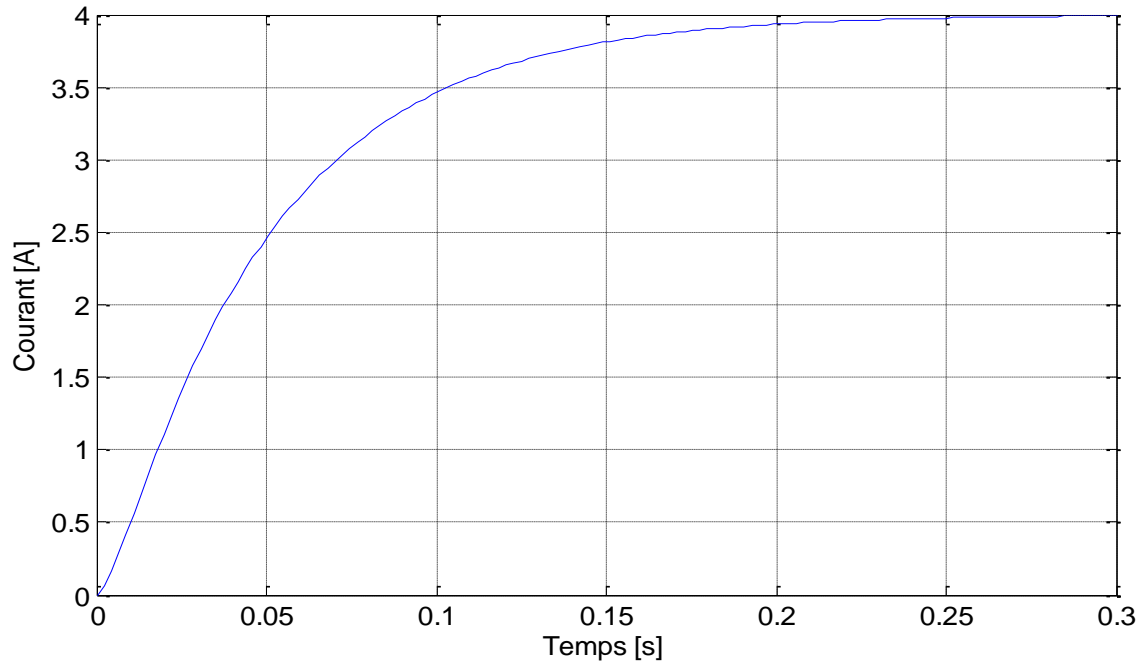


Figure (III.11) : Réponse du Convertisseur avec Contrôleur de Courant

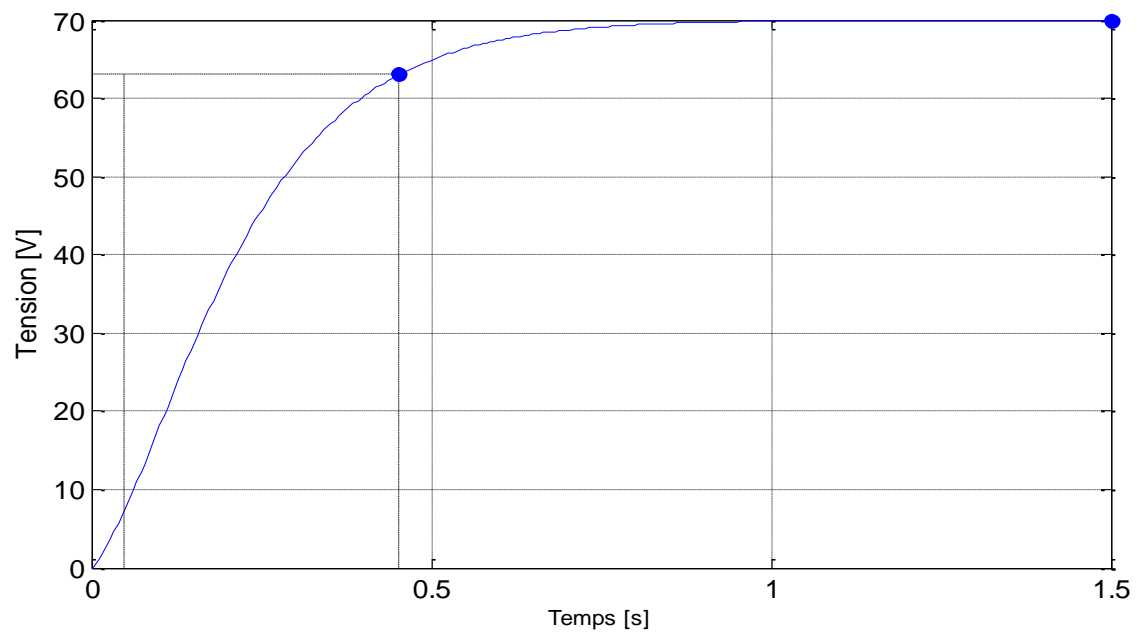


Figure (III.12) : Réponse du Convertisseur avec Contrôleur de Tension

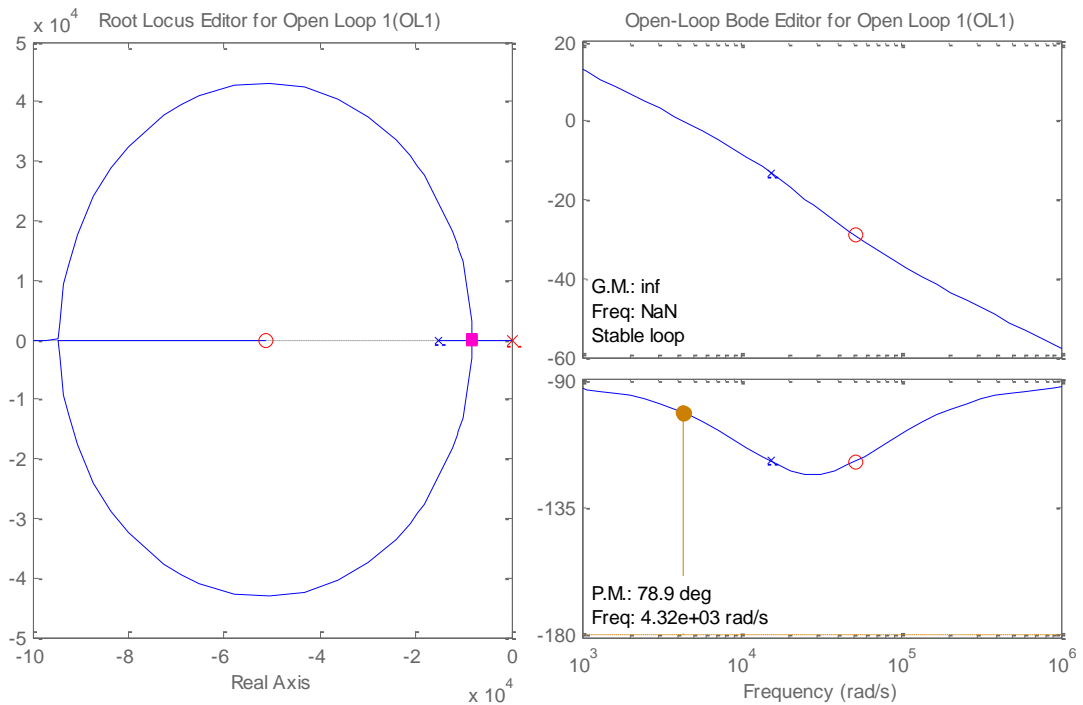


Figure (III.13) : Application de l'outil Sisotool de Matlab Simulink

CONCLUSION

Nous disposons maintenant d'un modèle mathématique complet du convertisseur statique Boost associé aux deux contrôleurs de courant et tension. Ces modèles mathématiques ont donné des résultats satisfaisants lors des simulation sous Matlab. Nous allons passer à leurs réalisations. Les contrôleurs obtenus avec la méthode de compensation de pôles seront émulés par DSPACE sous l'interface Matlab Simulink.

IV INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous allons présenter les différentes phases qui constituent notre travail expérimental. Grâce aux moyens colossaux mis à notre disposition au Laboratoire LATAGE, nous avons pu réaliser une maquette englobant plusieurs modules.

Le premier est l'émulateur de la pile, qui nous a permis de contrôler l'alimentation programmable. Le deuxième module, est un driver pour un hacheur Boost entrelacé à trois bras. Les troisième et quatrième modules sont constitués de capteurs de courant et tension de lignes et de bus. Le dernier module est le hacheur Boost de puissance.

IV.1 L'EMULATEUR DE LA PILE PEMFC

L'émulateur de la pile est une alimentation programmable. Il s'agit d'une alimentation programmable du constructeur Allemand EA **Elektro-Automatique** référencée EA-PS 9080-50T figure (IV.1) qui offre la possibilité d'un fonctionnement autonome ou programmé. Sa programmation se fera par DSpace 1103 disponible au laboratoire LATAGE de notre faculté, sous l'environnement Matlab Simulink.



Figure (IV.1) : Alimentation Programmable : EA-PS 9080-50T

Pour ce faire nous avons conçu et réalisé une carte d'interface pour acheminer et calibrer les signaux de la DSpace vers l'alimentation EA-PS 9080-50T. Le schéma synoptique du système de commande est donné en figure (IV.2).

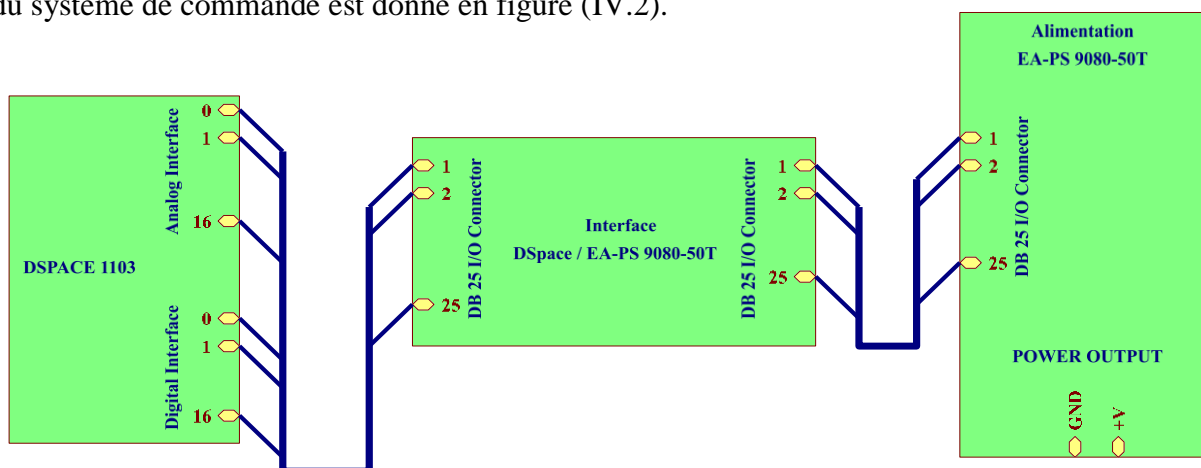


Figure (IV.2) : Schéma Synoptique du Système de Commande

Cette carte d'interface est constituée de trois ports. Un DB25 pour une liaison avec l'alimentation EA-9080-50T, un port DB9 pour une liaison avec un système à microprocesseur et un troisième port BNC_7 pour des liaisons avec la DSPACE. Le schéma électrique ainsi que la carte réalisés sous Altium Designer sont donnés en figures (IV.3.a) et (IV.3.b). Le schéma d'implantation des composants est donné en Annexe 1.

