

UNIVERSITE PARIS-SUD

ÉCOLE DOCTORALE :

*Sciences et Technologies de l'Information des Télécommunications et des
Systèmes*

Thèse réalisée au sein de

*L'Institut français des sciences et technologies des transports, de
l'aménagement et des réseaux (IFSTTAR-LTN)
Et du Laboratoire de génie électrique de Paris (LGEP)*

DISCIPLINE
PHYSIQUE

THÈSE DE DOCTORAT
soutenu le 17/12/2012

par

Emmanuel FRAPPÉ

Architecture de convertisseur statique tolérante
aux pannes pour générateur pile à combustible
modulaire de puissance-traction 30kW

Directeur de thèse : Gérard COQUERY Directeur de recherche (IFSTTAR-LTN)
Co-directeur de thèse : Claude MARCHAND Professeur des Universités (Paris-Sud)

Composition du jury :

Président du jury : Daniel HISSEL Professeur des Universités (Franche-Comté)
Rapporteurs : Philippe LE MOIGNE Professeur des Universités (École Centrale de Lille)
Christophe TURPIN Chargé de recherche (LAPLACE)
Examineur : Stéphane LEFEBVRE Professeur des Universités (CNAM)
Encadrant : Alexandre DE BERNARDINIS Chargé de recherche (IFSTTAR-LTN)
Co-Encadrant : Olivier BETHOUX Maître de conférences (Paris-Sud)

Remerciements

Ces travaux ont été menés à l'Institut Français des Sciences et Technologies des Transports, de l'Aménagement et des Réseaux au sein du Laboratoire des Technologies Nouvelles et en partenariat avec le Laboratoire de Génie Électrique de Paris. Ils ont été financés par une allocation de recherche de l'IFSTTAR.

Mes remerciements vont à tous ceux qui m'ont soutenu et encouragé tout au long de ce travail de thèse.

Je souhaite avant tout remercier mes directeurs de thèse : M. Gérard COQUERY, Directeur de recherche, Directeur de l'IFSTTAR-LTN, pour m'avoir accueilli au sein de son laboratoire, et M. Claude MARCHAND, Professeur à l'Université de Paris-Sud.

Je tiens ensuite à remercier les membres du jury de thèse :

M. Daniel HISSEL, Professeur à l'Université de Franche-Comté et directeur du FCLAB à Belfort, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.

M. Philippe LE MOIGNE, Professeur à l'école centrale de Lille, et M. Christophe TURPIN, Chargé de recherche au LAPLACE Toulouse, pour avoir accepté d'être les rapporteurs du mémoire et pour leurs différentes remarques concernant mes travaux.

M. Stéphane LEFEBVRE, Professeur au CNAM, pour avoir accepté d'examiner mes travaux.

Enfin, je souhaite particulièrement remercier mes deux encadrants : M. Alexandre DE BERNARDINIS, Chargé de recherche à l'IFSTTAR-LTN, et M. Olivier BETHOUX, Maître de conférences à l'Université de Paris-Sud, pour m'avoir suivi et conseillé tout au long de ce travail, mais aussi pour m'avoir soutenu et permis d'aller jusqu'au bout de ce travail.

Je tiens aussi à témoigner ma reconnaissance envers ceux qui m'ont côtoyé au quotidien :

Les doctorants du LTN, avec lesquels des litres de café ont coulés :

- Stéphane BUTTERBACH, qui a partagé mon bureau tout le temps, et qui m'a suivi de Saint Nazaire.
- Abdelfatah KOLLI, deuxième collègue de bureau et compagnon de « pause clope ».

- Jean-Pierre OUSTEN, le « vieux » doctorant pour sa sympathie et les longues discussions. Courage pour la rédaction, tu vas y arriver !
- Souad BACHTI, LA doctorante, Jeff MOUSSODJI et Benoît THOLLIN, pour leur bonne humeur, les échanges et le temps passé ensemble.

A tous, courage pour la pour la fin de votre thèse, et bonne chance pour la suite.

Et le personnel de l'ISFTTAR-LTN, pour les échanges que j'ai pu avoir. Je me dois de citer M. Laurent DUPONT avec qui j'ai beaucoup échangé, bu beaucoup de café et qui a été aussi un compagnon de « pause clope », ainsi que Richard LALLEMAND pour sa bonne humeur et ses conseils avisés en électronique de puissance.

Pour finir, je souhaite remercier ma famille et mes proches qui m'ont toujours encouragé tout au long de ces longues études. Et particulièrement mon amie, Amélie, pour m'avoir soutenu, poussé, engueulé pour que j'arrive au bout.

Résumé

Dans l'objectif d'une augmentation en puissance des piles à combustible pour satisfaire les besoins énergétiques des applications embarquées, une solution consiste à augmenter la taille des assemblages. Dès lors, des problèmes de disparités fluide, thermique et électrique peuvent survenir dans le cœur des piles et conduire ainsi à l'apparition de défaut. La pile à combustible, de par sa nature de source électrique basse tension – fort courant, requiert d'être couplée au réseau électrique embarqué par l'intermédiaire d'un convertisseur statique. Ce dernier peut alors être employé pour agir de façon corrective sur la pile et aussi de corriger les défaillances qui en sont liées.

Dans cette perspective, le convertisseur doit avoir en permanence un retour sur l'état de santé de la pile. Pour cela, une méthode de détection et d'identification de défaut de type noyage et d'assèchement pour une pile du type PEMFC a été approfondie. Cette méthode simple, économique en capteurs, se base sur la mesure de 3 tensions de cellule judicieusement sélectionnées et localisées sur la pile. Ainsi, l'utilisation de l'information « spatiale », qui correspond à la position de la mesure de tension dans la pile permet d'identifier les défauts.

Le principe de la détection localisée nous amène alors à considérer le concept de pile segmentée qui consiste à séparer électriquement la pile en 3 parties de façon à ce que des convertisseurs associés puissent agir électriquement sur chaque segment. L'action peut être du type tout ou rien, ou contrôlée. Cette dernière offre davantage de degrés de liberté, et est moins contraignante pour la pile d'un point de vue électrique.

Pour choisir comment réaliser cette action, une étude comparative de plusieurs topologies de convertisseur est effectuée. Les structures alimentées en courant répondent au mieux aux contraintes électriques d'une PEMFC et sont donc privilégiées, de même que la nécessité d'une isolation galvanique imposée par la segmentation de la pile. Au final, une topologie de BOOST isolé résonant est apparue comme étant la topologie répondant au mieux à l'ensemble des critères (plage de fonctionnement, performances énergétiques, nombre de composants).

L'ensemble convertisseur global intègre ainsi trois structures unitaires qui permettent d'offrir une modularité, une action indépendante sur chaque segment et de garantir une disponibilité du système grâce à un fonctionnement dégradé. Pour cela, la stratégie de commande de l'ensemble convertisseur intègre les informations issues de la méthode de détection.

La thèse se termine avec le dimensionnement complet d'un pré-prototype du convertisseur avec le choix des composants actifs et passifs, et du système de refroidissement associé.

Résumé en anglais

In the objective of fuel cell power increase in order to satisfy energetic requirements for embedded applications, a solution consists in increasing the size of fuel cell stack assemblies. As possible consequence, fluidic or thermal disparity problems may occur in the fuel cell core and lead to the appearance of faults. The fuel cell, which is a low voltage-high current electrical source, needs to be connected to the on-board electrical network thanks to a static converter. This latter can be used in order to perform a corrective action in the aim of reducing disparities in the stack and also correcting resulting faults.

In this perspective, the converter should permanently get information about fuel cell state of health. Hence, a fault detection and identification method for PEMFC has been explored. This method which is simple and requires only few sensors is based on 3 voltage measurements judiciously selected and localized over the stack. Using “spatial” information which corresponds to the position of the sensors, allows to identify some characteristic faults.

The principle of the localized fault detection leads to consider the segmentation concept for the fuel cell, which in our case is electrically split into three parts and allows an independent control of each segment by the power converter. Electrical action can be “all or nothing” or moderated ones. The latter offers more degree of freedom, and is less constraining from an electrical point of view.

In order to execute the action, study of multiple power converter topologies have been done. Among the candidate topologies, current structures are preferred, as well as the necessity of a galvanic isolation required by the segmentation concept. The resonant isolated boost is the adopted structure; as it meets at best the whole criteria.

Thus the global converter assembly is composed of three single structures which offer modularity, independent action on each segment, and continuity of service thanks to degraded modes. The detection method is hence implemented in the converter control strategy.

This Ph.D. thesis ends with the complete sizing of a power converter pre-prototype together with technological choices for the active, passive and associated cooling components.

Table des matières

Remerciements	II
Résumé	III
Résumé en anglais	IV
Table des matières	V
Liste des tableaux	IX
Liste des figures	XI
Liste des annexes.....	XV
Liste des symboles et abréviations	XVII
Introduction	1
1. Premier chapitre La pile à combustible dans les applications de transport.....	5
1.1. Introduction	6
1.2. Les piles à combustible	6
1.2.1. Historique des piles à combustible.....	6
1.2.2. Les différentes technologies de pile à combustible.....	7
1.2.3. La pile à membrane échangeuse de protons (PEMFC).....	9
1.2.3.1. Les composants d'une cellule	10
1.2.4. La pile à oxyde solide (SOFC).....	14
1.2.4.1. Principe de fonctionnement.....	15
1.3. Utilisation de la pile dans des applications de transport	18
1.3.1. La PàC dans les transports individuels.....	18
1.3.2. La PàC dans les transports collectifs.....	20
1.3.3. Synthèse sur l'utilisation des PàC et problématique de la montée en puissance .	22
1.4. Les défaillances de la pile PEM	24
1.4.1. Les défauts transitoires.....	24
1.4.1.1. Le noyage	24
1.4.1.2. L'assèchement :.....	27
1.4.1.3. Sous-alimentation en gaz	28
1.4.1.4. Migration de l'azote de la cathode vers l'anode	29
1.4.2. Les défauts permanents	29
1.4.2.1. Défauts liés aux membranes.....	29
1.4.2.2. Empoisonnement de la pile	30
1.4.2.3. Vieillessement de la pile	31
1.4.3. Autres défauts.....	31
1.4.3.1. Défaut du compresseur d'arrivée d'air.....	31
1.4.3.2. Défaut du système de refroidissement	31
1.4.3.3. Défaut du convertisseur statique	31
1.5. Conclusion.....	32

2.	Deuxième chapitre Détection de défauts.....	33
2.1.	Détection et corrections des défauts.....	34
2.1.1.	Méthodes de détection.....	34
2.1.1.1.	Méthodes utilisant des modèles.....	34
2.1.1.2.	Méthodes sans modèle	36
2.1.2.	Détection appliquée à la pile	37
2.1.3.	Correction des défauts	40
2.2.	Méthode de détection proposée.....	42
2.2.1.	Observations des disparités au sein de la pile	42
2.2.2.	Méthode de détection	43
2.2.3.	Modélisation de la PEMFC	44
2.2.3.1.	Comportement électrique d'une cellule	44
2.2.3.2.	Comportement thermique de la pile	47
2.2.4.	Simulation de la méthode de détection	49
2.2.5.	Validation expérimentale	54
2.3.	Conclusion.....	58
3.	Troisième chapitre Gestion des défaillances par l'association pile-convertisseur.....	61
3.1.	Introduction	62
3.2.	Actions électriques possibles sur la pile en cas de défaillance	65
3.2.1.	Action du type « tout ou rien ».....	65
3.2.2.	Action graduée par le convertisseur	71
3.3.	Convertisseurs pour une Liaison AC	73
3.3.1.	Fonctionnement du convertisseur :	73
3.3.1.1.	Commande par déphasage.....	74
3.3.2.	Utilisation dans un convertisseur multi-source	79
3.3.2.1.	Dimensionnement des composants	82
3.4.	Convertisseurs pour une liaison DC.....	83
3.4.1.	L'onduleur de tension à double résonance.....	83
3.4.1.1.	Fonctionnement du convertisseur.....	84
3.4.1.2.	Plage de fonctionnement du convertisseur.....	86
3.4.2.	Le BOOST isolé à demi-pont.....	87
3.4.2.1.	Fonctionnement du convertisseur.....	89
3.4.2.2.	Plage de fonctionnement du convertisseur.....	90
3.4.3.	Le BOOST isolé à pont complet	91
3.4.3.1.	Plage de fonctionnement du convertisseur.....	94
3.4.4.	Limitations des topologies à commutations dures	94
3.4.4.1.	Fonctionnement des MOSFET en avalanche	96
3.4.5.	Le BOOST isolé résonant	98
3.4.5.1.	Fonctionnement du convertisseur :	98
3.4.5.2.	Plage de fonctionnement du convertisseur.....	101

3.5.	Comparaison et synthèse des topologies	103
3.5.1.	Efficacité énergétique des convertisseurs	104
3.6.	Conclusion.....	105
4.	Quatrième chapitre Convertisseur multi-ports	107
4.1.	Introduction	108
4.2.	Convertisseur multi-ports	108
4.2.1.	Régulation du convertisseur multi-ports	109
4.2.2.	Fonctionnement global du système 30kW	109
4.2.3.	Gestion des modes dégradés	112
4.2.3.1.	Générateur PàC seul alimentant la charge.....	112
4.2.3.2.	Perspective vers un système hybride PàC et batterie	117
4.3.	Prototypage.....	118
4.3.1.	Dimensionnement des composants : Contraintes électriques et thermiques associées	119
4.3.1.1.	Choix des éléments passifs.....	119
4.3.1.2.	Choix des semi-conducteurs.....	120
4.3.1.3.	Choix du dissipateur thermique.....	120
4.3.1.4.	Choix des drivers.....	124
4.3.1.5.	Choix des capteurs de mesure	125
4.3.2.	Schéma complet du convertisseur	125
4.4.	Conclusion.....	127
	Conclusion.....	129
A.	Annexes.....	1

Liste des tableaux

Tableau 1 : Principales technologies de pile à combustible.....	8
Tableau 2 : Synthèse des véhicules PàC	22
Tableau 3 : Paramètres électriques du modèle.	50
Tableau 4 : Paramètres fluidiques du modèle.	51
Tableau 5 : cellules noyées pendant différents essais	55
Tableau 6 : Utilisation des piles selon les gammes de puissance.....	64
Tableau 7 : Comparaison du multi-stack et de la pile segmentée.	65
Tableau 9 : Avantages et inconvénients des différentes structures.....	104
Tableau 10: Contraintes sur les semi-conducteurs.....	120
Tableau 11 : Pertes dans les composants semi-conducteurs.	122

Liste des figures

Figure 1 : Représentation d'une cellule de pile à combustible.	9
Figure 2 : Détail d'une cellule.	10
Figure 3 : Photographie d'une membrane avec sa GDL.....	11
Figure 4 : Disposition des canaux : (A) parallèle, (B) en cascade, (C) interdigité, (D) en serpent.	12
Figure 5 : Schéma de l'ensemble générateur PàC.	14
Figure 6 : Performance d'une cellule avec un électrolyte à base de LSGM [Larminie & Dicks 2003].....	15
Figure 7 : Mise en série de deux cellules tubulaire [Larminie & Dicks 2003].	16
Figure 8 : Schéma de circulation de gaz dans une cellule tubulaire [Larminie & Dicks 2003].	17
Figure 9 : schéma d'une cellule planaire [Larminie & Dicks 2003].....	17
Figure 10 : (a) la pile de la Daimler F-cell, (b) la pile de l'HydroGen 4,	20
Figure 11 : A gauche un bus CUTE, à droite un bus de AC transit.	21
Figure 12 : A gauche, la locomotive hybride du projet PLATHEE. A droite, la PàC de SPACT 80.....	21
Figure 13 : Visualisation de l'eau dans les canaux d'une plaque bipolaire [F. Weng <i>et al.</i> 2007].....	26
Figure 14 : Dégradation de la membrane suite à la combustion de l'hydrogène [Husar <i>et al.</i> 2007].....	30
Figure 15 : Courbes de polarisation d'une cellule en fonction de l'état de santé.....	40
Figure 16 : Courbe de polarisation U/I.....	46
Figure 18 . Principe de surveillance des cellules	49
Figure 19 : synoptique du modèle de pile.	51
Figure 21 : Profil de température au long de la pile.....	52
Figure 22 : Tension de la pile et tensions différentielles pendant un noyage	53
Figure 23 : Tension de la pile et tensions différentielles pendant un assèchement.....	54
Figure 24 : Pile ZSW 500W instrumentée et testée.	54
Figure 25 . Évolution caractéristique des tensions de cellule pendant un noyage	56
Figure 26 : Tensions de cellules en fonction de leur position.....	57
Figure 27 . Tensions différentielles mesurées et filtrées.....	58
Figure 28 : Association de pile à combustible « multi-stack ».	62
Figure 29 : Le concept de pile à combustible segmentée.....	63
Figure 30 : Association multi-stack avec circuit de by-pass.....	66
Figure 31 : Proposition de circuit de by-pass pour pile segmentée.....	67
Figure 32 : Pile segmentée avec circuits de by-pass améliorés.....	68
Figure 33 : Structure générique de by-pass pour n segments.....	68
Figure 35 : Courant et tension de pile lors d'une remise en route.	70
Figure 36 : Architecture multi-stack proposée dans [Ozpineci & Tolbert 2009].....	71

Figure 37 : Liaison AC (a) ou liaison DC (b) pour l'interface électrique d'une pile segmentée.	72
Figure 38 : Structure élémentaire d'onduleur à déphasage.	73
Figure 39 : Représentation du transformateur avec ses tensions primaires et secondaires.	74
Figure 40 : Représentation du transformateur avec ses tensions ramenées au primaire.	74
Figure 41 : Représentation du couplage AC.	74
Figure 42 : Représentation de Fresnel des tensions et du courant dans l'inductance de fuites.	75
Figure 43 : Commutation à zéro de tension.	76
Figure 44 : Formes d'ondes de la commande à déphasage dans le nœud AC.	76
Figure 45 : courant et tension de la modulation trapézoïdale.	77
Figure 46 : Comparaison des courants dans le lien AC pour $V_{pile} = 90V$ et $60V$	78
Figure 47 : Représentation d'un transformateur à 4 enroulements et modèle cantilever étendu.	78
Figure 48 : Utilisation de plusieurs transformateurs (a), d'un transformateur multi- enroulement (b)	80
Figure 49 : Représentation de Fresnel pour un courant en phase avec la tension de sortie.	80
Figure 50 : Courant et tension dans le convertisseur d'entrée (a) et de sortie (b).	81
Figure 51 : Courant et tensions pour deux consignes différentes en entrée.	82
Figure 52 : Schéma de l'onduleur à double résonance	83
Figure 53 : Principe de la commande en ZCS pour l'onduleur de tension à double résonance	85
Figure 54 : Principales formes d'onde de l'onduleur à double résonance.	85
Figure 55 : Puissance débitée par la pile en fonction de la fréquence de commande du convertisseur.	86
Figure 56 : BOOST entrelacé à deux bras.	87
Figure 57 : BOOST entrelacé isolé dit à demi-pont.	88
Figure 58 : Ordre de commande de T1 et T2 pour $\alpha < 0.5$	88
Figure 60 : Ordre de commande de T1 et T2 pour $\alpha > 0.5$	89
Figure 59 : Séquence de commutation pour $\alpha < 0.5$	89
Figure 61 : Principales formes d'ondes du BOOST isolé à demi-pont	90
Figure 62 : Puissance délivrée par la pile en fonction du rapport cyclique.	91
Figure 63 : BOOST isolé à pont complet	91
Figure 64 : Signaux de commande du BOOST isolé à pont complet	92
Figure 65: Principales formes d'ondes du BOOST isolé à pont complet	93
Figure 66 : Puissance délivrée par la pile en fonction du rapport cyclique.	94
Figure 67 : instant de commutation à l'ouverture.	95
Figure 68 : BOOST isolé avec circuit d'écrêtage RCD.	95
Figure 69 : Constitution d'un MOSFET de puissance [McDonald <i>et al.</i> n.d.]	96
Figure 70 : BOOST isolé résonant à pont complet.	98
Figure 71 : (A) Courant et tension dans le transformateur, (B) Courant dans T1 et T2	99

Figure 72 : Formes d'ondes caractéristiques du BOOST isolé résonant.	99
Figure 73 : Courant dans un interrupteur et courant de pile associé pour 30 et 160A.....	101
Figure 74 : Puissance débitée par la pile en fonction de la fréquence de commande du convertisseur.....	102
Figure 75 : Courant de pile pour 40kHz.....	102
Figure 76 : Comparaison des pertes dans les différents convertisseurs.	105
Figure 77 : Ensemble convertisseur multi-ports associé à la pile segmentée	109
Figure 78 : Synoptique des boucles imbriquées de régulation des convertisseurs.....	109
Figure 79 : synoptique global de la régulation de l'ensemble convertisseur.....	110
Figure 80 : Courants des piles et de la charge lors d'une variation de charge.....	111
Figure 81 : Tensions des piles et du bus DC lors d'une variation de charge.....	111
Figure 82 : Soulagement modéré de la pile 1.....	113
Figure 83 : Tensions des piles et du bus DC lors d'un soulagement modéré.	114
Figure 84 : Soulagement complet du segment 1 avec limitation du courant de charge à 2/3 du courant nominal.....	115
Figure 85 : Tensions des piles et du bus DC lors d'un soulagement complet.	115
Figure 86 : Schéma d'un sous-ensemble convertisseur avec capteurs de mesure.	118
Figure 87 : Courant dans le condensateur résonant Cp.....	119
Figure 88 : Instant de conduction des MOSFET.....	121
Figure 89 : Courant dans une diode.	122
Figure 90 : cheminement suivi pour le calcul du dissipateur.....	123
Figure 91 : Implantation des éléments d'un sous-convertisseur sur la plaque à eau.	126
Figure 92 : Convertisseur entier de 30kW	127
Figure 93 : (A) Courant et tension dans le transformateur, (B) Courant dans T1 et T2	6
Figure 94 : Courant dans un transistor et dans l'inductance d'entrée.	9
Figure 95 : Courant dans le condensateur résonant Cp.....	12
Figure 97 : Rdson normalisé en fonction de la température [IXYS 2011].	14
Figure 98 : Courant dans une diode.	17
Figure 99 : Schéma de câblage d'un driver.	19
Figure 100 : Implantation avec Bus Barre.	20

Liste des annexes

Annexe 1 : Dimensionnement des éléments de l'onduleur à double résonance :	2
Annexe 2 : Dimensionnement des éléments du BOOST à demi-pont :	4
Annexe 3 : Dimensionnement des éléments du BOOST à pont complet :	5
Annexe 4 : Détail du fonctionnement du BOOST isolé résonant :	6
Annexe 5 : Dimensionnement des éléments du BOOST isolé résonant :	8
Annexe 6 : Calcul approché des pertes dans les différents convertisseurs :	10
Annexe 7 : Dimensionnement du convertisseur multiport :	12
Annexe 8 : Devis	21

Liste des symboles et abréviations

Abréviations

AC	Alternating Current.
AFC	Alcaline Fuel Cell.
AFCC	Automotive Fuel Cell Cooperation.
DC	Direct current.
DMFC	Direct Methanol Fuel Cell.
GDL	Gas Diffusion Layer.
KOH	hydroxyde de potassium.
LSGM	Mélange d'oxyde de lanthane, de strontium, de gallium, et de magnésium.
MCFC	Molten Carbonate Fuel Cell.
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
PàC	Pile à combustible.
PAFC	Phosphoric Acid Fuel Cell.
PEM	Proton Exchange Membrane.
PEMFC	Proton Exchange Membrane Fuel Cell.
SOFC	Solid Oxide Fuel Cell.
Stack	Terme anglais désignant une pile.
TOR	tout ou rien
ZCS	Zero current switching.
ZVS	Zero voltage switching.

Symboles liés à la pile

\dot{H}_{react}	Energie produite la réaction électrochimique
\dot{m}	Débit massique des fluides.
h_{amb}	Coefficient de transfert de chaleur de la pile.
h_f^0	Enthalpie standard de formation.
A_{amb}	Surface extérieure de la pile.
A_{cool}	Surface de transfert de chaleur avec le liquide de refroidissement.
C_p	Capacité thermique massique à pression constante.
E^0	Potentiel thermodynamique théorique (=1,23V).
E_{th}	Potentiel thermodynamique.
H^+	Proton.
H_2	Molécule de dihydrogène.
H_2O	Molécule d'eau.
H_2S	Molécule du sulfure d'hydrogène.
I_{st}	Courant débité par la pile.
J	Densité de courant de pile.
J_0	Densité de courant d'échange.

J_c	Courant lié au phénomène de double couche.
J_f	Courant lié au phénomène d'activation.
J_n	Densité de courant de fuite.
K_h, δ_h	Coefficients à déterminer expérimentalement.
K_t	Coefficient de proportionnalité.
N_{cell}	Nombre de cellules de la pile.
O^{2-}	Ions oxyde d'oxygène.
O_2	Molécule de dioxygène.
P_{H_2}, P_{O_2}	Pression partielle de l'hydrogène et de l'oxygène en bar
P_{el}	Puissance électrique de la pile.
Q_{cond}	Transferts de chaleur dans la pile par conduction.
Q_{conv}	Transferts de chaleur vers l'air ambiant de la pile par convection.
Q_{cool}	Transfert de chaleur entre la pile et le liquide de refroidissement.
Q_{rad}	Transferts de chaleur vers l'air ambiant de la pile par rayonnement.
R_{mem}	Résistance de la membrane.
SO_3^-	Ions sulfonates.
T_{amb}	Température ambiante.
T_{cool}	Température du liquide de refroidissement.
T_{st}	Température de la pile
$T_{x in}$	Température d'entrée du fluide.
$T_{x out}$	Température de sortie du fluide.
V_{cdl}	Tension créée par le phénomène de double couche.
V_{cell}	Tension d'une cellule.
V_{ocv}	Tension d'une cellule à vide.
V_{st}	Tension aux bornes de la pile.
b_{11}, b_{12}, b_2	Constantes liées au matériau de la membrane
e^-	Electron.
$m_{st}C_{st}$	Couple représentant la capacité thermique de la pile
t_m	Epaisseur de la membrane.
δ	Epaisseur entre deux segments de pile.
η_{act}	Surtension d'activation.
η_{diff}	Surtension de diffusion.
η_{ohm}	Surtension d'ohmique.
λ_m	Contenance d'eau dans la membrane.
σ_m	Conductivité de la membrane.
F	constante de Faraday (= 96500 C)
n	nombre d'électrons échangés dans les réactions électrochimiques élémentaires.
R	constante molaire des gaz = 8,31J.K ⁻¹
α	Coefficient de transfert de charge
Δh	Différence d'enthalpie spécifique entre l'état présent et un état de référence.

ΔG^0	Enthalpie libre de réaction (= -237kJ/molH_2 à l'état standard)
CO	Molécule du dioxyde de carbone.
CO_2	Molécule du dioxyde de carbone.
D	Coefficient de transfert de chaleur des plaques bipolaires.
M	Masse molaire en kg/mol.
NH_3	Molécule de l'ammoniac.
NO_x	Molécule du monoxyde ou dioxyde d'azote.
SO_x	Molécule du monoxyde ou dioxyde de soufre.
T	Température en Kelvin.
m, n	Paramètres dépendant de la pile.
ε	Emissivité des matériaux.
σ	Constante de Stefan-Boltzmann.

Symboles liés aux convertisseurs

C_p	Capacité de résonance.
E_{ava}	Energie d'avalanche.
I_{FC}	Courant de pile.
$L_{1\sigma}$	Inductance de fuites équivalente ramenée au primaire.
$L_{1\sigma prim}$	Inductance de fuites au primaire.
$L_{1\sigma sec}$	Inductance de fuites au secondaire.
L_k	Inductance de fuites.
R_{dson}	Resistance d'un MOSFET à l'état passant.
V_{DD}	Tension d'utilisation du MOSFET.
V_{FC}	Tension aux bornes de la pile.
V_{ava}	Tension d'avalanche.
V_p	Tension au primaire.
V_s	Tension au secondaire.
Z_r	Impédance de résonance.
f_{hach}	Fréquence de commutation.
f_r	Fréquence de résonance.
t_{ava}	Temps que dure le phénomène d'avalanche.
α_i	Déphasage entre la tension primaire et secondaire.
ω_r	Pulsation de résonance.
Ω_i	Instants durant lesquels V_i est égale à zéro volt.
BV_{DSS}	Tension drain-source de claquage.
D	Rapport cyclique vu par l'inductance d'entrée.
T	Période.
m	Rapport de transformation.
α	Rapport cyclique.

δ

Temps mort.

Ce travail de thèse a notamment débouché sur les publications, communications suivantes :

- Articles dans des revues internationales avec comité de lecture répertoriées dans les bases de données internationales :

Frappé, E., De Bernardinis, A., Bethoux, O., Candusso, D., Harel, F., Marchand, C., & Coquery, G. (2011). PEM fuel cell fault detection and identification using differential method: simulation and experimental validation. *The European Physical Journal Applied Physics*, 54(2), 23412.

De Bernardinis, A., Frappé, E., Béthoux, O., Marchand, C., & Coquery, G. (2012). Multi-port power converter for segmented PEM fuel cell in transport application. *The European Physical Journal Applied Physics*, 58(02).

- Communications avec actes dans un congrès international :

Frappé, E., De Bernardinis, A., Bethoux, O., Marchand, C., & Coquery, G. (2010). Fault detection and identification using simple and non-intrusive on-line monitoring techniques for PEM fuel cell. *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on* (pp. 2029–2034).

Frappé, Emmanuel, De Bernardinis, A., Béthoux, O., Coquery, G., & Marchand, C. (2010). Corrective action with power converter for faulty multiple fuel cells generator used in transportation. *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference* (pp. 1-6)

Frappé, E., De Bernardinis, A., Bethoux, O., Candusso, D., Harel, F., Marchand, C., & Coquery, G. (2011). Fault detection by localized voltage measurement on a pemfc stack. *Fundamentals and Developments of Fuel Cells Conference 2011-FDFC2011*.

Frappé, Emmanuel, De Bernardinis, A., Bethoux, O., Marchand, C., & Coquery, G. (2011). A Soft-Switching Multisource DC-DC Converter for Segmented PEM Fuel Cell Power Management in Vehicle Application. *2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*.

Frappé, Emmanuel, De Bernardinis, A., Bethoux, O., Marchand, C., & Coquery, G. (2012). Electrical architecture for high power segmented PEM Fuel Cell in vehicle application. *IEEE Renewable Energy and Vehicular Technology*.

- Communications avec actes dans un congrès national :

Frappé, Emmanuel, De Bernardinis, A., Bethoux, O., Marchand, C., & Coquery, G. (2010). Action palliative par le convertisseur statique en cas de défaillance d'un générateur PAC modulaire de puissance. *Electronique de puissance du futur*.

Frappé, Emmanuel, De Bernardinis, A., Bethoux, O., Marchand, C., & Coquery, G. (2011). Architecture électrique de sortie pour générateur pile à combustible de forte puissance. *Electrotechnique du Futur*.

- Communications internes avec actes :

Frappé, Emmanuel. (2011). Convertisseur DC-DC pour une association multi-stack de pile à combustible à membrane échangeuse de protons (PEMFC). *Journée des doctorants SPI-STIC de l'IFSTTAR*.

Introduction

Les considérations énergétiques et environnementales sont au cœur des préoccupations actuelles. Pour les applications de transport, la hausse du prix des carburants et les normes environnementales toujours plus strictes poussent le développement de nouveaux vecteurs d'énergie. Le véhicule électrique est un candidat sérieux aux véhicules à propulsion thermique en ne produisant pas de pollution locale, tout en offrant de très bonnes performances énergétiques. Se pose alors le problème du stockage embarqué. Deux pistes sont actuellement développées : l'utilisation de batteries ou bien l'utilisation possible de piles à combustible (PàC).

Il existe plusieurs technologies de piles à combustible fonctionnant à différentes températures. La PàC semble idéale pour une application de transport est la pile à membrane échangeuse de proton (PEMFC). Elle fonctionne à faible température (inférieure à 100°C), ce qui permet une montée rapide en température et donc un démarrage rapide du générateur. Elle dispose d'une forte puissance massique qui fait d'elle un générateur compact. Néanmoins, elle doit être capable de supporter les contraintes d'un véhicule qui sont : les profils de mission qui correspondent à de fortes variations de puissance instantanée, les procédures de marche/arrêt fréquentes, et un environnement thermique sévère qui dépend du climat.

Ces contraintes externes modifient le fonctionnement normal de la pile et sa durée de vie. Elles ont une influence directe sur la gestion de l'eau dans la pile. En effet, cette dernière requiert un niveau d'humidification satisfaisant pour fonctionner de façon optimale. Une sur-humidification ou au contraire un manque d'humidification réduit les performances de la pile et peut finir par endommager ses matériaux.

Par ailleurs, la montée en puissance des piles passe par l'augmentation de son nombre de cellules ou de sa surface active. Ceci rend plus difficile le contrôle de la pile, des disparités fluidiques ou thermiques peuvent alors apparaître. De plus, la longueur des piles est limitée par des problèmes de tenue mécanique de l'ensemble ainsi que de serrage. C'est pourquoi, pour atteindre de forts niveaux de puissance, on associe plusieurs piles de plus faible puissance dans un assemblage dit « multi-stack ». Une autre approche peu explorée est la segmentation du stack. Une longue pile est subdivisée électriquement en plusieurs parties, ce qui reproduit virtuellement une association multi-stack.

A l'apparition d'un défaut de pile réversible, qui peut être détecté et identifié selon différentes méthodes, plusieurs actions sont possibles pour le corriger. Dans le cas d'une pile seule, une action sur le débit des gaz est la solution la plus performante pour rapidement corriger la concentration d'eau dans la pile. Dans le cas d'une association multi-stack, une possibilité d'action électrique est envisageable sur les différentes piles. Cette approche, peu explorée jusqu'alors, est étudiée dans cette thèse. Son objectif est de corriger un défaut de pile réversible grâce à un soulagement électrique effectué par le convertisseur associé. Il faut pour cela définir une architecture de convertisseur qui permette un contrôle sur chaque pile et ainsi permettre une continuité de service de l'ensemble grâce à une gestion de marche dégradée.

Le choix de cette architecture doit tenir compte de plusieurs facteurs. D'abord, la topologie du convertisseur retenue doit respecter les contraintes électriques de la pile : contrôler

l'ondulation de courant dans celle-ci. Ensuite, la multiplication de composants électroniques impose de choisir des topologies avec un haut rendement afin que l'ensemble convertisseur présente de bonnes performances énergétiques. Enfin, il y a un besoin de compacité de l'ensemble. Cela passe par une intégration système poussée, et par le choix de technologies de composants actifs et passifs à faible encombrement.

Ce mémoire qui comprend quatre chapitres tente d'apporter des éléments de réponse à cette problématique. Il est organisé selon le plan suivant.

Un premier chapitre présente les différentes technologies de pile à combustible et détaille plus particulièrement le fonctionnement de la pile à membrane échangeuse de protons. Son intégration dans des moyens de transports y est illustrée puis le problème de la montée en puissance est alors abordé. Le chapitre finit par une présentation des principaux défauts de piles possibles pouvant survenir.

Le deuxième chapitre porte sur la détection de défauts. Elle traite de la détection et de l'identification de défauts en général puis de la détection de défauts appliquée à la pile. Suite à la détection, les stratégies de correction possibles dans le cas de défaut réversible. Enfin, une méthode expérimentale de détection basée sur la mesure de tensions de cellules avec un nombre limité de capteurs est étudiée et validée expérimentalement.

Le troisième chapitre porte sur l'étude des convertisseurs associés à la pile. Une première partie porte sur l'association de plusieurs piles (appelée multi-stack) et introduit le principe de la pile segmentée. Suite à cela, les actions électriques correctives possibles sont montrées. Avec une action franche de type tout ou rien réalisée par des circuits de « by-pass » et qui engendre une perte importante de puissance. Et une action de soulagement graduée qui permet une continuité de service par une régulation à puissance réduite. L'action graduée est l'action correctrice retenue, ainsi le reste du chapitre porte sur la topologie de convertisseur qui permet de réaliser cette action. Plusieurs topologies candidates de convertisseur sont comparées selon les critères du cahier des charges établi pour un générateur PàC de 10kW. L'orientation vers la solution du générateur PàC segmenté conduit à l'utilisation de structures isolées. Ces dernières peuvent être associées soit par l'intermédiaire d'un nœud AC soit par un nœud DC. A l'issue de cette étude le BOOST isolé résonant est retenue comme topologie candidate.

Enfin un quatrième chapitre porte sur le fonctionnement de l'ensemble convertisseur multi-ports/pile segmentée avec la mise en œuvre des différentes stratégies d'actions en cas de défaillance de la pile illustrée par des fonctionnements en mode dégradé. Le chapitre se termine avec le pré-prototypage du convertisseur avec les choix technologiques des différents composants et le dimensionnement du refroidisseur.

Premier chapitre

La pile à combustible dans les applications
de transport

1.1. Introduction

Dans le contexte économique et environnemental actuel, beaucoup de recherches portent sur le véhicule propre. L'utilisation de la pile à combustible va en ce sens du fait qu'elle rejette uniquement de l'eau et aucun gaz à effet de serre lorsqu'elle est alimentée en hydrogène pur. Ainsi l'hydrogène comme vecteur d'énergie est une des solutions possibles envisagée en remplacement des énergies fossiles.

Parmi les différentes piles à combustible existantes, la pile à membrane échangeuse de protons (PEMFC) a atteint un degré de maturité tel qu'elle est proche de la commercialisation. De plus, du fait de ses caractéristiques (basse température, forte densité de puissance, électrolyte solide, ...), elle est particulièrement adaptée aux applications de transport. Cependant des phénomènes physiques non encore parfaitement maîtrisés prennent place dans la pile (dégradations, assèchement, noyage, empoisonnement, ...) et abaissent ses performances. La nécessité d'utiliser des circuits annexes (pompes, recirculateur, humidificateur, ...) pour son fonctionnement, et une durée de vie qui reste à améliorer en font pour le moment un générateur dont la fiabilité reste à renforcer. Par ailleurs, un moyen de transport doit être le plus fiable possible, il faut donc pour cela un ensemble « générateur » tolérant aux pannes. Pour ce faire une association de plusieurs piles (appelée multi-stack) permet une redondance de générateur en cas d'apparition d'un défaut et doit permettre un fonctionnement dégradé de l'ensemble.

1.2. Les piles à combustible

L'hydrogène, d'un point de vue énergétique, est une alternative viable aux énergies fossiles. Il peut être utilisé comme combustible pour produire de la chaleur ou de l'énergie mécanique et ainsi remplacer le pétrole. La pile à combustible utilise le phénomène d'oxydoréduction de l'air et de l'hydrogène afin de produire de l'électricité, de la chaleur et de l'eau. Ce qui en fait un générateur propre.

1.2.1. Historique des piles à combustible

La première pile à combustible fut réalisée en 1839 par Sir William Grove. Il s'agissait d'une pile hydrogène/oxygène en milieu acide sulfurique de très faible puissance. En 1895 la première pile à combustible de puissance (1,5kW) fut construite par W.W. Jacques. Elle utilisait un électrolyte d'hydroxyde de potassium (KOH) fondu et ses performances laissaient entrevoir une utilisation pour un usage domestique ou pour un véhicule. En 1930, les travaux de T. Bacon ont permis d'initier le développement industriel des PàC grâce à la construction d'une pile en milieu KOH aqueux qui conduisit à un prototype 3 ans plus tard de quelques kilowatts. Son développement s'est poursuivi, en particulier pour des applications dans le programme spatial américain avec une pile à électrolyte polymère solide pour le programme

GEMINI et une pile alcaline pour les missions lunaires APOLLO. La réussite des premiers programmes a encouragé les recherches sur les piles à combustible et de nombreux prototypes ont vu le jour aux États-Unis, au Japon mais aussi en Europe. A partir de 1987, les piles à membrane échangeuse de protons ont eu un développement spectaculaire grâce aux travaux de la compagnie Canadienne BALLARD Power System, aujourd'hui leader dans ce domaine. Depuis une dizaine d'années, des unités de production électrique et de chaleur (cogénération) qui mettent en œuvre des piles à combustible sont implantées dans le monde. De plus, grand nombre de constructeurs automobiles ont désormais un ou plusieurs prototypes de véhicules alimentés par une pile à combustible.

1.2.2. Les différentes technologies de pile à combustible

Il existe différents types de pile, qui sont classés en fonction de leur électrolyte ou de leur température de fonctionnement. Parmi les différents électrolytes certains sont solides et d'autres liquides. Les principaux types de pile à combustible sont présentés dans le tableau 1. Ainsi, selon application à laquelle la pile est destinée, l'utilisateur doit faire son choix en fonction de son cahier des charges et de certains critères :

- **La température de fonctionnement** : cela dépend du temps de démarrage souhaité. Une pile basse température mettra quelques minutes à monter à température nominale tandis qu'une pile à haute température imposera d'attendre plusieurs dizaines de minutes. En contrepartie, une pile à haute température permet une cogénération (électricité-chaleur) ce qui aura pour avantage d'augmenter le rendement global de l'ensemble générateur-pile.
- **La durée de vie** : Une pile à électrolyte solide peut prétendre à une plus grande durée de vie. A l'inverse, un électrolyte liquide peut être à l'origine de corrosion pas toujours facile à contrôler.
- **Les contraintes de volume et de masse** : Dans le cas d'une application embarquée ou de transport, le poids et l'encombrement seront des critères prépondérants à l'inverse d'une application stationnaire pour laquelle il peut ne pas y avoir de contrainte de ce type.
- **Le coût** : Le coût d'une pile à combustible reste onéreux indépendamment de sa technologie. Cependant avec le développement récent des technologies de pile, il est probable qu'elles atteignent les prix les plus bas.

En guise de synthèse sur le choix des piles à combustible, les piles à haute température sont plus adaptées à des applications qui demandent de l'énergie électrique sans interruption, cela élimine le problème lié à la montée en température. Elles sont très adaptées aux applications stationnaires, d'autant plus qu'elles permettent une cogénération [Siemens 2011; UTC-Power 2011; Bloom Energy 2011]. Elles peuvent néanmoins trouver une application dans certains appareillages embarqués comme des groupes auxiliaires de puissance pour véhicule [Severin *et al.* 2005].

Pour des applications de transport (traction), les piles à basse température sont les plus utilisées. De plus, un électrolyte solide est préférable ce qui permet une meilleure stabilité de fonctionnement lorsqu'elle est soumise à des vibrations. C'est pourquoi la pile à membrane échangeuse de proton (PEMFC) est depuis quelques années la meilleure alternative pour une application de transport. Elle a l'avantage d'être compacte (2kW/litre et 1.5kW/kg pour la pile seule), a un bon comportement aux basses températures (jusqu'à -30°C [Sekizawa *et al.* 2010]) et a été adoptée par de nombreux constructeurs automobiles comme convertisseurs électrochimiques pour des véhicules légers et lourds.

Tableau 1 : Principales technologies de pile à combustible

	Type de pile	Électrolyte	Température de fonctionnement	Domaine d'utilisation	Gamme de puissance
Basse température	alcaline <i>Alcaline Fuel Cell</i> (AFC)	Hydroxyde de potassium (liquide)	80°C	Espace, transports	1 à 100kW
	membrane échangeuse de proton <i>Proton Exchange Membrane Fuel Cell</i> (PEMFC)	Polymère (solide)	80-90°C	Portable, transports, stationnaire	10mW à 1MW
	Méthanol direct <i>Direct Methanol Fuel Cell</i> (DMFC)				
	Acide phosphorique <i>Phosphoric Acid Fuel Cell</i> (PAFC)	Acide phosphorique (liquide)	200°C	Stationnaire, transports	200kW à 10MW
Haute température	Carbonate fondu <i>Molten Carbonate Fuel Cell</i> (MCFC)	Carbonate de lithium ou carbonate de potassium (liquide)	650°C	Stationnaire	1kW à 10MW
	Oxyde solide <i>Solid Oxide Fuel Cell</i> (SOFC)	Céramique (solide)	600 à 1100°C	Stationnaire, transports	1kW à 10MW

1.2.3. La pile à membrane échangeuse de protons (PEMFC)

La pile à combustible est constituée d'un empilement de cellules. Chaque cellule est le siège d'une réaction électrochimique. En présence de platine, la réaction d'oxydoréduction fait réagir l'hydrogène et l'oxygène pour produire de l'eau.



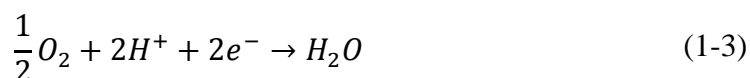
Une cellule de pile est constituée de deux électrodes, l'anode qui est alimentée en hydrogène, et la cathode qui est alimentée en oxygène. Les deux électrodes sont séparées par un électrolyte qui est un conducteur ionique. Cet électrolyte, dans le cas de la PEMFC, est une membrane perfluorée. Elle a pour rôle d'empêcher les réactifs de se mélanger et les électrons de traverser le cœur de la pile.

L'oxydation électrochimique de l'hydrogène à l'anode constitue le pôle négatif, l'hydrogène au contact des électrodes produit la réaction suivante :



L'hydrogène se décompose en deux ions H^+ qui vont traverser la membrane et deux électrons qui pourront circuler uniquement dans un circuit externe (le système) pour rejoindre la cathode.

Côté cathode, qui constitue le pôle positif, l'oxygène en contact avec l'électrode va se réduire avec les ions hydrogène et les électrons pour former de l'eau. La réduction électrochimique de l'oxygène est donnée par l'équation suivante :



La combinaison de ces deux réactions permet donc de réaliser un générateur électrique propre, rejetant seulement de la chaleur et de l'eau.

La figure 1 montre le schéma de principe d'une cellule de pile à combustible.

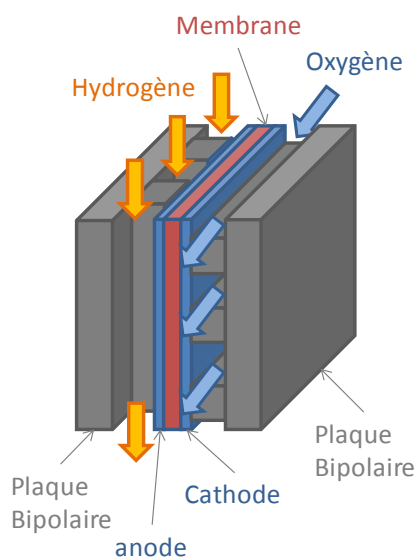


Figure 1 : Représentation d'une cellule de pile à combustible.

La différence de potentiel créée aux bornes d'une cellule est faible, de l'ordre de 1V. Ainsi pour atteindre des tensions utiles (quelques dizaines ou centaines de volts), il faut mettre en série électriquement plusieurs cellules. Un empilement de plusieurs cellules est couramment désigné sous le terme anglais « stack ». Une pile de forte puissance peut être constituée d'une centaine de cellules, au-delà des problèmes de tenue mécanique ou de distribution uniforme des gaz d'alimentation interviennent et rendent difficile son contrôle.

1.2.3.1. Les composants d'une cellule

Le détail d'une cellule est représenté en figure 2. On y retrouve la membrane (1) avec de part et d'autre l'anode et la cathode. Ces dernières sont constituées de la couche d'activation (2) constituée de charbon poreux, de la couche de diffusion qui contient des particules de platine (3) et les plaques bipolaires qui servent à collecter le courant et à l'alimentation des gaz (4). Ces différents éléments sont approfondit plus en détail dans la suite de ce chapitre.

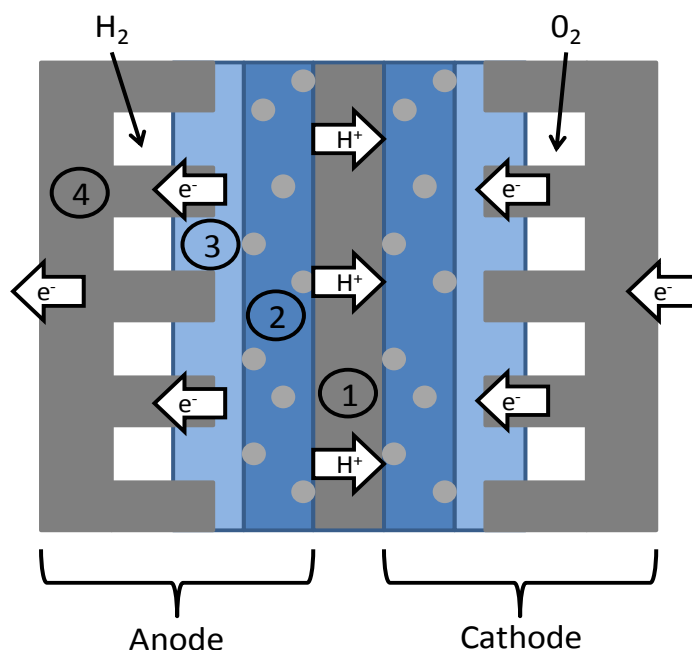


Figure 2 : Détail d'une cellule.

1.2.3.1.1. La membrane

La membrane électrolyte est un polymère comportant des ions sulfonates SO_3^- . C'est une membrane de type acide qui permet le transfert des protons H^+ de l'anode vers la cathode. Comme tout électrolyte elle se doit d'être imperméable aux gaz et d'être un bon isolant électronique. Enfin, elle joue aussi le rôle de support mécanique pour les deux électrodes. Son épaisseur varie de 10 à 200 μ m selon la conception de la pile, et son matériau le plus utilisé est le Nafion® de DuPont de Nemours, comme les membranes PRIMEA de l'entreprise GORE.

Sa conductivité ionique dépend fortement de sa température et de sa teneur en eau. Ainsi la température de la pile et la contenance en eau de la membrane sont des paramètres importants

pour l'efficacité et la durée de vie de la pile. Nous verrons dans la partie 4 de ce chapitre que la gestion de l'eau est la principale contrainte au bon fonctionnement des piles à membrane échangeuse de protons.

1.2.3.1.2. Les électrodes

Les électrodes sont disposées de part et d'autre de la membrane. Elles ont une triple fonction : supporter le catalyseur (qui permet d'accélérer le phénomène d'oxydation de l'hydrogène ou de réduction de l'oxygène), permettre aux espèces protoniques de se déplacer depuis les sites d'oxydation de l'hydrogène vers les sites de réduction de l'oxygène, d'évacuer les électrons des sites catalytiques anodiques vers les sites catalytiques cathodiques.

Pour que la synthèse de l'eau s'effectue, il faut un triple contact. C'est-à-dire qu'il y ait la présence de protons, d'oxygène, et de platine simultanément. Pour cela les électrodes sont poreuses afin de permettre la diffusion homogène des gaz jusqu'aux sites de réaction. Elles sont généralement en tissu de carbone, on parle aussi de charbon poreux, avec des particules de platine sur la face en contact avec l'électrolyte.

Les électrodes peuvent être séparées en deux couches :

- **La couche de diffusion :** cette zone a pour rôle de diffuser les gaz amenés par les canaux de distribution des plaques bipolaires vers les sites de réaction. L'alimentation en gaz doit être la plus uniforme possible afin d'alimenter la plus grande partie possible du catalyseur. Cette couche est désignée en anglais sous le terme de Gas Diffusion Layer (GDL).
- **La couche d'activation :** c'est le lieu des réactions chimiques. Elle est la zone de couplage des phénomènes électriques, chimiques et le transfert de masse. Des microparticules de platine y sont insérées. Son utilisation comme catalyseur permet d'accélérer les vitesses des réactions chimiques.

La figure 3 montre une photographie d'une membrane sur laquelle est collée la GDL.

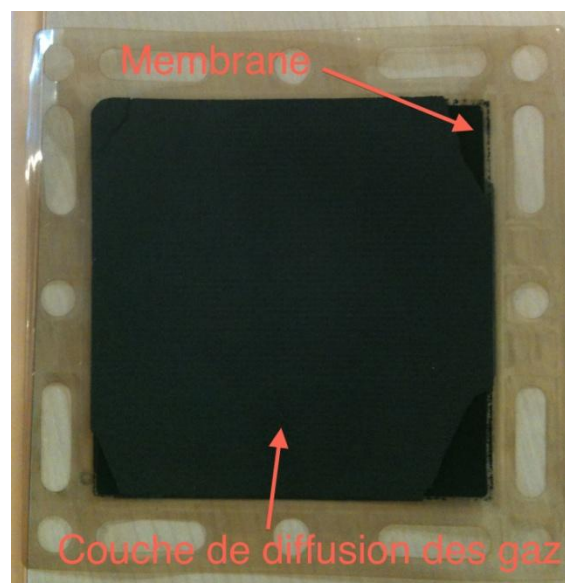


Figure 3 : Photographie d'une membrane avec sa GDL.

1.2.3.1.3. Les plaques bipolaires

Les plaques bipolaires sont situées de part et d'autre des électrodes. Elles servent, grâce à un réseau de canaux usinés, à l'alimentation des gaz avec côté cathode l'oxygène et côté anode l'hydrogène. Il existe plusieurs dispositions de canaux, les plus courants sont la disposition : parallèle, cascade, interdigité ou en serpentín (Figure 4). La conception des plaques est importante car elles doivent assurer une répartition homogène des gaz sur toute la surface des électrodes et servent à évacuer l'eau des cellules.

En plus de la distribution des gaz, elles ont pour rôle la collecte des électrons issus de la réaction d'oxydation à l'anode. Les électrons sont donc collectés à l'anode pour être conduits à la cathode par l'intermédiaire un circuit externe. Les plaques bipolaires ont donc une bonne conductivité électronique et doivent être stables chimiquement (et ainsi résister à l'acidité de la membrane). La réaction d'oxydoréduction au sein de la pile produit une forte quantité de chaleur qu'il faut dissiper. Les piles de faible puissance ont un refroidissement à air, par l'intermédiaire d'un ou plusieurs ventilateurs. Pour les piles de moyenne et forte puissance, un refroidissement par air n'est plus suffisant. Ainsi un circuit de refroidissement, dans lequel circule un liquide caloporteur, est en général intégré dans l'épaisseur des plaques toutes les 2-3 cellules.

Des plaques de graphite usiné ont longtemps été utilisées, néanmoins leur épaisseur et surtout leur prix élevé (de 300 à 400€ les 200m²) ont orienté les recherches vers des plaques moins coûteuses à produire comme des plaques moulées en matériaux composites imprégnées de carbone [S. Besse *et al.* 2008] ou des tôles métalliques embouties [André *et al.* 2010].

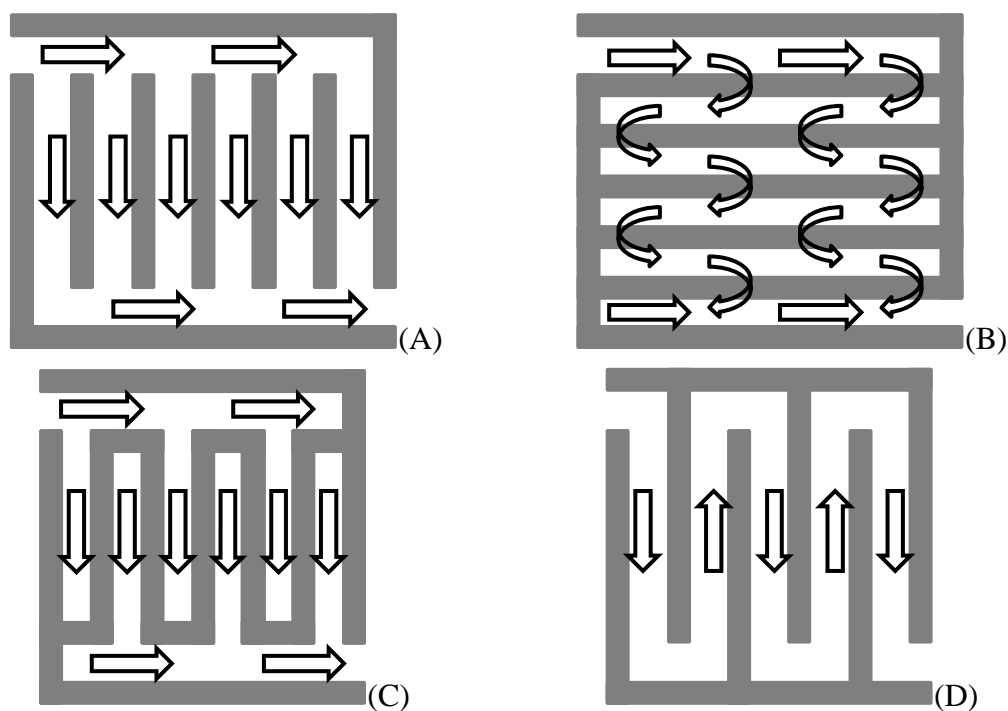


Figure 4 : Disposition des canaux : (A) parallèle, (B) en cascade, (C) interdigité, (D) en serpentín.

1.2.3.1.4. L'ensemble PàC

Les éléments de pile présentés auparavant représentent le cœur de la pile, là où s'effectue la conversion chimique-électrique. Il y a cependant d'autres éléments indispensables au bon fonctionnement de la pile.

1.2.3.1.5. Alimentation des fluides

La cathode est dans la majeure partie des cas, alimentée en air. L'air est introduit sous pression et il est, pour les piles de forte puissance, humidifié. Le circuit d'air est donc généralement constitué d'un compresseur et d'un humidificateur.

L'alimentation de l'anode en hydrogène peut se faire de deux façons :

- L'hydrogène est produit à bord du véhicule à l'aide d'un reformeur. Dans ce cas l'hydrogène est produit à partir d'un carburant qui est généralement le gaz naturel, l'essence ou le diesel. L'inconvénient majeur, lorsque le reformeur est associé à une PEMFC, est le risque de contamination du cœur de pile par du monoxyde de carbone (CO) produit lors de l'étape de reformage [Geraldo de Melo Furtado *et al.* 2010; Mathiak *et al.* 2004; Ersoz *et al.* 2006].
- L'hydrogène est stocké à bord. Dans ce cas-ci, la production d'hydrogène est déportée du véhicule, cela implique le développement d'un réseau de distribution d'hydrogène qui, pour l'heure, n'en est qu'à l'étape de démonstration [Air Liquide 2007]. Néanmoins, stocker l'hydrogène permet de s'assurer une alimentation de la pile avec un hydrogène pur et sans contaminant. Le stockage le plus utilisé pour l'heure est le stockage sous pression (de 350 à 700 bar) qui est facile à mettre en œuvre. Il a néanmoins l'inconvénient d'être peu favorable à la quantité emmagasinée par unité de volume.

L'hydrogène peut être stocké à l'état liquide à une température comprise entre 20 et 30 K, il est alors 800 fois plus dense qu'à l'état gazeux. Cependant l'isolation thermique, aussi bonne soit elle, n'est pas totale ainsi du gaz repasse en permanence à l'état gazeux. L'hydrogène gazeux augmente la pression dans le réservoir et doit donc régulièrement être évacué. Il y a donc une perte d'hydrogène journalière.

Une troisième possibilité de stockage de l'hydrogène est dans des solides comme des hydrures métalliques. Elle offre le meilleur rapport quantité stockée/volume. Son défaut majeur est le poids des hydrures métalliques.

1.2.3.1.6. Les appareils annexes

Le débit des gaz qui alimentent la pile doit être régulé en fonction de la puissance débitée par la pile, ainsi un certain nombre d'appareils annexes (pompe à air, valves, capteur de

pression,...) permettent de faire fonctionner la pile. Le système de régulation intègre aussi des circuits de protection de la pile.

La tension que délivre une pile varie fortement en fonction du courant fourni (baisse d'un rapport 2). La réponse électrique d'une pile sera présentée au chapitre deux de ce mémoire. Néanmoins cette tension de pile variable doit être stabilisée, pour cela un convertisseur statique y est généralement associé.

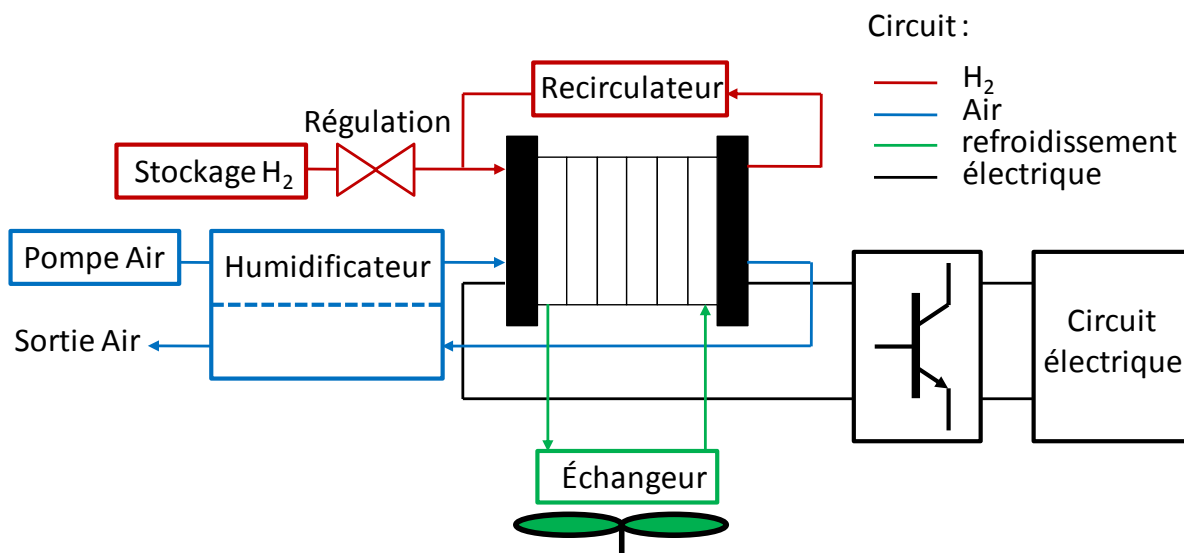


Figure 5 : Schéma de l'ensemble générateur PàC.

1.2.4. La pile à oxyde solide (SOFC)

Ce type de pile se caractérise par une température de fonctionnement élevée. Elle utilise un oxyde céramique comme électrolyte qui n'est pas conducteur à température ambiante. Ainsi, pour qu'il devienne un bon conducteur ionique, il est nécessaire de faire fonctionner la pile à des températures allant de 600 à 1100°C. De ce fait, un démarrage « à froid » n'est pas possible, et la phase de montée en température est généralement réalisée par une combustion directe du combustible dans un brûleur. Le démarrage de la pile SOFC est donc coûteux énergétiquement et produit des émissions de gaz. Néanmoins, le fonctionnement à température élevée apporte aussi son lot d'avantages. On peut citer la possibilité de s'affranchir de catalyseur en métal noble, des catalyseurs à base de nickel sont utilisés. La possibilité de reformage interne, qui permet d'alimenter la pile par un combustible autre que l'hydrogène comme le gaz naturel, le méthanol, voir même le monoxyde de carbone.

Le fonctionnement à très haute température permet d'augmenter la conductivité des matériaux et donc de réduire les pertes ohmiques. La figure 6 montre les performances, pour différentes températures, d'une cellule avec un électrolyte constitué d'un mélange d'oxyde de lanthane, de strontium, de gallium, et de magnésium (LSGM). La figure montre, qu'avec ce matériau, les performances d'une pile chutent rapidement lorsque la température de la pile baisse.

Le principal avantage à fonctionner à température plus faible est la possibilité d'utiliser des matériaux moins chers n'ayant pas à subir d'aussi fortes contraintes thermiques et un temps

de démarrage plus court. C'est pour cela que beaucoup de recherches portent sur des électrolytes et des électrodes permettant de bonnes performances à de plus faibles températures.

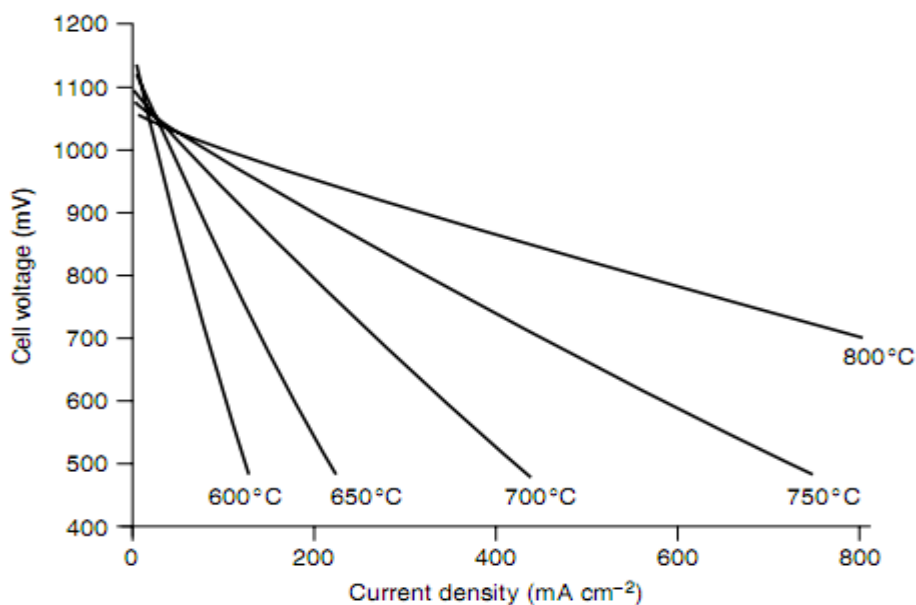


Figure 6 : Performance d'une cellule avec un électrolyte à base de LSGM [Larminie & Dicks 2003].

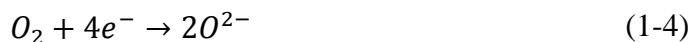
1.2.4.1. Principe de fonctionnement

Le bilan global des réactions dans la pile est identique à celui des piles PEM [équation (1-3)]. L'anode est généralement constituée d'un alliage céramique-métallique, aussi appelé cermet, de zircon et de nickel. La structure de l'anode est poreuse ce qui permet un bon transport des réactifs.

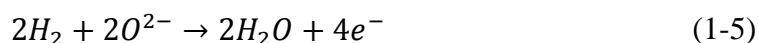
La cathode est constituée d'oxydes ou de céramiques ayant une bonne conductivité électronique. Le matériau le plus utilisé est un manganite de lanthane dopé au strontium.

Enfin, l'électrolyte le plus utilisé et le plus performant pour une utilisation à haute température est la zircon dopée avec de l'yttrium.

L'oxygène est réduit à la cathode pour générer des ions oxyde O^{2-} qui vont traverser l'électrolyte.



L'hydrogène est oxydé à l'anode et libère des protons qui se combinent avec les ions O^{2-} pour former de l'eau.



Il y a deux types de conception de stack : la conception tubulaire ou la conception planaire. La conception tubulaire consiste en une formation en cylindre avec au centre l'air, suivi de la cathode, de l'électrolyte, de l'anode puis du combustible. La figure 7 montre deux cellules tubulaires mises en série.

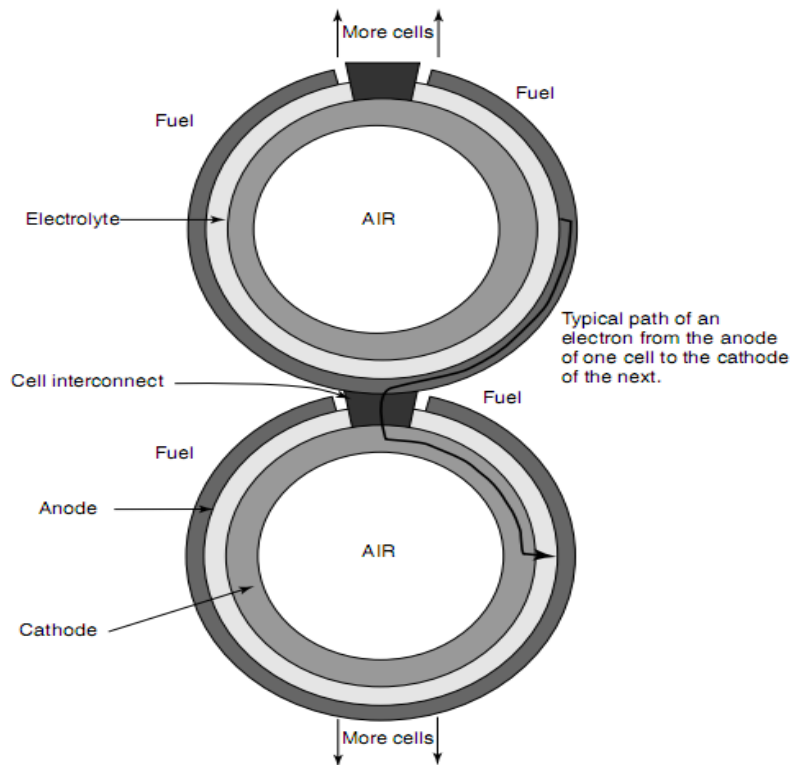


Figure 7 : Mise en série de deux cellules tubulaire [Larminie & Dicks 2003].

L'inconvénient d'une conception tubulaire est sa faible densité de puissance et son prix élevé de fabrication. Mais elle a le grand avantage de ne pas nécessiter de joint qui subirait les hautes températures. Le combustible est à l'extérieur du tube. L'air est injecté au fond de ce dernier à l'aide d'un tuyau très fin en alumine. En sortie, l'air inutilisé entre en combustion avec le carburant inutilisé (grâce à l'absence de joint) ce qui permet de préchauffer l'air entrant. Les jointures imparfaites permettent aussi au combustible de recirculer à l'anode. La figure 8 montre le principe de circulation des gaz dans une cellule tubulaire.

La conception planaire ressemble plus à la conception décrite pour les PEMFC. La mise en série des plaques est alors plus simple et le courant ne parcourt pas un long chemin comme dans les structures tubulaires. Il y a donc moins de pertes ohmiques avec une conception planaire ce qui permet de meilleures performances du stack et une plus haute densité de puissance. Enfin sa fabrication est moins onéreuse.

Le gros inconvénient des structures planaires vient de la nécessité d'avoir des joints entre chaque élément qui tiennent de fortes températures et qui supportent des stresses thermiques sans se dégrader. Des matériaux en céramique de verre sont développés dans ce but.

Le stress thermique ainsi que la fabrication de composant très fin fait qu'il est difficile de concevoir des piles planaires de grande taille (en 2004, les dimensions moyennes d'une cellule étaient de 10x10 cm). La figure 9 montre une structure planaire.

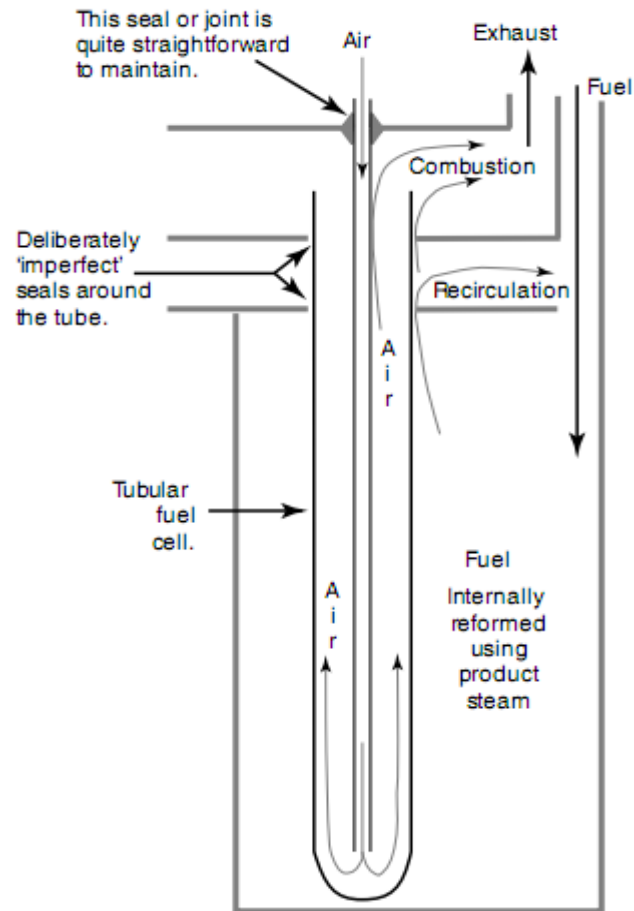


Figure 8 : Schéma de circulation de gaz dans une cellule tubulaire [Larminie & Dicks 2003].

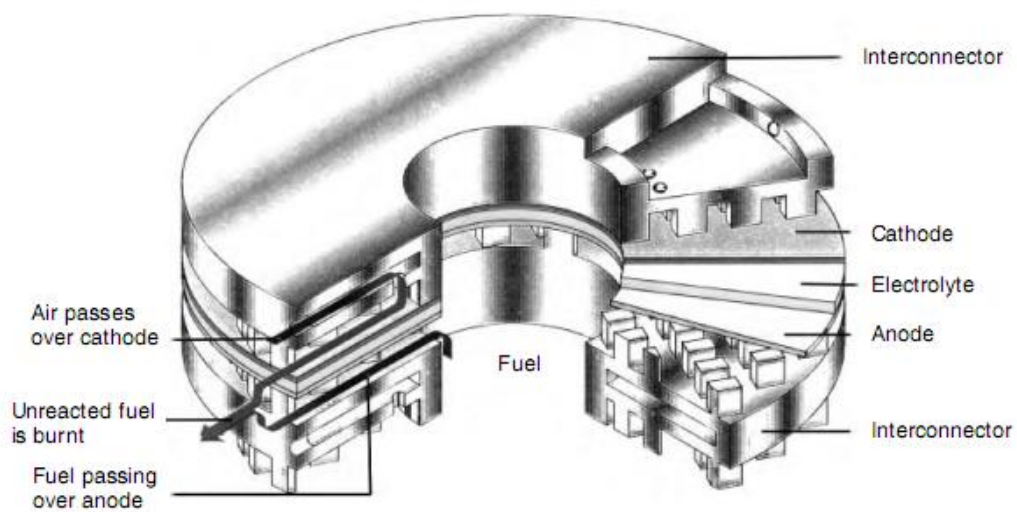


Figure 9 : schéma d'une cellule planaire [Larminie & Dicks 2003]

La pile SOFC est citée dans ce mémoire afin que le lecteur prenne connaissance de sa technologie. Bien qu'elle ne puisse pas être actuellement utilisée seule pour la traction du fait de la problématique de temps de montée en température, elle peut être amenée à se développer en tant que générateur pour les applications d'alimentations auxiliaires.

1.3. Utilisation de la pile dans des applications de transport

Le développement du véhicule électrique s'accroît ces dernières années afin de répondre à des contraintes de plus en plus sévères qui sont la lutte contre le réchauffement climatique par une réduction d'émission de dioxyde de carbone (CO_2) et autres gaz nocifs pour l'environnement. L'amélioration du rendement énergétique global des véhicules, et surtout le besoin de nouvelles sources énergétiques pour remplacer les carburants fossiles dont les ressources sont limitées et le prix ne cesse d'augmenter.

De nombreux constructeurs ou intégrateurs dans le monde expérimentent des véhicules électriques alimentés par une pile à combustible. Ces véhicules sont des démonstrations cherchant à prouver la faisabilité du véhicule à PàC, mais aussi obtenir un retour d'expérience. Enfin à l'heure actuelle, certains constructeurs sont proches d'une commercialisation à petite échelle.

1.3.1. La PàC dans les transports individuels

Les principaux constructeurs automobiles mondiaux étudient depuis plusieurs années la possibilité de développer des voitures à pile à combustible. Chacun développe son propre système PàC dans le but d'obtenir le générateur le plus compact et fiable possible grâce à une conception qui prend en compte les contraintes des moyens de transport.

Le constructeur Daimler a sorti en 1994 un premier prototype véhicule utilitaire alimenté par 12 PEMFC du constructeur Ballard : la Nekar. Deux ans plus tard en 1996 sort la Nekar2, un deuxième prototype conçu sur la base d'une Mercedes classe V. Elle est cette fois alimentée par 2 piles de 150 cellules. En 1997 la Nekar 3 est présentée, elle est conçue sur la base d'une Mercedes classe A. Elle est encore alimentée par 2 piles de 150 Cellules. La Nekar 4 est présentée en 1999, et est toujours alimentée par 2 PEMFC. Plus récemment, depuis 2004, des véhicules baptisés F-Cell ont été présentés. Ils sont maintenant alimentés par une seule pile, montrée en figure 10(a), développée par l'Automotive Fuel Cell Cooperation (AFCC). En 2010, Mercedes a annoncé la production de 500 véhicules pour le continent européen.

Ford a sorti en 1999 et 2004 plusieurs Ford focus FCV hybride, alimentées par une pile Ballard et des batteries NiMH. En 2006, un prototype de « Explorer » d'une autonomie record de 560Km a été réalisé. Ford teste ainsi une flotte de 30 véhicules depuis 1999.

General Motors a présenté plusieurs prototypes. En 2000 et 2001, les prototypes HydroGen 1 et 2 équipés d'une pile de 200 cellules de 74kW et 86kW sont annoncés. Suivis d'un prototype HydroGen3 équipé d'une pile 94kW de 640 cellules. En 2005 le prototype Sequel équipé d'une pile 73kW est dévoilé. Enfin le dernier prototype HydroGen 4 équipé d'une pile de 93kW, montrée en figure 10(b), est dévoilé en 2006. Plus de 100 véhicules sont alors testés sur route à partir de 2007.

Toyota a sorti en 1996 son premier 4x4 RAV4-EV1 doté d'une PEMFC et d'une batterie. La version RAV4-EV2 de 1997 est légèrement plus puissante. En 2001 sortent les FCHV 3, 4 et 5 constitués d'une pile maison de 90kW. Ce qui fait qu'en 2003, un total de 18 véhicules sont en circulation aux Etats-Unis et au Japon. En 2007 et 2008 des versions améliorées appelées FCHV-adv sont présentées ; les améliorations portent surtout sur la pile de 90kW développée en interne et le stockage d'hydrogène. Il prétend avoir une autonomie de 800Km et permettre des démarrages à -30°C.

Nissan a aussi proposé des prototypes basés sur un châssis de 4x4. Le Xterra FCV en 2001, le X-trail FCV en 2002 puis en 2006. Honda a présenté en 2000 et 2001 une FCX-V3 équipée d'une pile. 14 prototypes sont alors créés et sont en circulation aux USA. En 2005, la deuxième génération de FCX est présentée, elle est équipée de deux piles maison. En 2006, un nouveau modèle équipé d'une nouvelle technologie de pile atteignant un rendement global de 60% est annoncé. Il est alors prévu une commercialisation limitée de ce modèle. Hyundai a présenté le Tucson FCEV en 2004 qui est un véhicule hybridé par une batterie Li-ion. 10 modèles sont testés aux USA depuis 2006.

Du côté des constructeurs Français, les projets sur le véhicule à pile sont plus limités. Le groupe PSA associé à Renault et d'autres partenaires ont présenté le prototype Hydro-Gen en 2001 équipé d'une pile. En 2002 le véhicule de démonstration H2O, une voiture de pompier, est présenté. Il est équipé d'une pile de faible puissance (5.5kW) hybridé par batteries, la pile sert de prolongateur d'autonomie (range extender). En 2006 une pile spécialement conçue pour des applications transport est présentée : La pile GENEPAC (Fig. 10(c)). Elle utilise des plaques en tôle d'acier inoxydable, ce qui réduit son encombrement. Elle est constituée de 4 modules de 20kW [Poirot-Crouvezier & Roy 2006] et a été intégrée, entre autres, dans un véhicule Peugeot avec le prototype de 307cc FiSyPAC [Roy *et al.* 2009].

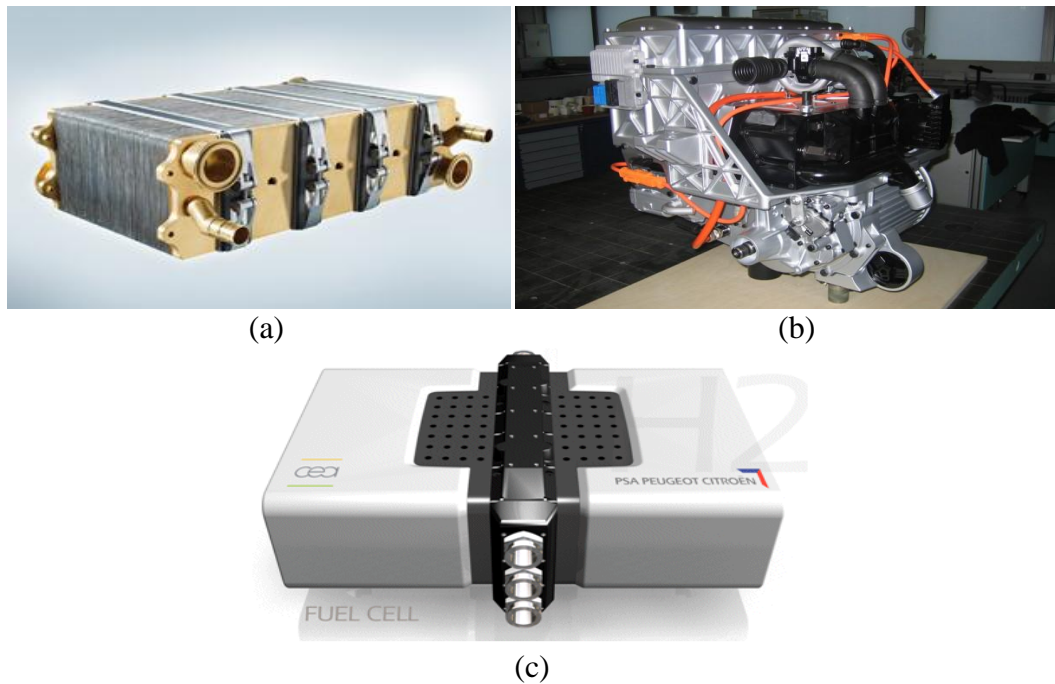


Figure 10 : (a) la pile de la Daimler F-cell¹, (b) la pile de l'HydroGen 4²,
(c) la pile GENEPAC³.

1.3.2. La PàC dans les transports collectifs

De nombreux bus équipés de piles à combustible ont été développés et testés dans le monde. Dès 1997 Daimler présente le Nebus, équipé d'une pile de 250kW. Il a parcouru plus de 12000km. Le bus CITARO est présenté en 2002 et offre les mêmes caractéristiques que le Nebus. Il servira de base aux projets européens CUTE et ECTOS. Pour le projet CUTE [Lozano 2006; FC bus club 2004], 27 bus CITARO ont circulé dans 9 grandes villes européennes pendant 2 ans, parcourant plus d'un million de kilomètres. Pour le projet ECTOS, 3 bus ont circulé dans Reykjavik sur 2 ans. Suite aux bons retours d'expériences du projet CUTE, une suite du projet nommée HyFLEET:CUTE est lancée en 2006. Elle a pour but de comparer les bus à PàC face à des bus à combustion interne alimentés en hydrogène [HyFLEET:CUTE 2011].

Aux USA, un premier bus proposé par l'université de Georgetown est présenté en 2000, suivi en 2005 d'un autre bus équipé d'une pile de 120kW. 12 de ces bus sont actuellement utilisés sur une ligne commerciale par l'entreprise AC transit [California FC Partnership 2011].

Au Japon, un premier bus hybride FCHV-BUS est présenté par Toyota en 2001 équipé d'une pile de 90kW. Une version améliorée, équipée de 2 piles de 90kW, a ensuite circulé sur une ligne Tokyo-aéroport entre 2003 et 2004. En 2005, 8 bus sont mis en circulation, parcourant un total de 125000km.

¹ Source : Daimler.

² Source : General Motor.

³ Source : CEA.



Figure 11 : A gauche un bus CUTE⁴, à droite un bus de AC transit⁵.

Dans une tout autre application que les bus, la pile PEM a aussi été utilisée dans des moyens de transport lourd tels que des locomotives. Aux USA, Miller *et al.* ont développé une locomotive hybride qui peut délivrer un pic de puissance de 1MW. Une première version est équipée de huit piles « FORZA » de 150kW du constructeur Nuvera [A. R. Miller 2004]. Une seconde version hybride est par la suite équipée de 2 stacks de 150kW, construits par Ballard, et de batteries acide-plomb [A. R. Miller *et al.* 2007].

Au Japon, une locomotive équipée de 8 piles de 100 cellules pour un total de 120kW a été étudiée. Chaque pile est commandée indépendamment des autres [Yoneyama *et al.* 2007].

En France, dans le cadre du projet ANR PLATHEE, une locomotive électrique hybride de démonstration de la SNCF a été étudiée [Thiounn & A. Jeunesse 2008]. Elle est composée d'un générateur diesel, de batteries, de supercapacités et d'un générateur PEMFC. Ce dernier est constitué de deux stacks de 50kW et a été développé par la société Helion en parallèle du projet PLATHEE dans le projet ANR SPACT 80 [Alexandre De Bernardinis *et al.* 2009; Guillet *et al.* 2007].



Figure 12 : A gauche, la locomotive hybride du projet PLATHEE⁶. A droite, la PàC de SPACT 80⁷.

⁴ Source : Projet CUTE.

⁵ Source : AC transit.

1.3.3.Synthèse sur l'utilisation des PàC et problématique de la montée en puissance

Ce bref état des lieux des applications de la PEMFC dans les transports montre un développement croissant en sa faveur depuis ces 10 dernières années. Afin de bien se rendre compte de l'état du développement des véhicules PàC, les différents véhicules sont synthétisés dans le tableau 2 selon leur stade de développement (prototype, flotte, industrialisation).