IV.2 FONCTIONNEMENT DE L'INTERFACE EA-9080-50T / DSPACE

L'alimentation programmable EA-9080-50T peut fonctionner en mode autonome (Internal Mode) ou en mode programmable (External Mode) une entrée de configuration est prévue sur son port DB25, le transistor Q_1 sur la carte d'interface est alors consacré à cette tâche. L'alimentation peut également être commandée en courant ou en tension ou en puissance indifféremment. Les transistors Q_4 , Q_5 , Q_6 sont prévus respectivement à cet effet.

On donne à titre indicatif les fonctions et les transistors associés aux sorties fonctionnelles.

Tableau 1: Fonctions Principales Associées Aux Sorties de l'Interface EA-9080-50T / DSPACE

Sortie EA-9080-50T	Fonction	Transistor
13	Commande en Puissance	Q6
12	Commande en Courant	Q5
7	Commande en Tension	Q4
11	StandBy	Q10
10	Défaut d'Alimentation	Q9
9	Sur échauffement	Q8
8	Surcharge	Q7
22	Mode Externe	Q1
23	Mémoire	Q2
24		Q3
1 / 2 / 3	Commande de : P / I / V	P.Cell / C.Cell / V.Cell
4 / 5 / 6	Mesure de : P / I / V	P.Mon / C.Mon / V.Mon
18	Tension de reference	V.ref
Port J1 / J3	Extension DSP F28335	Non Utilisé

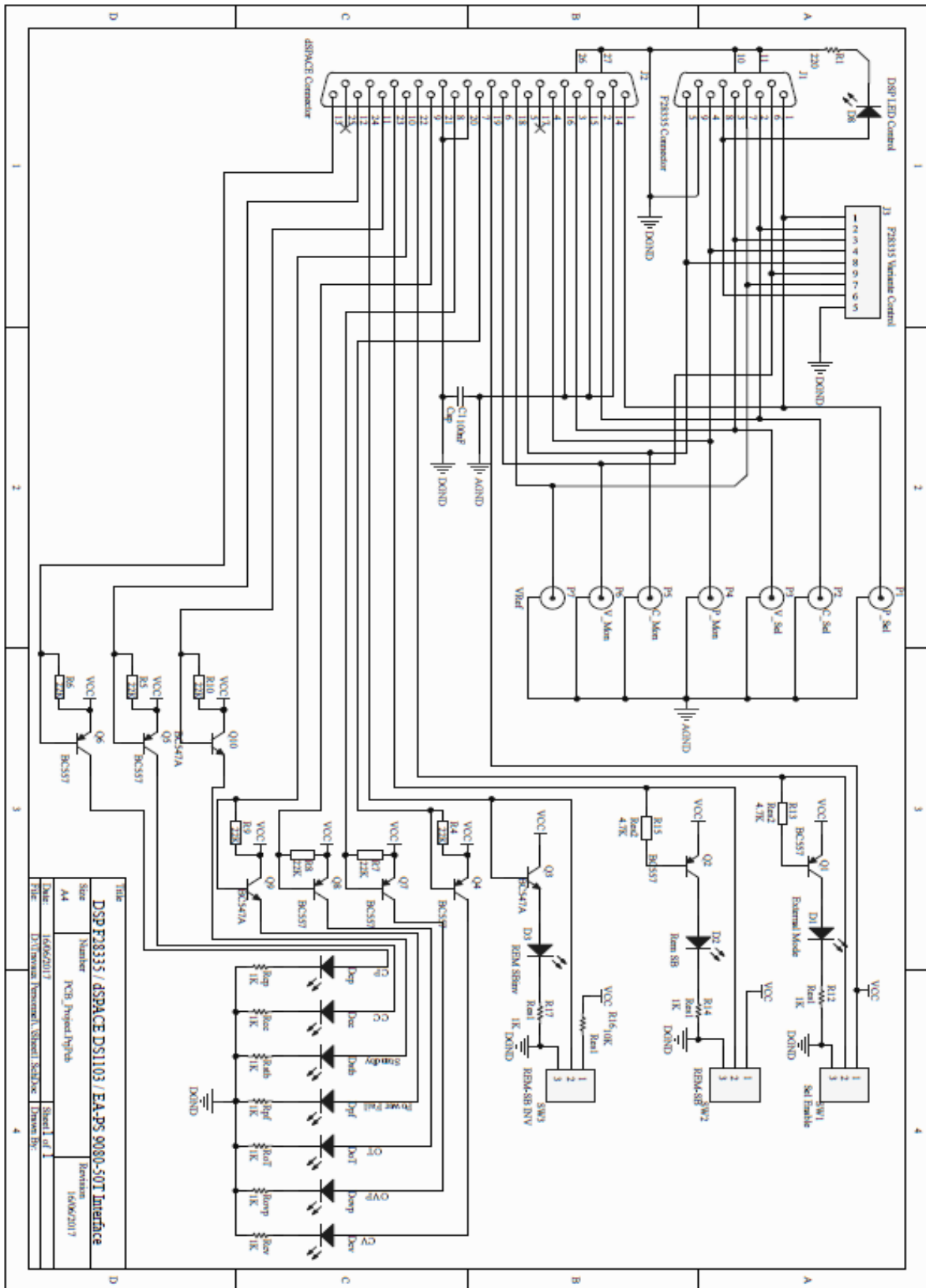


Figure (IV.3.a) : Schéma électrique de la carte d'interface EA-9080-50T / DSPACE.

Pour les besoins de notre expérimentation, nous avons choisi de configurer notre alimentation à la tension de sortie de la pile à combustible soit $U_e=40$ Volts. Les résultats de l'expérimentation de la pile à combustible sans boucles de régulation sont illustrés en figure (IV.4). Nous remarquons à la réaction de l'alimentation un comportement dynamique identique à celui de la pile à combustible ou, la tension à ces bornes varie inversement par rapport au courant débité ou demandé par la charge. Cela est obtenu après variation de la résistance de charge. La diminution de la tension U_e remarquable sur le graphe est due à l'absence de la boucle de régulation qui n'est pas encore activée. Les courbes ont été capturées sous DSPACE Control Desk.

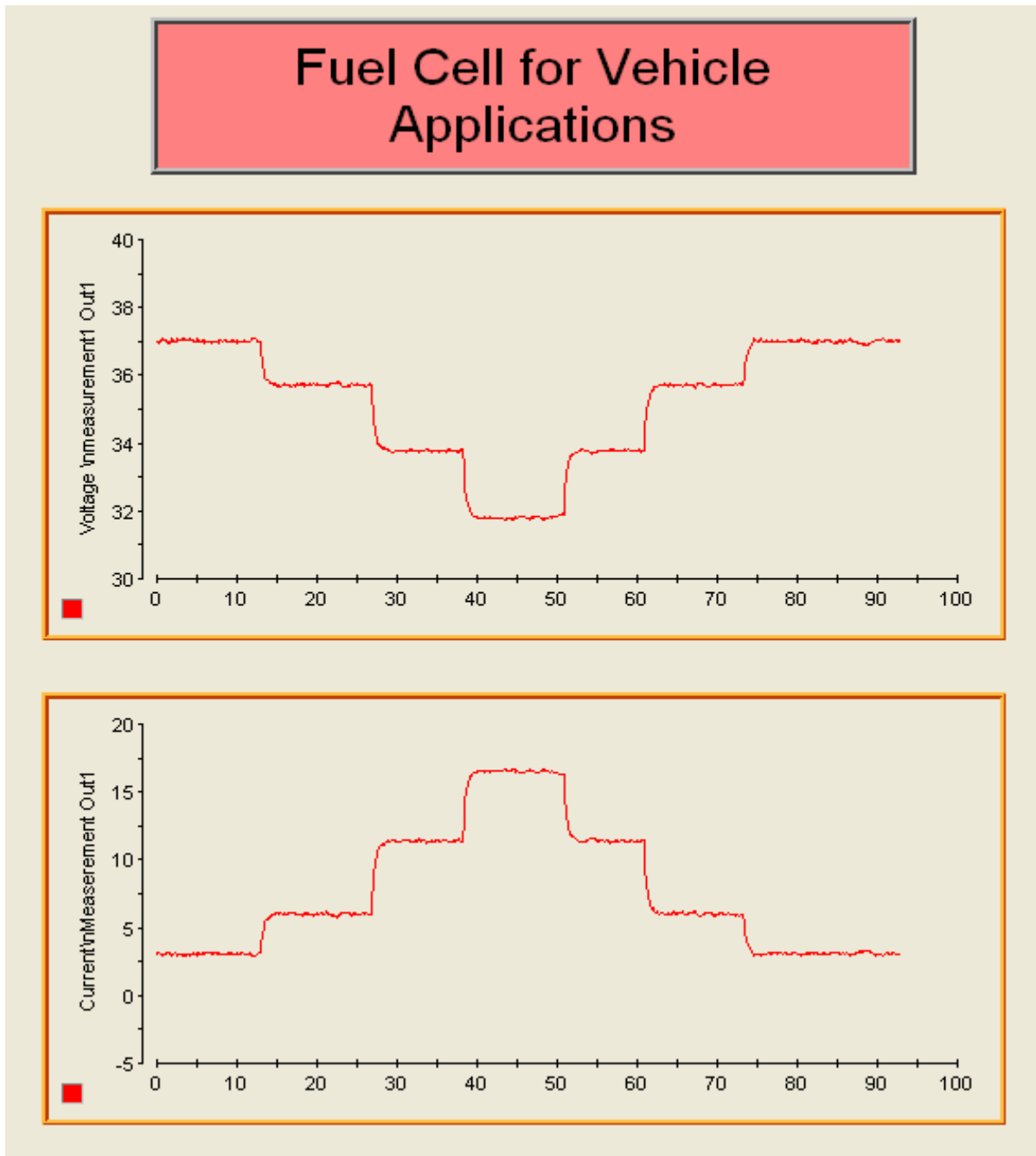


Figure (IV.4) : Résultats expérimentaux sous DSPACE Control Desk

IV.3 CARTE DRIVERS DU HACHEUR BOOST

La carte des drivers pour le hacheur Boost est conçue à l'origine pour attaquer un convertisseur Boost entrelacé. Il est donc constitué de trois circuits identiques chacun devant commander un bras.

Cette carte est constituée d'une isolation galvanique axée autour d'un 4N35 dont la datasheet est donnée en Annexe 2. Le signal d'entrée est obtenu par DSPACE via l'interface Matlab / Simulink. La sortie de l'optocoupleur attaque un circuit spécialisé le IR2109 figure (IV.5), qui génère sur ces pattes 5 et 7 deux signaux PWM complémentaires. A noter que le signal présent sur la patte 7 ayant un référentiel par rapport à Vs de la patte 6, est en phase avec le signal d'entrée présent sur la patte 2. La patte 3 sert à activer ou désactiver le circuit. Les deux signaux PWMs présents sur les pattes 5 et 7 polarisent un bras de deux transistors MOSFets qui délivrent à leurs sortie l'impulsion qui servira de polarisation de notre hacheur BOOST. La carte réalisée ainsi que le schéma électrique complet réalisés sous Altium Designer, sont donnés en figures (IV.6.a) et (IV.6.b). Les schémas d'implantations sont donnés en Annexe 2.