Tableau 2 : Synthèse des véhicules PàC

Constructeurs	Prototype	flotte	industrialisation
Daimler	Necar 1, 2, 3 Nebus	Necar 4 (500 exemplaires) CITARO (27bus)	
Ford	Ford focus FCV hybride	Explorer (30 véhicules)	
Général motors	HydroGen 1, 2, 3 Sequel	HydroGen 4 (100 véhicules)	
Toyota	RAV4-EV1 RAV4-EV2	FCHV-BUS (8 bus)	FCHV-adv (commercialisation possible en 2015)
Nissan	Xterra FCV X-trail FCV		
Honda	FCX-V3		
Hyundai	Tucson FCEV		
PSA	Hydro-Gen H2O FiSyPAC		
Université de Geortown		AC transit (12 bus)	
Miller	Locomotive		
Yoneyama	Locomotive		
SNCF	PLATHEE		

Au fur et à mesure de l'amélioration des différents prototypes, la pile et son fonctionnement ont été améliorés, que ce soit du point de vue des performances, avec un rendement global de pile qui peut aller jusqu'à 60% (soit près du double d'un moteur thermique), ou d'un point de

⁶ Source : SNCF.

⁷ Source : Helion.

vue de la puissance massique et volumique (de l'ordre de 1.5kWe/kg et 2kWe/litre). Il en est de même des systèmes de stockage d'hydrogène, avec des réservoirs à 700bar qui, grâce aux améliorations des systèmes pile, permettent une autonomie de véhicules de plus de 800km. Enfin, des études cherchent à obtenir une meilleure connaissance de la pile lors de démarrage à des températures négatives [Jiao *et al.* 2011]. Aussi des procédures de démarrage/extinction de pile ont été développées et permettent une utilisation des PEMFC à des températures allant jusqu'à -20°C [F. Jiang *et al.* 2010; Sekizawa *et al.* 2010].

Néanmoins, le coût reste encore trop élevé. Une estimation montre qu'en 2009 et pour un volume de production de 500000 piles de 80kW, le prix serait de 60\$/kW soit encore le double d'un moteur à combustion interne [Ernst *et al.* 2009]. De plus, la durée de vie des stacks doit encore être allongée. Outre une usure en fonctionnement normal due à la dissolution de particule de platine [C. G. Chung *et al.* 2009], la durée de vie d'une PEMFC est principalement influencée par une mauvaise gestion de l'eau, un manque de réactif, des corrosions au sein des cellules [Schmittinger & Vahidi 2008]. Ces paramètres aggravants sont à l'origine de défaillances qui interviennent dans la pile, il est donc important d'en avoir connaissance et de savoir les éviter.

Enfin, les applications de transports ont besoin de générateurs PàC de fortes puissances, compacts et offrant la plus grande puissance massique. Ceci est réalisé par le développement et l'utilisation de nouveaux matériaux, comme c'est le cas de la pile GENEPAC pour les plaques bipolaires en tôle d'acier inoxydable. La pile étant un générateur basse tension, il est aussi important de pouvoir augmenter le nombre de cellules d'une pile. Cela permet d'augmenter la tension aux bornes de l'empilement et ainsi se rapprocher d'un niveau de tension utile pour les applications auxquelles elle se destine.

La compression des cellules est un élément important pour obtenir des performances optimales de la pile. Lorsqu'une pression trop forte est appliquée, la porosité de la GDL est modifiée, de plus elle pénètre dans les canaux de distribution ce qui réduit leurs volumes et donc les débits des gaz. Inversement, une pression trop faible entraîne une forte résistance de contact entre les plaques bipolaires et la couche de diffusion des gaz ce qui pénalise les performances de la pile. Quelques études cherchent à déterminer la compression optimale de la pile [P. Lin *et al.* 2009; Chapman & Rock 2010; Xinting Wang *et al.* 2008] afin de limiter les chutes de pression dans les cellules. Les auteurs montrent dans [Z. Y. Su *et al.* 2008] qu'une compression non-uniforme au sein d'une même cellule crée une disparité de courant qui favorise l'apparition de points chauds, de même qu'une trop grande pression favorise l'apparition de noyage [Chi *et al.* 2010]. Ainsi la conception de stack très long reste un challenge technologique et il est actuellement plus aisé d'utiliser plusieurs piles dans le but de monter en puissance.

1.4. Les défaillances de la pile PEM

Une pile à combustible est un système complexe dans lequel plusieurs phénomènes fluidiques, thermiques et électriques interagissent. Comme tout système, des problèmes qui modifient ou qui empêchent son bon fonctionnement peuvent intervenir. Ils peuvent être d'ordre mécanique (par exemple la casse d'un matériau), d'ordre chimique (le noyage ou l'assèchement), etc.

La connaissance de ces différents défauts peut contribuer à fiabiliser l'ensemble générateur PàC grâce à des stratégies permettant de les éviter ou pour certains les corriger.

Les défauts affectant la pile à combustible peuvent être classés en deux catégories : les défauts transitoires et les défauts permanents.

1.4.1. Les défauts transitoires

Les défauts transitoires sont liés à l'état de la pile et/ou à sa stratégie de commande, ils sont en général réversibles. C'est pourquoi, afin d'assurer un fonctionnement optimal de la pile, il est important de les détecter au plus vite et les corriger grâce à une action sur son fonctionnement.

1.4.1.1. Le noyage

Le transport de l'eau dans la membrane est dominé par deux phénomènes. L'électro-osmose : les ions H^+ circulant au travers de la membrane de l'anode vers la cathode entraînent avec eux des molécules d'eau. La diffusion : causée par le gradient de concentration d'eau entre la cathode et l'anode. Le phénomène de diffusion est prépondérant et augmente en fonction du courant (la génération d'eau à la cathode étant fonction du courant) jusqu'à se stabiliser pour de fortes valeurs de densité de courant (environ $0.7A/cm^2$) [Colinart *et al.* 2009], ainsi l'eau peut traverser la membrane et se retrouver du côté de l'anode [Tüber *et al.* 2003]. De plus, le phénomène de diffusion varie selon l'épaisseur de la membrane. Plus cette dernière est fine et plus il y a d'espèce qui la traverse. La présence d'eau à l'anode peut donc être importante [C.-Y. Wang 2004; Colinart *et al.* 2009]. La concentration en eau à la cathode mais aussi à l'anode peut alors être élevée et si l'eau n'est pas assez évacuée, elle va s'accumuler entraînant ce que l'on appelle communément un engorgement ou un noyage. La pile fonctionnant à des températures inférieures à $90^\circ C$, l'eau peut être à l'état gazeux ou à l'état liquide, on parle de flux diphasique. Il y a apparition d'eau à l'état liquide lorsque la pression partielle de la vapeur d'eau atteint sa valeur de saturation.

Dans un premier temps, l'eau liquide s'accumule dans les couches de diffusion (qui est un matériau poreux), empêche le transport des gaz vers les sites catalytiques. Les réactifs ne sont donc plus distribués uniformément vers les catalyseurs et l'accumulation d'eau liquide a une influence directe sur les performances de la pile en réduisant la surface active disponible pour l'échange gazeux [Fouquet *et al.* 2006]. La densité de courant augmente localement, ce qui

provoque aussi une augmentation locale de température qui peut dégrader la membrane [Andres Hernandez, Outbib, *et al.* 2008].

Une fois que les couches de diffusion sont gorgées d'eau, de petites gouttes d'eau commencent à se former dans des canaux de distribution des plaques bipolaires. Ces gouttelettes vont augmenter jusqu'à occuper le volume du canal et ainsi le boucher. Le gaz ne peut plus circuler et une sous-stœchiométrie⁸ se produit en aval du bouchon d'eau. La réaction électrochimique est alors incomplète, ce qui provoque une chute de tension instantanée aux bornes de la cellule. La soudaine augmentation locale de pression provoquée par les canaux bouchés, va permettre d'évacuer la goutte d'eau, restaurant la tension de cellule jusqu'à la prochaine apparition d'une goutte [H. Li *et al.* 2008]. Cette formation/évacuation de l'eau, associée aux sous-stœchiométries locales occasionnent de fortes fluctuations erratiques de la tension de cellule [Gerard *et al.* 2010]. La distribution de courant observée au sein d'une cellule en fonction du noyage et de la température est montrée dans [Hakenjos *et al.* 2004]. Lorsque la cellule est fortement noyée, seule la partie située à l'entrée des gaz est active, il y a donc une très forte disparité de courant dans la cellule.

Au fur et à mesure que la concentration d'eau dans la pile augmente, son évacuation devient plus délicate à réaliser. Lorsque l'eau ne peut plus être évacuée et bloque de plus en plus de canaux, les gaz requis aux catalyseurs ne sont plus suffisants et la tension de la cellule chute fortement. Le temps de passage d'un état sain à un état noyé d'une pile va de quelques minutes à quelques dizaines de minutes [Rubio *et al.* 2010].

De manière générale, un noyage se produit à forte densité de courant. C'est ces conditions que la pile produit le plus d'eau [Buie *et al.* 2006]. Cependant il peut se produire à faible densité de courant sous certaines conditions de fonctionnement de la pile (faible température, faible débit de gaz, démarrage de la pile,...) [H. Li *et al.* 2008] ou lors de forte sollicitation dynamique de la pile.

⁸ La stœchiométrie est le calcul des relations quantitatives entre réactifs et produits dans une réaction chimique. Néanmoins, et nous utiliserons cette définition pour la suite du mémoire, le terme stœchiométrie peut être employé pour désigner la proportion avec laquelle les éléments sont présent dans la réaction. Ainsi, on dira pour une pile alimentée avec 2 fois plus d'hydrogène qu'elle en a besoin, qu'elle a une stœchiométrie d'hydrogène de 2.

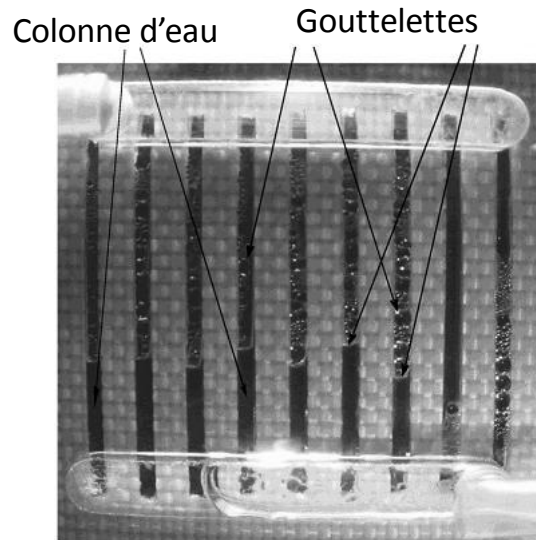


Figure 13 : Visualisation de l'eau dans les canaux d'une plaque bipolaire [F. Weng *et al.* 2007].

En régime statique, les conditions de noyage dépendent fortement de la température de la pile, des conditions de l'air ambiant (température et humidité) et de la stœchiométrie de l'air. Liu *et al.* [X. Liu *et al.* 2006] montrent qu'une faible température de pile (de l'ordre de 30°C) favorise la condensation de l'eau. Une plus forte température (supérieure à 75°C) va favoriser l'évaporation de même qu'augmenter l'activité des catalyseurs, avec cependant le risque de provoquer un assèchement. La température des gaz admis dans la pile a son importance, plusieurs auteurs [Barbir *et al.* 2005; H. Li *et al.* 2008] montrent que lorsque la température des gaz admis est supérieure à la température de la pile, l'eau se condense rapidement favorisant alors un noyage. Enfin il faut savoir que la stœchiométrie des gaz requis dans la pile afin d'éviter un noyage baisse en fonction de l'augmentation de température de la pile (plus la pile est chaude et plus l'eau s'évapore, ainsi un noyage peut être évité avec une stœchiométrie plus faible) [Buaud *et al.* 2008]. Néanmoins, des auteurs [F. Weng *et al.* 2006] conseillent une stœchiométrie de l'air entre 2 et 10 lorsqu'il n'est pas humidifié, voir une stœchiométrie de 15 en cas de gaz humide. Il faut aussi savoir que le besoin stœchiométrique d'une pile dépend de sa conception, et les piles récentes sont conçues pour fonctionner avec une stœchiométrie de l'air de l'ordre de 4.

En régime dynamique Spornjak *et al.* [Spornjak *et al.* 2007] mettent en évidence un noyage instantané de la pile lorsqu'elle passe de l'état « circuit ouvert » à l'état chargé (tension de cellule de 0.4V, température de la pile 50°C). Ce noyage est dû à la grande constante de temps des actionneurs des circuits fluidiques de la pile. Après une augmentation du débit d'air (due à la régulation des gaz suite à la mise en charge de la pile) le trop plein d'eau est évacué et la pile atteint un état stable au bout de 40 minutes.

Cependant, si le débit d'air reste insuffisant (cause par exemple d'une mauvaise régulation), les auteurs montrent que la pile reste dans un état partiellement noyé. Un même essai avec une

température de pile plus élevée (70°C), montre qu'il n'y a presque pas de création d'eau liquide (et donc pas de noyage).

On peut conclure à cela, qu'un noyage peut être efficacement évité en agissant sur le débit des gaz ou bien la température de la pile. Les phénomènes thermiques étant des phénomènes très lents face aux phénomènes électriques et fluidiques, il est alors plus judicieux d'agir sur le débit d'air [Boulon *et al.* 2010]. Si le débit d'air est assez élevé, alors la stœchiométrie est suffisante pour évacuer l'eau produite par la pile. Il n'y a donc pas obstruction des canaux par la présence d'eau liquide. Il faut cependant faire attention à ce que le débit ne soit pas trop élevé, au risque d'évacuer trop d'eau de la pile et provoquer un assèchement [Tüber *et al.* 2003; X. Liu *et al.* 2006; Spornjak *et al.* 2007; Buaud *et al.* 2008].

1.4.1.2. L'assèchement :

Un indicateur de la résistance de la membrane est définie par l'équation suivante (Pukrushpan *et al.*, 2004) :

$$R_{mem} = \frac{t_m}{\sigma_m} \quad (1-6)$$

Avec t_m l'épaisseur de la membrane et σ_m la conductivité de la membrane définie par :

$$\sigma_m = (b_{11} \lambda_m - b_{12}) \exp\left(b_2 \left(\frac{1}{303} - \frac{1}{T}\right)\right) \quad (1-7)$$

b_{11} , b_{12} et b_2 sont des constantes liées au matériau de la membrane, λ_m représente la teneur en eau dans la membrane et T est la température. Il en ressort une très forte dépendance de la résistance de membrane en fonction de son hydratation et la température.

La conductivité protonique σ_m d'une membrane peut être multipliée par 10 entre l'état sec et l'état gorgé d'eau [Pourcelly *et al.* 1990].

Une augmentation de la résistance de la membrane entraîne une augmentation des pertes par effet Joule et ainsi de la température locale de la membrane. L'augmentation des pertes entraîne une baisse des performances de la pile [Fouquet *et al.* 2006]. L'apparition de points chauds après une longue période peut détériorer la membrane de façon permanente. Enfin, à l'image d'une éponge, une membrane sèche voit sa rigidité augmenter. Ainsi elle devient plus sensible aux forces appliquées par la pression des gaz. Sa tenue mécanique s'en trouve réduite, ce qui peut entraîner l'apparition de fissure locale, de déchirement de la membrane ou des perforations [Knights 2004; Xue *et al.* 2006].

Un assèchement de membrane n'est pas un phénomène instantané. Dans les essais de Barbir [Barbir *et al.* 2005], la tension de cellule soumise à un assèchement met environ 15 minutes pour passer de 0.65V à 0.55V. Son recouvrement est cependant bien plus rapide, et la membrane redevient humidifiée en près de 250 secondes soit environ 4 minutes. De plus, il a été montré qu'une température de pile supérieure à 80°C facilite l'apparition d'un

assèchement de membrane un système d'humidification est alors souhaitable [Y. Park & Caton 2008; Barbir *et al.* 2005; X. Liu *et al.* 2006].

Comme pour le noyage, lors d'un assèchement toutes les cellules de la pile ne sont pas touchées. En effet lors d'un assèchement les cellules au centre de la pile sont les plus touchées en raison d'une température de pile non uniforme et plus élevée au centre [Eckl *et al.* 2004; Yousfi-Steiner *et al.* 2008; Y. Park & Caton 2008].

Il est possible de corriger un assèchement en augmentant le courant débité par la pile afin de générer plus d'eau (la production d'eau dans la pile est fonction du courant débité), en réduisant la stœchiométrie de l'air ou en abaissant la température de la pile [Eckl *et al.* 2004; X. Liu *et al.* 2006].

1.4.1.3. Sous-alimentation en gaz

Il est possible que les gaz n'atteignent pas les sites catalytiques en quantité suffisante. Une sous-alimentation en réactifs, connu aussi sous le terme anglais « starvation », peut venir :

- Lors d'une variation du flux due à une distribution non uniforme des gaz dans les canaux de la pile. Ceci peut être dû à la formation de gouttes d'eau dans les canaux, une variation de température ou une différence de géométrie (défaut de construction). Ceci ne concerne en général qu'un petit groupe de cellules.

- Lors d'un changement soudain de la consigne électrique, le temps de réponse électrique étant bien plus faible que le temps de réponse des actionneurs mécaniques des gaz. On évite donc d'imposer à la pile des échelons de courant en fixant une limitation en rampe. Ceci peut concerner la pile entière.

Une sous-alimentation va empêcher la réaction électrochimique entre l'oxygène et l'hydrogène de se produire correctement. Ceci entraîne une réduction de la densité de courant, de la tension théorique de la pile (tension de Nernst) et va augmenter la valeur de la surtension d'activation. La tension en sortie de la pile est donc abaissée [Riascos *et al.* 2007].

S'il n'y a plus d'hydrogène à oxyder, le potentiel de l'anode va augmenter jusqu'à pouvoir oxyder de l'eau, cela peut produire des dérivés réactifs qui peuvent entraîner la corrosion des catalyseurs. S'il n'y a pas de présence d'eau, les charbons poreux à l'anode sont oxydés. L'oxydation des charbons peut se faire entièrement en quelques heures et peut se produire dès que la tension de cellule passe en dessous de 0.2V [Herrera *et al.* 2009; Shao *et al.* 2007; T. Van Nguyen & Knobbe 2003]. La tension de cellule peut ainsi devenir négative, ce qui entraîne la décomposition des éléments chimiques, une dégradation non réversible des catalyseurs et l'apparition de points chauds qui dégradent la pile de façon permanente [Knights 2004; Taniguchi *et al.* 2004; Rodatz *et al.* 2004; Xue *et al.* 2006].

1.4.1.4. Migration de l'azote de la cathode vers l'anode

Il y a en permanence une très légère fuite des gaz à travers la membrane. La cathode alimentée en air qui contient principalement 20,95% d'oxygène et 78,08% d'azote, ce qui implique qu'une infime quantité d'azote traverse la membrane en même temps que l'oxygène et se retrouve à l'anode. L'oxygène réagit avec l'hydrogène alors que l'azote est un gaz inerte. Du côté anode, le circuit d'hydrogène contient un recirculateur qui permet de réintroduire dans la pile l'hydrogène non consommé. C'est donc un circuit fermé, ainsi l'azote s'accumule dans l'anode et bloque l'acheminement de l'hydrogène vers les sites catalytiques. Il faut alors faire une purge du circuit d'hydrogène afin d'évacuer l'azote [del Real *et al.* 2007; Andres Hernandez, Daniel Hissel, *et al.* 2008].

1.4.2. Les défauts permanents

Un défaut permanent est lié directement au cœur de la pile et est non réversible. C'est une détérioration des matériaux qui se manifeste par une évolution des paramètres physiques internes de la pile.

1.4.2.1. Défauts liés aux membranes

Les membranes doivent être humidifiées. Ainsi elles gonflent ou se contractent lorsqu'elles sont exposées à un changement d'humidité. Ceci peut entraîner des fuites de gaz ou bien une rupture de membrane.

Lorsque la pile fonctionne, une très faible quantité de combustible traverse la membrane et réagit avec l'oxygène sans produire de courant. Ce flux est quantifié par une densité de courant équivalente à ce qu'aurait produit l'oxydation de l'hydrogène normalement appelé densité de courant de fuite (J_n). La membrane est considérée défailante lorsque cette densité de courant augmente et dépasse 10-15mA.cm² au lieu de 1mA.cm² [Cleghorn *et al.* 2006]. Cette augmentation montre qu'il y a alors une rupture ou un trou dans la membrane, les gaz la traversent alors en grande quantité et entrent en combustion. Il en résulte une forte surproduction de chaleur qui détériore de façon dramatique la membrane en quelques minutes, ainsi qu'une forte baisse de pression [Husar *et al.* 2007]. L'arrêt de la pile est alors impératif le plus rapidement possible au risque de détériorer de façon irréversible les cellules voisines et provoquer un effet domino [Rodatz *et al.* 2004; Riascos *et al.* 2007].

Une rupture de membrane peut être provoquée par une érosion due à une réaction entre un ion métal du catalyseur et un radical d'HO₂ [Fowler *et al.* 2002], ou par une trop forte contrainte mécanique, c'est-à-dire une trop grande différence de pression entre l'anode et la cathode.

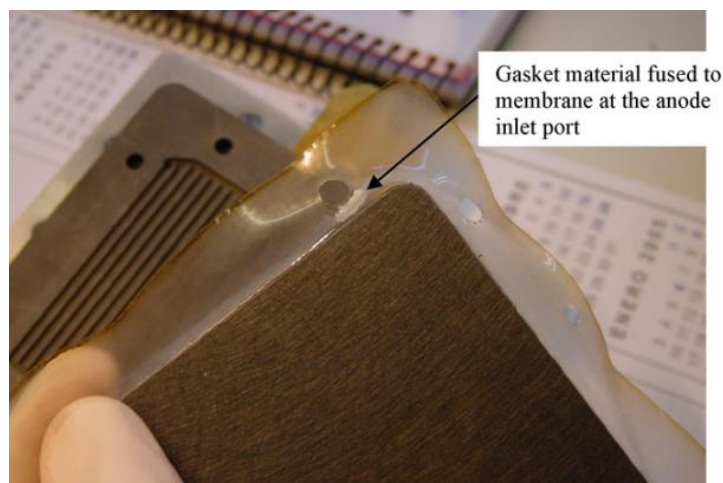


Figure 14 : Dégradation de la membrane suite à la combustion de l'hydrogène [Husar *et al.* 2007].

1.4.2.2. Empoisonnement de la pile

La contamination des catalyseurs ou de la membrane est l'une des principales causes de dégradation de la tension. La durée de vie ainsi que les performances d'une PEMFC peuvent être affectées par la qualité du comburant ou du combustible qui peut contenir des impuretés (contaminants).

Les contaminants peuvent être pour le carburant le CO, CO₂, H₂S, NH₃, et pour le comburant le NO_x, SO_x, CO, et le CO₂. La contamination du carburant est le résultat de la technique de reformage pour obtenir l'hydrogène. Dans le cas de l'utilisation d'un stockage d'hydrogène sous pression, l'hydrogène est d'une très grande pureté (supérieure à 99%) et a peu de chance de contenir des impuretés. Ce n'est pas le cas du comburant lorsque que l'air ambiant est utilisé. Par exemple, l'air des villes contient régulièrement de fortes concentrations de monoxyde de carbone ou de dioxyde de carbone dues, entre autres, aux véhicules à propulsion thermique. Pour atténuer les risques d'empoisonnement par l'air, il faut donc installer des filtres à très petites particules.

Ces impuretés contenues dans le carburant ou l'air empoisonnent de façon dramatique l'anode, la cathode et la membrane en particulier pour les basses températures. Elles se fixent à la surface des catalyseurs, bloquent les sites de réactions, pénètrent dans la membrane, et réduisent la conductivité ionique. La chute de tension provoquée par la présence de CO dans l'hydrogène, ou de NO₂ dans l'air, s'arrête immédiatement dès que ces gaz ne sont plus présents (pour ces contaminants l'empoisonnement est donc réversible) A l'inverse, la dégradation de tension n'est pas recouvré pour des contaminants tels que le H₂S, ou n'est que partiellement recouvrée avec du NH₃, du SO₂ suite à l'arrêt de la contamination. Une contamination va donc entraîner une forte chute des performances de la pile, parfois de façon permanente [Cheng *et al.* 2007; Knights *et al.* 2005; Shao *et al.* 2007].

Une mauvaise gestion de l'eau dans la pile provoque aussi des dégradations à long terme. L'eau transporte des contaminants jusqu'au catalyseur ou la membrane [Fowler *et al.* 2002].

1.4.2.3. Vieillessement de la pile

Le vieillissement de la pile se traduit par une réduction de ses performances électriques ($1-10\mu\text{Vh}^{-1}$) et ne peut être évité. Cette réduction est due à ses conditions de fonctionnements et aux procédures répétées de marche/arrêt. Cette baisse peut être attribuée à : une réduction de la conductivité ionique de la membrane, la formation de trous dans la membrane, une perte de l'activité des catalyseurs, de multiples empoisonnements, une détérioration des propriétés de transport de masse dans les couches poreuses, la corrosion des catalyseurs, la migration des catalyseurs (migration de particules de platine vers les charbons) et enfin des irrégularités de construction ainsi que les défauts de conception [Fowler *et al.* 2002; Schmittinger & Vahidi 2008; Colinart *et al.* 2009; Phlippoteau *et al.* 2008].

1.4.3. Autres défauts

Il existe d'autres défauts possibles qui ne proviennent pas de la pile elle-même mais qui ont un effet sur son fonctionnement. Ils ont lieu dans les circuits annexes de la pile ou le convertisseur statique associé. Moçotéguy montre dans [Philippe Moçotéguy *et al.* 2007] que les auxiliaires sont les causes majeures d'arrêt imprévu d'un système PàC.

1.4.3.1. Défaut du compresseur d'arrivée d'air

Il est possible que le compresseur qui alimente la pile en air soit défaillant. Ainsi l'air n'est plus suffisamment injecté dans la pile et la pression de l'air diminue. Cela a pour effet d'entraîner une sous-alimentation en oxygène de la pile, et du fait du manque de débit, une accumulation d'eau qui n'est plus suffisamment (voire plus du tout) extraite entraînant un noyage [Riascos *et al.* 2007].

1.4.3.2. Défaut du système de refroidissement

Un défaut de refroidissement entraîne une augmentation de la température de la pile. Dans une PEMFC, la membrane ne tolère pas un fonctionnement à des températures au-delà de $80-90^{\circ}\text{C}$, une dégradation importante et irréversible se produit alors [Rodatz *et al.* 2004]. La présence d'eau dans la pile est fortement dépendante de la température, ainsi à plus haute température un assèchement peut plus facilement se produire.

1.4.3.3. Défaut du convertisseur statique

La caractéristique électrique de la PEMFC impose dans la plupart des applications, d'associer à la pile un convertisseur statique. Ce dernier peut subir des défaillances qui, selon les topologies retenues, peuvent rendre l'ensemble générateur PàC hors service. Ces défaillances peuvent être par exemple un court-circuit, un circuit ouvert, une perte de contrôle ou une commande erratique. Les auteurs montrent dans [Philippe Moçotéguy *et al.* 2007] pour une application PàC stationnaire que le convertisseur est la cause de l'arrêt du système pour 8% des cas.

Les défaillances possibles dans des structures à base de pont triphasé sont développées dans [Mavier 2007]. L'auteur y présente ensuite des topologies de convertisseurs tolérantes aux pannes pour des applications aéronautiques.

Ainsi, la défaillance des convertisseurs est un point crucial à prendre en compte pour la conception d'un ensemble convertisseur-générateur PàC tolérant aux pannes. Néanmoins cette problématique ne sera pas développée dans ce mémoire, on se limitera aux défauts de pile. La problématique propre à la défaillance du convertisseur d'interface pour générateur PàC pourra faire l'objet d'une prochaine étude, et en particulier l'impact d'une défaillance électrique sur le comportement physique et électrochimique de la pile à combustible, de même que prévoir l'ajout de dispositifs de protection adaptés pour la PàC.

1.5. Conclusion

La pile à combustible, en tant que générateur localement propre, est un élément clé dans le développement des véhicules respectueux de l'environnement. Elle est cependant sujette à de nombreuses défaillances dont les principales sont réversibles. La montée en puissance des piles est limitée par des contraintes mécaniques ; la tenue mécanique et l'étanchéité d'un assemblage de plusieurs centaines de cellules reste difficile. Une autre possibilité de montée en puissance est l'augmentation de la surface active qui se heurte à une problématique de fluïdique, la distribution uniforme des gaz devient alors un vrai challenge. Ainsi la gestion fluïdique des piles de fortes puissances est un paramètre important qui va conditionner la gestion de l'eau dans la pile. C'est pourquoi dans la suite de cette thèse, les défauts du type noyage ou assèchement seront les défauts pris en compte, leurs diagnostics et leurs corrections seront présentés

Deuxième chapitre
Détection de défauts

2.1. Détection et corrections des défauts

Comme précisé au chapitre précédent, une mauvaise gestion des différents paramètres d'une pile peut l'amener à s'écarter de son fonctionnement nominal, et conduire à sa détérioration. Ainsi de façon à la faire fonctionner de manière optimale, il faut donc envisager des méthodes de surveillance, aussi appelées monitoring. La suite de ce chapitre se focalise donc sur la détection de défaillance de pile. Tout d'abord des méthodes de détection génériques sont présentées, suivies de leur application à la pile. Enfin une méthode de détection basée sur des mesures de tension et minimisant le nombre de capteurs est étudiée.

2.1.1. Méthodes de détection

Il est important pour le bon fonctionnement d'un système de pouvoir diagnostiquer en permanence son état de santé. Il faut, lors de l'apparition d'un défaut, pouvoir le détecter au plus vite et identifier sa cause afin de permettre aux algorithmes de commande d'assurer une continuité de service en corrigeant le défaut ou en faisant un fonctionnement dégradé du système. Afin d'observer l'état du système il est important de définir un ensemble d'indicateurs qui permettent d'établir si le système présente un défaut ou si le système présente un fonctionnement qui s'écarte du fonctionnement normal. Les méthodologies reposent sur des modèles analytiques, ou bien sur d'autres représentations.

Le concept de base du diagnostic est de détecter et localiser un défaut pour ensuite déterminer de quel type de défaut il s'agit. Pour cela le diagnostic se fait en plusieurs étapes.

La première étape est l'acquisition de données, à l'aide de capteurs et de mesures de signaux utiles. Une deuxième étape va mettre en forme les informations reçues afin de les rendre exploitables. C'est ici que diffèrent les méthodes. De là, une troisième étape consiste à diagnostiquer l'état du système par l'analyse des indicateurs de défauts pour ensuite décider ou non d'annoncer l'apparition d'un défaut. Cette analyse de défaut peut se faire soit de manière binaire, soit de manière statistique. Enfin la dernière étape a pour objectif de définir le type de défaut et de l'attribuer à un élément du système.

2.1.1.1. Méthodes utilisant des modèles

Un modèle est une représentation abstraite et souvent simplifiée d'un phénomène physique, il faut qu'il soit précis afin de décrire au mieux le comportement réel du système sans toutefois être trop complexe afin d'être facilement exploité. L'utilisation du modèle permet de détecter un écart entre le comportement nominal (donné par le modèle) et le comportement en défaut (le système lui-même).

Une des caractéristiques de cette méthode est que l'écart obtenu, aussi appelé résidu, est proportionnel à la gravité du défaut ou nul lors d'un fonctionnement normal. De plus il permet dans la majeure partie des cas de retrouver la source du défaut, et d'agir sur la commande du système afin de le corriger ou de réaliser un fonctionnement dégradé.

De là il est évident qu'un modèle trop simpliste ne donnera pas un comportement précis du système et ne permettra pas une bonne détection de défaut.

A l'inverse, un modèle précis coûte cher en temps de calcul et peut conduire à une impossibilité de diagnostic en temps réel. Ceci est particulièrement vrai si le système est complexe et met en relation un nombre important de paramètres comme c'est le cas pour la pile qui est un système multiphysique couplé. De plus l'utilisation de modèles non-linéaires oblige à utiliser des techniques de diagnostic complexes [Andres Hernandez, Daniel Hissel, *et al.* 2008].

Par la suite quelques méthodes de diagnostic basées sur la redondance analytique sont présentées. Cette méthode est basée sur la construction d'une équation mettant en œuvre toutes les variables connues. Les principales approches sont : la construction d'un espace de parité, la reconstruction d'état et l'estimation paramétrique.

2.1.1.1.1. La construction d'un espace de parité

Cette méthode décrite dans [Brunet *et al.* 1990] consiste à écrire « n » équations avec « m » variables pour $n > m$. Il y a alors dans l'espace de parité « m » variables à mesurer et « n » capteurs.

Il est alors possible d'écrire n-m équations de la forme

$$Wy(k) = 0 \quad (2-8)$$

avec $y(k)$ un vecteur d'ordre R^n des mesure à un instant « k » et W une matrice de dimension $(n - m) \times m$ tel que :

$$WC = 0 \quad (2-9)$$

avec C une matrice des mesures d'ordre $n \times m$

Il est alors possible d'écrire le système, à un instant « k » et en l'absence de bruit de mesure :

$$p(k) = WC x(k) + WF d(k) \quad (2-10)$$

avec $x(k)$ un vecteur de variable, F une matrice de projection permettant de traduire la direction des défauts et $d(k)$ un vecteur de défauts.

Ainsi le vecteur $p(k)$ est nul en absence de défaut tandis que le rang de la matrice WF donne le nombre de défauts identifiables.

2.1.1.1.2. La reconstruction d'état

Cette méthode consiste à construire un observateur qui estime la sortie du système. La représentation d'état du système s'écrit sous la forme :

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) \\ x(0) &= x_0 \end{aligned} \quad (2-11)$$

et l'estimateur complet d'état est de la forme :

$$\begin{aligned}\frac{d\hat{x}(t)}{dt} &= A \hat{x}(t) + B u(t) + L (y(t) - C \hat{x}(t)) \\ \hat{y}(t) &= C \hat{x}(t) \\ \hat{x}(0) &= \hat{x}_0\end{aligned}\tag{2-12}$$

La sortie reconstruite est alors comparée à la mesure de la sortie réelle du système pour ensuite être analysée. De cette analyse, on détermine s'il y a ou non l'apparition d'un défaut.

2.1.1.2. Méthodes sans modèle

L'utilisation d'un modèle implique que l'on connaisse le système. Cependant pour les systèmes multi-physiques complexes, ces modèles sont très difficiles à réaliser. Une autre méthode consiste donc à établir des seuils de bon et mauvais fonctionnements sur des signaux pour ensuite déterminer l'état du système.

2.1.1.2.1. Arbres de décisions

L'arbre de décisions est une représentation d'une succession de décisions/événements. Chaque événement est généré du niveau inférieur par l'intermédiaire d'opérateurs du type « et » « ou » et les décisions sont validées à l'aide de règle du type « si » « alors » « sinon ». Cette succession d'événements produit un chemin permettant de déterminer si le système est en défaut ou non, et d'identifier le défaut.

2.1.1.2.2. La logique floue

Le partitionnement flou :

Le principe du partitionnement est d'allouer des mesures à une classe, chaque classe correspondant à un type de défaut. Le degré d'appartenance à cette classe est évalué en temps réel. Il en résulte une probabilité d'occurrence de tel ou tel défaut en fonction de mesures effectuées[D. Xu 2004].

L'analyse en composantes principales :

L'analyse en composantes principales (ACP) est une méthode basée sur une transformation de l'espace de représentation des données en un nouvel espace de dimension inférieure, elle est aussi appelée transformée de Hotelling. Elle permet ainsi de réduire l'information en un nombre de composantes plus limité.

L'ACP détermine une transformation optimale de la matrice de donnée X [Tharrault *et al.* 2009]:

$$T = XP \text{ et } X = TP^T\tag{2-13}$$

T est la matrice des composantes principales et $P = [p_1 \ p_2 \ \dots \ p_n]$ où les vecteurs orthogonaux p_i sont les vecteurs propres correspondant aux valeurs propres λ_i de la décomposition en valeurs et vecteurs propres de la matrice de covariance (ou de corrélation) Σ de X :

$$\Sigma = P\Lambda P^T \text{ avec } P P^T = P^T P = I_n\tag{2-14}$$

avec Λ une matrice diagonale où les termes diagonaux sont ordonnés dans l'ordre décroissant. Les valeurs propres de la matrice Σ de covariance permet de déterminer le nombre ℓ de composantes principales à retenir. La matrice des vecteurs propres est alors partitionnée sous la forme :

$$P = (\hat{P} \tilde{P}) \quad (2-15)$$

La partie principale des données peut être ensuite calculée ainsi que sa partie résiduelle avec :

$$\hat{X} = X\hat{P}\hat{P}^T = XC_\ell \quad (2-16)$$

$$E = X - \hat{X} = X(I - C_\ell) \quad (2-17)$$

Avec $C_\ell = \hat{P}\hat{P}^T$

Enfin si le $J^{\text{ème}}$ terme de la diagonale de C_ℓ est proche de 1 et que le reste des termes de la ligne sont nuls alors cette variable n'est corrélée avec aucune autres et est donc estimée à partir de sa mesure.

2.1.2. Détection appliquée à la pile

Une variation de la puissance demandée par la charge modifie la production d'eau dans la pile. Une augmentation de la charge va générer une augmentation de la génération d'eau à la cathode. Cette augmentation doit être compensée par une augmentation du débit de gaz qui a un temps de réponse plus long. Il faut donc une stratégie de contrôle de la pile prenant en compte des possibles changements de demande de puissance afin d'obtenir les meilleures performances de la pile.

Pour cela, [Xue *et al.* 2006] proposent une méthode pour surveiller l'état de santé d'une pile par une approche statistique. La tension de pile est mesurée puis comparée à un modèle de pile fonctionnant dans les mêmes conditions en utilisant les statistiques T^2 de Hotelling. Cependant cette méthode ne permet pas d'identifier le défaut. D'autres auteurs, comme [Görgün *et al.* 2006] proposent une méthode à base de modèle qui consiste à construire un estimateur de la teneur en eau de la membrane. Cette méthode requiert la mesure de la tension de cellule, du courant, de la température et de la pression totale de l'anode et de la cathode. L'estimateur est applicable uniquement lorsque le courant de la pile est non nul, étant donné qu'il s'appuie sur la chute de tension résistive dans la pile induite par le courant qui la traverse. De plus la prise en compte de certains phénomènes transitoires dans un modèle coûte cher en temps de calcul ce qui rend la détection difficilement utilisable dans un système temps réel [Schumacher2004].

Ainsi, pour la gestion en temps réel de la pile, beaucoup de recherches se focalisent sur des techniques de diagnostic basées sur l'observation de certains paramètres de la pile, ou indicateurs, afin de détecter au plus tôt l'apparition d'un défaut.

Des études portent sur une détection de défaut grâce à l'ajout d'éléments dans la pile. C'est le cas de [Herrera *et al.* 2009] qui proposent pour détecter un noyage, un assèchement de membrane ou une sous-alimentation, d'installer des électrodes de mesures en platine positionnées à l'arrivée et la sortie du circuit d'hydrogène d'une cellule. Ces électrodes sont connectées à l'anode et la cathode, et la différence de potentiel entre les deux électrodes est mesurée puis son écart type est calculé. Si le potentiel entre les deux électrodes est négatif et que l'écart type est constant alors il y a un assèchement, si le potentiel ainsi que l'écart type sont positifs et présentent des pics alors il y a un noyage, enfin si le potentiel est très négatif avec un écart type élevé alors la stœchiométrie du combustible est trop faible.

C'est aussi le cas de [Saptarshi Basu *et al.* 2006; B.M. Cetegen *et al.* 2007] qui proposent d'utiliser une fibre optique couplée à une diode laser afin de déterminer la pression partielle de l'eau dans une pile en faisant une spectroscopie par absorption. De plus, l'auteur indique qu'en présence de gouttes d'eau, le laser est partiellement bloqué. Il est alors possible de réaliser une gestion de l'eau. Dans des futurs travaux les auteurs espèrent en plus mesurer la température en même temps que la quantité de vapeur.

Ces deux méthodes sont très intrusives, imposent des modifications physiques dans la pile et sont appliquées dans le cas d'une cellule seule ou d'un très faible empilement. Elles ne sont, pour l'heure, pas adaptées pour une application embarquée de puissance. D'autres auteurs cherchent donc des indicateurs déjà présents dans la pile.

Un indicateur possible est la mesure de la chute de pression dans la pile. Plusieurs auteurs [Barbir *et al.* 2005; H. Li *et al.* 2008; Lu *et al.* 2009; Görgün *et al.* 2006] proposent d'observer la chute de pression entre l'entrée et la sortie de la pile et concluent qu'elle est un indicateur fiable de noyage. Liu *et al.* [X. Liu *et al.* 2007] observent avec une cellule transparente la formation d'eau dans la cathode et confirment le lien direct entre la présence d'eau liquide dans les canaux et la chute de pression. En contrepartie, cet indicateur ne permet pas de détecter un assèchement et n'est donc pas suffisant.

Grâce à une spectroscopie d'impédance [Mérida *et al.* 2006] ont montré que l'impédance de la pile augmentait progressivement plus la pile était déshydratée et cela sur toute la gamme de fréquence de la spectroscopie, alors qu'en cas de noyage l'impédance n'est que peu modifiée (principalement dans les basses fréquences de la spectroscopie). Ainsi une déshydratation de la pile est mesurable dans une gamme de fréquence de 0.5-100kHz et un noyage dans une gamme de fréquence de 0.5-100Hz. Un brevet de [D. A. Harrington & Donis 2003] utilise ce principe pour déterminer une des deux défaillances de la pile. Avec la comparaison de la valeur mesurée de l'impédance à un critère de défaillance, l'état de la pile est déterminé. [Brunetto *et al.* 2004; Brunetto *et al.* 2009] proposent d'utiliser la spectroscopie d'impédance pour observer les paramètres de la pile (résistances, impédances). Il est alors possible de détecter un noyage ou un assèchement. Leur particularité est d'utiliser pour la spectroscopie

non pas un signal sinusoïdal mais un signal contenant des harmoniques. Le temps de mesure est alors divisé par trois et le signal injecté perturbe moins la pile.

Le matériel pour effectuer les mesures d'impédance est assez coûteux. Afin de s'affranchir d'appareil supplémentaire, des travaux consistant à réaliser une spectroscopie d'impédance par l'intermédiaire du convertisseur associé à la pile ont été initiés par [Narjiss *et al.* 2008].

La spectroscopie d'impédance, permet donc une détection rapide de l'assèchement mais la détection du noyage est moins évidente. C'est pourquoi [Barbir *et al.* 2005] proposent de mesurer les chutes de pression dans la pile ainsi que de mesurer la résistance de la membrane à l'aide d'une spectroscopie. Il est alors possible de détecter un noyage (chute de pression) ou un assèchement (augmentation de la résistance). Toujours en complément d'une spectroscopie d'impédance [Fennie *et al.* 2001] proposent une méthode à base de logique floue pour déterminer des défauts de noyage ou d'assèchement de pile à l'aide d'une analyse d'impédance, une mesure du courant et d'une mesure de la tension.