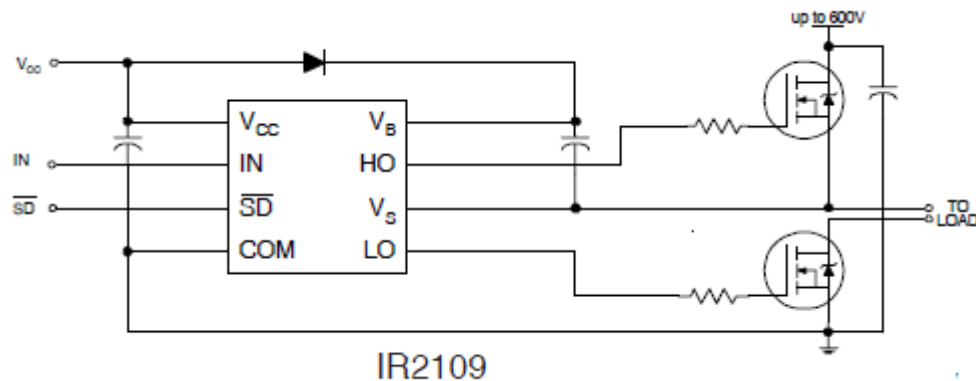


Figure (IV.5) : Circuit de Fonctionnement du IR2109

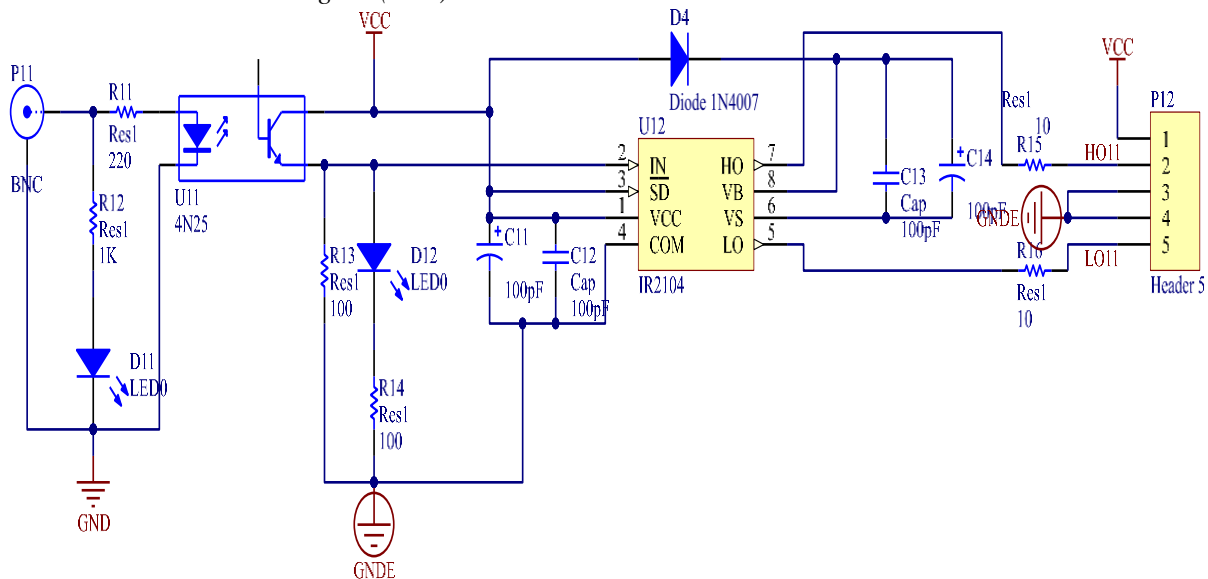


Figure (IV.6.a) : Schéma Complet du Driver IR2109

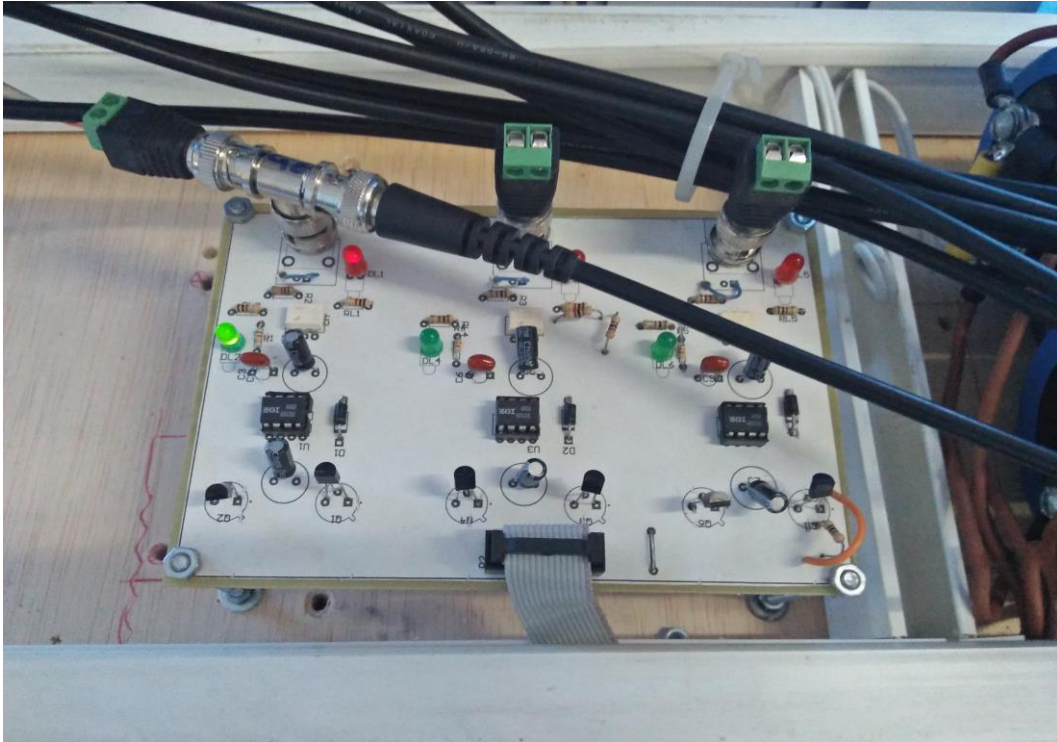


Figure (IV.6.b) : Carte Driver IR2109 pour trois Bras

IV.4 LE HACHEUR BOOST

Le convertisseur Boost réalisé, est constitué de trois bras montés sur un radiateur en aluminium. Figure (IV.7). Chaque bras est constitué de deux IGBTs, leurs datasheets sont données en Annexes 3.

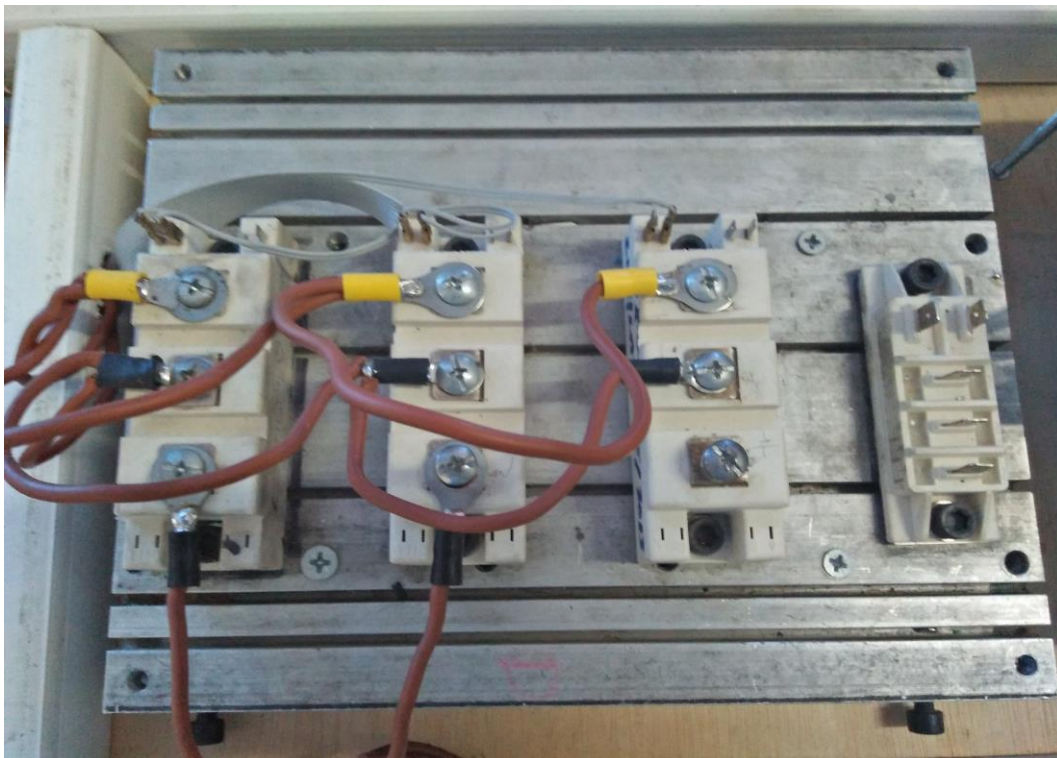


Figure (IV.7) : Convertisseur Boost à trois Bras montés sur un Radiateur

Comme le montre la figure (IV.8), ce module présente un drain (sortie 3) et une source (sortie 2) d'alimentation, le deuxième drain et la deuxième source constitue le point milieu (sortie 1) pour l'alimentation de la charge. Les entrées de commandes pour les transistors 1 et 2 sont respectivement les pattes 4,5 et 6,7. En fonctionnement Boost, un seul transistor est utilisé, les entrées 4 et 5 seront les seules à être commandées. On utilisera du deuxième transistor que sa diode montée en inverse. La datasheet du module IGBT est donnée en Annexe 3.

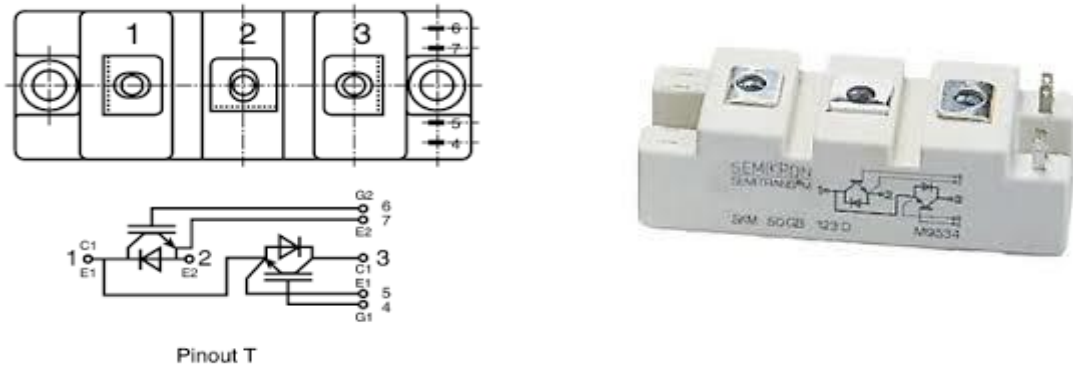


Figure (IV.8) : Module du Bras IGBT

IV.5 LE MODULE CAPTEUR DE COURANT

Les capteurs de courants est de type électromagnétique standard à effet HALL, axé autour du LA 50-P. Le signal obtenu à sa sortie 'm', est calibré grâce à un montage suiveur à base d'un amplificateur opérationnel référencé AD704 de Advanced Device. Le schéma électrique ainsi que la carte réalisée sont donnés ci-dessous en figures (IV.9.a) et (IV.9.b). On notera l'utilisation d'un capteur pour le courant d'entrée de ligne I_l , et un autre capteur pour le courant de bus I_{bus} . Les schémas d'implantation et les datasheets sont donnés en Annexe 4.

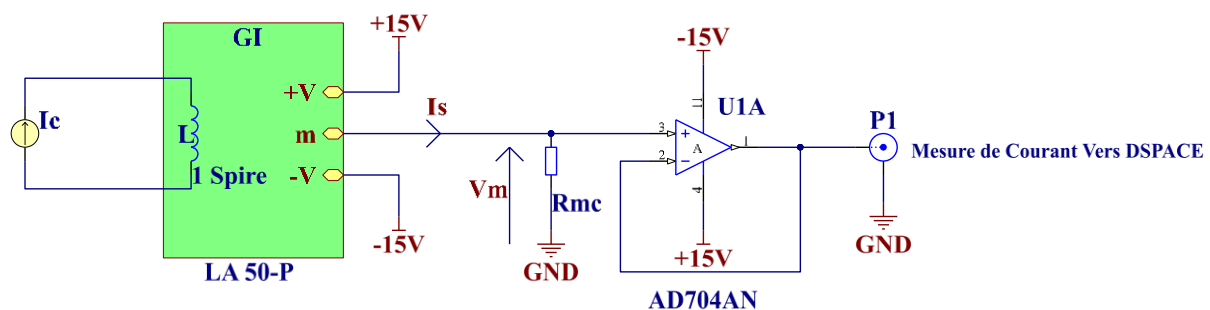


Figure (IV.9.a) : Schéma électrique du Circuit de Capteur de Courant

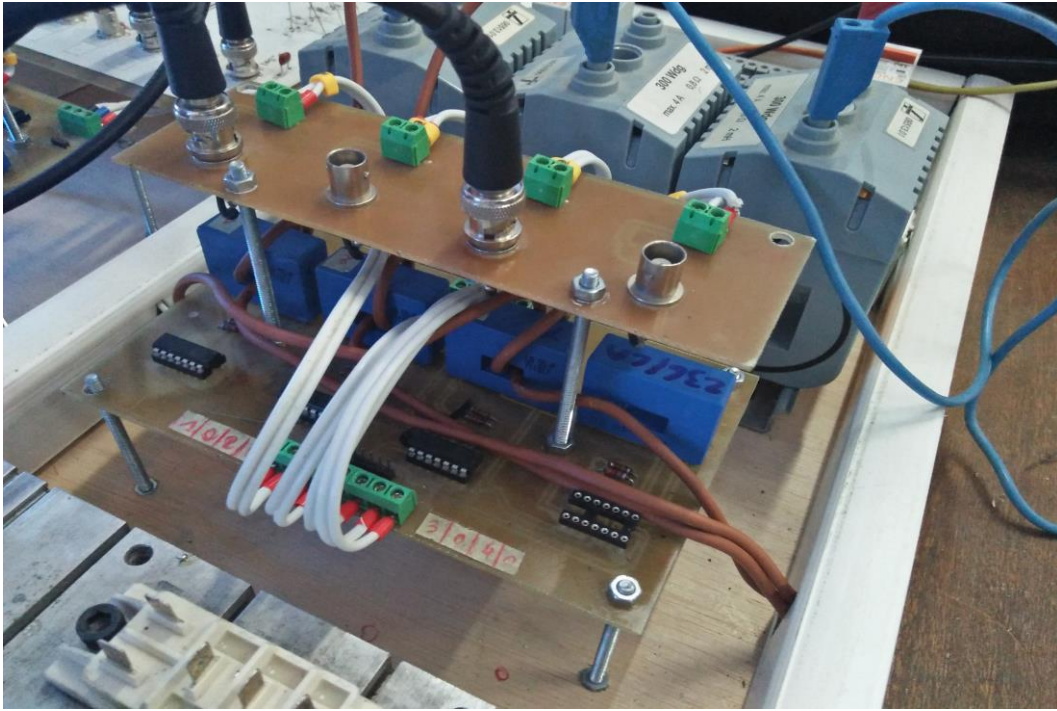


Figure (IV.9.b) : Carte du Circuit de Capteur de Courant

IV.6 LE MODULE CAPTEUR DE TENSION

Les capteurs de tensions sont également de type électromagnétique standard à effet HALL, axé autour du LV 25-P. Le signal V_m obtenu à sa sortie, est toujours calibré grâce à un montage suiveur à base d'un amplificateur opérationnel référencé AD704 de Analog Device. Le schéma électrique et la carte réalisée sous Proteus sont donnés en figures (IV.10.a) et (IV.10.b). Comme pour le courant, nous avons utilisé deux circuits distincts, un pour la capture de la tension d'entrée de ligne U_e et un autre pour la tension de Bus V_{bus} . Les schémas d'implantation et les datasheets sont donnés en Annexe 5.

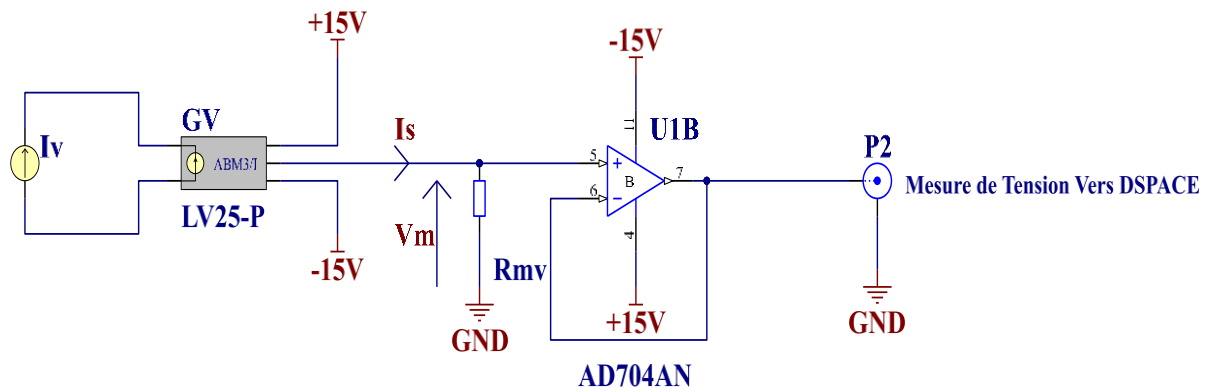


Figure (IV.10.a) : Schéma électrique du Circuit de Capteur de Tension

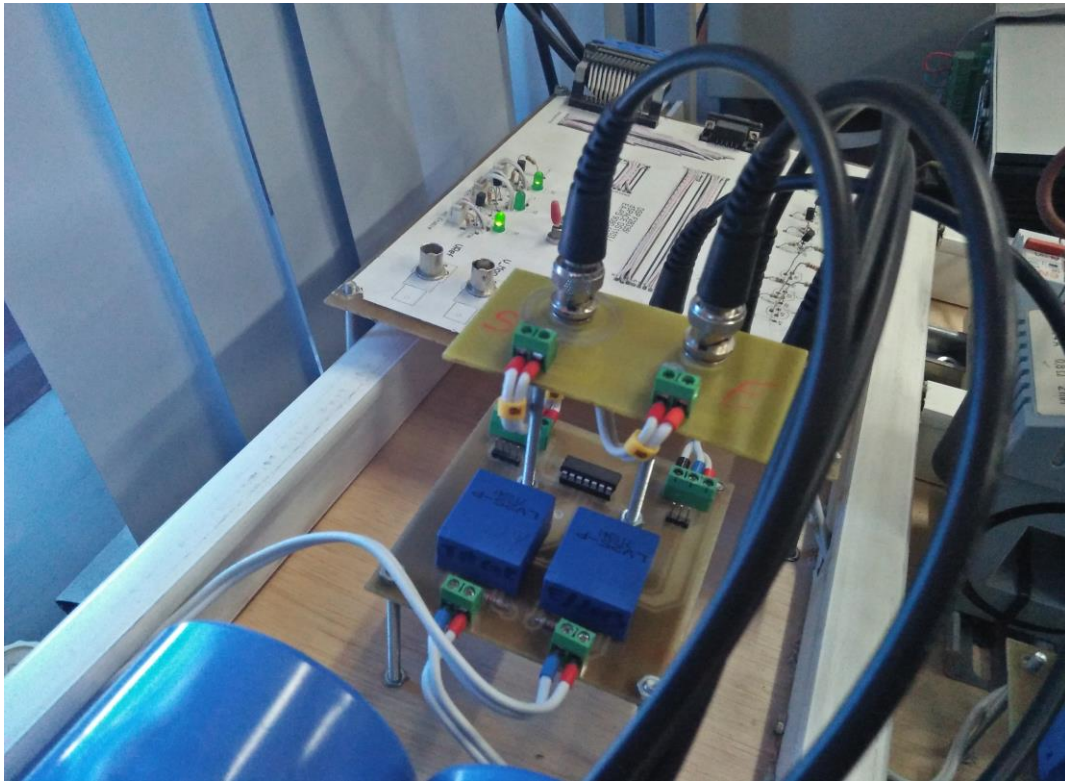


Figure (IV.10.b) : Carte du Circuit de Capteur de Tension

IV.7 LE MODULE D'ALIMENTATION STABILISEE

Pour assurer un fonctionnement stable et correct de l'ensemble, une alimentation standard, stabilisée multi-sorties est réalisée. La sortie très basse tension est obtenue grâce à un transformateur 220 / 22 Volts. Le redressement double alternance est effectué par un pont redresseur moulé de référence KBL005 dont la datasheet est donnée en Annexe 6. Le filtrage de la tension continue de chaque niveau, est assuré par un couple de condensateurs céramique de 100 nF et électrochimique de 1000 uF. Les différents niveaux de tensions sont obtenus par des régulateurs intégrés de type LM 78XX pour les tensions positives et LM79XX pour les négatives. Les datasheets sont données en Annexe 6. Le schéma de câblage électrique ainsi que la carte réalisés sous Altium Designer sont donnés respectivement en figures (IV.11.a) et (IV.11.b).

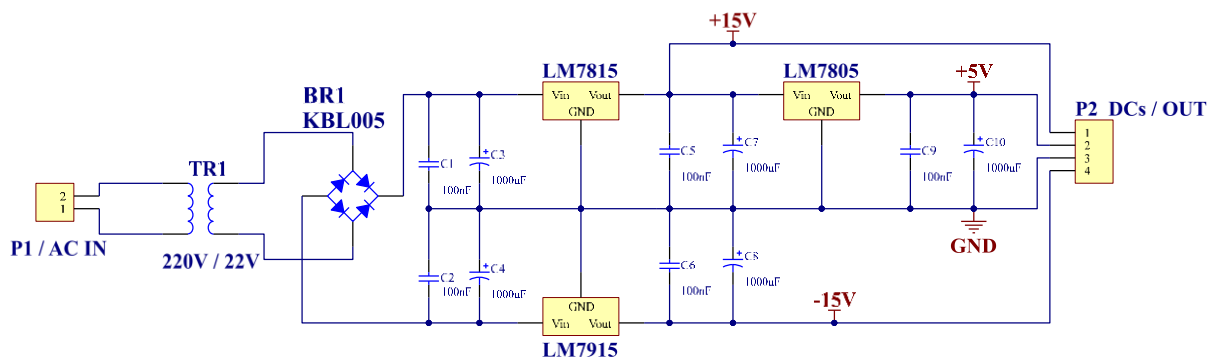


Figure (IV.11.a) : Schéma électrique de l'alimentation stabilisée



Figure (IV.11.b) : Carte d'Alimentation Stabilisée +5 V, +15 V, -15 V.