L'utilisation de la spectroscopie d'impédance donne beaucoup d'information sur la pile mais impose de stabiliser la pile à un point de fonctionnement durant la mesure, ce qui n'est pas toujours possible dans une application réelle. C'est pourquoi, au lieu de mesurer l'impédance de la pile avec un grand balayage de fréquence, [Schumacher *et al.* 2004] proposent de mesurer l'impédance de la membrane seulement à la fréquence de 1kHz. Ils mesurent aussi l'humidité de l'air en sortie de la cathode, la température au milieu de la pile et sur les côtés, ainsi que les tensions de chaque cellule pour ensuite utiliser la logique floue pour faire un diagnostic. Cette dernière solution a pour désavantage de nécessiter beaucoup de mesures.

Un dernier indicateur possible est la tension de cellule. En effet, le résultat immédiat d'un défaut dans la pile se traduit par une chute de tension aux bornes de la cellule en cause. Cependant la détection d'une chute de tension seule n'est pas suffisante pour identifier la nature du défaut, il faut des informations supplémentaires. La montre que l'influence d'un défaut sur la tension n'est pas différenciable à faible et moyenne densité de courant [E. Frappé *et al.* 2010] ce qui impose de disposer d'un indicateur supplémentaire.

[Bencherif *et al.* 2005] proposent un procédé de gestion d'un système de pile à combustible, permettant de détecter un empoisonnement au monoxyde de carbone et/ou un noyage à l'aide de mesures de tension. Pour détecter un empoisonnement : il mesure la tension aux bornes de chaque cellule de la pile, calcule la différence de tensions électriques entre une tension moyenne de cellule \bar{U}_{cell} et une tension moyenne de cellule prédéterminée U_{cell}^0 et compare la différence de tensions $\bar{U}_{cell} - U_{cell}^0$ à une valeur de seuil ΔU_{seuil} . Lorsque la différence de tension est supérieure ou égale à ΔU_{seuil} alors il y a empoisonnement.

Pour détecter un noyage : l'écart type $\sigma_{U_{cell}}$ des tensions mesurées est calculé et comparé à un écart type de seuil σ_{seuil} prédéterminé. Il y a noyage lorsque l'écart type $\sigma_{U_{cell}}$ est supérieur ou égal à l'écart type σ_{seuil} . Il manque dans cette solution la détection de l'assèchement.

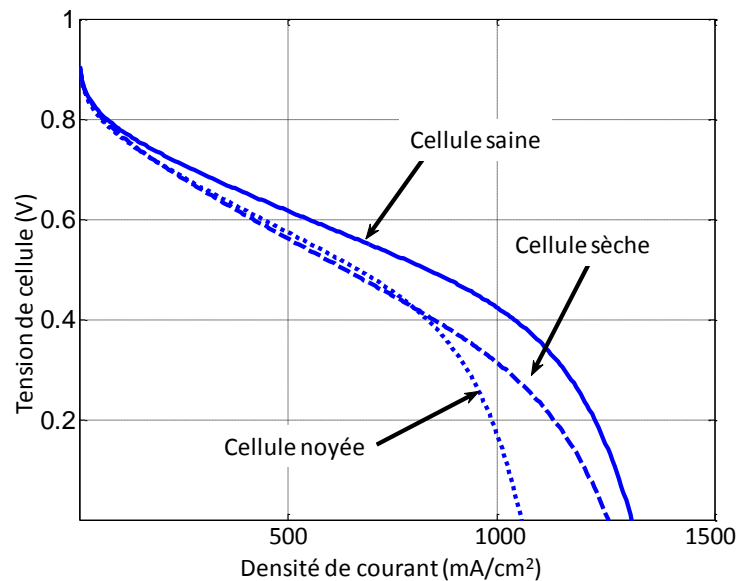


Figure 15 : Courbes de polarisation d'une cellule en fonction de l'état de santé.

Il n'existe donc pas, pour l'heure, une méthode de détection universelle, et il faudra donc choisir la plus adaptée selon l'application considérée.

2.1.3. Correction des défauts

Une grande partie des recherches sur la pile PEM porte sur la gestion de l'eau, qui est un des freins actuel à sa commercialisation.

En effet, la gestion de l'eau dans une PEMFC est un élément important à son bon fonctionnement. Un manque d'eau réduit la conductivité de la membrane et entraîne une augmentation des pertes Joule. A l'inverse, une trop forte concentration d'eau bloque le passage de gaz qui n'est alors plus en quantité suffisante au bon fonctionnement de la pile. L'aspect le plus critique de la gestion de l'eau est qu'il faut hydrater suffisamment la membrane afin qu'elle ait une bonne conductivité protonique sans pour autant provoquer un noyage.

Le noyage est un phénomène peu compris et fait l'objet de beaucoup d'études depuis quelques années. Il n'existe pas à ce jour de stratégie universelle de gestion de l'eau, à cause des multiples paramètres qui entrent en jeu (température de pile, pression, structure des matériaux,...) [H. Li *et al.* 2008].

Des recherches ont portées sur l'extraction passive de l'eau grâce à l'optimisation des matériaux de la pile. Elles consistent à insérer des matériaux microporeux hydrophobes entre le catalyseur et la couche de diffusion des gaz ou bien d'appliquer des traitements hydrophobes à la GDL [H. Li *et al.* 2008]. D'autres auteurs se sont intéressés à la disposition des canaux de diffusion des gaz dans les plaques bipolaires et ont montrés qu'elle joue un rôle

important dans l'évacuation de l'eau, en favorisant plus ou moins le passage de l'eau [X. Liu *et al.* 2006; H. Li *et al.* 2008]. Pour finir [Watanabe *et al.* 1996] ont étudié une membrane auto-hydratée qui permet de s'affranchir de système d'humidification externe à la pile.

Cependant, la gestion passive de l'eau n'est pas suffisante, c'est pourquoi d'autres stratégies sont étudiées.

[Voss *et al.* 1995] ont étudié l'extraction de l'eau par l'anode. L'eau produite à la cathode traverse la membrane pour ensuite être évacuée à l'anode. Pour cela une différence de pression est appliquée entre l'anode et la cathode, cette différence de pression va forcer l'eau liquide vers l'anode. Cependant cette méthode requiert de fortes pressions de fonctionnement, le compresseur d'air est plus sollicité occasionnant une charge parasite supplémentaire. L'extraction de l'eau par l'anode peut être améliorée en augmentant la stœchiométrie de l'hydrogène ou en réduisant la stœchiométrie de l'air, ceci permet d'augmenter l'effet de diffusion dans la membrane [Bonnet *et al.* 2008]. Néanmoins, une grande différence de pression entre le combustible et le comburant crée des contraintes mécaniques sur la membrane qui peuvent l'endommager et entraîner la formation de point chaud. [Y. Park & Caton 2008; Rodatz *et al.* 2004; Buie *et al.* 2006].

[Barbir *et al.* 2005] proposent d'augmenter les débits des gaz afin d'évacuer plus d'eau, d'augmenter la température des gaz et celle de la pile. L'augmentation du débit de l'air permet d'évacuer plus efficacement l'eau de la pile, cependant l'utilisation accrue d'un compresseur engendre une charge parasite supplémentaire. Par ailleurs, un débit d'air trop important peut entraîner l'effet inverse c'est-à-dire un assèchement [Bonnet *et al.* 2008].

[Buie *et al.* 2006] ont adapté une pompe électro-osmotique dans une pile afin d'éviter les noyages. Une plaque de verre poreux hydrophile constitue les parois des canaux de distribution de l'air. Sous l'application d'une tension électrique aux bornes de la plaque, l'eau va être aspirée puis rejetée dans un conduit d'évacuation. Il n'y a alors plus d'accumulation d'eau dans la pile et donc pas de noyage. [Litster *et al.* 2009] ont aussi adapté une pompe électro-osmotique dans une pile afin d'évacuer l'eau de manière active.

A l'inverse, l'hydratation de la membrane peut se faire par l'humidification des gaz l'aide d'un bulleur ou d'une membrane humide, ou bien par l'injection directe d'eau liquide à l'anode. Cette dernière permet d'humidifier très efficacement la membrane et fournit plus d'eau pour la réaction d'électro-osmose dans la membrane, sans pour autant noyer l'anode. Cependant cette méthode est vraiment optimale pour une disposition des canaux du type interdigité (qui permet d'évacuer plus d'eau de la GDL) [Wood *et al.* 1998].

La gestion de l'eau est encore au cœur des recherches sur la pile à membrane échangeuse de proton et reste pour l'instant un réel problème pour la fiabilité de la pile. Une mauvaise

gestion de l'eau influence les performances de la pile et peut créer des dégradations permanentes.

2.2. Méthode de détection proposée

Les différentes méthodes de détections proposées précédemment requièrent soit un grand nombre de capteurs (mesures des tensions cellules, de pression,...), soit demandent des grandes capacités de calcul, ce qui permet difficilement une détection en temps réel. De plus, la plupart de ces méthodes portent sur des piles mono cellules ou à faible empilement. Pour la suite de l'étude, une détection basée sur la mesure des tensions de cellules est choisie. La mesure de tension permet la détection rapide d'un fonctionnement anormal. L'utilisation d'une information supplémentaire va permettre de réduire le nombre de capteur requis et permettre une identification de défaut.

2.2.1. Observations des disparités au sein de la pile

Les méthodes basées sur la mesure des tensions aux bornes des cellules requièrent peu de capacités de calcul, mais ont besoin que toutes les tensions soient mesurées dans un temps très court (l'utilisation de multiplexeur fait qu'un certain temps c'est écoulé entre la première mesure et la dernière). En effet, en cas de variation de charge, une mesure va enregistrer des niveaux de tension différents, correspondant aux différents états de charge, qui peuvent être interprétés comme une défaillance. De plus, dans le cas d'une application embarquée, il devient critique de mesurer un très grand nombre de cellules, particulièrement dans le cas d'une association multi-stack ou plusieurs centaines de cellules doivent être instrumentées [Mulder *et al.* 2008].

De plus, des auteurs ont mis en évidence qu'un défaut lié à la présence d'eau dans la pile ne se produit pas dans toutes les cellules, mais est généralement localisé selon la nature du défaut, par exemple qu'il soit un noyage ou un assèchement [Andres Hernandez, Outbib, *et al.* 2008; Ramousse *et al.* 2010; M. Miller & Bazylak 2011].

Il y a plusieurs raisons à cela. Il a été montré au chapitre 1 que la présence d'eau dans la pile, et par conséquent dans une cellule, est fortement dépendante de la température et du débit des gaz. Des auteurs [F. Gao *et al.* 2010; Ramousse *et al.* 2010] ont montré une distribution de température non uniforme tout au long de la pile, le centre de la pile est plus chaud que ses extrémités. De plus, si les cellules sont électriquement en série, l'alimentation des gaz se fait en parallèle. Ainsi, une disparité des débits de gaz entre les différentes cellules peut avoir lieu [P. A. C. Chang *et al.* 2006] provoquée par de petites différences entre les plaques dues à la conception de ces dernières [Suman Basu *et al.* 2009].

Les disparités de températures et de débits des gaz mènent donc à l'apparition de défauts localisés. Un assèchement se produit sur les cellules les plus chaudes situées au milieu de la

pile [Jang *et al.* 2008; Eckl *et al.* 2004], tandis qu'un noyage se produit dans les cellules les plus froides situées aux extrémités [W. H. Zhu *et al.* 2004; Wasterlain 2010].

Ramousse *et al.* [Ramousse *et al.* 2010] ont expérimenté des noyages et des assèchements sur une pile de 65 cellules et ont montré que les plus fortes chutes de tensions provoquées par les défauts se produisaient toujours dans les mêmes cellules. Ceci est dû à la conception de la pile ainsi qu'aux disparités thermique et fluidique qui lui sont liées. Ces cellules peuvent donc être considérées comme représentatives de l'état de santé de la pile.

Plusieurs autres auteurs ont constaté ce comportement. [Eckl *et al.* 2004] ont expérimenté des assèchements sur une pile de 20 cellules. Pour cela ils ont augmenté le débit d'air et coupé le refroidissement de la pile. Les cellules touchées par l'assèchement sont localisées au centre de la pile, les plus touchées sont les cellules 9, 11, 13. D'autres [Y. Park & Caton 2008] ont aussi expérimenté des assèchements sur une pile de huit cellules. Les plus fortes chutes de tension se sont produites sur les cellules 4, 5, 6.

À l'inverse des essais de noyage ont montré que les cellules touchées sont situées à l'entrée et la sortie de la pile. Ceci s'explique par le fait que l'air pénétrant dans la pile va rapidement condenser dans les premières cellules. Ensuite, l'eau, amenée et produite dans la pile, sera présente en plus grande quantité en sortie de pile, là où elle est évacuée. Ceci est vérifié par Hernandez *et al.* [Andres Hernandez, Outbib, *et al.* 2008] qui ont expérimenté des noyages sur une pile de 20 cellules. Dans leurs essais, le noyage se produit exclusivement dans les cellules 4, 5, 6 pour l'entrée et 18 et 19 pour la sortie de pile. Il en est de même pour celles de Eckl ; [Eckl *et al.* 2004] ont réduit la température de la pile à 40°C ainsi que la stœchiométrie de l'air. Ils ont pu observer une chute de tension dans les cellules 3 et 5. Enfin, les équipes de Corbo [Corbo *et al.* 2007] ont observé le noyage des cellules 6 et 28 d'une pile de 34 cellules. On peut en conclure, qu'un noyage se produit là où la pile a sa température la plus basse : ses extrémités. Alors qu'un assèchement se produit là où la pile est la plus chaude : son centre.

2.2.2.Méthode de détection

De ces observations, une méthode de détection a été étudiée. Elle met en œuvre des mesures de tension de cellule qui donnent une information instantanée sur la condition de la cellule (ou d'un groupe de cellule). Cette mesure de tension est alors couplée à une information spatiale : le positionnement du capteur de tension au long de la pile qui permettra alors une identification.

Ainsi la détection d'une chute de tension sur les extrémités de la pile doit permettre d'identifier la présence d'un noyage. Au contraire, une chute de tension qui se produirait au centre de la pile doit permettre de détecter un assèchement.

Cette détection et identification ne requiert donc que 3 mesures de tension judicieusement positionnées. Elle est dans un premier temps étudiée par simulation, pour cela un modèle de pile qui permet de reproduire la disparité thermique de la pile ainsi que les chutes de tension provoquées par un défaut est nécessaire.

2.2.3. Modélisation de la PEMFC

2.2.3.1. Comportement électrique d'une cellule

Une PàC (ou une cellule de PàC) ne fournit pas une tension fixe. En effet la tension va fortement chuter en fonction du courant et selon le point de fonctionnement. Ainsi pour les études futures il est important de pouvoir reproduire le comportement électrique d'une pile.

La transformation d'une énergie chimique en énergie électrique d'une transformation réversible est donnée par le potentiel thermodynamique théorique : $E^0 = -\frac{\Delta G^0}{nF}$

avec :

ΔG^0 : enthalpie libre de réaction (= - 237kJ/molH₂ à l'état standard)

n : nombre d'électrons échangés dans les réactions électrochimiques élémentaires.

F : constante de Faraday (= 96500 C)

Ainsi à l'équilibre, pour une pression standard et pour une température de 25°C : $E^0 = 1.23V$. Ce potentiel dépend de la température et de la pression, cependant il est possible grâce à la loi de Nernst d'isoler la dépendance par rapport à la pression avec la formule suivante [Vishnyakov 2006; Larminie & Dicks 2003] :

$$E_{th} = E^0 + \frac{RT}{nF} \ln \left(P_{H_2} (P_{O_2})^{\frac{1}{2}} \right) \quad (2-18)$$

Avec

E^0 : potentiel thermodynamique standard = 1,23V

R : constante molaire des gaz = 8,31J.K⁻¹

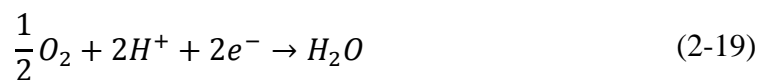
T : température en Kelvin

P_{H_2}, P_{O_2} : pression partielle de l'hydrogène et de l'oxygène

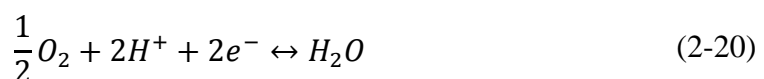
Cependant, un certain nombre d'irréversibilités vont faire chuter ce potentiel. Elles sont classées en trois catégories : la surtension (ou perte) d'activation, la surtension (ou perte) ohmique et la surtension (ou perte) de diffusion aussi appelée de concentration.

La surtension d'activation :

Contrairement à ce que l'on pourrait penser, à la cathode, la réaction suivante s'effectue bien en l'absence de courant :



Cependant la réaction inverse s'effectue au même instant créant ainsi un équilibre :



Ce va et vient d'électrons forme un faible courant appelé courant d'échange et représente l'activité des électrodes.

De plus, une petite quantité d'hydrogène, ou quelques électrons traversent en permanence la membrane et vont réagir avec l'air de la cathode sans que la pile produise de courant, cette fuite est caractérisée par un courant interne dit de fuite et provoque une chute de tension.

Il en résulte une tension à vide de la pile (appelée V_{OCV}) plus faible que le potentiel thermodynamique et qui se situe aux alentours de 1V.

Enfin lorsque la pile débite un courant faible, une forte chute de tension est immédiatement générée. Cette surtension représente le fait qu'il faut de l'énergie pour générer la réaction. Ces chutes de tension sont appelées surtension d'activation et sont données par l'équation de Tafel suivante :

$$\eta_{act} = \frac{RT}{E\alpha F} \ln\left(\frac{J + J_n}{J_0}\right) \quad (2-21)$$

Avec α le coefficient de transfert de charge, J densité de courant, J_0 la densité de courant d'échange, J_n la densité de courant de fuite (aussi appelé crossover en anglais).

La surtension ohmique :

Les pertes ohmiques sont facilement modélisables, elles sont provoquées par les plaques bipolaires, les électrodes, et les connexions qui forment des résistances électroniques, ainsi que par la membrane et les zones actives des électrodes qui forment des résistances protoniques. Ces résistances provoquent une chute de tension proportionnelle au courant débité par la pile. La surtension ohmique est principalement due à la résistance de la membrane et s'écrit de la forme suivante :

$$\eta_{ohm} = R_{mem} J \quad (2-22)$$

L'indicateur de la résistance de membrane se calcule avec les formules (1-6) et (1-7) données précédemment et qui sont rappelées ici :

$$R_{mem} = \frac{t_m}{\sigma_m} \quad (2-23)$$

Avec t_m l'épaisseur de la membrane et σ_m la conductivité de la membrane définie par :

$$\sigma_m = (b_{11} \lambda_m - b_{12}) \exp\left(b_2 \left(\frac{1}{303} - \frac{1}{T}\right)\right) \quad (2-24)$$

b_{11} , b_{12} et b_2 sont des constantes liées au matériau de la membrane, λ_m représente la contenance d'eau dans la membrane et T est la température.

La surtension de diffusion :

Des pertes de diffusion apparaissent aux fortes densités de courant. Elles sont provoquées par la cinétique de diffusion des gaz à travers les électrodes (pour un fort courant demandé, l'alimentation en molécules d'oxygène devient insuffisante pour la réaction) et/ou par des phénomènes de noyage. Cette chute de tension est donnée par la formule empirique suivante :

$$\eta_{diff} = m \exp(n J) \quad (2-25)$$

Avec m et n des paramètres dépendant de la pile, des valeurs typiques de m et n sont $3.10^{-5} V$ et $8.10^{-3} cm^2 \cdot mA^{-1}$ respectivement [Larminie & Dicks 2003].

Enfin la tension d'une cellule est donnée par la relation suivante :

$$V_{cell} = E_{th} - \eta_{act} - \eta_{ohm} - \eta_{diff} \quad (2-26)$$

Le tracé de la tension de cellule en fonction du courant débité (aussi appelé courbe de polarisation statique) est montré figure 16. Cette courbe montre qu'une PàC n'est ni une source de tension ni une source de courant. La tension de pile peut donc varier d'un rapport un demi entre un fonctionnement à vide et un fonctionnement nominal. Cette forte dynamique n'est pas compatible avec des applications qui nécessitent une alimentation par un bus DC fixe, telles des applications de transport. C'est pourquoi il est nécessaire d'utiliser une interface électronique de puissance adaptée afin de stabiliser la tension.

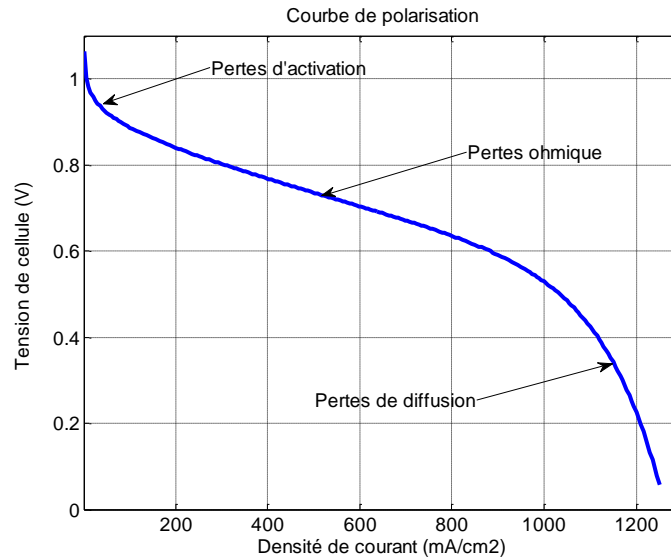


Figure 16 : Courbe de polarisation U/I

Pour que la modélisation corresponde avec le système PàC réel, les équations (2-21) et (2-26) sont modifiées comme ceci :

On appelle V_{ocv} la tension à vide aux bornes de la cellule obtenue en mélangeant (2-18) et (2-21) :

$$V_{ocv} = E_{th} + \frac{RT}{2\alpha F} \ln(J_0) \quad (2-27)$$

Ainsi (2-21) devient :

$$\eta_{act2} = \frac{RT}{2\alpha F} \ln(J + J_n) \quad (2-28)$$

Enfin (2-26) peut alors s'écrire :

$$V_{cell} = E_{ocv} - \eta_{act2} - \eta_{ohm} - \eta_{diff} \quad (2-29)$$

Prise en compte de la capacité double couche :

Lorsque deux matériaux différents sont en contact, il se crée une accumulation ou un transfert de charges de l'un vers l'autre. Ainsi des électrons s'accumulent du côté de l'électrode tandis que des protons s'accumulent du côté de la membrane. Ce phénomène de double couche est celui rencontré dans les supercondensateurs. Ainsi dans une pile PEM, le courant total lorsqu'une réaction chimique se produit est égal à la somme du courant lié au phénomène d'activation (nommé J_f) et du courant capacitif (nommé J_c) de la double couche

électrochimique. Il en résulte que le courant d'activation ne peut plus changer instantanément et est donc couplé au potentiel fixé par la double couche (V_{cdl}) [Guillaume Fontes 2005].

Ce phénomène peut être efficacement modélisé par une capacité en parallèle à la tension à vide, la surtension d'activation mais aussi à la surtension de diffusion. Cependant il n'est alors plus possible de modéliser la surtension d'activation par une source de tension, on y préférera une source de courant commandé par une tension définie à partir de (2-28) comme ci-contre :

$$J_f = \exp\left(\frac{\eta_{act2}}{A}\right) - J_n \quad (2-30)$$

Avec $A = \frac{RT}{2\alpha F}$.

Le potentiel de la surtension d'activation est maintenant imposé par la capacité de double couche.

Le schéma électrique du modèle est montré figure 17 et provient de [Guillaume Fontes 2005]. La capacité de double couche est positionnée en parallèle à la tension à vide et aux différentes surtensions. Du fait de la présence du condensateur, les phénomènes d'activation sont modélisés par une source de courant J_f pilotée par la tension η_{act} et les phénomènes de diffusion sont modélisés par une source de tension η_{diff} pilotée par un courant. Les chutes de tension ohmiques sont représentées par une résistance et ne sont pas affectées par la capacité de double couche.

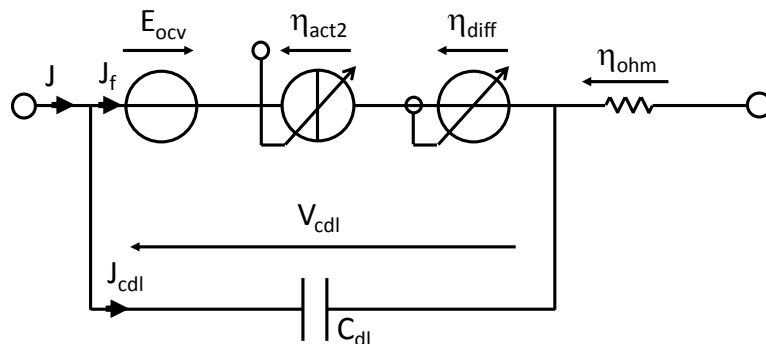


Figure 17 : modélisation d'une cellule de PàC avec la capacité de double couche.

De ce modèle mono cellule, on obtient un modèle de pile en multipliant la tension de pile calculée par le nombre de cellules.

2.2.3.2. Comportement thermique de la pile

De façon générale, le rendement électrique du cœur de pile est de l'ordre de 60% pour les dernières générations de PEM. Ce qui signifie qu'une part non négligeable de l'énergie produite lors de la réaction chimique se fait sous forme de chaleur.

La température de la pile est calculée grâce à l'équation suivante [Müller & Anna G. Stefanopoulou 2005] :

$$m_{st} C_{st} \frac{\partial T_{st}}{\partial t} = \dot{H}_{react} - Q_{cool} - Q_{conv} - Q_{rad} - P_{el} \quad (2-31)$$

Avec le couple m_{st} C_{st} représentant la capacité thermique de la pile, T_{st} la température de la pile.

L'énergie de la réaction électrochimique \dot{H}_{react} est donnée par :

$$\dot{H}_{react} = \dot{m}_{H_2}\Delta h_{H_2} + \dot{m}_{O_2}\Delta h_{O_2} - \dot{m}_{H_2O}(h_f^0\Delta h)_{H_2O} \quad (2-32)$$

Elle correspond à l'énergie thermique produite lors de l'oxydation de l'hydrogène et la réduction de l'oxygène.

Avec h_f^0 l'enthalpie standard de formation et \dot{m} le débit massique des fluides :

$$\dot{m}_{H_2} = M_{H_2}N_{cell} \frac{I_{st}}{2F} \quad (2-33)$$

$$\dot{m}_{O_2} = M_{O_2}N_{cell} \frac{I_{st}}{4F} \quad (2-34)$$

$$\dot{m}_{H_2O} = M_{H_2O}N_{cell} \frac{I_{st}}{2F} \quad (2-35)$$

M est la masse molaire en kg/mol, N_{cell} est le nombre de cellules de la pile, F est la constante de Faraday et I_{st} est le courant débité par la pile.

Δh est la différence d'enthalpie spécifique entre l'état présent et un état de référence :

$$\Delta h_{H_2} = C_{pH_2}(T_{H_2 in} - T_0) \quad (2-36)$$

$$\Delta h_{O_2} = C_{pO_2}(T_{air in} - T_0) \quad (2-37)$$

$$\Delta h_{H_2O} = C_{pH_2O}(T_{air out} - T_0) \quad (2-38)$$

C_p est la capacité thermique massique à pression constante, $T_{H_2 in}$, $T_{air in}$ et $T_{air out}$ sont respectivement la température d'entrée de l'hydrogène, d'entrée et de sortie de l'air.

La température de l'air en sortie est calculée avec l'équation suivante :

$$T_{air out} = 2 T_{air}^{stack} - T_{air in} \quad (2-39)$$

Avec $T_{air}^{stack} = T_{st} - \frac{\dot{H}_{react} - P_{el}}{k_t}$ et k_t un coefficient de proportionnalité. On considère dans cette équation que la différence de température entre la pile et l'air à la cathode est proportionnelle au total des pertes de chaleur dues à la réaction. Le coefficient de proportionnalité doit être déterminé expérimentalement.

Q_{conv} and Q_{rad} correspondent aux transferts de chaleur vers l'air ambiant de la pile par convection et rayonnement.

$$Q_{conv} = h_{amb}A_{amb} (T_{st} - T_{amb}) \quad (2-40)$$

$$Q_{rad} = \varepsilon\sigma A_{amb} (T_{st}^4 - T_{amb}^4) \quad (2-41)$$

h_{amb} est le coefficient de transfert de chaleur de la pile, A_{amb} correspond à la surface extérieure de la pile, ε est l'émissivité des matériaux, σ est la constante de Stefan-Boltzmann et T_{amb} représente la température ambiante.

La puissance électrique de la pile est égale à la tension de la pile multipliée par le courant :

$$P_{el} = V_{st}I_{st} \quad (2-42)$$

Q_{cool} représente le transfert de chaleur entre la pile et le liquide de refroidissement :

$$Q_{cool} = h_{cool}A_{cool}(T_{st} - T_{cool}) \quad (2-43)$$

avec A_{cool} la surface de transfert de chaleur, T_{cool} la température du liquide de refroidissement à l'intérieur de la pile et h_{cool} le coefficient de transfert de chaleur donné par :

$$h_{cool} = K_h (\dot{m}_{coolant})^{\delta_h} \quad (2-44)$$

Ce coefficient de transfert de chaleur est fonction du débit massique du liquide de refroidissement $\dot{m}_{coolant}$, les coefficients K_h et δ_h doivent être déterminés expérimentalement. La température du liquide de refroidissement dans la pile est calculée grâce à l'équation suivante :

$$m_{cool} C_{cool} \frac{\partial T_{cool}}{\partial t} = \Delta \dot{H}_{cool} + Q_{cool} \quad (2-45)$$

avec $m_{cool} C_{cool}$ la capacité thermique du système de refroidissement de la pile.

$\Delta \dot{H}_{cool}$ est la différence d'enthalpie du liquide de refroidissement et est calculée par l'équation suivante :

$$\Delta \dot{H}_{cool} = \dot{m}_{coolant} C_{pH_2O} (T_{cool\ in} - T_{cool}) \quad (2-46)$$

avec $T_{cool\ in}$ la température d'entrée du liquide de refroidissement.

2.2.4. Simulation de la méthode de détection

La méthode de détection présentée ici consiste à surveiller la différence de tension entre les extrémités et le centre de la pile. Le principe de surveillance des tensions est montré .

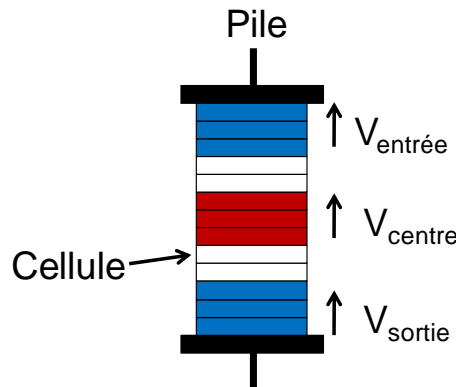


Figure 18 . Principe de surveillance des cellules

La mesure de tension différentielle est donc la suivante :

$$V_{diff\ entrée} = V_{entrée} - V_{centre} \quad (2-47)$$

$$V_{diff\ sortie} = V_{sortie} - V_{centre} \quad (2-48)$$

L'utilisation d'une mesure différentielle permet de s'affranchir des fortes variations de tension de la pile en fonction du courant et de détecter une disparité au sein de la PàC qui est révélatrice d'un défaut. Ainsi, si la tension d'entrée et/ou de sortie ($V_{entrée}$ et V_{sortie}) chutent, la mesure différentielle correspondante devient négative, il y a alors un noyage dans la pile. Inversement, si la tension du centre chute (V_{centre}), les tensions différentielles deviennent positives, il y a alors un assèchement.

Le modèle de pile est donc modifié pour y appliquer la méthode de détection. Pour cela la pile est séparée en cinq parties distinctes (appelées par la suite segment). Chaque segment peut être considéré comme une pile seule et est constitué d'un modèle thermique et électrique. Ensuite, chaque segment a une influence thermique sur ses voisins comme le montre la figure 19.

L'équation de la température de pile est modifiée de façon à calculer la température de chaque segment de pile. Ainsi, afin de prendre en compte l'influence de la température par conduction des segments adjacents, (2-31) devient :

$$m_{st} C_{st} \frac{\partial T_{st}}{\partial t} = \dot{H}_{react} - Q_{cool} - Q_{conv} - Q_{rad} - P_{el} + Q_{cond} \quad (2-49)$$

L'influence, par effet de conduction, de la température des segments de pile voisins est donnée par :

$$Q_{cond} = \begin{cases} \frac{D}{\delta} (T_2 - T_{st}) & \text{pour le segment 1} \\ \frac{D}{\delta} (T_{n+1} + T_{n-1} - 2 T_{st}) & \text{pour les segments } n = 2,3,4 \\ \frac{D}{\delta} (T_4 - T_{st}) & \text{pour le segment 5} \end{cases} \quad (2-50)$$

Avec D est le coefficient de transfert thermique des plaques bipolaires et δ l'épaisseur entre deux segments.

Pour les données du modèle, les paramètres d'une pile 20 cellules, 500W, du constructeur Allemand ZSW sont utilisés. Les paramètres électriques et fluidiques du modèle sont donnés dans les tableaux 3 et 4 respectivement.

Tableau 3 : Paramètres électriques du modèle.

α	Coefficient de transfert de charge	0.44	J_0	Densité de courant d'échange	$4 \times 10^{-4} \text{ mA/cm}^2$
m	Coefficient de concentration	2.11×10^{-5}	C_{dl}	Capacité de double couche	50 mF/cm^2 [Wasterlain 2010]
n	Coefficient de concentration	8×10^{-3}	Tfc	Température de pile	333.15 K
S_{cell}	Surface d'une cellule	100 cm^2	P_{H_2}	Pression partielle de l'hydrogène	0.93 bar
R_{mem}	Résistance de membrane	$300 \times 10^{-6} \text{ k}\Omega \cdot \text{cm}^2$	P_{O_2}	Pression partiel de l'oxygène	0.17 bar
J_n	Densité de courant de fuite	3 mA/cm^2			

Tableau 4 : Paramètres fluidiques du modèle.

m_{st}	Masse d'un segment	1.4 kg	ϵ	Emissivité des matériaux	0.9
C_{st}	Chaleur spécifique	$1300 \text{ J kg}^{-1} \text{ K}^{-1}$	σ	Constante de Stefan-Boltzmann	$5.678 \cdot 10^{-8} \text{ W m}^{-2} \text{ K}^{-4}$
T_0	Température de référence	298.15 K	A_{cool}	Surface de transfert de chaleur avec le refroidissement	0.011 m^2
K_T	Coefficient de proportionnalité	340 W K^{-1}	K_h	Coefficient de transfert de chaleur	$2.16 \cdot 10^5 \text{ W kg}^{-2} \text{ k}^{-1}$
D	Coefficient de transfert de chaleur des entre 2 segments	0.35 W m k^{-1}	$m_{cool} C_{cool}$	Capacité thermique du système de refroidissement	110 J k^{-1}
δ	Epaisseur entre deux segments de pile	$5 \cdot 10^{-3} \text{ m}$	$\dot{m}_{coolant}$	Débit massique du refroidissement	0.08 kg s^{-1}
h_{amb}	Coefficient de transfert de chaleur du segment	$3.9 \text{ W m}^{-2} \text{ k}^{-1}$	H_f^0	Enthalpie standard de formation	$-1.58 \cdot 10^7 \text{ J k}^{-1}$
A_{amb}	Surface extérieure de la pile	0.023 m^2			

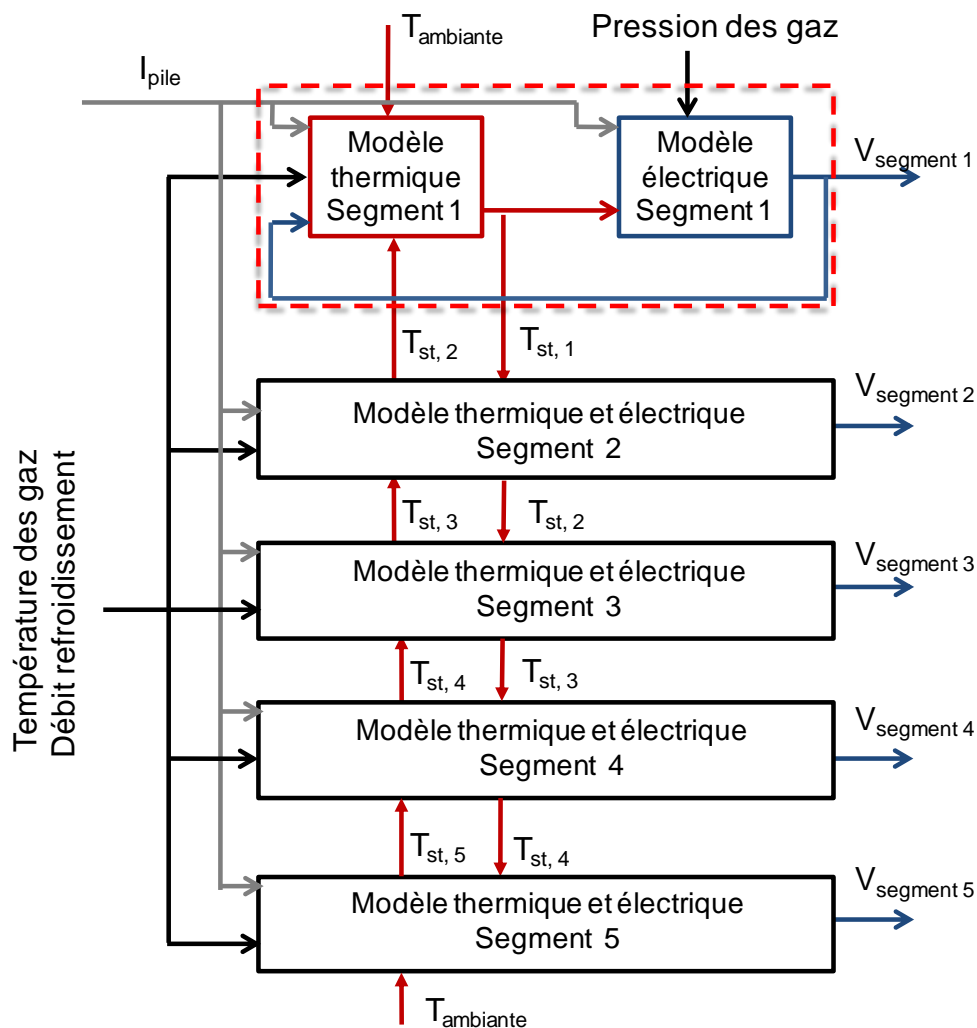


Figure 19 : synoptique du modèle de pile.

La courbe de polarisation simulée est tracée avec la courbe de polarisation mesurée (Fig. 20). La courbe expérimentale est obtenue en fixant dans un premier temps la pile à son point nominal (température de pile 60°C, stœchiométrie H₂/Air = 2/4 et hygrométrie des gaz 14/22%). Ensuite le courant est réduit de 60A à 0A en 10 minutes (ce qui correspond à une rampe de courant de -0.1A/s). Le tracé montre une bonne concordance entre la tension mesurée et la tension calculée.

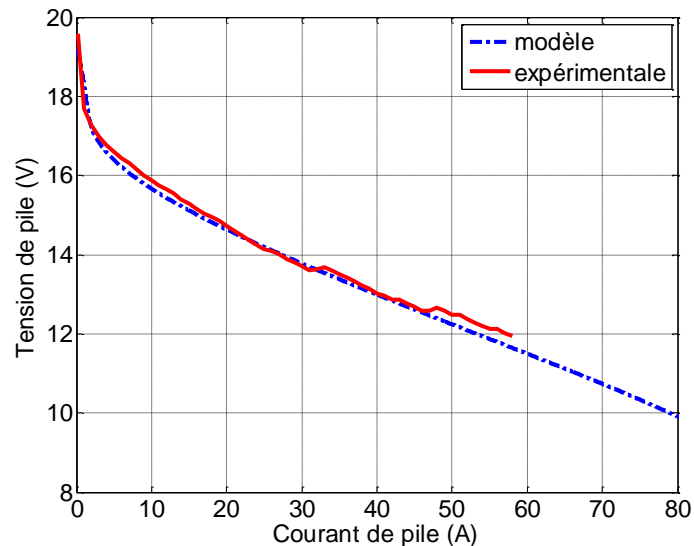


Figure 20 : Courbe de polarisation simulée/réelle.

Le profil de température tout au long de la pile issu de la simulation est montré en figure 21. La température des gaz d'entrée est fixée à 40°C et la température ambiante est fixée à 25°C. La température du liquide de refroidissement est de 50°C et le courant de pile est de 30A.

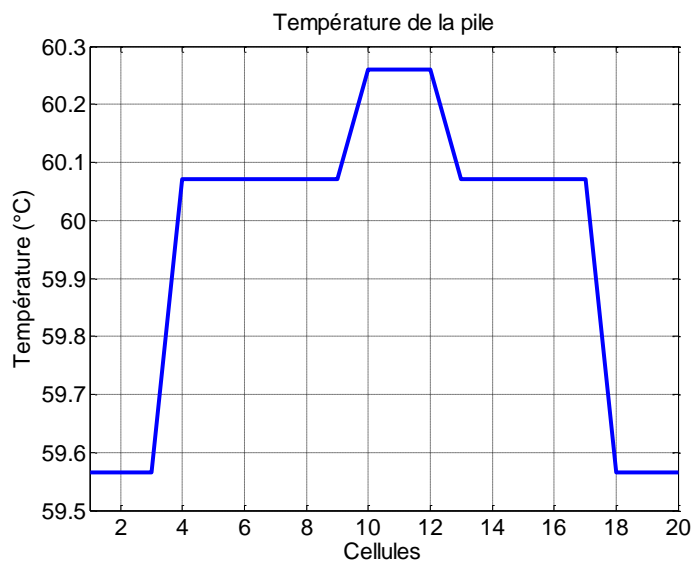


Figure 21 : Profil de température au long de la pile.

Le modèle analytique montre bien une température supérieure au centre de la pile par rapport aux extrémités, le delta de température est de 0.7°C.

Un premier cas avec un noyage est simulé figure 22. L'accumulation d'eau dans la pile bloque l'accès des gaz aux sites catalytique, elle réduit ainsi la surface active disponible. Un noyage est donc simulé par la réduction de la surface active du système avec :

$$J = \frac{I_{st}}{S_{cell} k} \quad (2-51)$$

Avec J la densité de courant de la pile, I_{st} le courant de pile, S_{cell} la surface active de la pile et k le coefficient de noyage.

Un noyage en entrée et sortie de la pile, correspondant à une réduction de la surface active de 20%, se produit à partir de 3 secondes. Une disparité de tension entre les extrémités et le centre peut être détectée et utilisée pour identifier le défaut. Les deux tensions différentielles sont négatives, signe qu'il y a une chute de tension en entrée et en sortie de la pile.