IV.8 ASSEMBLAGE FINAL DES DIFFERENTS MODULES

Les différents modules ayant été réalisés et présentés séparément, nous allons maintenant procéder à leurs assemblage. Les photos sur les figures (IV.12.a) et (IV.12.b), illustrent le montage complet. D'après les relations (III.12), (III.17) et (III.18) vues au chapitre III, et d'après les hypothèses de travail ou les taux d'ondulations du courant vaut 10%, celui de la tension vaut 5% sous une fréquence de 5 KHz et une puissance de 500 Watts, la résistance minimale de charge ayant été calculée vaut 5 Ohms, la capacité du condensateur de filtrage est de 432 μF et l'inductance minimale de la bobine d'entrée peut varier de 0,57 mH à 1,62 mH en fonction du rapport cyclique alpha. On prendra pour ces composants des valeurs normalisées disponibles au laboratoire. Les paramètres des correcteurs sont $K_p = 6400$, $K_i = 8$, $K'_p = 1515$ $K'_i = 0.001$.

Le schéma Matlab Simulink ayant servi au contrôle de l'émulateur via la DSPACE est donné en figure (IV.12.c). Les résultats obtenus à l'issue des différentes expérimentations sont donnés en figure (IV.12.d), d'où nous pouvons déduire un fonctionnement adéquat des deux boucles de régulation. Le contrôle du courant et de la tension s'est effectué avec succès.

Sur les courbes obtenues lors des essais expérimentaux (figure IV.12.d), on remarque que le système réagit convenablement en faisant varier le rapport cyclique alpha de façon à avoir une valeur de la tension de sortie (Bus Voltage) constante autour de $V_{\text{bus}} = 70$ Volts comme l'exige le correcteur calculé. La chute à 68 Volts est due à la charge que nous avons fait baisser volontairement au-dessous de sa valeur minimum calculée afin de vérifier

pratiquement l'exactitude de la valeur de l'inductance calculée pour le lissage du courant. En comparant les graphes du courant de pile (Fuel Cell Current) et de la tension de pile (Fuel Cell Voltage), on distingue clairement le bon fonctionnement de notre émulateur de pile à combustible à savoir que le courant varie inversement à la tension. Sur le graphe de (Fuel Cell Current), il y a en fait deux courbes superposées, la première étant celle du courant de référence et l'autre celle du courant de ligne ; Cette superposition indique le bon fonctionnement du régulateur de courant précédemment étudié.

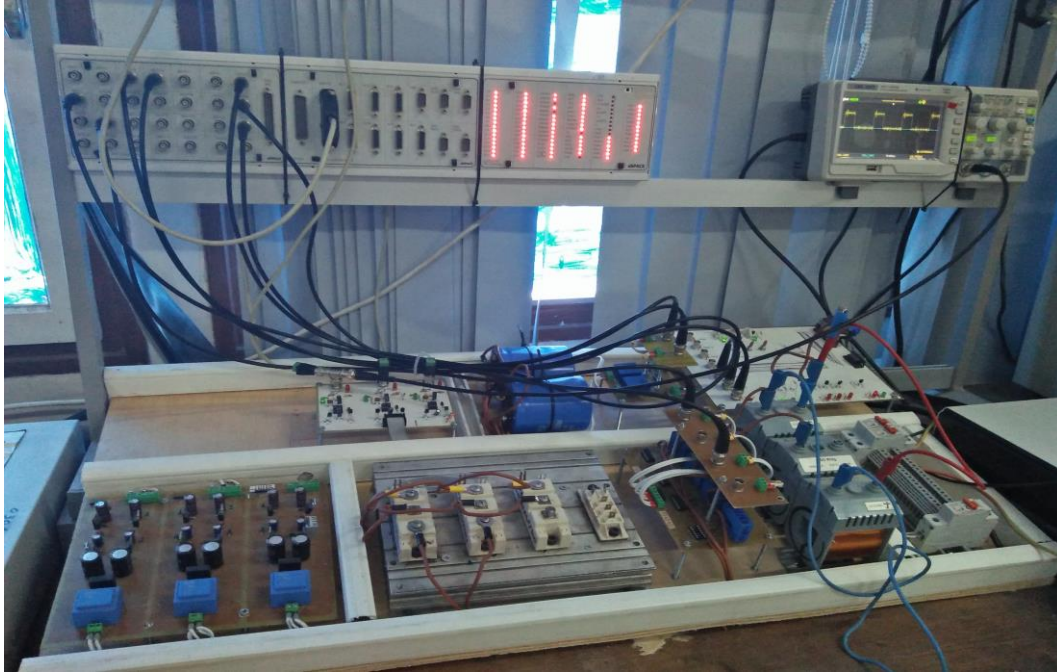


Figure (IV.12.a) : Montage Final de l'Alimentation du Véhicule Electrique



Figure (IV.12.b) : Montage Final de l'Alimentation du Véhicule Electrique

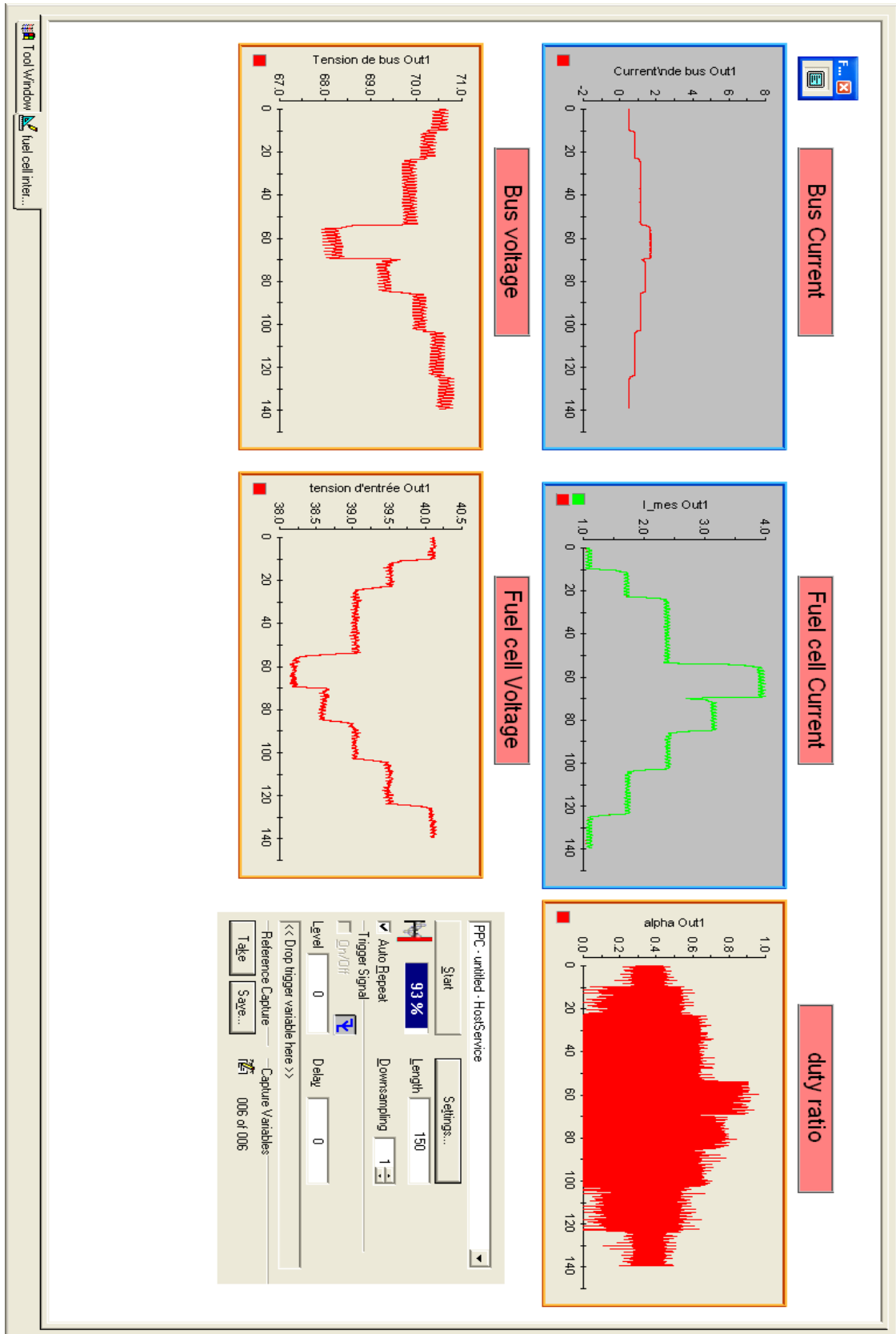


Figure (IV.12.d) : Résultats de l'expérimentation sur l'Alimentation du Véhicule Electrique

CONCLUSION :

A l'issue de ce modeste travail, nous sommes arrivés à concrétiser les objectifs que nous nous sommes fixés, à savoir l'émulation de la pile à combustible de type PEM. Ce contrôle passe par une régulation précise du courant et de la tension débités sur une charge purement résistive via un convertisseur statique DC DC Boost. Les résultats obtenus, sont jugés satisfaisants. Une partie de ce travail a été consacré à la modélisation mathématique des différents composants du système véhicule électrique, à savoir : La pile à combustible PEM, les batteries, les supercondensateurs et le convertisseur dc dc boost. Différents modèles ont été au préalable testé sous Matlab.

L'alimentation programmable EA-9080-50T a été contrôlée en mode externe, en réalisant l'émulateur de la pile à combustible PEM en utilisant la DSPACE 1103. La régulation assurée par les contrôleurs PI, associés au convertisseur sont calculés par l'outil sisotool de Matlab qui ont donné des résultats corrects lors des simulations concordant avec les résultats expérimentaux.

Dans ce travail, nous avons eu l'occasion de travailler sur une multitude de logiciels de simulation et de développement à savoir ALTIUM, Matlab, Proteus, Orcad et le Pspice.

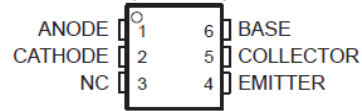
Malheureusement, faute de temps nous n'avons pas pu réaliser la partie traction constituée par la machine asynchrone et son convertisseur que nous espérons venir lors de futurs travaux.

ANNEXES 2:**4N35, 4N36, 4N37
OPTOCOUPERS**

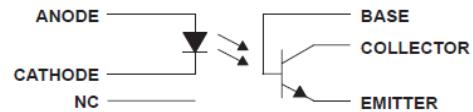
SOES021C – NOVEMBER 1981 – REVISED APRIL 1998

COMPATIBLE WITH STANDARD TTL INTEGRATED CIRCUITS

- Gallium-Arsenide-Diode Infrared Source
Optically Coupled to a Silicon npn
Phototransistor
- High Direct-Current Transfer Ratio
- High-Voltage Electrical Isolation
1.5-kV, 2.5-kV, or 3.55-kV Rating
- High-Speed Switching
 $t_r = 7 \mu\text{s}$, $t_f = 7 \mu\text{s}$ Typical
- Typical Applications Include Remote
Terminal Isolation, SCR and Triac Triggers,
Mechanical Relays and Pulse Transformers
- Safety Regulatory Approval
UL/CUL, File No. E65085

DCJT† OR 6-TERMINAL DUAL-IN-LINE PACKAGE
(TOP VIEW)†4N35 only
NC – No internal connection

schematic

**absolute maximum ratings at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)†**

Input-to-output peak voltage (8-ms half sine wave):	4N35	3.55 kV
	4N36	2.5 kV
	4N37	1.5 kV
Input-to-output root-mean-square voltage (8-ms half sine wave):	4N35	2.5 kV
	4N36	1.75 kV
	4N37	1.05 kV
Collector-base voltage		70 V
Collector-emitter voltage (see Note 1)		30 V
Emitter-base voltage		7 V
Input-diode reverse voltage		6 V
Input-diode forward current: Continuous		60 mA
Peak (1 μs , 300 pps)		3 A
Phototransistor continuous collector current		100 mA
Continuous total power dissipation at (or below) 25°C free-air temperature:		
Infrared-emitting diode (see Note 2)		100 mW
Phototransistor (see Note 3)		300 mW
Continuous power dissipation at (or below) 25°C lead temperature:		
Infrared-emitting diode (see Note 4)		100 mW
Phototransistor (see Note 5)		500 mW
Operating temperature range, T_A		-55°C to 100°C
Storage temperature range, T_{stg}		-55°C to 150°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds		260°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these conditions is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES:
1. This value applies when the base-emitter diode is open-circuited.
 2. Derate linearly to 100°C free-air temperature at the rate of 1.33 mW/°C.
 3. Derate linearly to 100°C free-air temperature at the rate of 4 mW/°C.
 4. Derate linearly to 100°C lead temperature at the rate of 1.33 mW/°C. Lead temperature is measured on the collector lead 0.8 mm (1/32 inch) from the case.
 5. Derate linearly to 100°C lead temperature at the rate of 6.7 mW/°C.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date.
Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments
standard warranty. Production processing does not necessarily include
testing of all parameters.

**TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1998, Texas Instruments Incorporated

1

Figure (1) : Datasheet de l'Optocoupleur 4N35

IR2109(4) (S) & (PbF) HALF-BRIDGE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V, 5V and 15V input logic compatible
- Cross-conduction prevention logic
- Matched propagation delay for both channels
- High side output in phase with IN input
- Logic and power ground +/- 5V offset.
- Internal 540ns dead-time, and programmable up to 5us with one external R_{DT} resistor (IR21094)
- Lower di/dt gate driver for better noise immunity
- Shut down input turns off both channels.
- Available in Lead-Free

Description

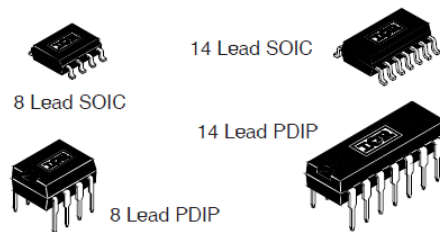
The IR2109(4)(S) are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with dependent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. The logic input is compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high

pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 600 volts.

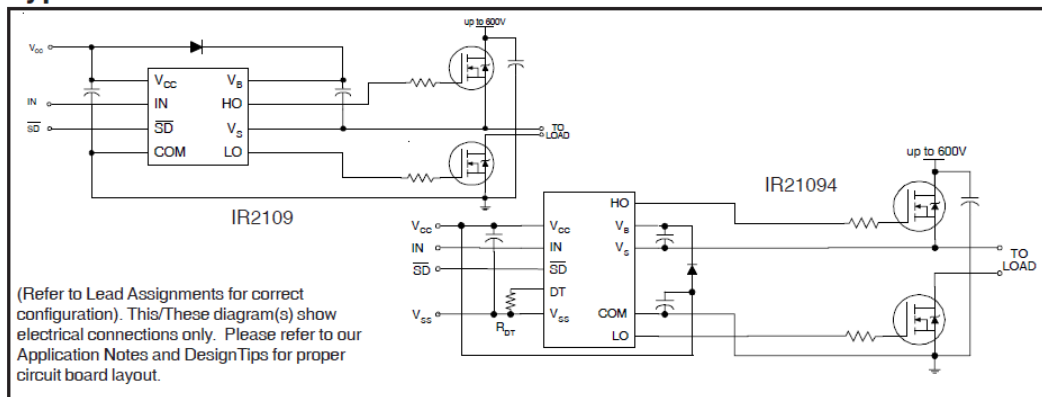
Product Summary

V_{OFFSET}	600V max.
$I_{O+/-}$	120 mA / 250 mA
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{on/off}$ (typ.)	750 & 200 ns
Dead Time	540 ns (programmable up to 5uS for IR21094)

Packages



Typical Connection



IR2109(4) (s) & (PbF)

Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units	
V _B	High side floating absolute voltage	-0.3	625	V	
V _S	High side floating supply offset voltage	V _B - 25	V _B + 0.3		
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S - 0.3	V _B + 0.3		
V _{CC}	Low side and logic fixed supply voltage	-0.3	25		
V _{LO}	Low side output voltage	-0.3	V _{CC} + 0.3		
DT	Programmable dead-time pin voltage (IR21094 only)	V _{SS} - 0.3	V _{CC} + 0.3		
V _{IN}	Logic input voltage (IN & \overline{SD})	V _{SS} - 0.3	V _{CC} + 0.3		
V _{SS}	Logic ground (IR21094/IR21894 only)	V _{CC} - 25	V _{CC} + 0.3		
dV _S /dt	Allowable offset supply voltage transient	—	50	V/ns	
P _D	Package power dissipation @ T _A ≤ +25°C	(8 Lead PDIP)	—	1.0	W
		(8 Lead SOIC)	—	0.625	
		(14 lead PDIP)	—	1.6	
		(14 lead SOIC)	—	1.0	
R _{thJA}	Thermal resistance, junction to ambient	(8 Lead PDIP)	—	125	°C/W
		(8 Lead SOIC)	—	200	
		(14 lead PDIP)	—	75	
		(14 lead SOIC)	—	120	
T _J	Junction temperature	—	150	°C	
T _S	Storage temperature	-50	150		
T _L	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300		

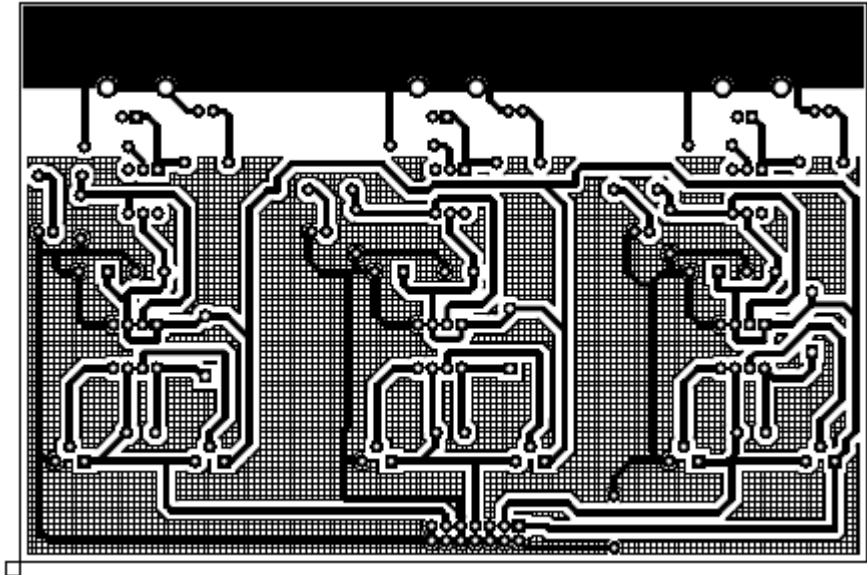


Figure (5) : Schéma D'implantation de la Carte Driver du Boost côté soudures

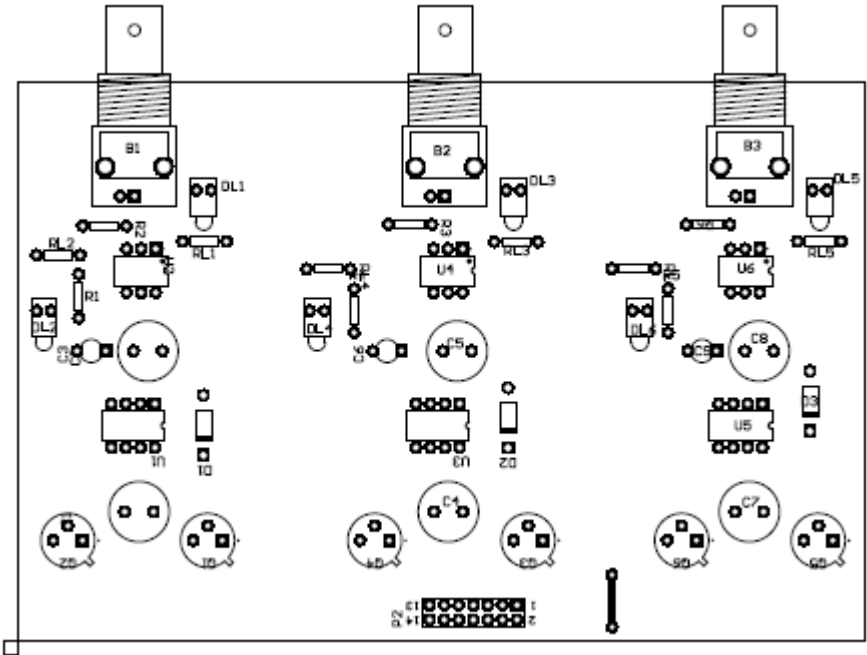


Figure (6) : Schéma D'implantation de la Carte Driver du Boost côté composants

ANNEXES 3:**SKM 100GB125DN****SEMITRANS® 2N****Ultra Fast IGBT Module****SKM 100GB125DN****Features**

- N channel, homogeneous Si
- Low inductance case
- Short tail current with low temperature dependence
- High short circuit capability, self limiting to $6 \times I_{Cnom}$
- Fast & soft inverse CAL diodes
- Isolated copper baseplate using DCB Direct Copper Bonding Technology
- Large clearance (10 mm) and creepage distances (20 mm)

Typical Applications*

- Switched mode power supplies at $f_{sw} > 20$ kHz
- Resonant inverters up to 100 kHz
- Inductive heating
- Electronic welders at $f_{sw} > 20$ kHz



GB

Absolute Maximum Ratings		$T_c = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified	
Symbol	Conditions	Values	Units
IGBT			
V_{CES}	$T_j = 25^\circ\text{C}$	1200	V
I_C	$T_j = 150^\circ\text{C}$	100	A
	$T_{case} = 25^\circ\text{C}$ $T_{case} = 85^\circ\text{C}$	80	A
I_{CRM}	$I_{CRM} = 2 \times I_{Cnom}$	150	A
V_{GES}		± 20	V
t_{psc}	$V_{CC} = 600\text{ V}; V_{GE} \leq 20\text{ V}; T_j = 125^\circ\text{C}$ $V_{CES} < 1200\text{ V}$	10	μs
Inverse Diode			
I_F	$T_j = 150^\circ\text{C}$	95	A
	$T_{case} = 25^\circ\text{C}$ $T_{case} = 80^\circ\text{C}$	65	A
I_{FRM}	$I_{FRM} = 2 \times I_{Fnom}$	150	A
I_{FSM}	$t_p = 10\text{ ms}; \sin. T_j = 150^\circ\text{C}$	720	A
Module			
$I_{t(RMS)}$		200	A
T_{vj}		- 40 ... + 150	$^\circ\text{C}$
T_{stg}		125	$^\circ\text{C}$
V_{isol}	AC, 1 min.	4000	V