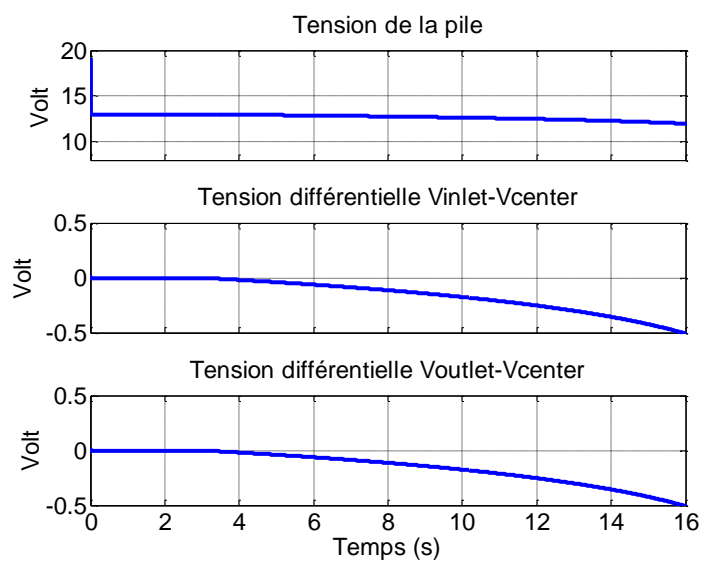


Figure 22 : Tension de la pile et tensions différentielles pendant un noyage

Un deuxième cas avec un assèchement est simulé figure 23. L'assèchement commence à la troisième seconde et jusqu'à ce que la résistance de membrane augmente de 1,5 fois sa valeur normale. Les deux tensions différentielles augmentent plus le phénomène d'assèchement se produit tandis que la tension de la pile est encore peu affectée.

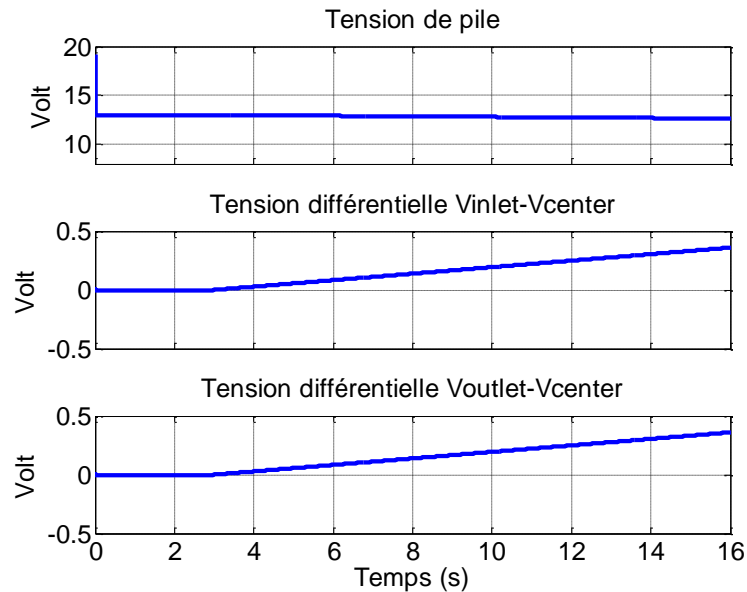


Figure 23 : Tension de la pile et tensions différentielles pendant un assèchement

Un défaut n'affecte principalement que des cellules localisées, leur surveillance est nécessaire. En effet, dans de longs empilements, une chute de tension dans quelques cellules n'a pas une grande influence sur l'évolution de la tension globale de la pile.

Cette méthode de détection est maintenant réalisée et validée expérimentalement.

2.2.5. Validation expérimentale

La méthode de détection est testée sur une pile réelle. Les essais ont été réalisés au FC LAB à Belfort sur une pile de 20 cellules, 500W, du constructeur ZSW (Fig. 24). Plusieurs essais de noyage sous différentes conditions opératoires ont été effectués. Le tableau 5 résume pour chaque essai les tensions de cellules les plus touchées par la chute de tension induite par un défaut de noyage [E. Frappé *et al.* 2011].

Mesure des tensions de cellules

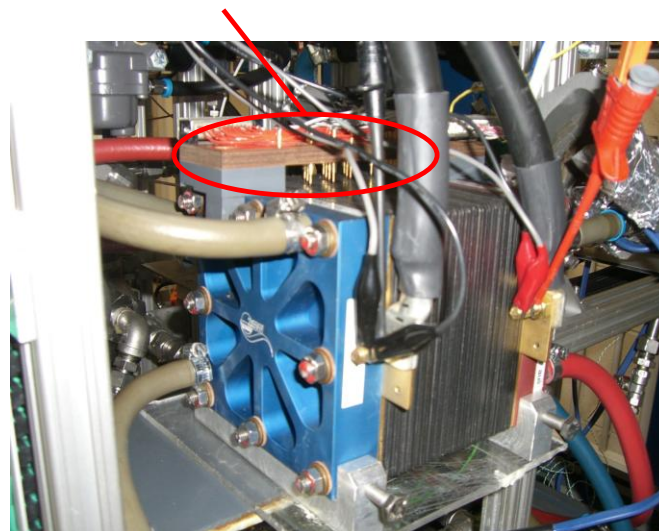


Figure 24 : Pile ZSW 500W instrumentée et testée.

Pour la suite on s'intéresse aux résultats d'un seul essai, le numéro 5, pour lequel un noyage est provoqué pendant les conditions suivantes : température de pile à 40°C, courant de pile à 40A, et hygrométrie de l'air à 45%.

Les tensions de cellules lors d'un essai de noyage sont montrées figure , on y observe bien une dégradation d'abord lente, puis ayant un comportement erratique de certaines tensions de cellules, principalement les cellules 5 et 18. La dégradation lente correspond à la formation d'eau dans les couches de diffusion (charbons poreux). Le comportement erratique de la tension montre bien que les cellules sont en noyage. En effet, l'eau s'accumule dans les canaux de distribution des gaz. La formation d'un bouchon, puis son extraction va engendrer des oscillations de tension [Gerard *et al.* 2010].

L'essai est continué tant que les tensions de cellules sont au-dessus du seuil de 380mV, qui sert à protéger la pile des phénomènes électrochimiques pouvant intervenir à tension presque nulle et qui peuvent endommager la pile de façon permanente [Taniguchi *et al.* 2004; Taniguchi *et al.* 2008]. Lorsqu'une des tensions atteint ce seuil, la pile est électriquement déconnectée.

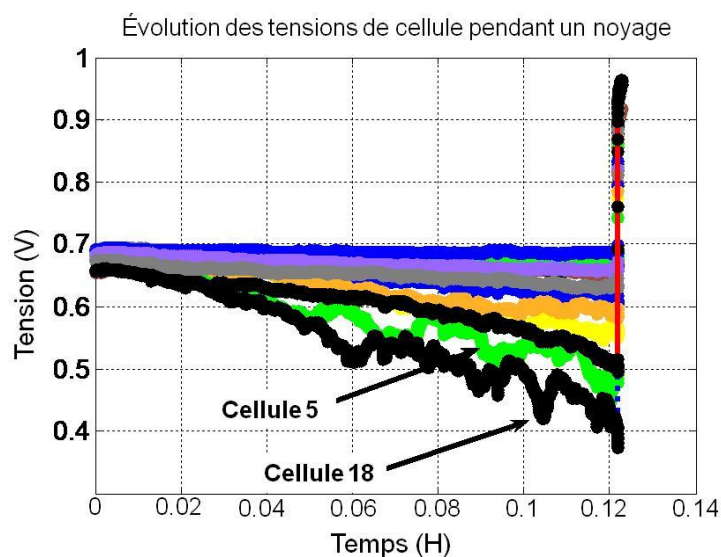


Figure 25 . Évolution caractéristique des tensions de cellule pendant un noyage

La variation des tensions pendant tout le temps de l'expérimentation en fonction de la position des cellules dans la pile est montrée en figure 26. On visualise clairement 2 groupes de tension touchés par le noyage, un en entrée et l'autre en sortie de la pile.

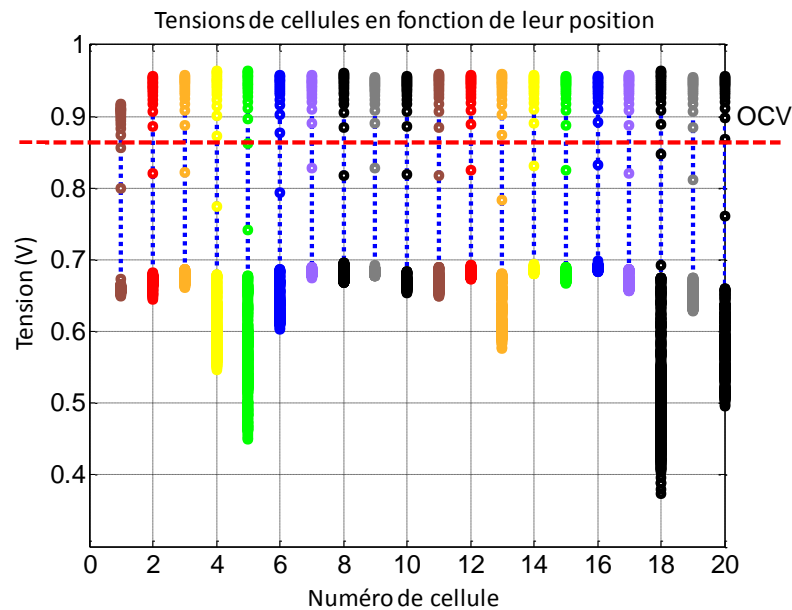


Figure 26 : Tensions de cellules en fonction de leur position.

Sur cette figure 2 zones sont identifiables, la première correspond au moment où la pile débite du courant et où toutes les tensions sont en dessous de 0.7V. La deuxième correspond à la déconnexion de la pile ou les tensions de cellule augmentent à 0.9V.

En faisant les mesures différentielles $V_{\text{entrée}} - V_{\text{centre}}$ et $V_{\text{sortie}} - V_{\text{centre}}$, il est alors possible de détecter une dispersion spatiale des tensions de cellules dans la pile et ainsi détecter un défaut. Le défaut est détecté avant que les tensions de cellules ne chutent en dessous du seuil de protection de la pile (qui est fixé à 0,38V par cellule), le seuil de détection réglé dans ce cas à -0,2V (figure 27, tracé du haut). L'oscillation erratique de tension, qui est caractéristique d'un noyage, est mise à profit pour la détection de noyage, pour cela les tensions différentielles sont filtrées avec un passe-haut afin de supprimer la dérive lente et de ne transmettre que les fréquences caractéristiques de l'oscillation. Le phénomène de synthèse et d'extraction de l'eau est un phénomène très lent, la fréquence de coupure est fixée à 8 mHz. La figure 27 (tracés du bas) montre les tensions filtrées, la prise en compte des oscillations peut servir de nouveau critère pour améliorer la détection de noyage grâce à deux seuils réglés à $\pm 0,05V$.

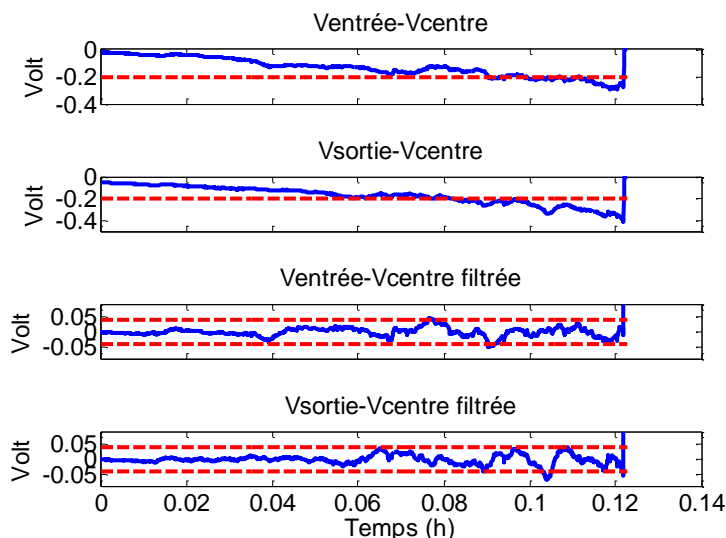


Figure 27 . Tensions différentielles mesurées et filtrées

La détection par mesure de tension différentielle est une méthode non intrusive et facilement implantable basée sur la mesure de trois tensions judicieusement sélectionnées. Elle permet, avec la détection des oscillations de tension, une détection rapide du noyage. Elle est économique, ne demande pas d'instrumentation sophistiquée ni même de traitement du signal complexe et est donc bien adaptée à une application de transport.

2.3. Conclusion

De manière à faire fonctionner une pile à combustible de façon optimale et d'en assurer une durée de vie maximale, la connaissance en temps réel de son état de santé est indispensable.

A l'apparition d'un défaut réversible du type noyage ou assèchement, une action sur la pile est possible. Une modification du débit d'air permet de réguler le volume d'eau dans la pile au prix d'une variation de charge des auxiliaires tel que le compresseur d'air.

Il a été dit précédemment que la génération d'eau dans la pile est directement liée au courant qu'elle fournit. Ainsi, une autre possibilité d'action serait de changer la sollicitation électrique de la pile par une modification de la puissance demandée.

Par ailleurs, la pile, de par sa faible tension, variable qui plus est en fonction de la charge, requiert d'être associée à un convertisseur qui va réguler et adapter sa tension à un niveau désiré dans le cahier des charges du système. Ainsi, il serait intéressant d'utiliser ce dernier afin de produire une action correctrice sur la pile.

La méthode de détection proposée surveille trois parties de la pile, il serait alors intéressant de pouvoir agir sur chaque partie de pile. Ceci amène au concept de segmentation électrique de la pile en plusieurs segments qui sont alors contrôlables indépendamment par l'ajout d'un circuit électronique. Que ce soit pour une pile segmentée, ou une association multi-stack, chaque segment ou pile peut être commandée indépendamment. Il est alors possible d'obtenir

un ensemble générateur PàC qui permette un fonctionnement dégradé par la perte complète ou partielle d'un module tant qu'un défaut est présent. Les actions possibles sur la pile en cas de défaut ainsi que le choix du convertisseur associé sont étudiés dans le chapitre suivant.

Troisième chapitre
Gestion des défaillances par l'association
pile-convertisseur

3.1. Introduction

Il a été présenté au chapitre premier un état des lieux du véhicule électrique à pile à combustible dans le monde. Dû aux limitations technologiques actuelles, les constructeurs ont utilisé des associations de plusieurs piles (multi-stack) afin de satisfaire le besoin en puissance. La solution multi-stack la plus simple et la plus économique consiste à associer directement en série plusieurs modules de piles à combustible, comme on le ferait avec des batteries électrochimiques. Cette solution permet naturellement de monter en tension et d'être envisageable dans les applications de transport.

L'utilisation de plusieurs piles distinctes a pour inconvénient d'occuper un certain volume, du fait de la multiplication des circuits fluidiques et des organes auxiliaires. Dans un objectif de compacité, des études tentent d'alimenter plusieurs piles par un circuit fluidique commun. Un brevet [Hu & Xia 2004] décrit une méthode d'association multi-stack disposant d'une alimentation commune. L'ensemble permet de réduire le volume, le poids et le prix du générateur PàC. Conçue principalement pour des applications de transport, la pile GENEPAC d'une puissance de 80kW est constituée d'un ensemble de quatre piles de 20kW qui partagent un circuit commun d'alimentation en gaz. L'alimentation des gaz est conçue de sorte que les quatre piles soient alimentées à l'identique [Poirot-Crouvezier & Roy 2006].

La figure 28 montre un exemple d'association multi-stack série de trois piles. L'alimentation en gaz des piles se fait en parallèle et elles sont alimentées par un seul compresseur, les trois piles sont électriquement en série. Généralement, et pour une question de coût, les piles en série sont connectées sur un convertisseur unique (traits pleins), cependant dans le but d'offrir une redondance de générateurs ou d'autoriser de possibles fonctionnements dégradés, elles peuvent chacune être connectée à un dispositif électronique (traits en pointillés).

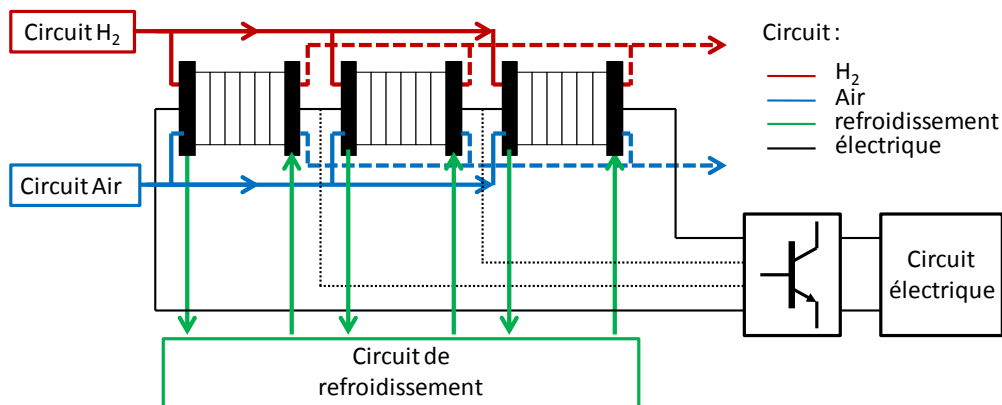


Figure 28 : Association de pile à combustible « multi-stack ».

Dans un souci de simplification, et de minimisation de l'encombrement, entre autres liés aux circuits fluidiques, une solution nous conduit à envisager des générateurs PàC constitués d'une seule pile de plus grande taille. Le développement de générateurs pile à combustible

compacts contenant un grand nombre de cellules permet de maximiser la densité de puissance de l'ensemble [Adcock *et al.* 2008].

Afin de réduire le risque de disparité des tensions de cellules ou groupes de cellules, il est souhaitable de pouvoir agir sur des parties de la pile, ce qui nous amène à considérer le principe de segmentation [Palma & P. N. Enjeti 2009; Palma Fanjul 2006]. La pile est alors séparée électriquement en plusieurs parties reproduisant virtuellement une association multi-stack série. Elle a pour avantage de partager le même circuit fluïdique, et permet de gagner en compacité par rapport à une association de trois piles distinctes. Au final, on obtient donc une pile avec un degré de liberté supplémentaire. Dans la même gamme de puissance, le constructeur Schunk [Schunk Group 2012], propose des piles segmentées sous forme de modules autonomes et mécaniquement indépendants. Un module de base de 360W a été développé, le constructeur propose alors une montée en puissance par l'association de plusieurs modules. Cette association modulaire permet principalement une flexibilité concernant la montée en puissance, la réalisation de pile bon marché par la définition de module de base standard, et une réduction des coûts de maintenance avec la possibilité de changer un segment et non la pile entière.

Rajalakshmi *et al.* [Rajalakshmi *et al.* 2008] proposent eux aussi une construction modulaire de pile à combustible de faible puissance. Une pile est segmentée en plusieurs parties de 250W mais elles sont en plus isolées électriquement entre elles par du Mylar, on retrouve alors une vraie configuration multi-stack prenant la forme d'une seule pile et disposant d'un seul circuit fluïdique. Chaque segment de pile peut être alors connecté au circuit de son choix. La figure 29 décrit le principe de la segmentation d'une pile en 3 parties, chaque segment de pile peut alors être couplé à un dispositif qui permet d'agir électriquement sur ce dernier. Dans ce cas-ci, les segments ne sont pas isolés entre eux.

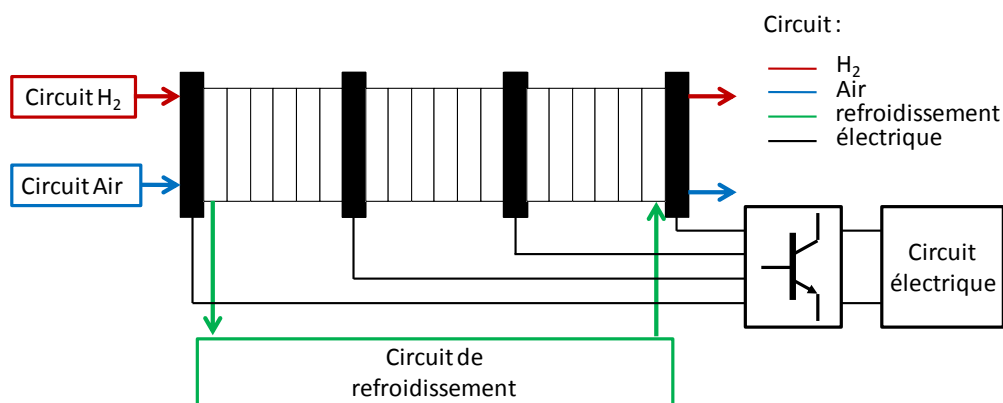


Figure 29 : Le concept de pile à combustible segmentée.

Toutes les études citées précédemment sont effectuées sur des piles de faible puissance, il serait intéressant de pouvoir appliquer la segmentation sur de longs empilements. Cela permettrait d'utiliser des modules standards, à l'image de ce que propose le constructeur Schunk [Schunk Group 2012], de moyenne puissance dont les procédés de fabrication sont

maîtrisés, et de fabriquer ces modules en grandes quantités, ce qui permettrait de réduire leur coût.

Pour finir sur la pile segmentée, cette dernière n'est pas à mettre en opposition à une association multi-stack mais serait plutôt complémentaire. En effet, la pile segmentée ne s'affranchit pas des problèmes de distribution uniforme des gaz dans les cellules et donc la longueur des empilements reste limitée. Mais la possibilité d'agir sur les différents segments peut permettre d'augmenter la disponibilité du générateur.

Ainsi à faible ou moyenne puissance, la pile segmentée peut être utilisée dans les cas où l'utilisation d'une PàC seule suffit. Elle apporte un gain en maintenance avec la possibilité de changer un segment seul et non la pile entière, et offre un gain en disponibilité.

La montée en puissance des piles contraint à reconsidérer l'architecture mécanique des générateurs PàC. En effet, lorsque le besoin de puissance s'avère trop élevé, le recours à une association multi-stack est inévitable. Cependant, la pile segmentée peut encore être utilisée pour former une association multi-stack de PàC segmentée. Cela permet dans une application de forte voire très forte puissance de retrouver les avantages de la segmentation. L'utilisation de la pile seule, segmentée ou d'une association multi-stack en fonction de la gamme de puissance est synthétisée dans le tableau 6.

Tableau 6 : Utilisation des piles selon les gammes de puissance.

	Faible puissance	Moyenne puissance	Forte puissance	Très forte puissance
PàC seule				
PàC segmentée				
Multi-stack				
Multi-stack de PàC segmentée				

Pour la suite de l'étude, nous considérons comme cahier des charges technologique une pile à combustible de 30kW avec une surface active de 200cm² et segmentée en trois parties de 10kW, 100 cellules chacune. On a alors les caractéristiques suivantes pour un segment :

- Tension à vide : 100V.
- Tension à charge nominale : 60V pour un courant de 166A.

Le convertisseur doit lui être capable de réguler une tension de bus à 540V continue, cette valeur est une valeur standard pour les applications ferroviaires et les véhicules lourds.

Enfin, les oscillations de courant, générées par le convertisseur peuvent selon leurs fréquences dégrader les performances de la pile. Les auteurs montrent dans [Choi *et al.* 2006] qu'une oscillation de courant à 120Hz d'amplitude égale au courant nominal peut réduire la puissance fournie par la pile jusqu'à presque 6% de sa puissance nominale, et de 1% lorsqu'elle est limitée à une amplitude égale 30% le courant nominal. A l'inverse, Fontes [Guillaume Fontes 2005; Guillaume Fontes *et al.* 2007] montre que des oscillations de courant à haute fréquence (>10KHz) sont filtrées par la capacité de double couche et ont peu d'influence sur le stack.

Une étude de l'influence des oscillations sur le fonctionnement à long terme d'une PEMFC est réalisée dans [Rallieres *et al.* 2011], il en découle que pour une ondulation de courant de 20% à 5kHz pendant 1000h de fonctionnement, la pile accuse une perte de performance électrique de l'ordre de 13%. Les ondulations de courant provoquent donc un vieillissement accéléré de la pile et doivent être limitées. Ainsi, pour réduire au maximum l'effet des ondulations de courant sur la pile, il est d'usage de les limiter à 10% du courant nominal et de fonctionner à des fréquences assez élevée. Cette valeur d'ondulation maximale est retenue pour la suite. Le tableau 7 fait une comparaison qualitative entre l'association multi-stack et la pile segmentée.

Tableau 7 : Comparaison du multi-stack et de la pile segmentée.

Multi-stack à fluidique indépendante	Multi-stack à fluidique commune	Pile segmentée
Possibilité d'action sur la fluidique de chaque pile.	Pas d'action possible sur la fluidique d'une pile ou d'un segment seul.	
Commande de la pile aisée du fait de l'utilisation de stack de puissance standard et éprouvé.	Commande des piles aisée. Une attention particulière doit être apportée à la distribution homogène des gaz dans les piles.	La commande des piles se complexifie avec la longueur de l'empilement. La gestion uniforme des gaz peut devenir délicate.
Encombrement maximal. Multiplication des appareils auxiliaires (compresseur d'air, ...).	Gain en volume grâce à des appareils auxiliaires communs.	Réduction maximale de l'encombrement grâce à un circuit fluidique unique.
Possibilité d'éteindre complètement un stack.	Possibilité d'éteindre un stack s'il y a présence d'électrovannes (pas toujours le cas).	Impossibilité d'éteindre un segment.

3.2. Actions électriques possibles sur la pile en cas de défaillance

Deux approches peuvent être envisagées. L'action électrique sur la pile du type « tout ou rien » (TOR), et l'action graduée, autorisant un soulagement du stack en défaut, sans provoquer l'arrêt du système. Ces deux actions aux conséquences physiques différentes pour la pile défaillante sont détaillées ci-après.

3.2.1. Action du type « tout ou rien »

Une solution simple et économique pour agir sur une pile suite à l'apparition d'un défaut est de tout simplement déconnecter cette dernière. C'est la solution proposée par Ronne et Mihai

dans un brevet [Ronne & Mihai 2007] qui décrit un système pour isoler une pile défaillante de sa charge.

Cette séparation de la pile vis-à-vis de la charge dans une association multi-stack série a aussi été étudiée. Tout d'abord dans un brevet de Schulte [Schulte 2005] qui décrit un système de « by-pass » pour une association série ou parallèle de plusieurs piles. Des expérimentations de by-pass sur deux stacks sont également présentées dans [Denis Candusso *et al.* 2008; Alexandre De Bernardinis *et al.* 2010], le circuit de by-pass est constitué d'une diode placée en anti parallèle qui permet d'assurer la continuité du courant lorsque qu'une pile est arrêtée. Les expérimentations ont porté sur une rupture provoquée de l'alimentation en réactifs (air à la cathode essentiellement) conduisant à des phénomènes de sous-alimentation par manque de réactif sur les électrodes de la pile. Les auteurs montrent que la diode seule en parallèle à la pile n'est pas suffisante, elle entre en conduction uniquement lorsque la tension de pile atteint le seuil de conduction de la diode en anti-parallèle soit environ $-0.7V$. Ce niveau de tension est très dommageable pour la pile, car elle est susceptible de fonctionner pendant un bref moment en électrolyse. Un interrupteur supplémentaire doit donc est placé en série avec la pile testée pour assurer la déconnection électrique du stack en cas de fonctionnement critique. Le principe du by-pass a été repris dans plusieurs applications qui requièrent la disponibilité permanente d'une certaine puissance électrique minimale. Strasser [Strasser 2003] propose un ensemble générateur de 8+1 PàC pour un sous-marin militaire. En cas d'apparition d'un défaut, la pile défectueuse est éteinte, une diode en anti parallèle permet d'assurer la continuité du courant. Une pile de réserve permet alors de compenser la perte de la pile défaillante.

Le by-pass est aussi étudié pour une application de transport terrestre pour laquelle un fonctionnement en marche dégradée est impératif [A. Bernardinis *et al.* 2009; Vulturescu *et al.* 2007]. Deux PàC de puissance sont connectées en série, en cas d'apparition d'un défaut sur une pile cette dernière est déconnectée. Le système dispose alors d'une puissance réduite pour continuer à faire fonctionner les organes essentiels du véhicule.

La figure 30 montre une association multi-stack de trois piles avec leur circuit de by-pass associé. Les interrupteurs T_i permettent de déconnecter électriquement une pile défaillante, les diodes assurent la continuité du courant. Cet ensemble générateur peut donc fonctionner avec des modes dégradés de $2/3$ et $1/3$ de la puissance nominale (P_{nom}).

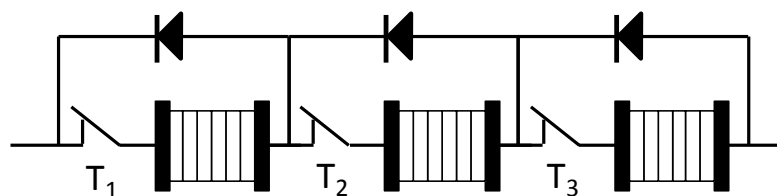


Figure 30 : Association multi-stack avec circuit de by-pass.

En ce qui concerne la pile segmentée, l'utilisation de circuits de by-pass s'avère plus délicate et les circuits de dérivation du courant deviennent complexes à mettre en œuvre. En effet on

est dans l'impossibilité d'insérer des interrupteurs en série entre les segments, et d'autres stratégies doivent être trouvées. Une possibilité de soulagement de $1/3$ de la puissance nominale de la pile est montrée sur la figure 31(A) pour une pile segmentée en trois parties. Pour cela deux interrupteurs sont placés en série avec la pile et les diodes de by-pass sont en parallèle des segments extérieurs. L'ouverture de T_1 ou T_2 permet donc de déconnecter un voire les deux segments extérieurs. Il n'y a cependant aucune action possible sur le segment central, c'est pourquoi une autre association est proposée.

Un soulagement de $2/3$ de la puissance de la pile est présenté en figure 31(B), dans le cas présent le segment central est toujours bypassé avec un des segments extérieurs. Néanmoins, la perte de puissance de l'ensemble est assez conséquente.

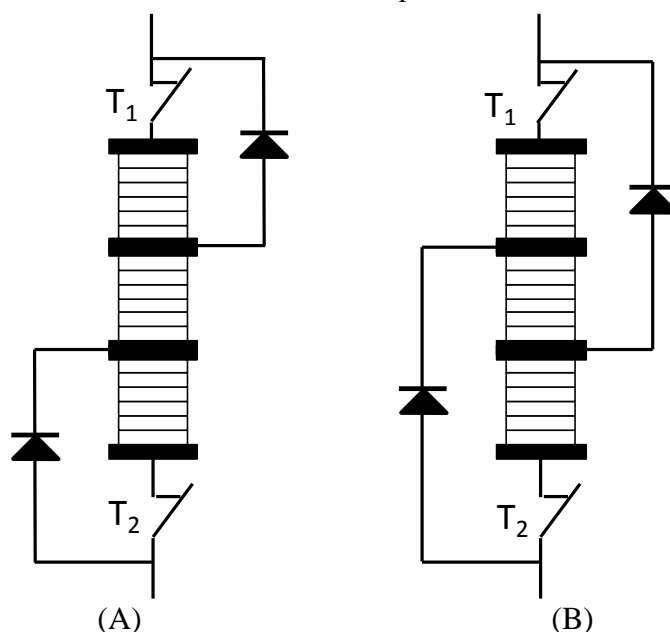


Figure 31 : Proposition de circuit de by-pass pour pile segmentée.

Une amélioration des deux possibilités de by-pass des segments est montrée en figure 32. Elle consiste en une combinaison des deux circuits présentés précédemment, ainsi il devient possible de bypasser un ou deux segments en commençant par une extrémité de la pile. Pour cela, une diode est placée en parallèle à un ou deux segments. En cas d'ouverture de T_1 ou T_2 uniquement les diodes en parallèle d'un seul segment sont susceptibles de conduire. Il est alors possible de bypasser les segments situés aux extrémités de la pile ce qui permet un soulagement de $1/3$ ou $2/3$ de la puissance. Maintenant afin de bypasser le segment central (avec un segment adjacent), un interrupteur T_{i2} est ajouté. L'ouverture de ce dernier, en plus de T_{i1} , permet ainsi un soulagement de $2/3$ de la puissance de la pile.

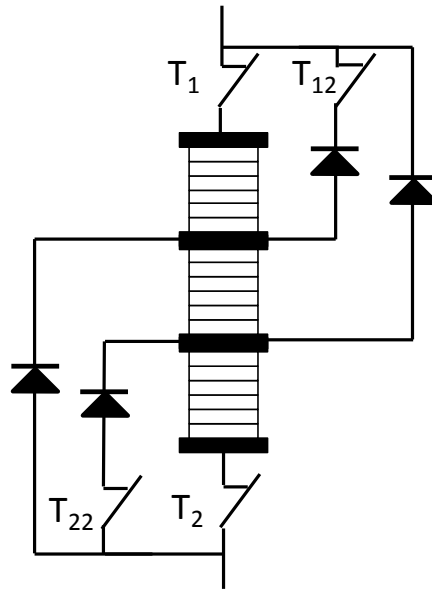


Figure 32 : Pile segmentée avec circuits de by-pass améliorés.

Ce montage est alors généralisable sur des piles segmentées comportant un nombre de segments supérieur comme montré en . Le système de contrôle de la pile doit ainsi choisir la bonne séquence de commutation des interrupteurs en fonction du défaut affectant le segment [A. De Bernardinis *et al.* 2012]. Dans tous les cas, le bipasse des segments se fait en commençant par une extrémité de la pile, un segment situé au centre ne pouvant être isolé seul. C'est une limitation importante, un défaut qui apparaît au centre de la pile oblige à agir sur des segments sains. De ce fait, la solution du by-pass est peu adaptée dans le cas d'une pile segmentée.

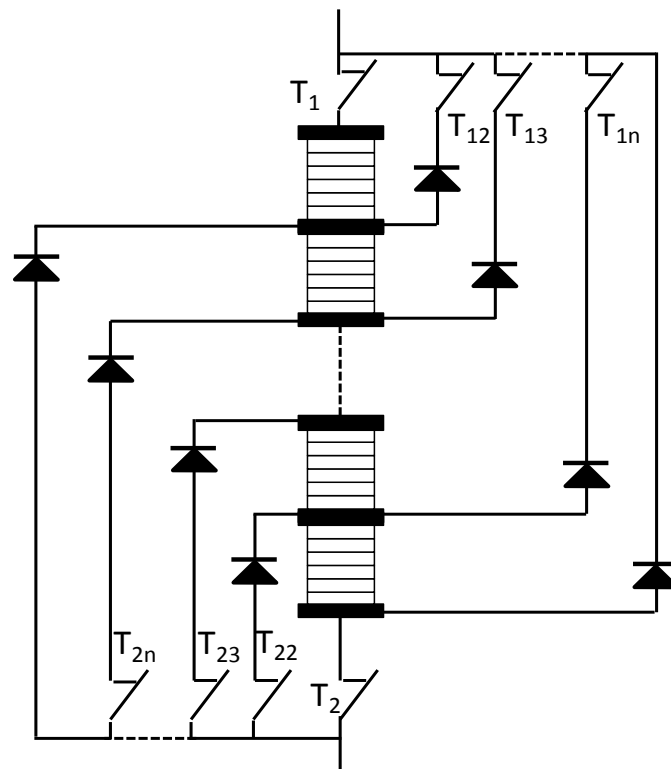


Figure 33 : Structure générique de by-pass pour n segments.

Par ailleurs, deux points pouvant conduire à des cas critiques doivent être considérés. Le premier est lorsque la pile est isolée électriquement et qu'elle ne délivre plus de courant. Un fonctionnement prolongé d'une PEMFC à vide corrode les catalyseurs aux électrodes de même qu'il dégrade sa membrane [H. Tang *et al.* 2007; Ohma *et al.* 2008]. Ainsi lorsqu'une pile est isolée pour une longue période, il est préférable de couper son alimentation en gaz réactifs. Dans le cas de la pile segmentée, cette action s'avère impossible.

L'autre point important est la réponse électrique de la pile lors d'un by-pass et d'une remise en route. La figure 34 montre le courant et la tension d'une pile lors d'un by-pass, le courant de pile s'annule instantanément tandis que la tension augmente jusqu'à la tension à vide.

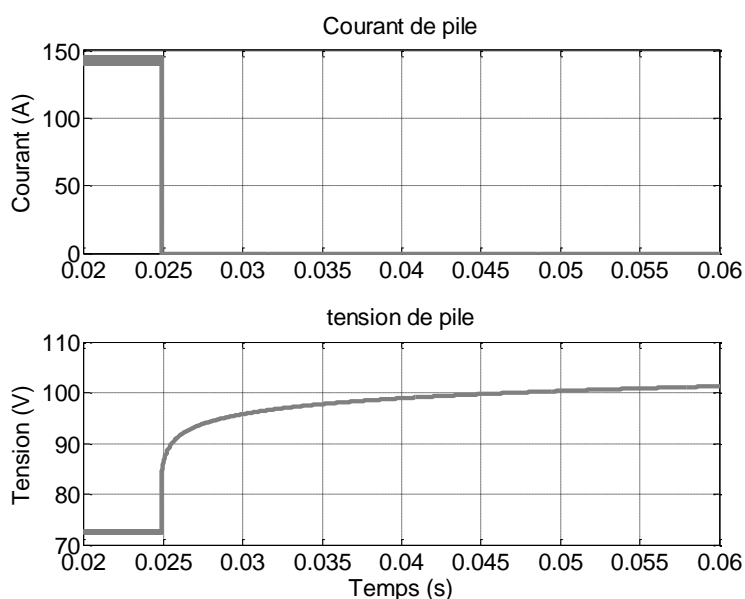


Figure 34 : Réponse électrique de la pile lors d'un by-pass.

La remise en route est plus critique pour le comportement interne de la pile. En effet, dès que la pile n'est plus bypassée un échelon de courant lui est donc imposé. Il est donc important de pouvoir ajuster les débits des gaz à la valeur requise avant la reconnexion de la pile. La figure 35 montre aussi que la remise en route de la pile provoque un fort courant d'appel. Ceci est principalement dû au comportement dynamique capacitif de la pile (phénomène de double couche électrochimique).

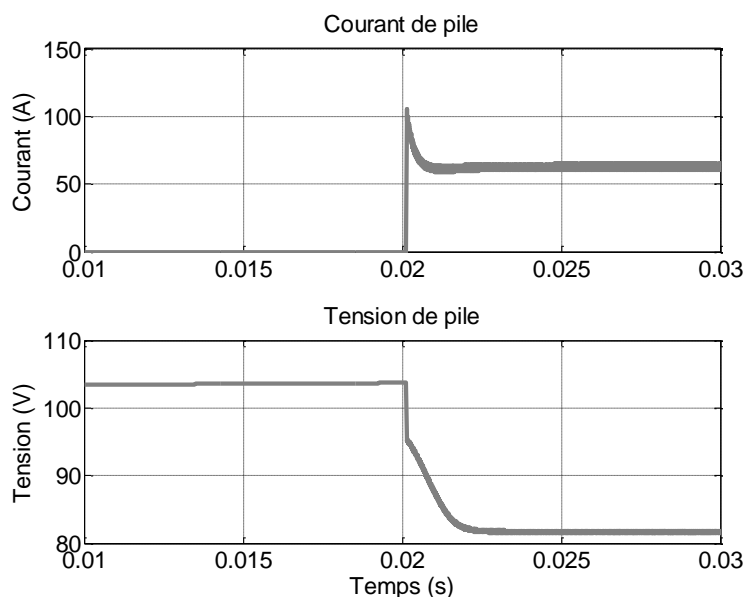


Figure 35 : Courant et tension de pile lors d'une remise en route.

Le redémarrage impose donc des contraintes sévères à la pile (ou au segment de pile).

Les différents inconvénients de l'action « TOR » mis en avant (by-pass peu adapté à la pile segmentée, redémarrage contraignant et problème de dégradation pendant un fonctionnement prolongé à vide) nous amènent à explorer un autre type d'action électrique possible sur les piles.

Une architecture multi-stack différente est présentée dans [Ozpineci & Tolbert 2009] et montrée en . Jusqu'à dix piles d'une puissance de 10kW sont utilisées pour une application stationnaire. Par l'intermédiaire d'un convertisseur multi-niveaux, une pile est connectée (ou déconnectée) en fonction de la demande de puissance de façon à compenser la baisse de tension par l'ajout d'un nouveau module. Du fait de la lente et prévisible évolution de la demande de puissance, les piles non utilisées peuvent être mises à l'arrêt jusqu'à leur prochaine utilisation. Bien que cette stratégie de contrôle des piles ne soit pas adaptée pour une application de transport, la variation rapide de la demande de puissance obligerait chaque pile d'être alimentée en permanence ; cette association met en avant l'utilisation de multiples convertisseurs pour contrôler les différentes piles. En conséquence, nous proposons par la suite une solution qui consiste à réguler la puissance en fonction de la charge ou bien de l'état de santé des piles par des convertisseurs statiques avec une action contrôlée au lieu d'une action franche du type « tout ou rien ».

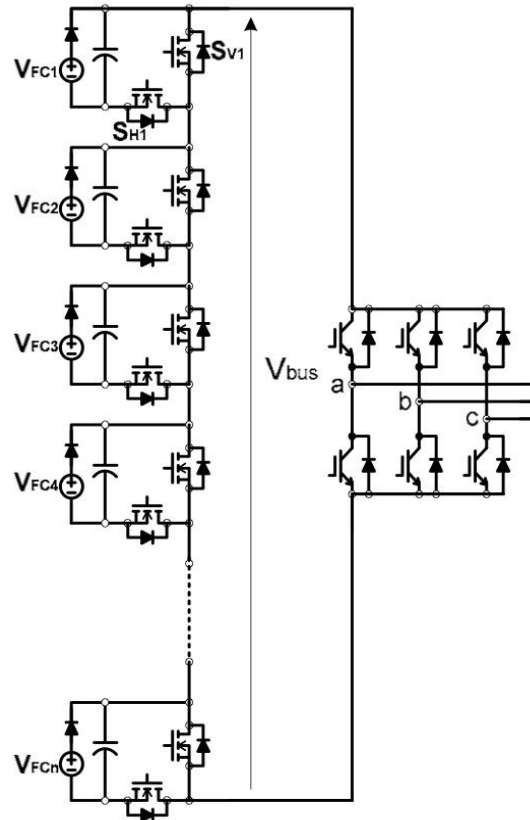


Figure 36 : Architecture multi-stack proposée dans [Ozpineci & Tolbert 2009].

3.2.2. Action graduée par le convertisseur

Nous proposons dans cette partie une solution alternative à une action franche de connexion ou déconnexion de segments défaillants. Cette action, utilisant des convertisseurs statiques, repose sur le principe du soulagement gradué de la pile ou du segment en défaut. L'utilisation d'une PàC impose d'y associer un convertisseur pour adapter sa tension à la tension du réseau du système considéré. Ce dernier peut être alors utilisé pour effectuer une action de soulagement par une modification appropriée de la puissance demandée. La variation de puissance va directement influencer la production de chaleur et d'eau dans la pile et ainsi permettre de corriger l'apparition d'un défaut.