Characteristics		$T_c = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified			
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units
IGBT					
$V_{GE(th)}$	$V_{GE} = V_{CE}; I_C = 2\text{ mA}$	4,5	5,5	6,5	V
I_{CES}	$V_{GE} = 0\text{ V}; V_{CE} = V_{CES}$		0,15	0,45	mA
	$T_j = 25^\circ\text{C}$ $T_j = 125^\circ\text{C}$				mA
V_{CE0}					V
	$T_j = 25^\circ\text{C}$ $T_j = 125^\circ\text{C}$				V
r_{CE}	$V_{GE} = 15\text{ V}$				$\text{m}\Omega$
	$T_j = 25^\circ\text{C}$ $T_j = 125^\circ\text{C}$				$\text{m}\Omega$
$V_{CE(sat)}$	$I_{Cnom} = 75\text{ A}; V_{GE} = 15\text{ V}$		3,3	3,85	V
C_{ies}			5	6,6	nF
C_{oes}	$V_{CE} = 25\text{ V}; V_{GE} = 0\text{ V}$		0,72	0,9	nF
C_{res}	$f = 1\text{ MHz}$		0,38	0,5	nF
Q_G	$V_{GE} = 0 - +20\text{ V}$		650		nC
R_{gint}	$T_j = ^\circ\text{C}$		5		Ω
$t_{d(on)}$			80		ns
t_r	$R_{gon} = 8\ \Omega$	$V_{CC} = 600\text{ V}$ $I_C = 75\text{ A}$ $T_j = 125^\circ\text{C}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$	40		ns
E_{on}			9		mJ
$t_{d(off)}$	$R_{goff} = 8\ \Omega$		360		ns
t_r			20		ns
E_{off}			3,5		mJ
$R_{th(j-c)}$	per IGBT			0,18	K/W

Figure (7) : Datasheet du bras IGBT

ANNEXES 4:



Picoampere Input Current Quad Bipolar Op Amp

AD704

FEATURES

High dc precision

- 150 μV maximum offset voltage
- 1.5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ maximum offset voltage drift
- 270 pA maximum input bias current
- 0.3 pA/ $^\circ\text{C}$ typical I_B drift

Low noise: 0.5 μV p-p

Typical noise: 0.1 Hz to 10 Hz

Low power: 600 μA maximum supply current per amplifier

Dual version: **AD706**

APPLICATIONS

Industrial/process controls

Weigh scales

ECG/EKG instrumentation

Low frequency active filters

GENERAL DESCRIPTION

The AD704 is a quad, low power bipolar op amp that has the low input bias current of a BiFET amplifier and offers a significantly lower I_B drift over temperature. It uses superbeta bipolar input transistors to achieve picoampere input bias current levels (similar to FET input amplifiers at room temperature), while its I_B typically increases only by $5\times$ at 125°C (unlike a BiFET amp, for which I_B doubles every 10°C , resulting in a $1000\times$ increase at 125°C). In addition, the AD704 achieves $150\ \mu\text{V}$ offset voltage and the low noise characteristics of a precision bipolar input op amp.

Because it has only $1/20$ the input bias current of an OP07, the AD704 does not require the commonly used balancing resistor. Furthermore, the current noise is $1/5$ that of the OP07, which makes the AD704 usable with much higher source impedances. At $1/6$ the supply current (per amplifier) of the OP07, the AD704 is better suited for today's higher density circuit boards and battery-powered applications.

The AD704 is an excellent choice for use in low frequency active filters in 12- and 14-bit data acquisition systems, in precision instrumentation, and as a high quality integrator. The AD704 is internally compensated for unity gain stability. The AD704J is rated over the commercial temperature range of 0°C to 70°C . The AD704A is rated over the industrial temperature range of -40°C to $+85^\circ\text{C}$. The AD704S is rated over the military temperature range of -55°C to $+125^\circ\text{C}$, processed to MIL-STD-883B.

CONNECTION DIAGRAMS

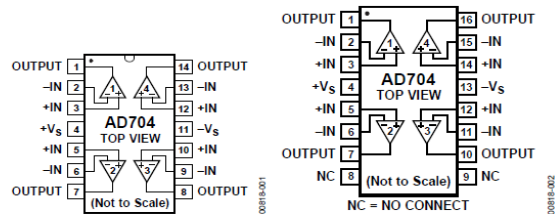


Figure 1. 14-Lead Plastic DIP (N)

Figure 2. 16-Lead SOIC (R) Package

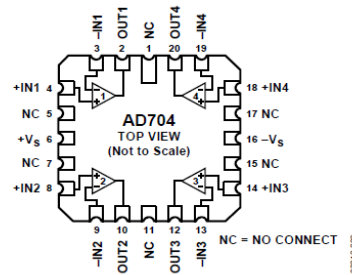


Figure 3. 20-Terminal LCC
(E-20-1) Package

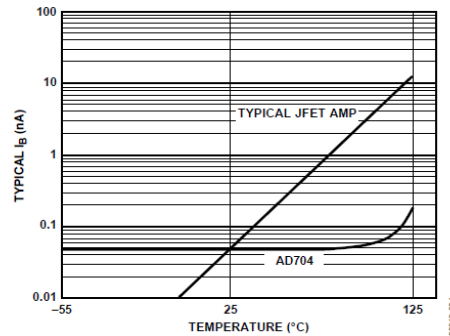


Figure 4. Input Bias Current Over Temperature

Table 1. Low I_B @ 125°C

Model	30V	16V	1.3 to 5V	Next Generation
Single	N/A	AD8663	AD8603	N/A
Dual	AD706	AD8667	AD8607	AD8622
Quad	AD704	AD8669	AD8609	AD8624

Rev. E

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113 ©2001-2010 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

SPECIFICATIONS

$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CM} = 0\text{ V}$, and $V_S = \pm 15\text{ V}$ dc, unless otherwise noted.

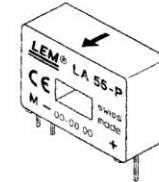
Table 2.

Parameters	Conditions	AD704J/A			Unit
		Min	Typ	Max	
INPUT OFFSET VOLTAGE					
Initial Offset			50	150	μV
Offset	$T_{MIN} - T_{MAX}$		100	250	μV
vs. Temp, Average TC			0.2	1.5	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
vs. Supply (PSRR)	$V_S = \pm 2\text{ V to } \pm 18\text{ V}$	100	132		dB
$T_{MIN} - T_{MAX}$	$V_S = \pm 2.5\text{ V to } \pm 18\text{ V}$	100	126		dB
Long-Term Stability			0.3		$\mu\text{V}/\text{month}$
INPUT BIAS CURRENT¹					
	$V_{CM} = 0\text{ V}$		100	270	pA
	$V_{CM} = \pm 13.5\text{ V}$			300	pA
vs. Temp, Average TC			0.3		$\text{pA}/^\circ\text{C}$
$T_{MIN} - T_{MAX}$	$V_{CM} = 0\text{ V}$			300	pA
	$V_{CM} = \pm 13.5\text{ V}$			400	pA
INPUT OFFSET CURRENT					
	$V_{CM} = 0\text{ V}$		80	250	pA
	$V_{CM} = \pm 13.5\text{ V}$			300	pA
vs. Temp, Average TC			0.6		$\text{pA}/^\circ\text{C}$
$T_{MIN} - T_{MAX}$	$V_{CM} = 0\text{ V}$		100	300	pA
	$V_{CM} = \pm 13.5\text{ V}$		100	400	pA
MATCHING CHARACTERISTICS					
Offset Voltage				250	μV
	$T_{MIN} - T_{MAX}$			400	μV
Input Bias Current ²				500	pA
	$T_{MIN} - T_{MAX}$			600	pA
Common-Mode Rejection ³		94			dB
	$T_{MIN} - T_{MAX}$	94			dB
Power Supply Rejection ⁴		94			dB
	$T_{MIN} - T_{MAX}$	94			dB
Crosstalk ⁵	$f = 10\text{ Hz}$ $R_{LOAD} = 2\text{ k}\Omega$		150		dB
FREQUENCY RESPONSE UNITY GAIN					
Crossover Frequency			0.8		MHz
Slew Rate, Unity Gain	$G = -1$		0.15		$\text{V}/\mu\text{s}$
Slew Rate	$T_{MIN} - T_{MAX}$		0.1		$\text{V}/\mu\text{s}$
INPUT IMPEDANCE					
Differential			40 2		$\text{M}\Omega \text{pF}$
Common-Mode			300 2		$\text{G}\Omega \text{pF}$
INPUT VOLTAGE RANGE					
Common-Mode Voltage		± 13.5	± 14		V
Common-Mode Rejection Ratio	$V_{CM} = \pm 13.5\text{ V}$	100	132		dB
	$T_{MIN} - T_{MAX}$	98	128		dB
INPUT CURRENT NOISE					
	0.1 Hz to 10 Hz		3		pA p-p
	$f = 10\text{ Hz}$		50		$\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$
INPUT VOLTAGE NOISE					
	0.1 Hz to 10 Hz		0.5		$\mu\text{V p-p}$
	$f = 10\text{ Hz}$		17		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
	$f = 1\text{ kHz}$		15	22	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

Current Transducer LA 55-P

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).

$$I_{PN} = 50 \text{ A}$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	50	A				
I_P	Primary current, measuring range	0 .. ± 70	A				
R_M	Measuring resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$		$T_A = 85^\circ\text{C}$			
		R_{Mmin}	R_{Mmax}	R_{Mmin}	R_{Mmax}		
		with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{max}$	10	100	60	95
			@ $\pm 70 \text{ A}_{max}$	10	50	60 ¹⁾	60 ¹⁾
	with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{max}$	50	160	135	155	
		@ $\pm 70 \text{ A}_{max}$	50	90	135 ²⁾	135 ²⁾	
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	50	mA				
K_N	Conversion ratio	1 : 1000					
V_C	Supply voltage ($\pm 5\%$)	$\pm 12 \dots 15$	V				
I_C	Current consumption	10 (@ $\pm 15 \text{ V}$) + I_S	mA				
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 mn	2.5	kV				

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ $I_{PN}, T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 15 \text{ V} (\pm 5\%)$	± 0.65	%
		@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V} (\pm 5\%)$	± 0.90	%
\mathcal{E}_L	Linearity		< 0.15	%
I_O	Offset current @ $I_P = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max	mA
I_{OM}	Residual current ³⁾ @ $I_P = 0$, after an overload of $3 \times I_{PN}$		± 0.3	mA
I_{OT}	Thermal drift of I_O	$0^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$	± 0.1	± 0.5
		$-25^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$	± 0.1	± 0.6
t_{ra}	Reaction time @ 10 % of I_{Pmax}		< 500	ns
t_r	Response time @ 90 % of I_{Pmax}		< 1	μs
di/dt	di/dt accurately followed		> 200	A/ μs
f_i	Frequency bandwidth (-1 dB)	DC .. 200		kHz

General data

T_A	Ambient operating temperature	-25 .. +85	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	-40 .. +90	$^\circ\text{C}$
R_S	Secondary coil resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$	80
		$T_A = 85^\circ\text{C}$	85
m	Mass Standards ⁴⁾	18	g
		EN 50178	

Notes : 1) Measuring range limited to $\pm 60 \text{ A}_{max}$
 2) Measuring range limited to $\pm 55 \text{ A}_{max}$
 3) Result of the coercive field of the magnetic circuit
 4) A list of corresponding tests is available

Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Printed circuit board mounting
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS) - Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

980706/8

www.lem.com

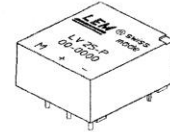
ANNEXES 5 :

Voltage Transducer LV 25-P

For the electronic measurement of voltages : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high voltage) and the secondary circuit (electronic circuit).

$$I_{PN} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{PN} = 10 \dots 500 \text{ V}$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	10	mA			
I_P	Primary current, measuring range	0 .. ± 14	mA			
R_M	Measuring resistance	with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{\text{max}}$	30	190	Ω
			@ $\pm 14 \text{ mA}_{\text{max}}$	30	100	Ω
		with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{\text{max}}$	100	350	Ω
			@ $\pm 14 \text{ mA}_{\text{max}}$	100	190	Ω
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA			
K_N	Conversion ratio	2500 : 1000				
V_C	Supply voltage ($\pm 5 \%$)	$\pm 12 \dots 15$	V			
I_C	Current consumption	10 (@ $\pm 15 \text{ V}$) + I_S	mA			
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test ¹⁾ , 50 Hz, 1 mn	2.5	kV			

Accuracy - Dynamic performance data

X_G	Overall Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$	± 0.9	%	
		@ $\pm 15 \text{ V} (\pm 5 \%)$	± 0.8	%	
\mathcal{E}_L	Linearity		< 0.2	%	
I_O	Offset current @ $I_P = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max	mA	
I_{OT}	Thermal drift of I_O	0°C .. + 25°C	± 0.06	± 0.25	mA
		+ 25°C .. + 70°C	± 0.10	± 0.35	mA
t_r	Response time ²⁾ @ 90 % of $V_{P\text{max}}$	40		μs	

General data

T_A	Ambient operating temperature	0 .. + 70	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	- 25 .. + 85	$^\circ\text{C}$
R_P	Primary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	250	Ω
R_S	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110	Ω
m	Mass	22	g
	Standards ³⁾	EN 50178	

Notes : ¹⁾ Between primary and secondary
²⁾ $R_1 = 25 \text{ k}\Omega$ (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit)
³⁾ A list of corresponding tests is available

Features

- Closed loop (compensated) voltage transducer using the Hall effect
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Principle of use

- For voltage measurements, a current proportional to the measured voltage must be passed through an external resistor R_1 which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Power supplies for welding applications.