Cette possibilité reste peu explorée, dans une première approche [Emmanuel Frappé *et al.* 2010] mettent en avant un soulagement d'une pile défaillante dans une association multi-stack interfacée par des convertisseurs DC-DC directs. Deux stratégies y sont développées, d'abord la puissance débitée par chaque pile est régulée de façon à ce que chaque stack fonctionne au même point de fonctionnement. Ensuite, si un défaut réversible apparaît, la pile défaillante voit sa puissance limitée pour moitié. Dans ce cas, une association multi-stack de 4 piles, la puissance perdue dans l'ensemble générateur PàC n'est que de 1/8 de la puissance nominale.

Dans [Palma & P. N. Enjeti 2009], la solution d'une pile segmentée couplée à des convertisseurs est étudiée. Grâce à une gestion de la puissance délivrée par chaque segment,

une répartition uniforme de la puissance tout au long de la pile est atteinte. De plus, une possibilité d'extinction d'un segment est présentée. Néanmoins la solution proposée est réalisée sur une pile de faible puissance (150W), et la topologie retenue, utilisant des convertisseurs push-pull, est peu adaptée pour une application de plus forte puissance. C'est pourquoi, la possibilité d'agir sur la puissance d'une pile segmentée (segment de 10kW) ou une association multi-stack par l'utilisation de convertisseurs dédiés est explorée par la suite.

Le contrôle de chaque segment de manière indépendante impose d'utiliser un convertisseur associé par segment. De plus, les segments n'étant pas isolés entre eux l'utilisation de convertisseurs isolés est requise. Ainsi deux types de liaisons sont possibles selon le point de raccordement situé avant ou après le convertisseur AD/DC : une liaison alternative (AC) et une liaison continue (DC) (Fig. 37).

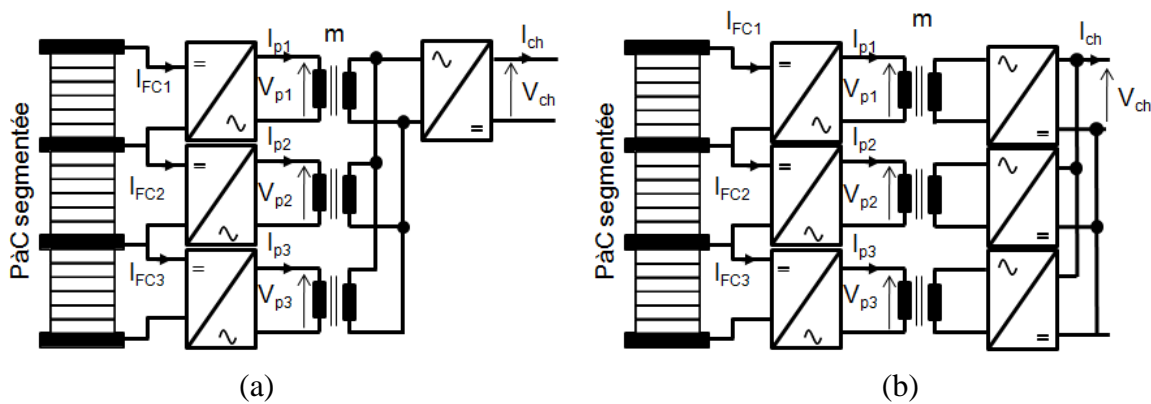


Figure 37 : Liaison AC (a) ou liaison DC (b) pour l'interface électrique d'une pile segmentée.

Un point fort de la liaison alternative est la possibilité de procurer naturellement des conditions de commutation douce aux interrupteurs (commutation à zéro de tension ZVS), néanmoins la gestion de puissance dans un nœud alternatif peut être complexe en raison de la création de courant réactif. En revanche, la liaison continue est plus simple à contrôler mais requiert davantage de composants (multiplicité des redresseurs assurant la liaison électrique en sortie).

Il faut ajouter à cela la multiplication des composants et des convertisseurs qui ne doit pas pénaliser l'ensemble générateur PàC - convertisseur dans son fonctionnement nominal. Il faut alors s'assurer que la topologie associée présente une très bonne efficacité énergétique. Enfin, en cas d'apparition d'un défaut de pile, la possibilité d'un fonctionnement dégradé par une réduction de puissance doit être aisément envisageable.

Nous présentons dans la suite de ce mémoire les topologies de convertisseurs statiques pour une liaison AC, celles pour une liaison DC et menons une étude comparative permettant de faire ressortir une topologie candidate répondant au cahier des charges.

3.3. Convertisseurs pour une Liaison AC

L'utilisation de la pile segmentée impose l'utilisation de convertisseurs isolés. C'est pourquoi cette première étude des topologies s'oriente vers un « nœud alternatif ». Afin d'étudier le fonctionnement et la commande du nœud AC, on se place d'abord dans le cas d'une structure élémentaire composée d'un convertisseur au primaire et un convertisseur au secondaire du transformateur. Le schéma électrique de l'onduleur à déphasage est donné en figure 38. Les règles d'association des convertisseurs imposent d'avoir des sources de nature différente, dans le cas contraire un étage de stockage intermédiaire capacitif ou inductif doit être ajouté. Dans notre application, la présence de deux sources de tension oblige d'insérer entre les deux étages de conversion un élément de stockage inductif. L'isolation galvanique réalisée à l'aide d'un transformateur, de rapport de transformation m , présente des éléments parasites, en particulier des inductances de fuites. Ces inductances sont donc mises à contribution en temps qu'étage de stockage inductif intermédiaire.

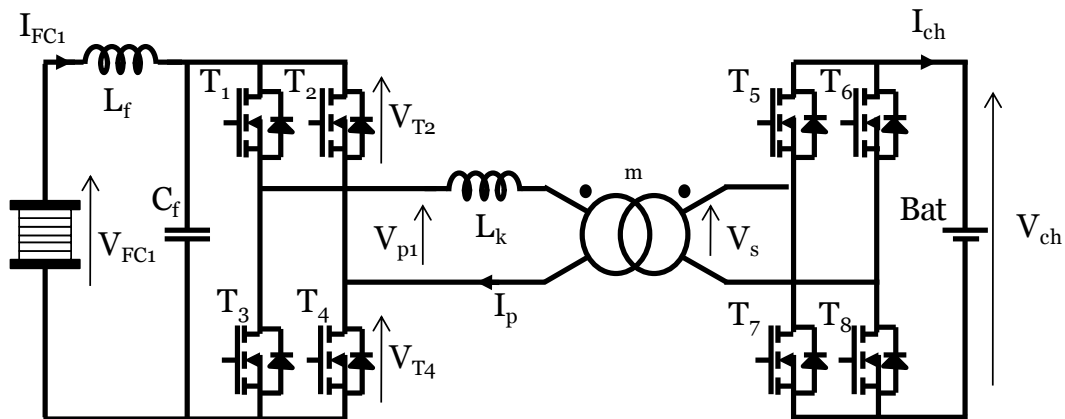


Figure 38 : Structure élémentaire d'onduleur à déphasage.

3.3.1. Fonctionnement du convertisseur :

La commande de l'onduleur à déphasage a été largement étudiée par [Mariethoz & Rufer 2006; Schibli 1999; Krismer *et al.* 2006; Zhao *et al.* 2008]. Un transfert de puissance à travers le transformateur est effectué par l'intermédiaire de l'inductance de fuites et un déphasage entre les deux tensions primaire et secondaire. Dans tous les cas, les convertisseurs fonctionnent à fréquence identique et constante.

Une représentation schématique de l'ensemble convertisseur et transformateur est donnée en figure 39. Les deux convertisseurs sont symbolisés par des sources de tension alternative qui délivrent un signal carré. Le transformateur est représenté par un transformateur parfait associé à ses éléments inductifs, qui sont les inductances de fuites au primaire $L_{1\sigma\text{prim}}$ et au secondaire $L_{1\sigma\text{sec}}$ ainsi que l'inductance de magnétisation L_m .

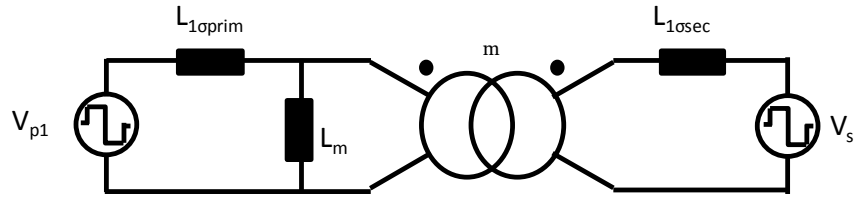


Figure 39 : Représentation du transformateur avec ses tensions primaires et secondaires.

Dans un souci de simplification, tous les éléments au secondaire sont ramenés au primaire. On obtient alors le montage de la figure 40.

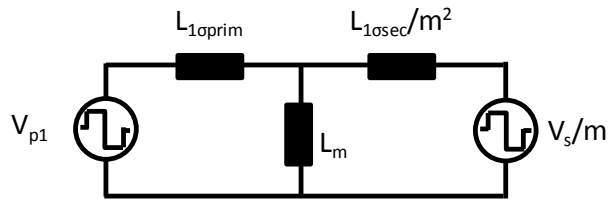


Figure 40 : Représentation du transformateur avec ses tensions ramenées au primaire.

De manière générale, l'inductance magnétisante d'un transformateur de puissance est très grande devant les inductances de fuites (supérieur à 100 fois) ainsi, et après addition des inductances de fuites, le schéma équivalent du transformateur peut être réduit à une inductance de découplage comme représenté figure 41.

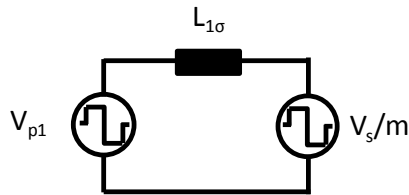


Figure 41 : Représentation du couplage AC.

Avec $L_{1\sigma} = L_{1\sigma prim} + L_{1\sigma sec}/m^2$, la somme des inductances de fuites.

3.3.1.1. Commande par déphasage

Dans le but d'expliquer le fonctionnement de cette commande, nous faisons une approximation au premier harmonique des signaux de tension. V_{p1} et V_s/m sont alors considérés comme sinusoïdaux.

Considérons que l'amplitude de la tension primaire V_{p1} est égale à l'amplitude de V_s/m alors un déphasage entre ces deux tensions permet de contrôler le transfert de courant dans l'inductance de fuites du transformateur. Le diagramme vectoriel de Fresnel des tensions en figure 42 montre le principe de contrôle du transfert de puissance au travers l'inductance de fuites $L_{1\sigma}$.

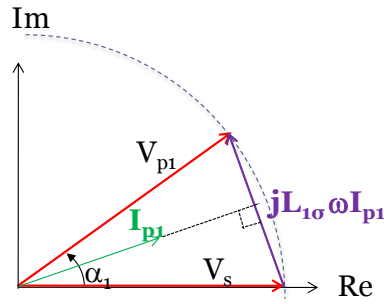


Figure 42 : Représentation de Fresnel des tensions et du courant dans l'inductance de fuites.

La puissance transférée est donné par l'équation suivante [Zhao *et al.* 2008] :

$$P_{1s} = \frac{4}{\pi^3 f_{hach} L_{1\sigma}} V_{p1} V_s \sin(-\alpha_1) \quad (3-52)$$

On pourrait continuer à travailler avec l'approximation au premier harmonique. Etant donné que le fondamental d'un signal carré transporte la majeure partie de la puissance, le calcul du transfert de puissance (3-52) donne un résultat proche de la réalité.

Néanmoins, l'étude avec les signaux carrés est elle aussi possible et [Schibli 2000] propose une méthode pour calculer le retard entre les deux tensions ainsi que, on montrera plus tard pourquoi, la possibilité d'introduire des passages à zéro de tension.

La puissance transférée d'un port vers l'autre pour des signaux de tension carrés est alors définie par la formule suivante :

$$P = \frac{V_{p1} V_s \alpha_1 (\pi - \alpha_1)}{m 2 \pi^2 f_{hach} L_{1\sigma}} \quad (3-53)$$

Ainsi lorsque la fréquence est fixe et les tensions invariables, seul le décalage des tensions conditionne le transfert de puissance.

En pratique, les deux tensions primaire et secondaire ne sont pas forcément de même amplitude et peuvent être variables. Néanmoins la stratégie de contrôle de la puissance reste applicable, l'équation (3-53) reste donc valable et permet de calculer le décalage à appliquer pour obtenir le transfert de puissance voulu.

Comme annoncé précédemment, la liaison alternative permet, sans ajout de composants supplémentaires, un fonctionnement à commutation douce à zéro de tension (ZVS) comme illustré en figure 43. Si l'on s'intéresse au cas du convertisseur d'entrée, on observe que, lorsque sa tension commute de $-V_{pi}$ à $+V_{pi}$, le courant est négatif. Cela implique que les diodes (D_1, D_4) en anti parallèle des transistors T_1 et T_4 conduisent à ce moment précis et cela tant que le courant ne devient pas positif, le transistor se ferme donc sur une diode en conduction (c'est-à-dire à tension quasi nulle). Le même comportement est observable pour le deuxième convertisseur. La commutation à la fermeture des interrupteurs se fait donc à tension nulle, il y a donc des pertes par commutation uniquement à l'ouverture (au blocage) des interrupteurs semi-conducteurs.

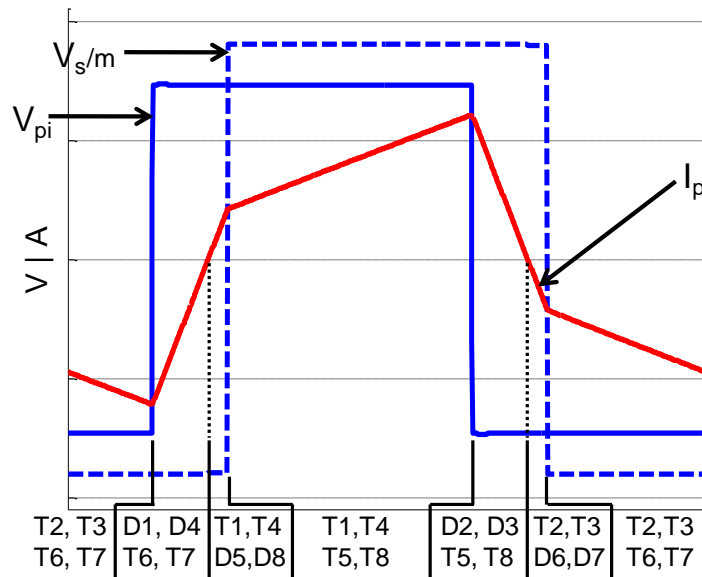


Figure 43 : Commutation à zéro de tension.

Cependant cette stratégie de commande possède un défaut majeur : la forme d'onde du courant est imposée par les deux tensions et leur retard. Il y a alors création d'un courant de forte amplitude d'autant plus importante que les amplitudes des deux tensions sont différentes et que l'inductance de fuites est faible.

La figure 44 montre le cas, pour un même décalage de tension, de (a) $V_p \approx V_s/m$ et de (b) $V_p > V_s/m$.

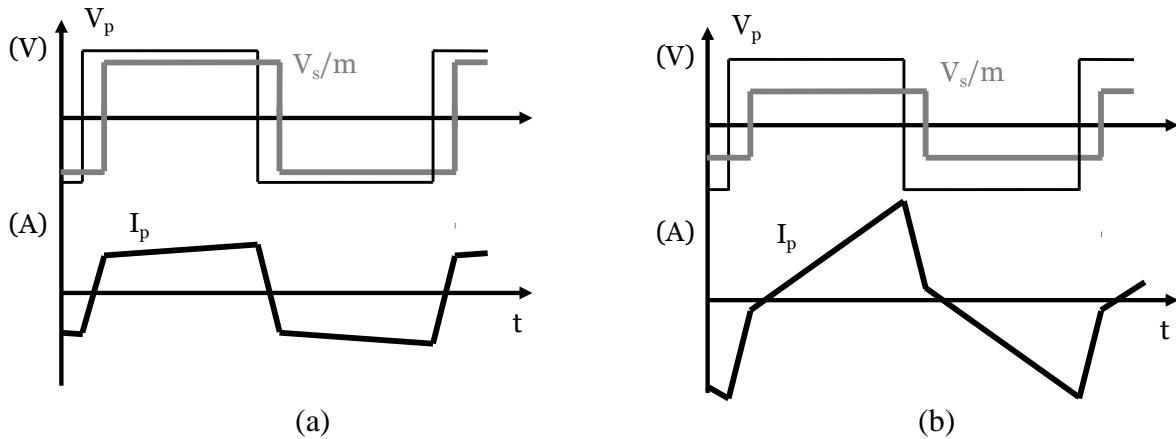


Figure 44 : Formes d'ondes de la commande à déphasage dans le nœud AC.

Il est alors possible de réduire le courant en insérant des instants à zéro sur les tensions. Une modulation dite trapézoïdale est alors possible [Schibli 2000]. Cette modulation de tension à 3 niveaux est représentée en figure 45, à la fin de chaque demi-période, le courant dans le nœud AC est annulé pendant la durée τ .

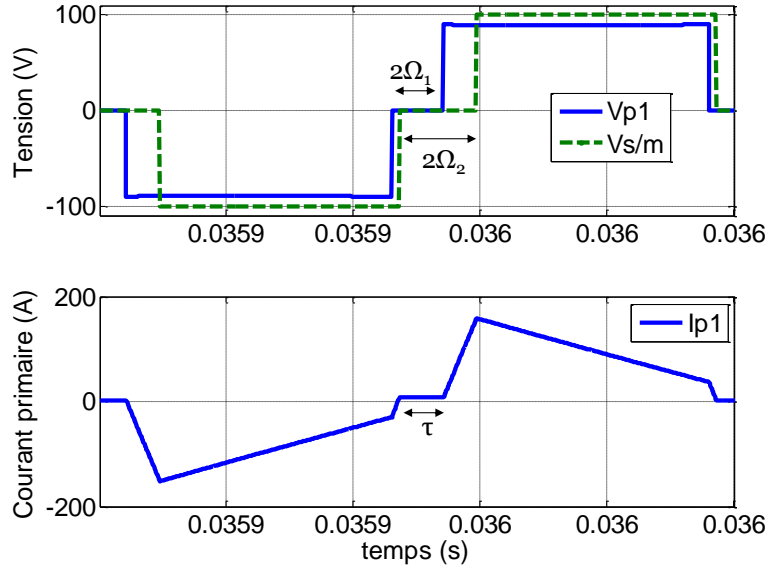


Figure 45 : courant et tension de la modulation trapézoïdale.

La puissance transférée vaut alors :

$$P = \frac{V_s/m (\pi - \alpha_1 - \Omega_1 - \Omega_2) [V_s/m (\alpha_1 + \Omega_1 - \Omega_2) + V_{p1} (\alpha_1 - \Omega_1 + \Omega_2)]}{4 \pi^2 f_{hach} L_{1\sigma}} + \frac{(V_s/m)^2 (\alpha_1 + \Omega_1 - \Omega_2)^2}{4 \pi^2 f_{hach} L_{1\sigma}} \quad (3-54)$$

Avec

$$\Omega_1 = \frac{\pi (V_{p1} - V_s/m) + 2V_s/m (\alpha_1 + 2\pi\tau f_{hach})}{2(V_{p1} + V_s/m)} \quad (3-55)$$

$$\Omega_2 = \alpha_1 - \Omega_1 + 2\pi\tau f_{hach} \quad (3-56)$$

Ω_1 et Ω_2 correspondent aux instants durant lesquels V_p et V_s sont égales à zéro volt. τ correspond à un temps mort.

Cette modulation permet un fonctionnement à zéro de courant (ZCS) pour quatre interrupteurs. Et un fonctionnement ZVS pour les quatre autres interrupteurs. Elle permet donc de réduire les pertes en commutation dans les convertisseurs.

La puissance maximale transmissible est définie par :

$$P_{trap-max} = \frac{V_{p1}^2 (V_s/m)^2 (1 - 2\tau f_{hach})}{4 L_{1\sigma} f_{hach} (V_{p1}^2 + V_{p1} V_s/m + (V_s/m)^2)} \quad (3-57)$$

L'équation (3-57) permet de définir la valeur de l'inductance $L_{1\sigma}$ requise pour la puissance voulue.

Néanmoins cette modulation est valable lorsque V_{p1} est proche de V_s . Dans le cas d'une utilisation avec une pile à combustible dont la tension varie d'un rapport 1/2, la modulation n'est plus trapézoïdale. Les figures 46 montrent pour un même décalage de tension le courant dans le transformateur pour $V_{pile} = 90V$ et $60V$. La tension de sortie est identique et vaut $V_s/m = 100V$. La puissance délivrée en sortie vaut $10kW$ pour le courant trapézoïdal et $5,6kW$ pour l'autre cas.

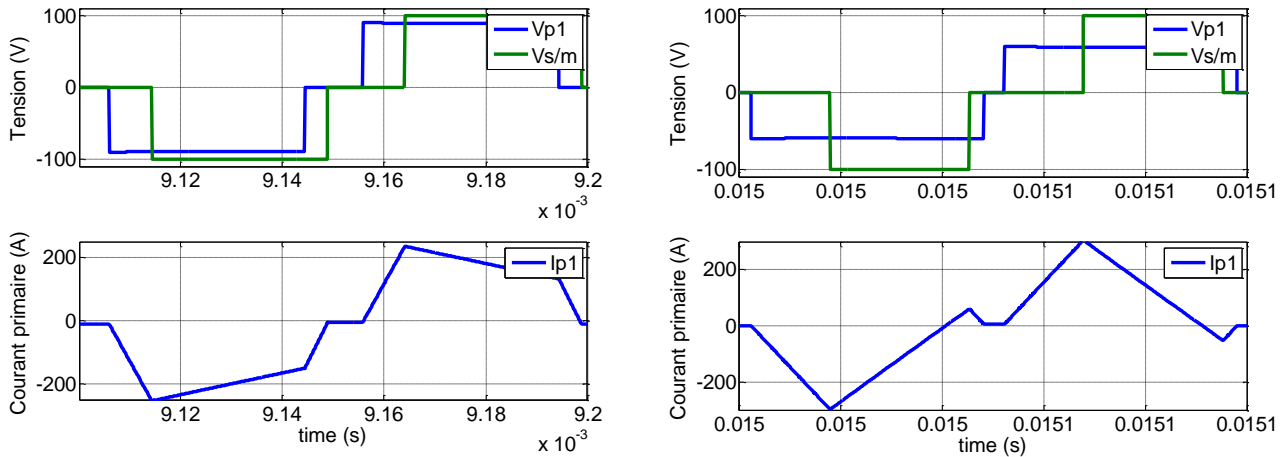


Figure 46 : Comparaison des courants dans le lien AC pour $V_{pile} = 90V$ et $60V$

Cette modulation n'est pas adaptée pour un usage avec pile à combustible due aux contraintes de composante réactive de courant de forte amplitude, en particulier pour des variations importantes de V_{FC} .

Par ailleurs, cette commande à déphasage se complexifie au fur et à mesure que l'on ajoute des ports au système. Chaque port peut transférer de la puissance vers un autre port, et ce transfert de puissance est dépendant de chaque valeur de tension et du décalage entre les différents ports. Le modèle d'un transformateur à 4 enroulements est donné en figure 47. A gauche un modèle simple est montré mettant en jeu les inductances de fuites sur chaque port, néanmoins il ne prend pas en compte les inductances mutuelles entre chaque port. C'est pourquoi pour la commande à déphasage le modèle « cantilever étendu » est utilisé (figure 47 à droite) [R. W. Erickson & Maksimovic 1998].

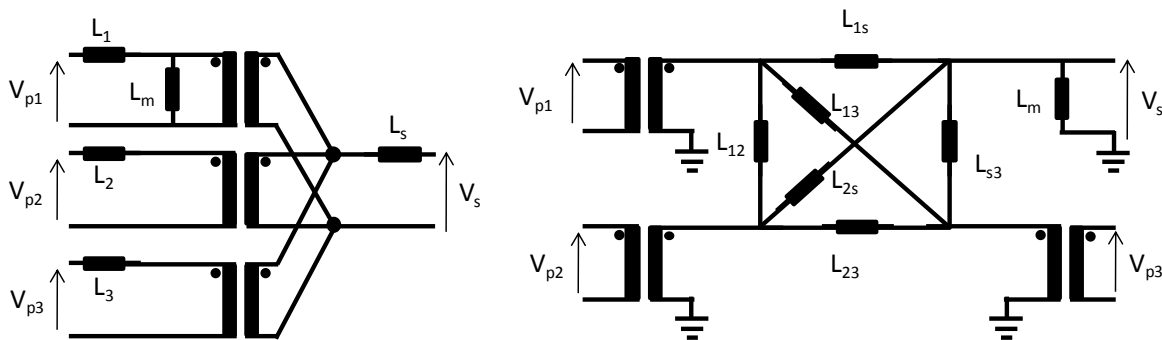


Figure 47 : Représentation d'un transformateur à 4 enroulements et modèle cantilever étendu.

Avec la présence de plusieurs ports, il redevient plus simple de finir l'étude en faisant l'approximation au premier harmonique. Les tensions sont donc de nouveau considérées comme sinusoïdales.

On définit la tension V_s comme tension de référence pour le choix des déphasages. Les transferts de puissance depuis les entrées 1, 2, 3 vers la sortie sont donnés par les équations suivantes :

$$P_{1s} = \frac{4}{\pi^3 f_{hach} L_{1s}} V_{p1} V_s \sin(-\alpha_1) \quad (3-58)$$

$$P_{2s} = \frac{4}{\pi^3 f_{hach} L_{2s}} V_{p2} V_s \sin(-\alpha_2) \quad (3-59)$$

$$P_{3s} = \frac{4}{\pi^3 f_{hach} L_{3s}} V_{p3} V_s \sin(-\alpha_3) \quad (3-60)$$

Avec f la fréquence de commutation, L_{is} l'inductance mutuelle entre l'entrée i et la sortie s , et α_i le déphasage entre l'entrée i et la sortie s .

Le transfert de puissance entre les 3 ports d'entrée est donné par les équations suivantes :

$$P_{12} = \frac{4}{\pi^3 f_{hach} L_{12}} V_{p1} V_{p2} \sin(\alpha_2 - \alpha_1) \quad (3-61)$$

$$P_{13} = \frac{4}{\pi^3 f_{hach} L_{13}} V_{p1} V_{p3} \sin(\alpha_3 - \alpha_1) \quad (3-62)$$

$$P_{23} = \frac{4}{\pi^3 f_{hach} L_{23}} V_{p2} V_{p3} \sin(\alpha_3 - \alpha_2) \quad (3-63)$$

Ainsi on peut définir la puissance fournie (ou reçue) à chaque port

$$P_s = P_{1s} + P_{2s} + P_{3s} \quad (3-64)$$

$$P_1 = P_{1s} - P_{12} - P_{13} \quad (3-65)$$

$$P_2 = P_{2s} + P_{12} - P_{23} \quad (3-66)$$

$$P_3 = P_{3s} + P_{13} + P_{23} \quad (3-67)$$

Les courants au travers des différents ports du transformateur sont donc couplés à chaque tension et chaque déphasage. La gestion de l'ensemble et la régulation de la puissance débitée par chaque port devient délicate. Le calcul des différents déphasages n'est pas aisé du fait des différents couplages. C'est pourquoi une autre modulation a été étudiée et est présentée par la suite.

3.3.2. Utilisation dans un convertisseur multi-source

La liaison AC permet l'utilisation d'un transformateur multi-enroulement, en remplacement des trois transformateurs distincts. Il permet un gain de deux bobinages, et de réduire le nombre de fermetures magnétiques. Il en résulte une meilleure compacité et est donc bien adapté à une application embarquée. La figure 48 montre l'ensemble convertisseur PàC avec l'utilisation de trois transformateurs ou d'un transformateur multi-enroulement.

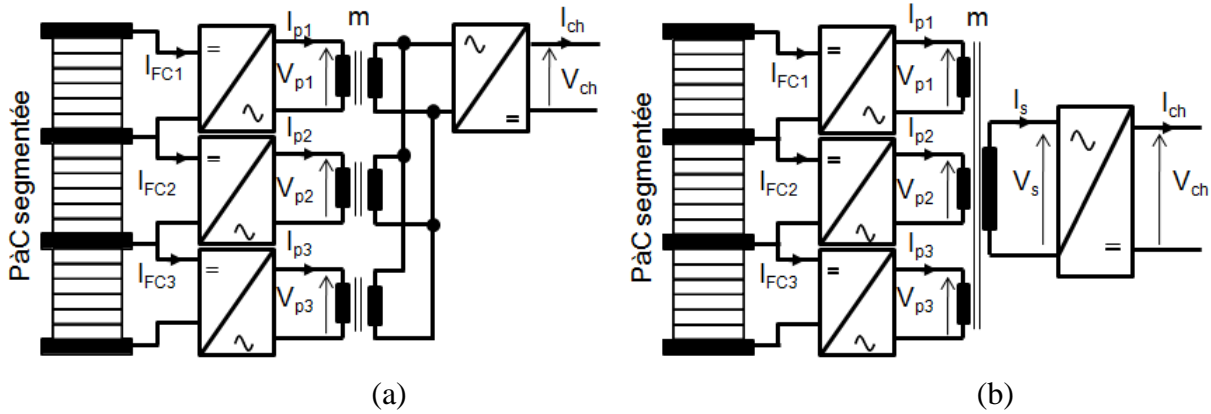


Figure 48 : Utilisation de plusieurs transformateurs (a), d'un transformateur multi-enroulement (b)

Dans le but de simplifier la mise en œuvre de la commande, un contrôle qui permet de découpler les courants en fonction des différentes tensions est proposé. Il consiste à mettre en phase les trois courants I_{p1} , I_{p2} et I_{p3} avec la tension de sortie, ainsi les courants sont en phase et ne dépendent plus que des tensions d'entrée. La représentation de Fresnel pour deux convertisseurs d'entrée est donnée en figure 49.

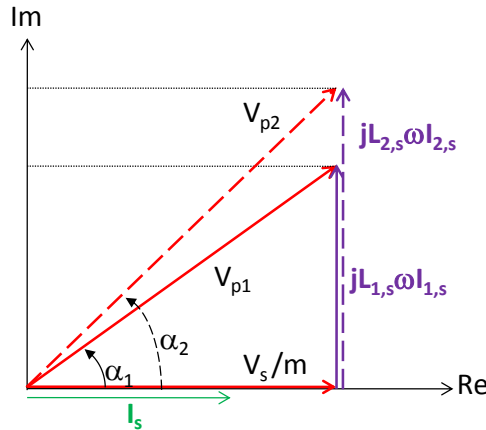


Figure 49 : Représentation de Fresnel pour un courant en phase avec la tension de sortie.

Les tensions d'entrées V_{pi} ainsi que le déphasage des tensions d'entrée vers la sortie α_i sont les paramètres de commande de cette stratégie.

On peut alors calculer le déphasage et les amplitudes de tension d'entrée requise.

$$\alpha_i = \arctan\left(\frac{L\sigma_{i,s}\omega I_{pi}}{V_s}\right) \quad (3-68)$$

$$V_{pi} = \frac{V_s}{\cos(\alpha_i)} \quad (3-69)$$

Les tensions d'entrées sont modulées par l'ajout de temps à zéro de tension τ_i , ces instants sont calculés de la manière suivante.

Le développement en série de Fourier d'un signal carré est donné par :

$$V_{p,i} = \frac{4}{\pi} V_{FCi} \sum_{n=0}^{+\infty} \frac{1}{(2n+1)} \cos((2n+1)\tau_i) \sin((2n+1)(\omega t + \alpha_i)) \quad (3-70)$$

Réduit au premier harmonique, l'expression est simplifiée en

$$V_{p,i} = \frac{4}{\pi} V_{FCi} \cos(\tau_i) \sin(\omega t + \alpha_i) \quad (3-71)$$

La valeur maximale de la tension d'entrée vaut alors :

$$\hat{V}_{p,i} = \frac{4}{\pi} V_{FCi} \cos(\tau_i) \quad (3-72)$$

La figure 50 montre les formes d'ondes dans un convertisseur en entrée (a) et dans le convertisseur de sortie (b).

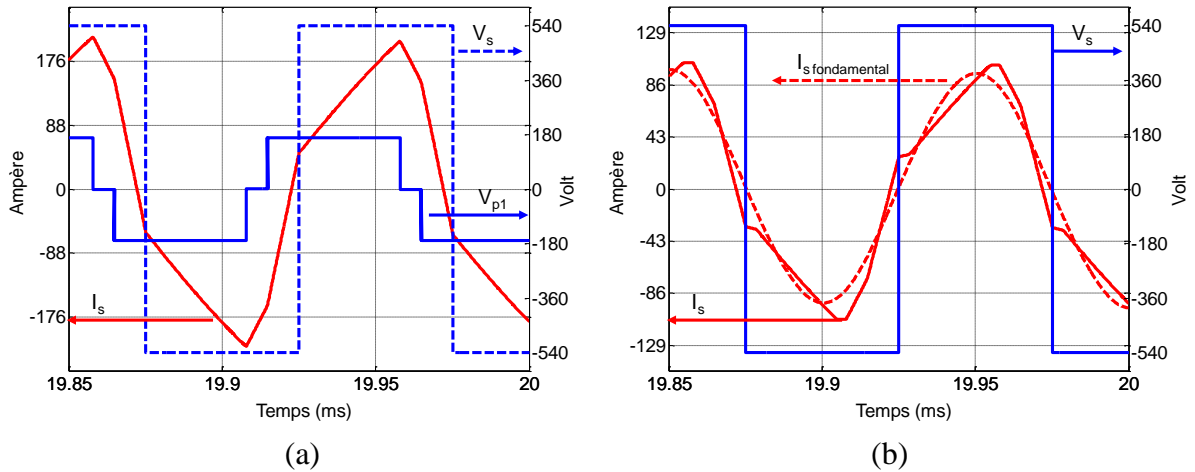
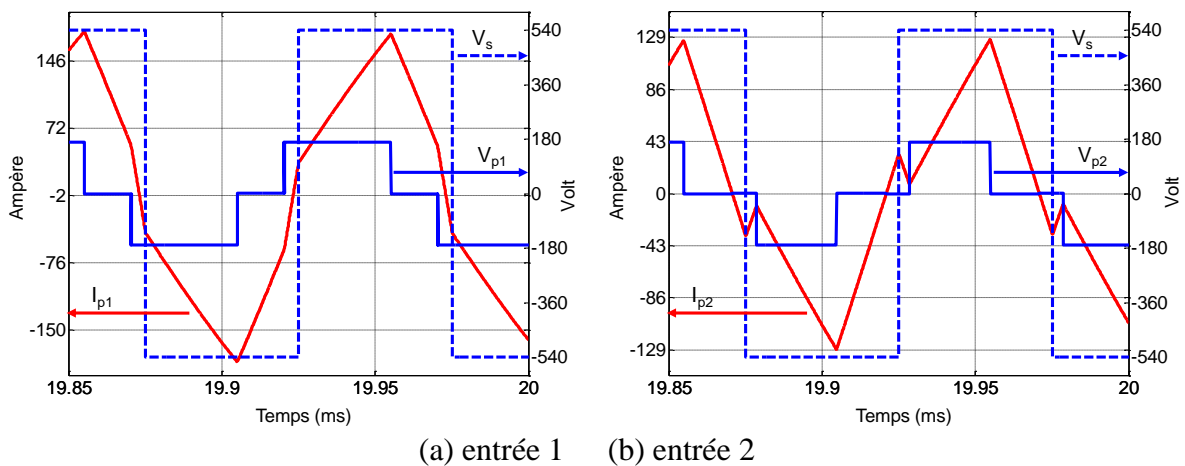
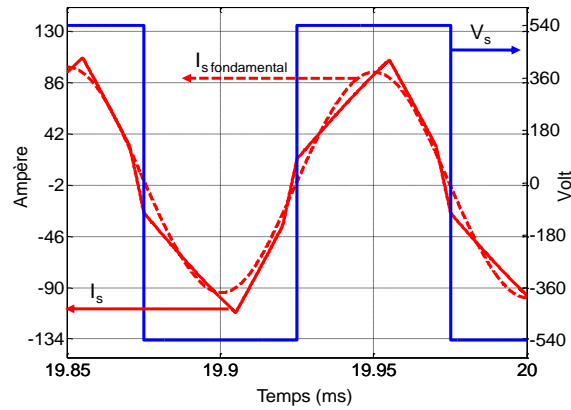


Figure 50 : Courant et tension dans le convertisseur d'entrée (a) et de sortie (b).

La forme du courant est trapézoïdale et le fondamental du courant est bien en phase avec la tension de sortie. A courant élevé, les convertisseurs d'entrée et de sortie fonctionnent en ZVS.

Une variation de puissance entre les entrées est maintenant réalisée Figure 51





(c) sortie

Figure 51 : Courant et tensions pour deux consignes différentes en entrée.

On observe en figure 51(b) que le fonctionnement en ZVS est perdu en dessous d'une limite de courant pile. De plus, les valeurs de tensions au primaire et au secondaire font qu'il y a en permanence une forte différence de potentiel aux bornes de l'inductance de fuites du transformateur, il en résulte des courants très forts au sein du nœud AC à faible puissance.

3.3.2.1. Dimensionnement des composants

Les contraintes sur les semi-conducteurs sont calculées de la manière suivante :

Pour les transistors :

$$V_{Tmax} = V_{FCmax} = 100V \quad (3-73)$$

$$I_{Tmax} = \frac{V_{FC}(\pi - 2\delta_i) + \frac{V_{ch}}{m}(2\delta_i - \pi)}{2L_k\omega} = 245A \quad (3-74)$$

Et pour les diodes :

$$V_D = V_{ch} = 540V \quad (3-75)$$

$$I_{Dmax} = \frac{V_{FC}(\pi - 2\delta_i) + \frac{V_{ch}}{m}(2\delta_i - \pi)}{2mL_k\omega} = 24.5A \quad (3-76)$$

Cette solution fonctionnerait de façon optimale pour une tension d'entrée fixe, ce qui n'est pas le cas pour la pile à combustible, il en résulte de très forts courants au primaire du transformateur pour une puissance transmise donnée. La présence d'un fort courant pénalise les performances énergétiques du convertisseur surtout à faible puissance, une comparaison énergétique est présentée à la fin de ce chapitre. L'étude s'oriente donc vers des topologies insensibles aux variations de la tension d'entrée.

3.4. Convertisseurs pour une liaison DC

La forte dynamique en tension de la pile à combustible, pénalise les performances des topologies de convertisseurs à liaison AC. C'est pourquoi, dans cette partie, nous proposons d'étudier des associations de convertisseurs à liaison DC. Le transfert de puissance pour ces différentes topologies ne dépend plus des tensions d'entrée/sortie, ni d'un décalage entre ces dernières. Par ailleurs, le contrôle du transfert de puissance se trouve simplifié grâce à l'utilisation de grandeurs continues, ainsi nous proposons de ne détailler l'étude que sur un convertisseur unitaire lui-même associé à un segment de pile. Nous menons une étude comparative sur quatre topologies candidates : un onduleur à double résonance, deux BOOST isolés et un BOOST à résonance. Les critères de comparaison portent sur la compatibilité avec le cahier des charges de l'application, l'efficacité énergétique, le nombre de composants actifs et passifs et l'impact sur la compacité de la structure.

3.4.1. L'onduleur de tension à double résonance

Cette structure de convertisseur a déjà été étudiée auparavant au sein de l'IFSTTAR-LTN pour y être intégré comme chargeur de batterie auxiliaire 72V dans une locomotive hybride de manœuvre de la SNCF [Alexandre De Bernardinis *et al.* 2011]. Avant cela, il a été développé pour des applications haute tension, à puissance élevée et destinées à l'imagerie médicale [Croulard 2003; Croulard *et al.* 2003].

Il permet un fonctionnement en commutation douce ZCS, et a comme particularité une double résonance. Cette dernière permet de borner le fonctionnement de l'onduleur entre une fréquence basse, pour laquelle il ne délivre pas de courant, et une fréquence haute, pour laquelle il délivre le courant maximal. Ainsi sa plage de fonctionnement en fréquence est entièrement maîtrisée.

La structure d'onduleur de tension à double résonance est présentée en figure 52.

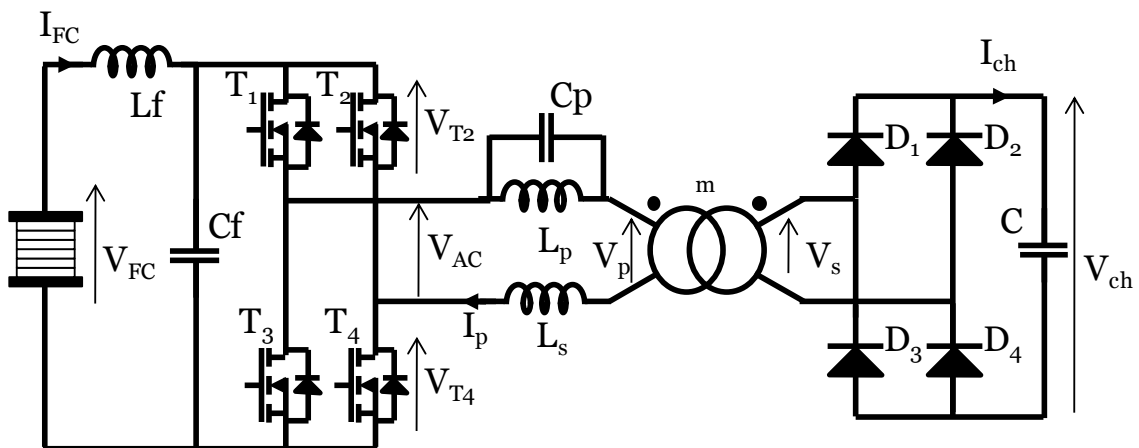


Figure 52 : Schéma de l'onduleur à double résonance

La fréquence basse est définie par la cellule $L_p C_p$, qui définit une fréquence d'anti résonance appelée f_{\min} . La fréquence haute appelée f_{\max} , qui est la fréquence de résonance, est obtenue

avec L_p , C_p et L_s . On peut noter que l'inductance L_s peut être l'inductance de fuites du transformateur. Il y a alors une économie d'une inductance, le transformateur devra être conçu pour avoir cette inductance de fuites voulue [Steiger & Mariethoz 2010]. L'ensemble L_p , C_p , et L_s constitue un dipôle résonant du 3^{ème} ordre dont la fonction de transfert est donnée ci-après :

$$\frac{I_p(p)}{V_{ac}(p)} = \frac{1 + L_p C_p p^2}{(L_s + L_p)p + L_s L_p C_p p^3} \quad (3-77)$$

$$\frac{I_p(p)}{V_{ac}(p)} = \frac{1 + L_p C_p p^2}{1 + \frac{L_s L_p}{L_s + L_p} C_p p^2} \times \frac{1}{(L_s + L_p)p} \quad (3-78)$$

$$= \frac{1 + \frac{p^2}{\omega_{min}^2}}{1 + \frac{p^2}{\omega_{max}^2}} \times \frac{1}{(L_s + L_p)p} \quad (3-79)$$

Ainsi la fréquence d'anti résonance est donnée par :

$$f_{min} = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L_p C_p}} \quad (3-80)$$

Et la fréquence de résonance est donnée par :

$$f_{max} = \frac{1}{2 \pi \sqrt{\frac{L_s L_p}{L_s + L_p} C_p}} \quad (3-81)$$

3.4.1.1. Fonctionnement du convertisseur

Les interrupteurs sont commandés par paire, il y a ainsi T_1, T_4 puis T_2, T_3 qui sont commandés en même temps. Cette topologie étant un onduleur de tension, à aucun moment les quatre interrupteurs sont actionnés en même temps. À la fermeture d'une paire d'interrupteur le circuit résonant est alimenté, le courant a alors une réponse sinusoïdale. La commande du convertisseur consiste à commander les interrupteurs jusqu'à ce que le courant devienne négatif. A ce moment-là, les diodes en anti-parallèle deviennent passantes, l'ouverture des interrupteurs se fait à zéro de courant (ZCS). La figure 53 montre le principe de la commande.

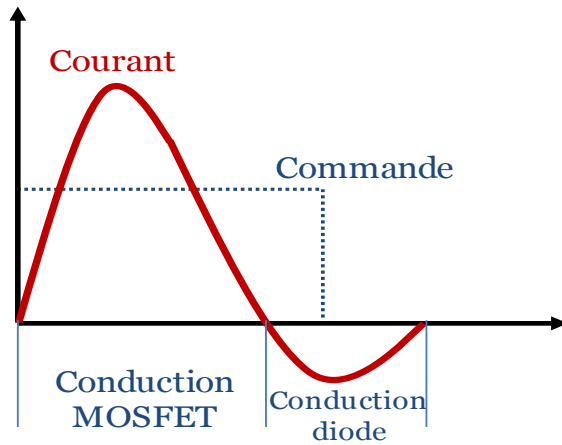


Figure 53 : Principe de la commande en ZCS pour l'onduleur de tension à double résonance

Le convertisseur commute donc à zéro courant, que ce soit à l'ouverture ou à la fermeture des interrupteurs. Cela permet de réduire fortement les pertes par commutations et a pour conséquence d'améliorer les performances énergétiques du convertisseur.

Les principales formes d'onde de l'onduleur sont données en figure 54.

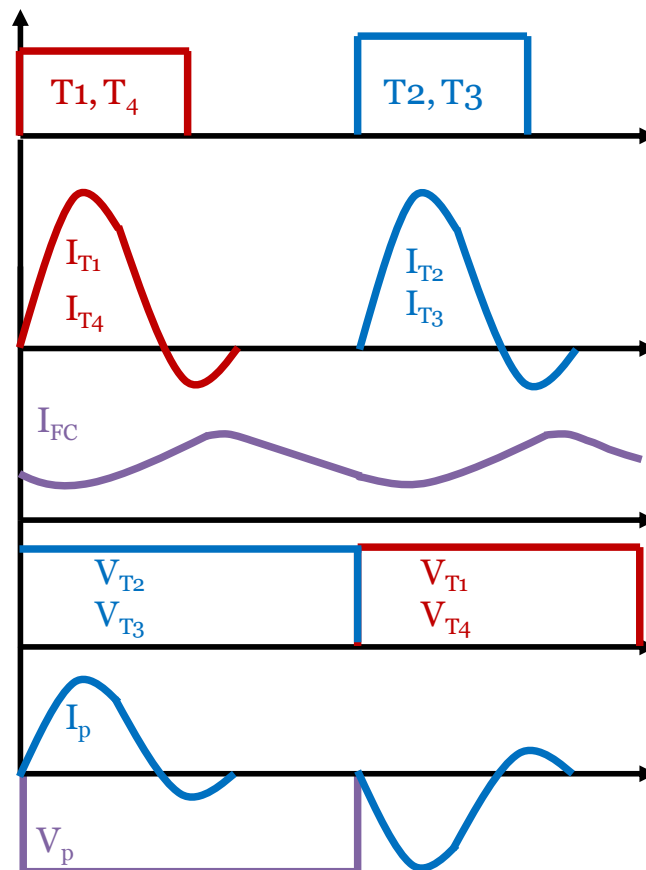


Figure 54 : Principales formes d'onde de l'onduleur à double résonance.

3.4.1.2. Plage de fonctionnement du convertisseur

Le choix de la fréquence de fonctionnement du convertisseur conditionne le choix des paramètres résonants. Le fonctionnement en commutation douce permet de travailler à des fréquences plus élevées que pour la commutation dure, du fait des pertes en commutation réduites. Enfin dans l'optique d'obtenir un convertisseur compact, on souhaite utiliser pour le transformateur une technologie dite « planaire ». La conception planaire consiste à imprimer des enroulements sur une carte, à l'image d'un circuit imprimé. Ces plaques sont alors assemblées les unes sur les autres de façon planaire, isolées entre elles, autour d'un noyau de ferrite. On obtient alors un transformateur d'un encombrement très réduit, avec un très haut rendement et une très faible inductance de fuites. Cette technologie requiert cependant, pour des transformateurs de puissance, de fonctionner à des fréquences élevées et supérieures à 20kHz. Le constructeur Payton conseille d'adopter une fréquence minimale d'au moins 40kHz. Cette fréquence est donc la fréquence basse retenue pour le fonctionnement du convertisseur. Ainsi pour un fonctionnement sur une plage de fréquence de 40 à 95kHz, on a les éléments résonants suivant : $C_p = 5,1\mu\text{F}$; $L_s = 0,17\mu\text{H}$ et $L_p = 3\mu\text{H}$. Le détail des calculs des différents paramètres du convertisseur est reporté en annexe 1.

La figure 55 montre la puissance fournie par la pile en fonction de la fréquence du convertisseur. La puissance peut varier d'une puissance nulle, lorsque le convertisseur fonctionne à la fréquence d'anti résonance, à P_{nom} , lorsque le convertisseur est à la fréquence de résonance.

De par sa nature d'onduleur de tension, cette topologie nécessite l'ajout d'un filtre (L, C) en entrée qui permet de réduire l'oscillation du courant de pile mais qui augmente automatiquement la taille du convertisseur dû à l'ajout de composants passifs.

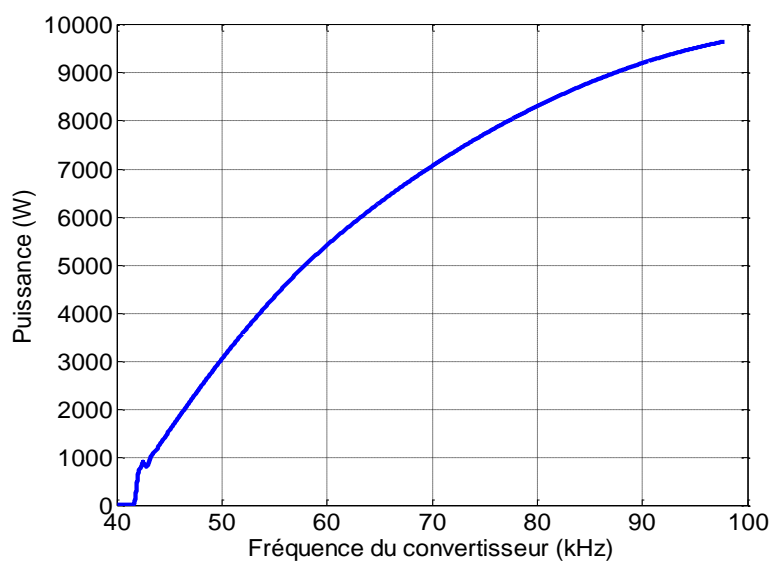


Figure 55 : Puissance débitée par la pile en fonction de la fréquence de commande du convertisseur.

Néanmoins cette topologie a pour désavantage des contraintes en courant sur les interrupteurs au primaire énormes ($V_{\max} = 100V$ et $I_{\max} 520A$) qui obligent de fait à associer plusieurs composants en parallèle. De plus, le filtre en entrée ne garantit pas que le courant de pile reste positif à basse puissance, ce qui est un critère déterminant pour une utilisation avec une PàC. En conséquence, des structures alimentées en courant sont préférées, elles permettent de contrôler efficacement le courant de pile et maîtriser son ondulation.

Dans les applications PàC qui ne requièrent pas d'isolation galvanique, le convertisseur de type « BOOST » est souvent la topologie privilégiée. Il permet en effet un contrôle optimal du courant de pile, et n'est composé que d'un seul interrupteur commandé. De ce fait il est bien adapté aux applications de fortes puissances et offre un rendement élevé. A titre d'exemple, un prototype de 150kW est présenté dans [Haiping *et al.* 2005] avec un rendement de l'ordre de 97%.

La suite de l'étude prend appui sur la structure BOOST classique qui est adaptée afin qu'elle dispose de l'isolation galvanique requise pour l'utilisation avec une pile segmentée.

3.4.2. Le BOOST isolé à demi-pont

Le BOOST isolé est conçu sur la base d'un BOOST entrelacé à deux bras (Fig. 56). L'entrelacement consiste à placer deux cellules de convertisseur en parallèle ce qui permet de segmenter le courant d'entrée et ainsi de réduire les oscillations de courant en entrée du convertisseur par un décalage approprié des signaux de commande des interrupteurs. La fréquence apparente vue par la source vaut alors f_{hach} multipliée par le nombre de bras, f_{hach} étant la fréquence de commutation des interrupteurs. Cela permet de réduire la taille des éléments de filtrages [Filho & Barbi 1996; Dang 2006] et d'offrir un fonctionnement en mode dégradé lors de la perte d'un module. Cette structure entrelacée est par exemple utilisée par [Pankow & Le Moigne 2007] pour la réalisation d'une alimentation sans interruption à pile à combustible.

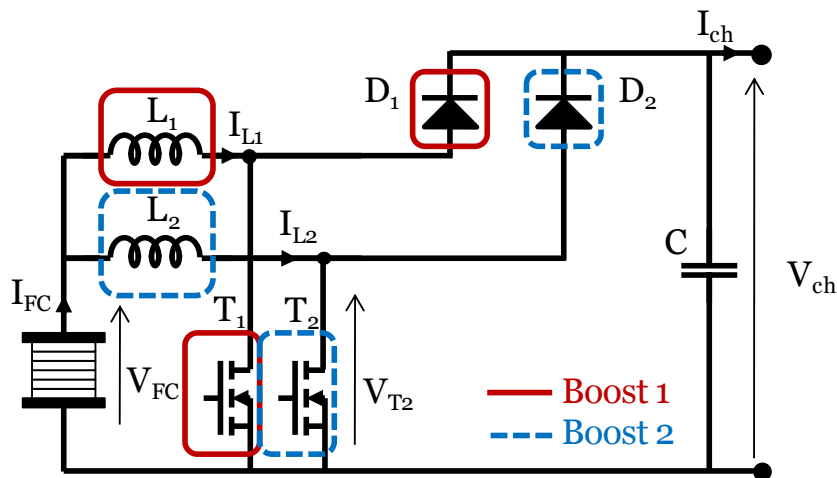


Figure 56 : BOOST entrelacé à deux bras.

Il est possible de rendre ce BOOST isolé grâce à l'insertion d'un transformateur entre les inductances et les diodes comme montré sur la figure 57 [Lembeye *et al.* 2009]. Ce convertisseur est alors composé de deux inductances qui ne sont pas couplées et de deux interrupteurs commandés côté basse tension, un transformateur et de quatre diodes de redressement.

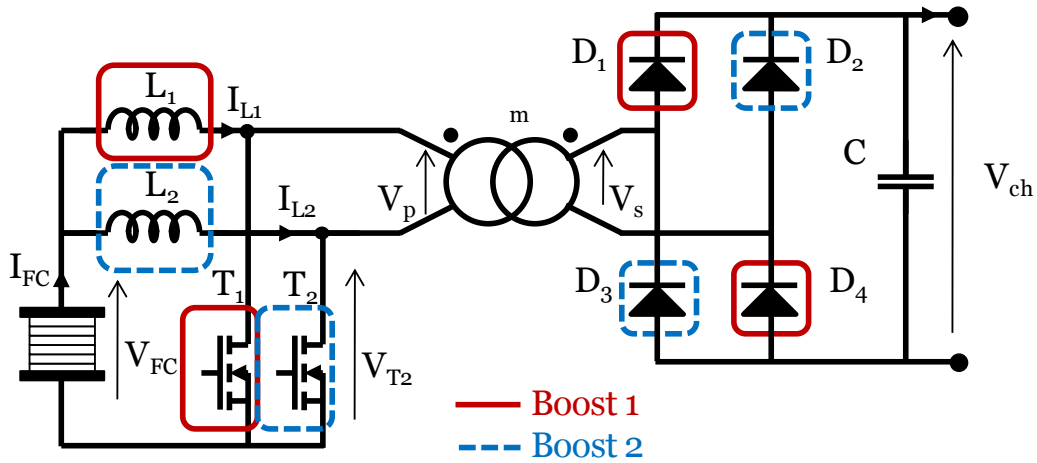


Figure 57 : BOOST entrelacé isolé dit à demi-pont

Ainsi la commande du BOOST isolé à demi-pont est identique à celle d'un BOOST entrelacé. Les commandes des interrupteurs sont identiques et déphasées de π . Son rapport de transformation correspond à celui du BOOST avec en plus le rapport d'élévation du transformateur :

$$V_{ch} = \frac{m}{1 - \alpha} V_{FC} \quad (3-82)$$

Il y a cependant une condition sur le rapport cyclique : il doit obligatoirement être supérieur à 50% pour éviter toute inversion de courant sur circuit inductif. En effet, l'inductance L1 est alimentée durant l'intervalle $[0 ; \alpha T]$ et L2 durant l'intervalle $[T/2 ; T/2 + \alpha T]$. Il est alors évident qu'avec un rapport cyclique inférieur à 0.5 (Fig. 58), les inductances L1 et L2 se retrouvent en série lorsque T1 et T2 sont ouverts. Une inversion de courant est donc imposée à l'une des inductances au moment de l'ouverture (Fig. 59) qui va créer un pic de tension qui détruira les interrupteurs. Le fonctionnement à rapport cyclique inférieur à 50% est donc proscrit.

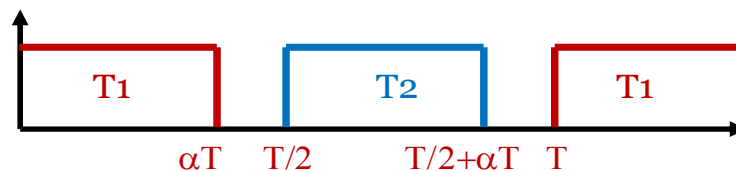
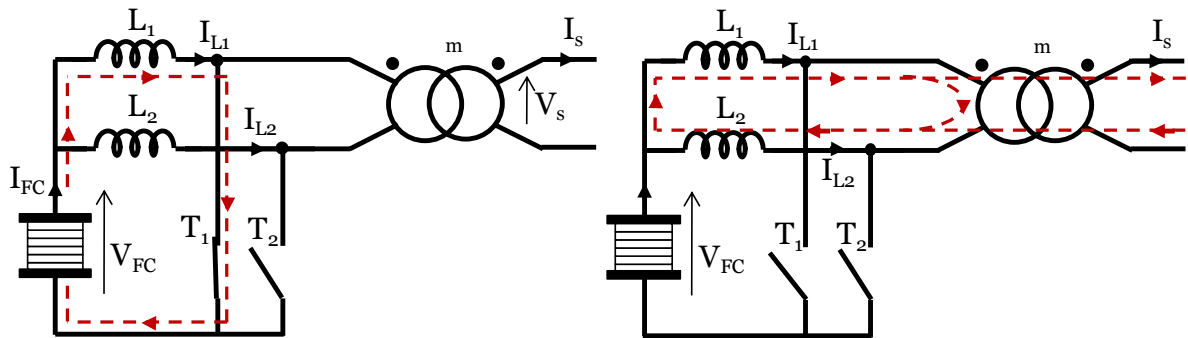
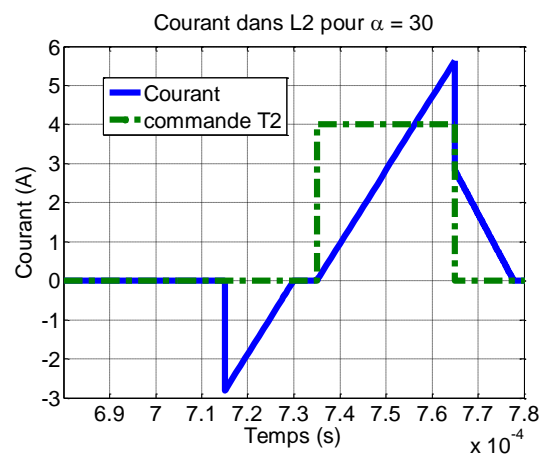
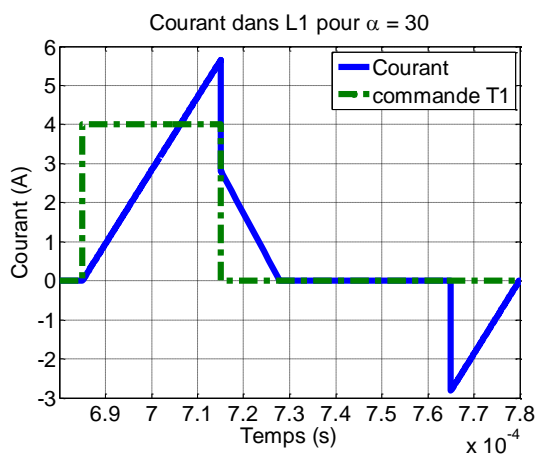


Figure 58 : Ordre de commande de T1 et T2 pour $\alpha < 0.5$



(A) à $t = [0 ; \alpha T]$

(B) à $t = [\alpha T ; T/2]$



(C) Courant dans les inductances pour $\alpha = 0.3$

Figure 59 : Séquence de commutation pour $\alpha < 0.5$

3.4.2.1. Fonctionnement du convertisseur

On peut définir quatre séquences de conduction : $[0 ; \alpha T - T/2]$, $[\alpha T - T/2 ; T/2]$, $[T/2 ; \alpha T]$, $[\alpha T ; T]$ (Fig. 60). L'étude sur une période montre que L1 est alimentée durant l'intervalle $[0 ; \alpha T]$ puis son énergie est transférée vers la charge durant $[\alpha T ; T]$. Il en est de même pour L2 qui est alimentée durant $[0 ; \alpha T - T/2]$ et $[T/2 ; T]$, son énergie est transmise à la charge durant $[\alpha T - T/2 ; T/2]$.

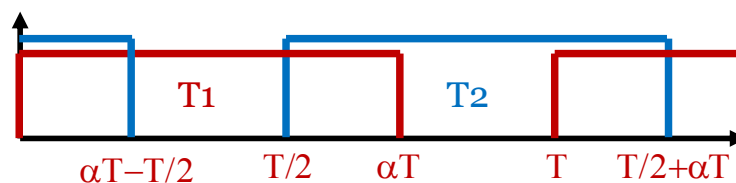


Figure 60 : Ordre de commande de T1 et T2 pour $\alpha > 0.5$

Les principales formes d'ondes du convertisseur BOOST isolé à demi-pont sont données dans la figure 61. On y retrouve la tension aux bornes des transistors V_{T1} et V_{T2} , la tension au primaire du transformateur V_p , ainsi que les courants dans les inductances I_{L1} et I_{L2} , de pile I_{FC} et dans les transistors I_{T1} et I_{T2} .

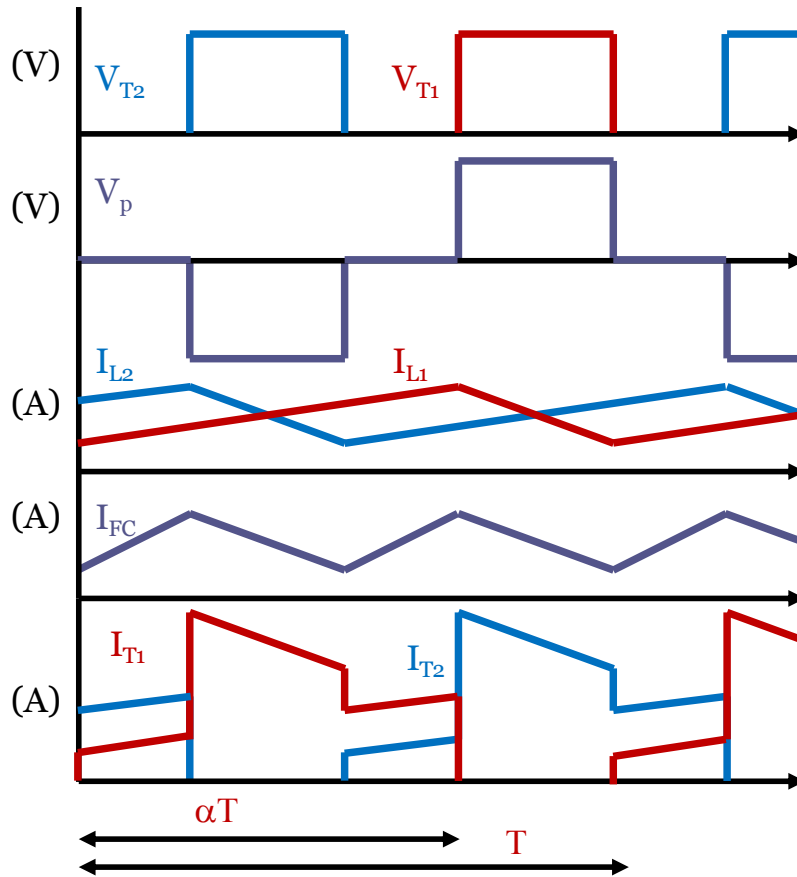


Figure 61 : Principale formes d'ondes du BOOST isolé à demi-pont

L'ondulation de courant dans la pile vaut deux fois la fréquence de commutation du convertisseur. Du fait de l'entrelacement, l'ondulation de courant est nulle lorsque le rapport cyclique est égal à 50%. L'ondulation de courant en fonction de la tension de pile V_{FC} , de l'inductance d'entrée $L_{1,2}$, de la fréquence de commutation f_{hach} et du rapport cyclique α est donnée par :

$$\Delta I_{FC} = (2\alpha - 1) \frac{V_{FC}}{L_1 f_{hach}} \quad (3-83)$$

3.4.2.2. Plage de fonctionnement du convertisseur

Le dimensionnement complet des éléments de cette topologie pour un fonctionnement à 40kHz est donné en annexe 2. Les inductances L_1 et L_2 valent $172\mu\text{H}$, le rapport de transformation vaut 2,5 et les contraintes sur les interrupteurs sont $V_{\max} = 216\text{V}$ et $I_{\max} = 168\text{A}$.

La plage de variation de puissance possible par le convertisseur est montrée en figure 62. Elle montre la puissance délivrée par la pile en fonction du rapport cyclique. Cette topologie ne permet pas de réguler la puissance délivrée par la pile en dessous de 2.2kW.

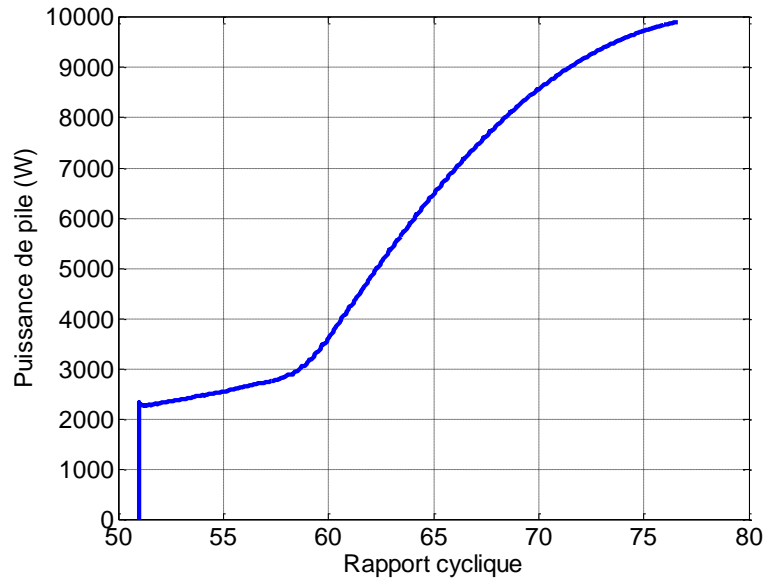


Figure 62 : Puissance délivrée par la pile en fonction du rapport cyclique.

Cette topologie ne permet donc pas un fonctionnement à faible puissance. De plus, la contrainte en tension est assez élevée sur les interrupteurs du primaire du transformateur, ce qui limite la possibilité d'utiliser des MOSFET.

Ces deux contraintes nous amènent à considérer une autre topologie de BOOST isolé. Cette dernière doit permettre de réduire la contrainte en tension sur les interrupteurs et offrir une meilleure plage de fonctionnement.

3.4.3. Le BOOST isolé à pont complet

Dans cette topologie, une structure à pont complet est utilisée au primaire. On a alors une structure du type commutateur de courant. Cette topologie est constituée d'une seule inductance d'entrée, de quatre interrupteurs commandés au primaire du transformateur et de quatre diodes de redressement en sortie (Fig. 63).

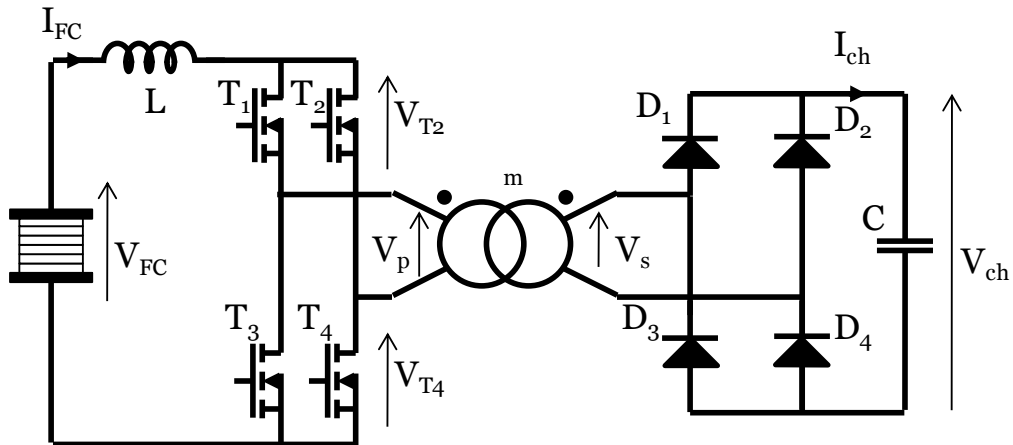


Figure 63 : BOOST isolé à pont complet

Le fonctionnement en BOOST côté primaire se fait en deux étapes : une étape pendant laquelle l'inductance d'entrée est alimentée, il faut dans le cas présent qu'au moins un des bras du commutateur soit passant. On a donc soit T1 et T3, soit T2 et T4, soit T1, T2, T3, T4 passants simultanément. Puis une étape durant laquelle l'énergie stockée dans l'inductance est transmise à la charge, dans ce cas T1, T4 ou T2, T3 sont passants. La commande des interrupteurs peut donc se faire par paire (T1 et T4 ainsi que T2 et T3 sont commandés simultanément). Ainsi, avec un rapport cyclique $\alpha > 0.5$ le fonctionnement BOOST désiré est obtenu. Il est intéressant de noter que dans la phase où l'inductance est alimentée, les quatre interrupteurs sont fermés. Le courant les traversant vaut alors $I_{FC}/2$.

Du fait de l'inductance d'entrée, le courant de pile est une variable d'état et ne peut donc pas subir de discontinuité. Ainsi en aucun cas les interrupteurs ne doivent être ouverts simultanément. Cette condition impose que le rapport cyclique soit, là aussi, supérieur à 50%. Les commandes des paires d'interrupteurs sont identiques et déphasées de π (Fig. 64).

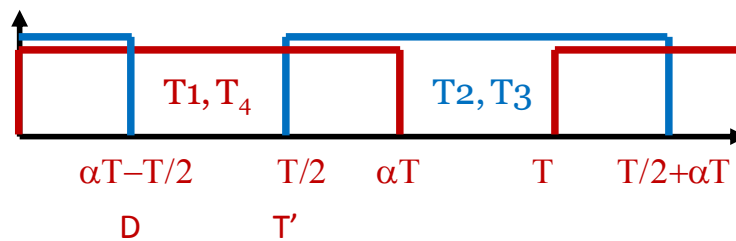


Figure 64 : Signaux de commande du BOOST isolé à pont complet

Son rapport de transformation est, là encore, semblable à celui d'un BOOST classique couplé à un transformateur :

$$V_{ch} = \frac{m}{1-D} V_{FC} \quad (3-84)$$

Avec m le rapport d'élévation du transformateur, et D le rapport cyclique vu par l'inductance. Ainsi pour la pile située en entrée, cette topologie s'apparente davantage à un BOOST classique comparé au BOOST isolé à demi-pont qui est clairement constitué d'un BOOST entrelacé. Ainsi le courant circulant dans l'inductance est le courant de pile. Il y a cependant une particularité : la fréquence d'oscillation du courant vaut deux fois la fréquence de commutation du convertisseur. Pour la suite de l'étude, cette fréquence a pour période T' .

Le rapport cyclique vu par l'inductance vaut alors :

$$D = 2\alpha - 1 \quad (3-85)$$

En combinant les équations (3-84) et (3-85) on obtient :

$$V_{ch} = \frac{m}{2(1-\alpha)} V_{FC} \quad (3-86)$$

Ainsi lorsque le rapport cyclique de la commande des interrupteurs α évolue entre $[0.5 ; 1]$, le rapport cyclique effectif D du convertisseur évolue entre $[0 ; 1]$. Autrement dit, la plage de fonctionnement du convertisseur n'est plus bornée comme c'était le cas pour le BOOST à demi-pont.

L'ondulation du courant de pile est donnée par l'équation (3-87) et sa fréquence d'ondulation vaut bien deux fois la fréquence de commutation.

$$\Delta I_{FC} = (2\alpha - 1) \frac{V_{FC}}{2L f_{hach}} \quad (3-87)$$

Les principales formes d'ondes du convertisseur BOOST isolé à pont complet sont données dans la figure 65. On y retrouve les signaux de commande, la tension aux bornes des transistors V_{T1} , V_{T2} , V_{T3} et V_{T4} , la tension au primaire du transformateur V_p , ainsi que le courant de pile I_{FC} et dans les transistors I_{T1} , I_{T2} , I_{T3} et I_{T4} .

On peut définir quatre séquences de conduction : $[0 ; \alpha T - T/2]$, $[\alpha T - T/2 ; T/2]$, $[T/2 ; \alpha T]$, $[\alpha T ; T]$. L'étude sur une période montre que l'inductance L est chargée durant les intervalles $[0 ; \alpha T - T/2]$ et $[T/2 ; \alpha T]$ puis son énergie est transférée vers la charge durant $[\alpha T - T/2 ; T/2]$ et $[\alpha T ; T]$.

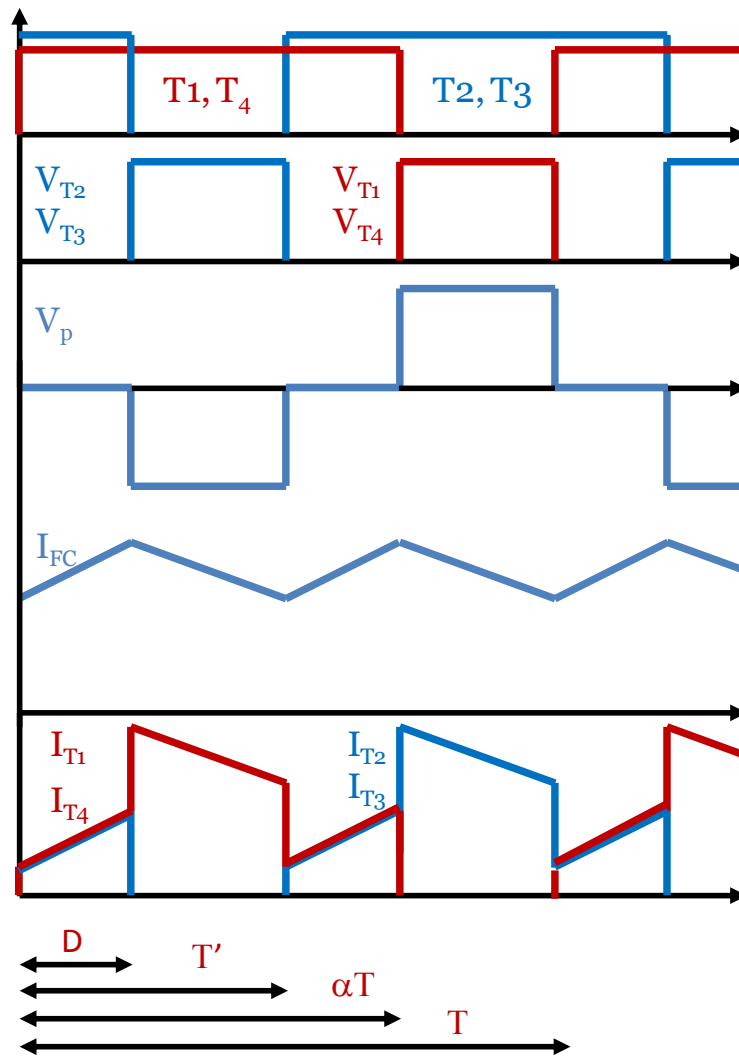


Figure 65: Principales formes d'ondes du BOOST isolé à pont complet

On retrouve ici quasiment le même fonctionnement que le BOOST à demi-pont.

3.4.3.1. Plage de fonctionnement du convertisseur

Le dimensionnement complet des éléments de cette topologie pour un fonctionnement à 40kHz est donné en annexe 3. L'inductance L vaut $86\mu\text{H}$, le rapport de transformation vaut 5 et les contraintes sur les interrupteurs sont $V_{\text{max}} = 108\text{V}$ et $I_{\text{max}} = 178\text{A}$.

La puissance délivrée par la pile en fonction du rapport cyclique est tracée en figure 66. Ce convertisseur permet un réglage de la puissance fournie par la pile sur toute sa plage de fonctionnement.

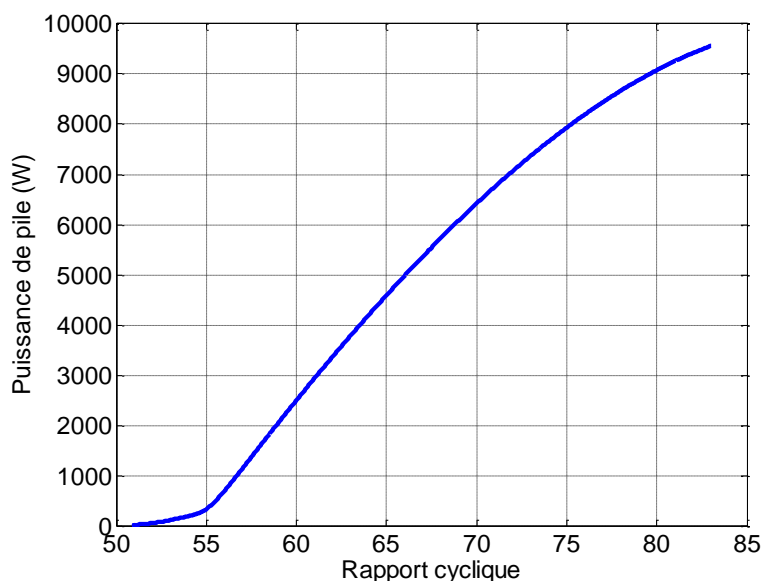


Figure 66 : Puissance délivrée par la pile en fonction du rapport cyclique.

Cette topologie présente un fonctionnement en accord avec le cahier des charges donné, la contrainte en tension des interrupteurs autorise l'utilisation de MOSFET.

Notons cependant que les deux études précédentes n'ont pas pris en compte l'inductance de fuites du transformateur. L'énergie emmagasinée par cette dernière va perturber fortement les commutations. Dans le paragraphe suivant sont rappelées les limitations des structures à commutation dure.

3.4.4. Limitations des topologies à commutations dures

L'influence de l'inductance de fuites du transformateur ne peut être négligée. En effet, bien qu'elle n'agisse pas sur le fonctionnement normal des deux topologies présentées, cette dernière va cependant agir aux instants de commutation. La figure 67 montre le cas de l'ouverture des interrupteurs. Sur la figure 67(a), les quatre interrupteurs sont fermés, la source de courant est court-circuitée. Le courant qui traverse l'inductance d'entrée du BOOST augmente. A cet instant le courant I_p au primaire du transformateur est quasiment nul. Sur la figure 67(b) deux interrupteurs sont ouverts, le courant I_p passe alors d'une valeur quasi nulle à la valeur $-I_{FC}$, il y a donc création d'un pic de tension à l'ouverture des interrupteurs qui peut être destructif pour les composants.

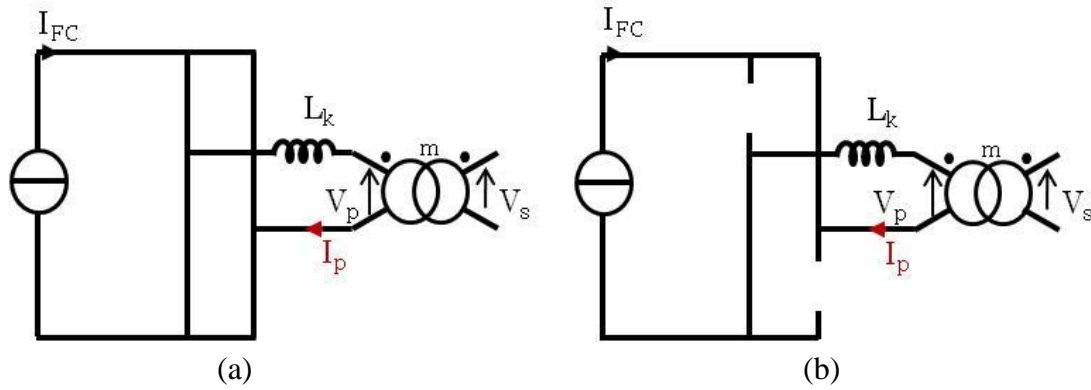


Figure 67 : instant de commutation à l'ouverture.

Les pics de tension à l'ouverture peuvent être écrêtés par l'ajout d'un circuit annexe, appelé circuit d'écrêtage ou de clamping. Ces circuits d'écrêtage peuvent être actifs ou passifs.

Un circuit d'écrêtage passif de type RCD est montré en figure 68, il est composé d'une capacité, d'une résistance de décharge et d'une diode.

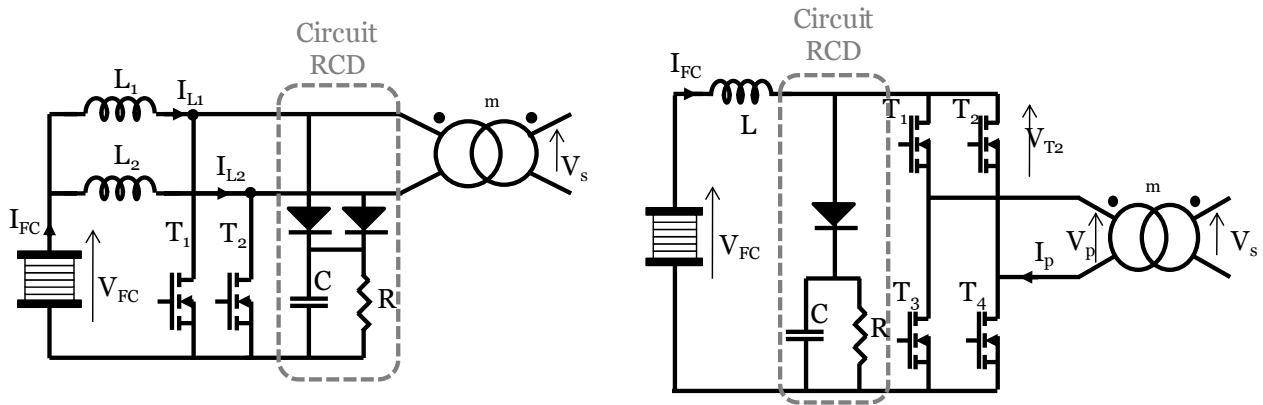


Figure 68 : BOOST isolé avec circuit d'écrêtage RCD.

Le circuit d'écrêtage RCD, contient un élément dissipatif, ce qui a pour effet d'augmenter les pertes [K. Wang *et al.* 1998].

Un circuit d'écrêtage actif est présenté dans [Vazquez *et al.* 2008], il est constitué d'une capacité et d'un interrupteur en série. L'interrupteur du circuit d'écrêtage est commandé dès qu'un des interrupteurs du BOOST est ouvert, et ce pendant toute la période où il n'est pas commandé. Cependant, ce circuit va modifier l'allure du courant I_{FC} et augmenter les pertes par conduction des interrupteurs [Lembeye *et al.* 2009], ce qui résulte en des performances inférieures à l'écrêtage passif.

L'inductance de fuites du transformateur a un effet sur les commutations et oblige à rajouter des composants annexes, cependant si le transformateur possède une très faible inductance de fuites un écrêtage par les MOSFET est possible grâce à un fonctionnement des interrupteurs en avalanche.

3.4.4.1. Fonctionnement des MOSFET en avalanche

Tous les semi-conducteurs sont conçus pour supporter une certaine tension inverse. Dans le cas d'un MOSFET, cette tension est appelée BV_{DSS} dans les documentations techniques. Un fonctionnement au-delà de ce seuil, entraîne de forts champs électriques dans les différentes jonctions p-n. Ces forts champs électriques accélèrent les électrons qui, lorsqu'ils percutent d'autres atomes, libèrent d'autres électrons. Il y a alors création de paires d'électron-trou qui provoquent un effet de multiplication, similaire à celui d'une avalanche de neige, et qui a pour conséquence d'augmenter le courant. Ce courant au travers du composant crée une forte dissipation de puissance associée à une augmentation de température, qui si elle n'est pas maîtrisée peut provoquer la destruction du composant.

Tous les semi-conducteurs contiennent des éléments parasites intrinsèques à leur conception. Dans le cas des MOSFET de puissance, il y a des capacités dues au déplacement de charges dans les jonctions entre les régions p et n, des résistances dues à la conductivité des matériaux, une diode entre la jonction p+ et n-, et un transistor bipolaire entre les régions n+ p+ et n- avec à sa base une résistance R_b . Ces différents éléments parasites sont représentés sur la figure 69.