981125/14

LEM Components

www.lem.com

Tope Co., Ltd. Tel: (02) 8228-0658 Fax: (02) 8228-0659 http://www.sensor.com.tw e-mail: tope@ms1.hinet.net

Figure (10) : Datasheet du Capteur de Tension à effet Hall : LV 25-P

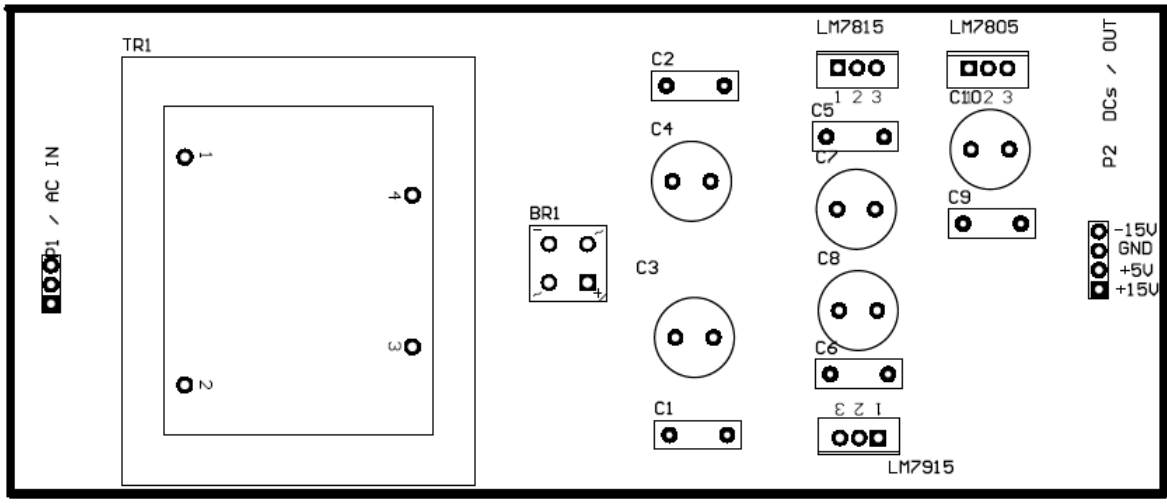
ANNEXES 6 :

Figure (11) : Implantation des Composants de la Carte d'Alimentation

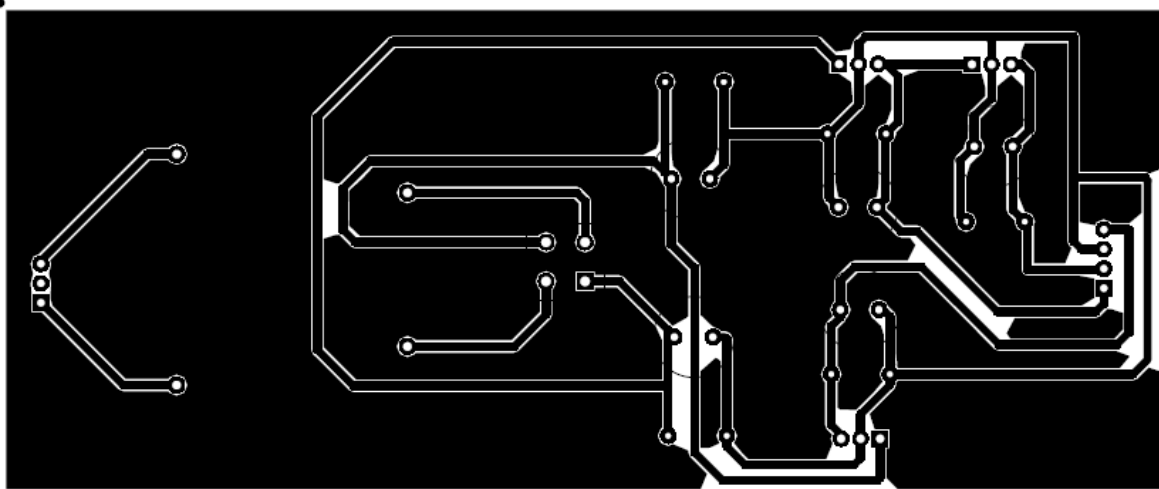


Figure (12) : Côté Soudure de la Carte d'Alimentation



KBL005 - KBL10

Features

- Ideal for printed circuit board .
- Reliable low cost construction.
- High surge current capability.
- UL certified, UL #E96005.



4.0 Ampere Silicon Bridge Rectifiers

Absolute Maximum Ratings* T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
I _{F(AV)}	Average Rectified Current @ T _A = 40°C	4.0	A
I _{FSM}	Non-repetitive Peak Forward Surge Current 8.3 ms single half-sine-wave Superimposed on rated load (JEDEC method)	200	A
P _D	Total Device Dissipation Derate above 25°C	6.58 53	W mW/°C
R _{θJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient,** per leg	19	°C/W
R _{θJL}	Thermal Resistance, Junction to Lead,** per leg	2.4	°C/W
T _{stg}	Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
T _J	Operating Junction Temperature	-55 to +150	°C

*These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

**Device mounted on PCB with 0.375" (9.5 mm) lead length and 0.5 x 0.5" (13 x 13 mm) copper pads.

Electrical Characteristics T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Device							Units
		005	01	02	04	06	08	10	
V _{RRM}	Maximum Repetitive Reverse Voltage	50	100	200	400	600	800	1000	V
V _{RMS}	Maximum RMS Bridge Input Voltage	35	70	140	280	420	560	700	V
V _R	DC Reverse Voltage (Rated V _R)	50	100	200	400	600	800	1000	V
I _{RM}	Maximum Instantaneous Reverse Leakage, total bridge @ rated V _R T _A = 25°C T _A = 100°C	5.0 500							μA μA
V _{FM}	Maximum Instantaneous Forward Voltage Drop, per bridge @ 4.0 A	1.1							V

Figure (10) : Datasheet du Pont redresseur KBL005 Très Basse Tension

ANNEXE 7 :

$$V_{batt} = 12V.$$

$$Q_0 = 1,2Ah$$

$$E_0 = 12,6463V$$

$$R = 0,25\Omega$$

$$K = 0,33\Omega$$

$$A = 0,66V$$

$$B = 2884,61Ah^{-1}$$

$$I_{char.Max} = 2C$$

$$I_{dech.Max} = 1C$$

$$V_{char.Max} = (4,2 \times Ns)en[V]$$

$$V_{dech.fina} = (3 \times Ns)en[V]$$

$$SOC : 0,1 \leq SOC \leq 1$$

BIBLIOGRAPHIES

- [1] : Fuel Cell High Power Applications, T.Phatiphat – B.Davat – S.Rael – P.Sethakul.-
IEEE Industriel Electronics Magazine. Mars 2009.
- [2]: Power System Simulation of Fuel Cell and Supercapacitor Based Electric Vehicle using an
interliving Technics, N.Benyahia – H.Denoun – M.Zaouia – T.Rekioua – N.Benamrouche.
Laboratoire des Techniques Avancées en Génie Electrique – LATAGE, UMMTO Tizi Ouzou.
- [3]: Modeling and Control Fuel Cells – Distributed Generation Application, H.Nehrir – C.Wang .
IEEE Press Series on Power Engineering.
- [4]: Modeling and Control of Fuel Cell. Systems and Fuel Processors, Jay Tawee Pukrushpan
- [5]: Performance Modeling of the Ballard Mark IV Solid Polymer Electrolyte Fuel Cell.
J.C Amphlett – R.M Baumert – R.F Mann – B.A Pepley – P.R Roberge
Royal Military College of Canada, Kingston, Ontario.
- [6]: Simulation of DC-DC Boost Converter for SPVM, Ulhas Patil, and Dr.Mahesh Kolte. 2nd
International conference on Innovative Engineering Technologies (ICIET'2015) August 7-8,
2015 Bangkok (Thailand) 6 2nd International conference on Innovative Engineering
Technologies (ICIET'2015) August 7-8, 2015 Bangkok (Thailand).
- [7]: Dynamic Model of Single Flow ZnNi Battery, Xiaofeng Lin - Yang Guo – Guangxi University
– China.
- [8]: Batteries Modeling, General Battery Modeling and Simulation Using Non-Linear Open Circuit
Voltage in Power System Analysis. - Sheng Chen, Ahmed Saber and Tanuj Khandelwal, ETAP,
Irvine 92618, USA.
- [9]: Battery Modeling for Energy-Aware System Design, *Ravishankar Rao Sarma Vrudhula* -
University of Arizona, Tucson, *Daler N. Rakhmatov* - University of Victoria.
- [9]: A Simple, Effective Lead-Acid Battery Modeling Process for Electrical System Component
Selection, Robyn A. Jackey - The MathWorks, Inc.- Copyright © 2007 The MathWorks, Inc.
- [10]: A Mathematical Model for Lead Acid Battery, Ziyad M. Salameh - Senior Member, IEEE
Margaret A. Casacca - Student Member, IEEE, William A. Lynch - Student Member,
IEEE, Department of Electrical Engineering - University of Lowell - Lowell, Massachusetts
01854, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 7, No.1, March 1992
- [11]: Load sharing using fuzzy logic control in a fuel cell/ultracapacitor hybrid vehicle, M.C.
Kisacikoglua,, M. Uzunoglua,b, M.S. Alama, international journal of hydrogen energy –
ELSEVIER.

[12]: LACHAIZE , Ingénieur ENSEEIHT : Thèse présentée pour obtenir le grade de docteur de l'institut national polytechnique de Toulouse - Ecole doctorale : Systèmes - Spécialité : Systèmes Automatiques.

[13]: Modeling of Photovoltaic Modules with Battery Energy Storage. Havard Breisnes Vika – Norwegian University of Science and Technology

[14]: Application d'une Pile à Combustible PEMFC sur un Véhicule de Transport.
DOKKAR Boubekeur - *Laboratoire de valorisation et promotion des ressources sahariennes (VPRS), Université Kasdi Merbah Ouargla, Algérie*

[15]: Control of Fuel Cell Power Systems. Principles, Modeling, Analysis and Feedback Design.
Jay T. Pukrushpan, Anna G. Stefanopoulou and Huei Peng.

[16]: Modélisation analytique pour le dimensionnement par optimisation d'une machine dédiée à une chaîne de traction hybride à dominante électrique, Benjamin DAGUSÉ, THÈSE DE DOCTORAT, SUPELEC, Ecole Doctorale