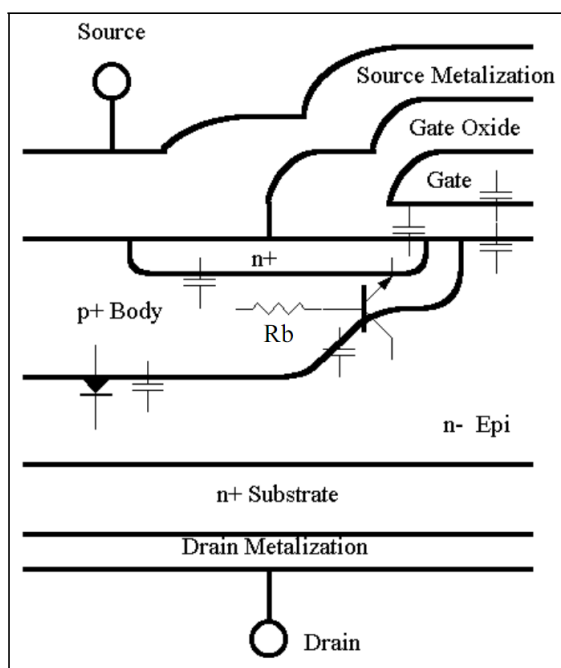


Figure 69 : Constitution d'un MOSFET de puissance [McDonald *et al.* n.d.].

Pendant le phénomène d'avalanche, la diode de la jonction p-n est passante. Sous l'effet du champ électrique intense, un fort courant circule à proximité du transistor bipolaire. À ce moment, la forte dissipation de puissance augmente la température de la zone qui va à son tour augmenter la résistance de R_b située à la base du transistor bipolaire. Il y a alors une augmentation de la chute de tension à ces bornes. Au-delà d'une chute de tension suffisante, le transistor peut devenir passant. Le contrôle de l'interrupteur est alors perdu, ce qui peut entraîner sa destruction.

Pour y remédier, les constructeurs de semi-conducteurs ont développé des gammes de MOSFET conçus pour empêcher la mise en conduction du transistor bipolaire avant un seuil de température élevé et/ou un courant d'avalanche élevé. Ces MOSFET sont désignés sous le terme « Avalanche Rugged MOSFETs ». Ainsi un tel semi-conducteur est capable de fonctionner sans défaillance tant que la température de jonction T_j ne dépasse pas une valeur de température définie : T_{jmax} .

Le dimensionnement des MOSFET pour une utilisation en avalanche se fait de la manière suivante.

L'énergie dissipée lors de l'avalanche est donnée par l'équation (3-88), elle correspond à l'énergie stockée dans l'inductance de fuites multipliée par un facteur d'ajustement. Le facteur d'ajustement correspond au fait que la tension aux bornes du MOSFET est égale à sa tension d'avalanche V_{ava} jusqu'à ce que le courant dans l'inductance soit nul, pour ensuite chuter à sa tension d'utilisation V_{DD} .

$$E_{ava} = \frac{1}{2} L_k i^2 \times \frac{V_{ava}}{V_{ava} - V_{DD}} \quad (3-88)$$

Les constructeurs donnent pour tension d'avalanche $V_{ava} = 1.3 BV_{DSS}$.

Cette énergie est dissipée lors d'un pulse. La puissance dissipée vaut alors :

$$P_{ava} = \frac{E_{ava}}{t_{ava}} \quad (3-89)$$

Le convertisseur fonctionnant à la fréquence f_{hach} , on peut alors calculer la puissance moyenne à dissiper :

$$P_{ava_{moy}} = E_{ava} \times f_{hach} \quad (3-90)$$

De même que les pertes en conduction durant l'avalanche :

$$P_{ava_{cond}} = I^2 R_{dson} t_{ava} f_{hach} \quad (3-91)$$

Avec $t_{ava} = \frac{I L_k}{V_{ava}}$ la durée de l'avalanche et R_{dson} la résistance du MOSFET en conduction.

Une fois que les différentes puissances dissipées durant l'avalanche sont calculées, on peut déterminer l'augmentation de température.

La température de jonction moyenne vaut :

$$T_{SS} = (P_{ava_{moy}} + P_{ava_{cond}}) R_{th\ j-A} + T_0 \quad (3-92)$$

T_0 est la température initiale du composant, elle correspond à la température de fonctionnement normale de l'interrupteur. $R_{th\ j-A}$ est la résistance thermique de jonction vers la température ambiante.

Ainsi que le pic de température de jonction causé par un pulse d'avalanche est donné par :

$$\Delta T = P_{ava} Z_{TH} \quad (3-93)$$

Avec Z_{TH} l'impédance thermique approximée à partir du tracé de l'impédance thermique transitoire donnée sur le datasheet constructeur.

De façon à s'assurer que le MOSFET ne sera pas endommagé il faut en dernière condition que :

$$\Delta T + T_{SS} < T_{jmax} \quad (3-94)$$

L'utilisation des MOSFET en avalanche est une solution pour les faibles inductances de fuite, mais reste un fonctionnement contraignant pour les interrupteurs. Ainsi, afin de s'affranchir des problèmes occasionnés par l'inductance de fuites du transformateur, une topologie à commutation douce est maintenant étudiée.

3.4.5. Le BOOST isolé résonant

Un BOOST isolé fonctionnant en ZCS est présenté dans [Benqassmi *et al.* 1997; J.-F. Chen *et al.* 2008; R. Y. Chen *et al.* 2005; R.-Y. Chen *et al.* 2008]. Pour cela un condensateur est ajouté afin de créer un circuit résonant LC parallèle avec les inductances & de fuites du transformateur. Ce fonctionnement à commutation douce offre 2 avantages : ne pas subir les effets de l'inductance de fuites du transformateur, améliorer les performances énergétiques de la structure et permettre un fonctionnement du convertisseur à des fréquences plus élevées. La topologie est présentée en figure 70.

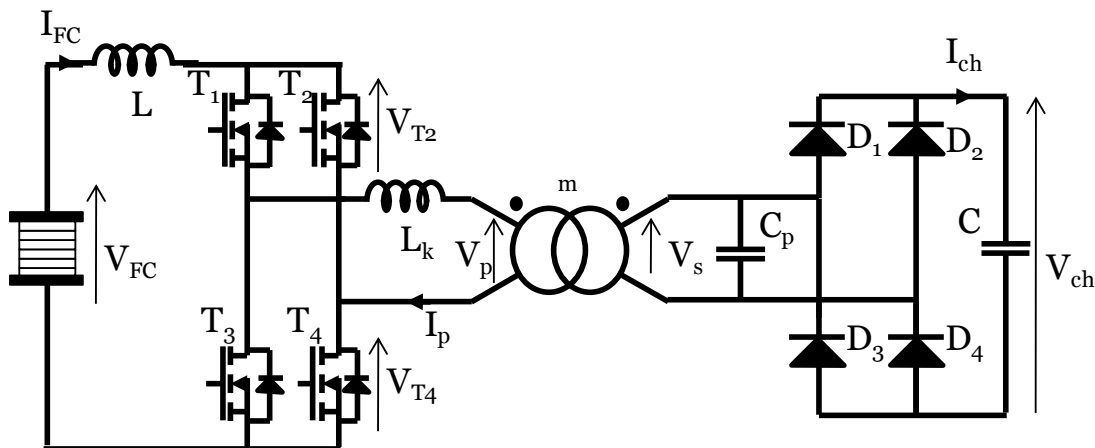


Figure 70 : BOOST isolé résonant à pont complet.

3.4.5.1. Fonctionnement du convertisseur :

Le fonctionnement du convertisseur peut être séparé en 5 séquences montrées en figure. 71. Une description plus complète de ces différentes séquences de fonctionnement est donnée en annexe 4. Les interrupteurs sont commandés par paire T1-T4 et T2-T3, leur commande est parfaitement symétrique.

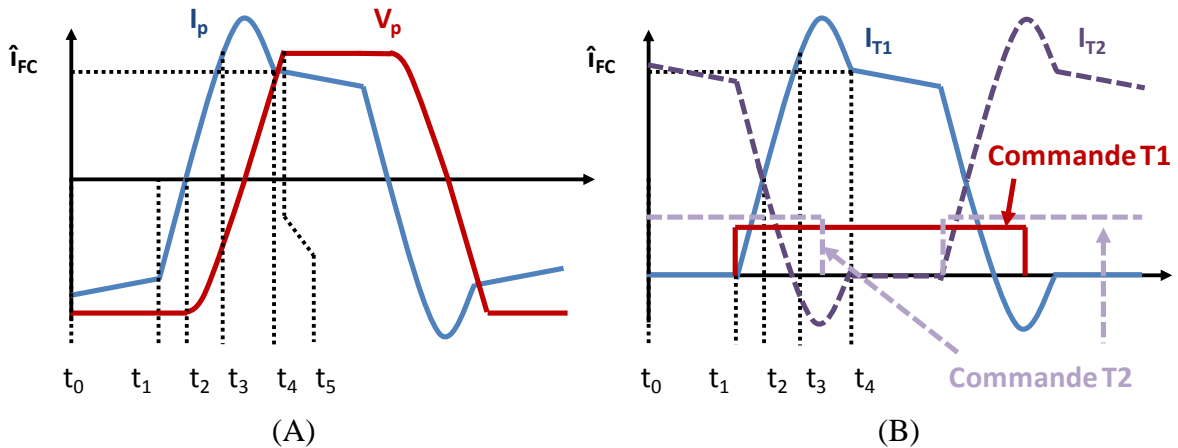


Figure 71 : (A) Courant et tension dans le transformateur, (B) Courant dans T1 et T2

La figure. 71(B) montre bien le fonctionnement ZCS, l'interrupteur n'est plus commandé lorsque le courant dans ce dernier est négatif. Ce n'est donc plus le MOSFET qui conduit mais la diode en anti-parallèle.

Les principales formes d'ondes du BOOST isolé résonant sont données en figure 72.

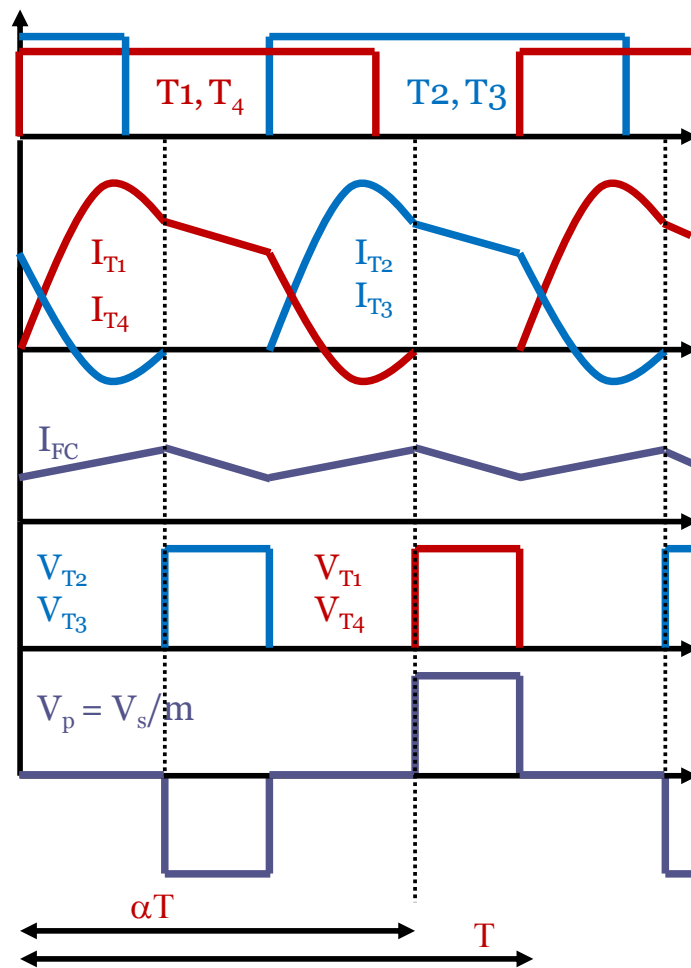


Figure 72 : Formes d'ondes caractéristiques du BOOST isolé résonant.

Le transfert de puissance de l'entrée vers la sortie ne se fait que pendant l'intervalle $[t_0, t_2]$. Ainsi le courant de charge I_{ch} peut être défini par l'équation suivante (I-51). On pose :

$$T_0 = t_5 - t_2 \quad (3-95)$$

$$I_{ch} = 2 \frac{I_{FC} \frac{T}{2} - T_0}{m T} = \frac{I_{FC}}{m} \left(1 - \frac{2T_0}{T}\right) = \frac{I_{FC}}{m} \left(1 - \frac{f_{hach}}{f_r}\right) \quad (3-96)$$

Avec $f_r = \frac{\omega_r}{2\pi}$

En appliquant la loi de conservation de la puissance $V_{FC} \cdot I_{FC} = V_{ch} \cdot I_{ch}$, on peut obtenir la tension de sortie en fonction de la fréquence :

$$V_{ch} = \frac{m V_{FC}}{1 - \frac{f}{f_r}} \quad (3-97)$$

Cette équation met en avant la grande sensibilité du rapport d'élévation face à la tension d'entrée. Prenons un cas d'exemple dans lequel $f_r = 68\text{kHz}$, $V_s = 540\text{V}$, $m=4$:

Si $V_e = 100\text{V}$ alors le convertisseur doit fonctionner à une fréquence de 17.5kHz .

Maintenant si la tension d'entrée chute à 97V , le convertisseur doit fonctionner à 19kHz .

Si la tension chute à 60V alors la fréquence de commutation doit être de 37.7kHz .

Dans le cas d'une source de tension fortement variable (comme c'est le cas pour une pile à combustible), la plage de commande en fréquence du convertisseur peut être élevée.

Il est alors important lors de la conception du convertisseur de porter une attention particulière à sa plage de fonctionnement.

Le dimensionnement complet de cette topologie est donné en annexe 5. La plage de fonctionnement en fréquence du convertisseur va de 40kHz à 85kHz . L'inductance de fuite du transformateur doit être de $0.72\mu\text{H}$, la capacité de résonance de 92nF , l'inductance d'entrée de 19mH et le rapport de transformation du transformateur de 4.

Le convertisseur est donc étudié pour fonctionner dans cette plage de fréquence avec un courant de pile qui peut aller jusqu'à 160A pour une puissance de 10kW . La figure 73 montre le courant dans un interrupteur et dans l'inductance d'entrée pour deux consignes de courant différentes. La figure de gauche montre le cas où le courant de consigne vaut 30A et la figure de droite montre le cas pour une consigne de 160A . En plus du courant dans les interrupteurs, le signal de commande de ces derniers est aussi tracé en pointillés. Les figures montrent bien que le convertisseur a un fonctionnement en commutation douce ZCS, ce fonctionnement est valable pour tous les interrupteurs.

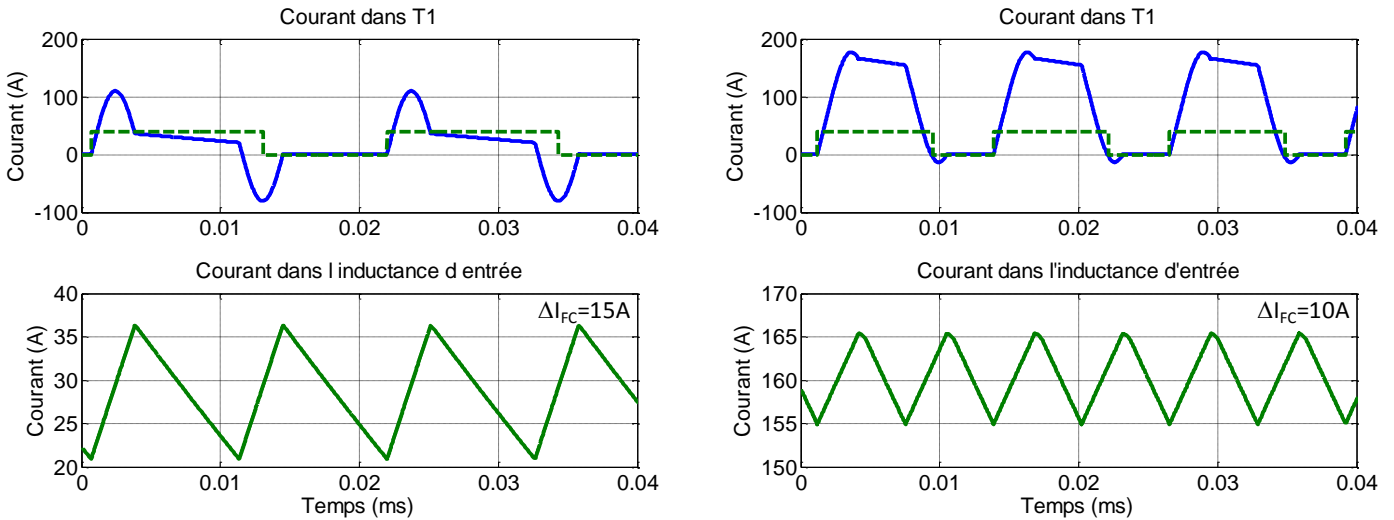


Figure 73 : Courant dans un interrupteur et courant de pile associé pour 30 et 160A

L'ondulation de courant est donnée par l'équation suivante :

$$\Delta I_{FC} = \left(\frac{m I_{FC} L_k}{V_{ch}} + \frac{1}{\omega_r} \left(\pi - \sin^{-1} \left(\frac{m I_{FC} Z_r}{V_{ch}} \right) \right) \right) \times \frac{V_{FC}}{L} \quad (3-98)$$

Le développement de cette équation est donné dans l'annexe 5.

L'équation (3-98) montre aussi que l'oscillation de courant varie en fonction du point de fonctionnement. Tous les paramètres de l'équation sont statiques hormis I_{FC} et V_{FC}

L'ondulation de courant varie donc de 16A lorsque la pile est à vide à 10A lorsque la pile est en pleine charge.

3.4.5.2. Plage de fonctionnement du convertisseur

La figure 74 montre la puissance fournie par la pile en fonction de la fréquence du convertisseur. Une puissance nulle n'est pas atteinte. Ceci est une limitation du convertisseur dans une application non réversible en courant telle qu'une pile à combustible. En effet, contrairement à un convertisseur BOOST classique, le courant d'entrée peut devenir négatif comme montré sur la figure 75. La fréquence minimale est donc augmentée à 41kHz de façon à éviter ce courant négatif.

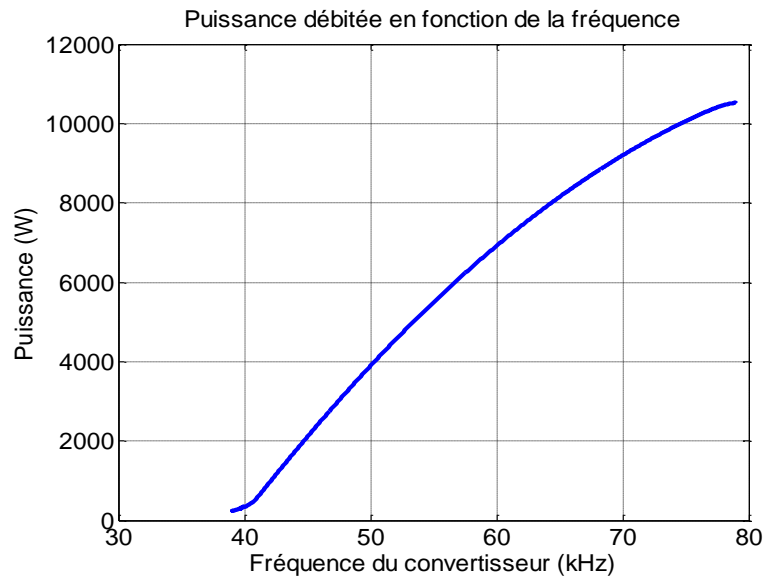
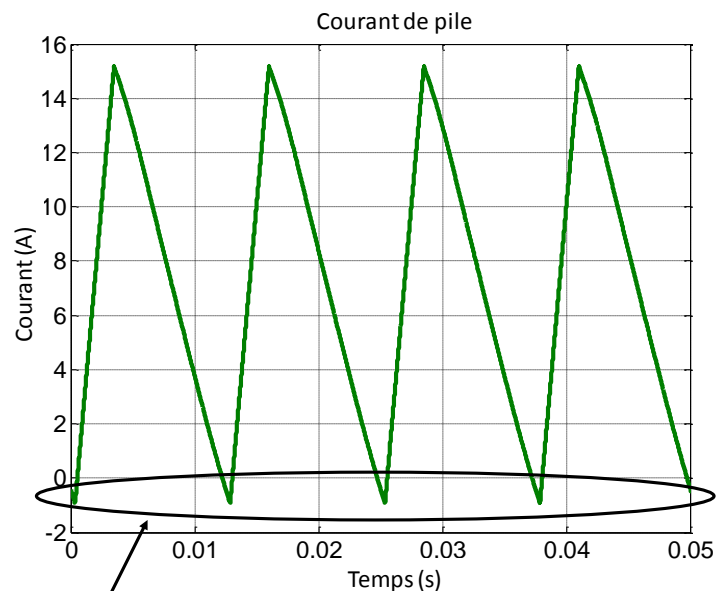


Figure 74 : Puissance débitée par la pile en fonction de la fréquence de commande du convertisseur.



Le courant devient négatif

Figure 75 : Courant de pile pour 40kHz.

Cette puissance minimale est donc un compromis entre le courant minimal souhaité et l'ondulation de courant. Une ondulation de courant plus petite permet de définir une puissance minimale plus faible. Et par exemple, une ondulation nulle permettrait d'obtenir une puissance nulle. Pour une ondulation de courant de 16A, comme définie par le cahier des charges, la puissance minimale est d'environ 500W.

Cette topologie répond au cahier des charges donné. Les contraintes sur les semi-conducteurs données en annexe 5 permettent l'utilisation de MOSFET de façon à obtenir de bonnes performances énergétiques grâce au fonctionnement en commutation douce.

A présent nous effectuons une synthèse comparative des topologies évoquées, celle pour le nœud AC, et les quatre candidates pour le nœud DC.

3.5. Comparaison et synthèse des topologies

Le tableau 8 résume les contraintes sur les composants des différentes topologies. Les contraintes en tension et courant sur les interrupteurs y sont rappelées. Pour chaque structure, le nombre total de composants mis en œuvre est indiqué, de même que le nombre de composants en série avec la pile. Cette dernière est par définition une source basse tension, courant fort, chaque composant produit une chute de tension équivalente à la tension de quelques cellules unitaires de pile. Il est donc important de limiter le nombre de composants en série.

Tableau 8 : Tableau comparatif des composants des différentes structures.

	Contraintes interrupteurs Primaire/secondaire	Composants	Composant en série avec la pile
Liaison AC			
Onduleur commandé en déphasage	$V_{Tmax} = 100V$ $I_{Tmax} = 245A$	12 transistors 1 inductance	2 MOSFET
	$V_{Tmax} = 540V$ $I_{Tmax} = 24.5A$	1 capacité	
Liaison DC			
Onduleur à double résonance	$V_{Tmax} = 100V$ $I_{Tmax} = 550A$	12 transistors 4 diodes	2 MOSFET
	$V_{Dmax} = 540V$ $I_{Dmax} = 50A$	2 inductances de 25 et 6,9 μ F 2 capacités de 50 et 9,1 μ F	
BOOST isolé à demi-pont	$V_{Tmax} = 216V$ $I_{Tmax} = 168A$	4 transistors 4 diodes	1 MOSFET
	$V_{Dmax} = 540V$ $I_{Dmax} = 37A$	2 inductances de 172 μ H	
BOOST isolé à pont complet	$V_{Tmax} = 108V$ $I_{Tmax} = 178A$	8 transistors 4 diodes	2 MOSFET
	$V_{Dmax} = 540V$ $I_{Dmax} = 36A$	1 inductance de 86 μ H	
BOOST isolé résonant	$V_{Tmax} = 135V$ $I_{Tmax} = 170A$	8 transistors 4 diodes	2 MOSFET
	$V_{Dmax} = 540V$ $I_{Dmax} = 40A$	1 inductance de 19 μ H 1 capacité de 92nF	

Ce tableau est complété par le tableau 9 qui présente la synthèse des avantages et inconvénients de chaque structure étudiée.

Tableau 9 : Avantages et inconvénients des différentes structures.

	Avantages	Inconvénients
Liaison AC		
Onduleur commandé en déphasage	Économie de 2 redresseurs et donc de 8 interrupteurs Transfert de puissance au sein du nœud AC	Problème de forts courants dans le nœud AC Très sensible à la tension d'entrée Nécessité d'un filtre passif en entrée Commande difficile du convertisseur multi-port
Liaison DC		
Onduleur à double résonance	Fonctionnement en ZCS	Haut rapport d'élévation du transformateur Présence de très fort courant dans les interrupteurs Nécessité d'un filtre passif en entrée
BOOST isolé à demi-pont	Nombre réduit d'interrupteur Commande du convertisseur simple	Besoin d'écrtage à cause de l'influence de l'inductance de fuite Tension des interrupteurs au primaire élevée Impossibilité de commander à puissance faible Présence de 2 inductances
BOOST isolé à pont complet	Réduction des contraintes en tension des interrupteurs Utilisation d'une seule inductance Commande du convertisseur simple	Besoin d'écrtage à cause de l'influence de l'inductance de fuite
BOOST isolé résonant	Fonctionnement en ZCS par l'utilisation des inductances de fuite du transformateur. Pas besoin de circuit d'écrtage supplémentaire Commande analogue au BOOST isolé	Ne peut pas transmettre une puissance inférieure à 500W

3.5.1. Efficacité énergétique des convertisseurs

Une comparaison en terme d'efficacité énergétique est montrée figure 76. Pour cela les pertes dans chaque composant sont calculées numériquement. On donne en annexe 6 les calculs des pertes ainsi qu'un choix de semi-conducteur adapté pour chaque convertisseur.

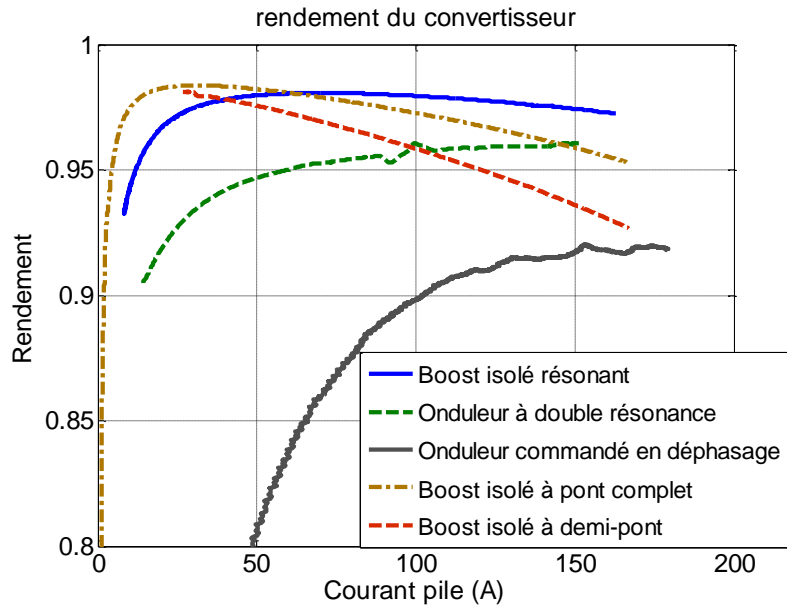


Figure 76 : Comparaison des pertes dans les différents convertisseurs.

L'onduleur commandé en déphasage présente une mauvaise efficacité énergétique à basse puissance, ceci est dû à la présence d'un fort courant dans le nœud AC à faible puissance. Les topologies à base de liaison DC présentent pour notre étude les meilleurs résultats et principalement les structures de type BOOST.

A faible puissance, les structures BOOST isolé à commutation dure présentent les meilleurs rendements, néanmoins leurs performances énergétiques baissent en fonction du courant débité. Ceci est dû à l'augmentation des pertes par commutations et à la dissipation de l'énergie de l'inductance de fuites dans les MOSFET par le phénomène d'avalanche.

Le BOOST isolé résonant présente des performances énergétiques assez stables en fonction de l'amplitude du courant, ce n'est principalement que les pertes par conduction qui influencent son rendement.

3.6. Conclusion

Le BOOST isolé résonant offre les meilleures performances lorsque le courant est supérieur à 80A. Son rendement reste constant comparé aux topologies à commutation dure pour lesquelles il chute rapidement. La topologie du BOOST isolé résonant a pour avantage de permettre un fonctionnement moins sévère pour les interrupteurs que les BOOST isolés à commutation dure qui fonctionnent en avalanche. De plus, cette topologie est constituée d'autant de semi-conducteurs que le BOOST à pont complet. Le circuit résonant étant constitué de l'inductance de fuites du transformateur, seul l'ajout d'un condensateur est alors nécessaire. Par conséquent, le BOOST isolé résonant est donc une topologie candidate pour le cahier des charges de l'application générateur PàC de puissance segmenté.

Cette topologie est donc retenue pour l'ensemble convertisseur associé à la pile à combustible segmentée et dont le fonctionnement global est approfondi dans le chapitre suivant. Dans la suite, une architecture modulaire de convertisseur constituée d'une association de trois BOOST isolés résonants est présentée. Sa régulation ainsi que les stratégies de soulagement des segments de pile à l'apparition de défaut réversible sont abordés, de même qu'une approche d'une solution technologique vers un prototype de convertisseur statique multi-ports.

Quatrième chapitre
Convertisseur multi-ports

4.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, la topologie du BOOST isolé résonant a été retenue. Il s'agit maintenant de l'utiliser comme « brique technologique » dans un ensemble convertisseur afin d'être couplée à une pile, d'une puissance totale de 30kW, segmentée en trois parties. Pour cela trois convertisseurs sont associés, chacun permettant une action indépendante sur un segment de pile, l'ensemble forme alors un convertisseur multi-ports. On souhaite qu'à l'apparition d'un défaut de pile, le convertisseur associé au segment défaillant effectue une stratégie de soulagement par une réduction de la puissance demandée. Cette baisse de sollicitation sur un segment peut ensuite être reportée sur les autres, la charge n'est alors pas touchée par cette baisse de puissance. Si la puissance n'est pas reportée sur les autres segments, alors le système est en mode dégradé et la puissance de la charge est limitée.

Suite à cette étude, un pré-dimensionnement du convertisseur et de ses composants technologiques est effectué pour permettre la réalisation d'un pré-prototypage de convertisseur.

4.2. Convertisseur multi-ports

Afin de pouvoir contrôler la puissance débitée par chaque segment, une association de plusieurs convertisseurs dite multi-ports est requise. Dans ce but, et suite à l'étude de topologies de convertisseurs du chapitre précédent, une association de trois convertisseurs de type BOOST isolé résonant est étudiée. Cet ensemble convertisseur est représenté figure 77 et montre le couplage entre chaque segment de la pile et son convertisseur.

On rappelle ici les caractéristiques de la pile : cette dernière est segmentée électriquement en trois parties égales. Chaque segment est constitué de 100 cellules de 200mm² et permet de délivrer une puissance maximale $P_{max} = 10kW$. Chaque segment est donc couplé à un convertisseur, et les segments n'étant pas isolés entre eux, les convertisseurs disposent d'une isolation galvanique. Cette dernière permet, entre-autres, d'élever suffisamment la tension de pile jusqu'à la tension nominale du réseau de bord $V_{ch} = 540V$.

Il a été alors choisi de connecter les sorties des convertisseurs en parallèle. Cette mise en parallèle permet d'offrir une modularité qui autorise d'agir de manière indépendante sur chaque segment. On a alors virtuellement trois sources d'alimentation qui peuvent permettre une continuité de service suite à l'apparition d'un défaut [R. V. White & Miles 1996].

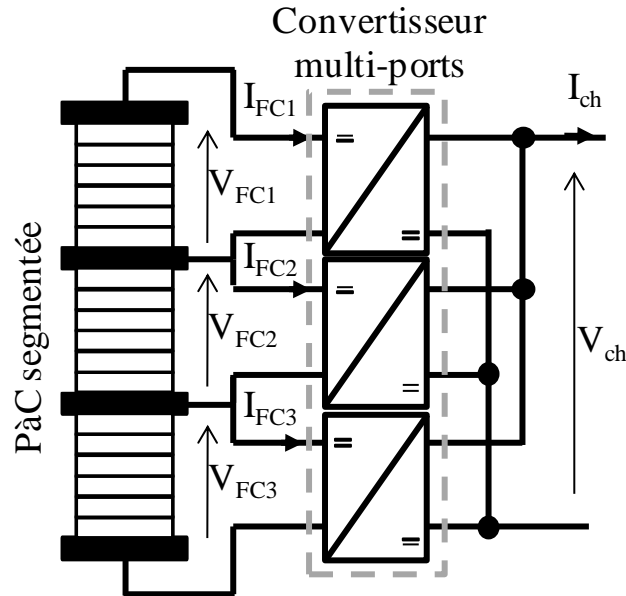


Figure 77 : Ensemble convertisseur multi-ports associé à la pile segmentée

4.2.1. Régulation du convertisseur multi-ports

L'ensemble convertisseur est régulé grâce à deux boucles imbriquées. Une boucle externe qui régule la tension du bus V_{ch} et calcule la consigne de courant globale I_{ref} . Puis une boucle de régulation de courant propre à chaque convertisseur qui calcule la consigne de fréquence à appliquer à ces derniers. La figure 78 montre les différentes boucles de régulation.

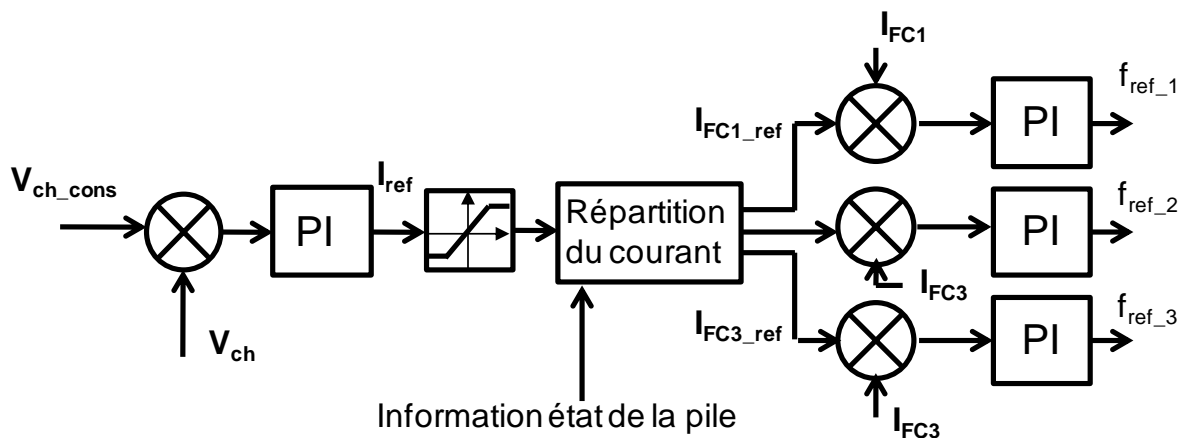


Figure 78 : Synoptique des boucles imbriquées de régulation des convertisseurs.

4.2.2. Fonctionnement global du système 30kW

En cas de fonctionnement sain de la pile, le partage du courant est équilibré entre les trois convertisseurs, à l'inverse en présence d'un défaut de pile une stratégie différente de partage du courant est effectuée. Pour cela la répartition du courant a besoin d'une information sur l'état de santé de la pile.

Ainsi, un organe de contrôle de l'ensemble du système doit être ajouté. Il a pour rôle de contrôler l'état de santé de la pile, et d'en donner l'information à la régulation du

demande en courant de la charge évolue d'un courant faible fixé à 15A vers le courant maximal du système défini à 55,5A pour 30kW. Puis le courant de charge est réduit à une valeur intermédiaire de 30A pour ensuite rebaisser à 15A.

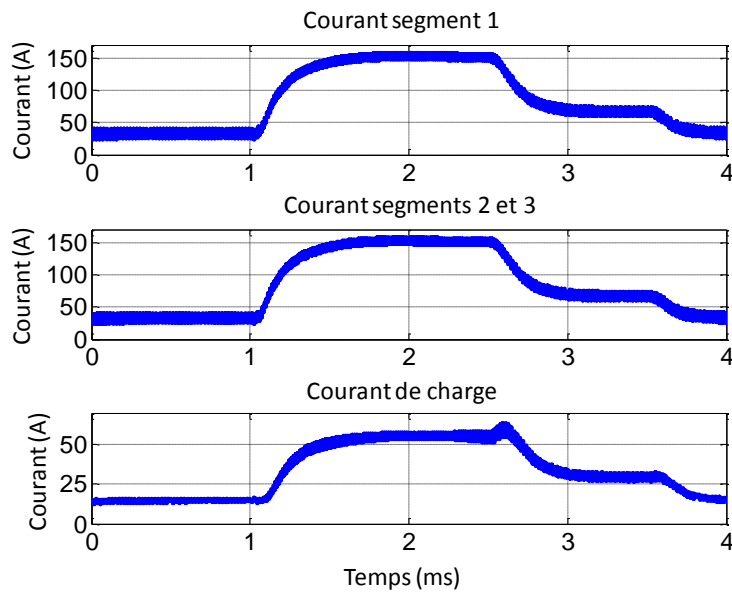


Figure 80 : Courants des piles et de la charge lors d'une variation de charge.

Dans la seconde figure, les tensions des piles ainsi que du bus DC sont tracées. Lors des variations de charge, la tension du bus est bien régulée à 540V, tandis que les tensions de pile baissent en fonction du courant débité.

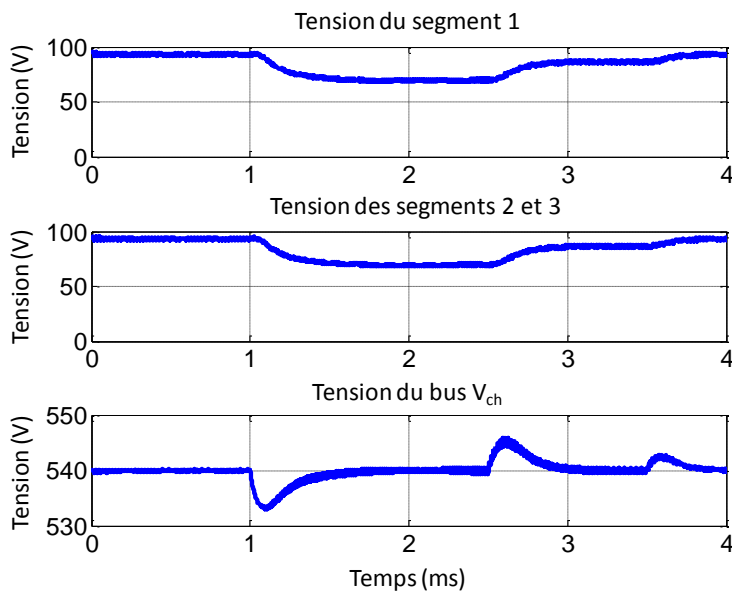


Figure 81 : Tensions des piles et du bus DC lors d'une variation de charge.

Ces courbes décrivent le fonctionnement du convertisseur dans le cas d'un état sain de la pile et montrent les performances de la régulation de tension. A l'apparition d'un défaut, une stratégie de partage du courant est mise en œuvre.

4.2.3. Gestion des modes dégradés

La pile étant un système multi-physique complexe, il a été dit précédemment que des défaillances liées à une mauvaise gestion de l'eau dans la pile peuvent intervenir. Ces défaillances sont réversibles grâce à une action sur la pile. [Boulon *et al.* 2010] indiquent que l'augmentation du débit d'air est le meilleur moyen d'évacuer l'eau de la pile et permet d'agir sur la température de la pile. Néanmoins la variation du débit entraîne quelques désavantages :

- une augmentation de la consommation du compresseur. Il faut savoir que ce dernier, alimenté par la pile, consomme une puissance non négligeable qui représente presque 30% de la puissance totale fournie par la pile. Ainsi une augmentation de celle-ci va réduire les performances de la pile.
- Une trop grande différence de pression entre l'anode et la cathode peut endommager la membrane.

C'est pourquoi, au lieu d'agir sur les gaz, une action électrique sur la pile a été étudiée. L'idée est que pour un débit d'air constant, le courant débité par la pile est réduit. On se retrouve alors dans le même cas qu'une augmentation du débit d'air, mais sans augmentation de la charge du compresseur et sans disparité de pression entre l'anode et la cathode.

Une action sur le courant pour restaurer une pile est abordé dans [Gebregergis *et al.* 2010], les auteurs montrent que la réduction du courant de pile permet de récupérer efficacement un noyage. A l'inverse, ils préconisent pour un assèchement d'augmenter le courant afin d'augmenter la production d'eau.

Deux cas de soulagement peuvent alors être effectués sur un segment défaillant. Un soulagement modéré de la puissance débitée, ou bien un soulagement complet.

4.2.3.1. Générateur PàC seul alimentant la charge

Le générateur PàC fournit seul de l'énergie à la charge. A l'apparition d'un défaut de pile, l'action d'un soulagement fait que la puissance disponible pour la charge est réduite. Une stratégie de limitation de la puissance de la charge doit être appliquée. La limitation de la charge se fait de la façon suivante : les courants des trois segments de pile sont mesurés. A partir du moment où l'un des courants est égal au courant maximal (par exemple I_{fc1_max}) d'un segment alors la puissance de charge est limitée selon la relation suivante :

$$P_{ch\ max} = \eta(I_{fc1_max}V_{fc1} + I_{fc2}V_{fc2} + I_{fc3}V_{fc3}) \quad (4-99)$$

Avec η le rendement du convertisseur, I_{fci} et V_{fci} le courant et la tension d'un segment.

La limitation est appliquée tant qu'un courant de pile vaut 160A, le courant maximal d'un segment.

Ainsi la limitation de la charge prend en compte l'état de chaque segment. Cela permet de protéger les segments et éviter que l'un débite un courant supérieur à son courant nominal.

A partir de là, deux types de soulagement peuvent être effectués.

4.2.3.1.1. Soulagement modéré d'un segment de pile

Un premier cas de soulagement possible, suite à l'apparition d'un défaut, consiste en une faible réduction du courant du segment de pile. Si cette réduction de puissance est assez faible, elle peut alors être reportée sur les autres segments sains.

C'est pourquoi un premier soulagement de $1/3$ du courant demandé sur un segment est étudié. Cette baisse est reportée sur les deux autres segments ce qui leur fait une augmentation de seulement $1/6$. Il y a donc une répartition du courant de $2/3$ pour le segment défaillant et de $7/6$ et $7/6$ pour les deux autres segments sains. A fort courants, les deux segments sains qui subissent le report de puissance vont atteindre le courant maximal de pile. La stratégie de limitation de la charge va alors agir de façon à ce que la tension du bus DC ne chute pas.

Les figures 82 et 83 montrent l'effet de ce soulagement. La consigne en courant de la charge vaut 55A avant le défaut, à $t= 2\text{ms}$ le segment 1 est soulagé de $1/3$.

Si l'on observe les courants de pile, on remarque que le soulagement a permis de réduire le courant du segment défaillant de 155A à 90A, tandis que les segments sains voient le courant augmenter de 155 à 160A. Le courant de charge est quant à lui limité à 50,3A

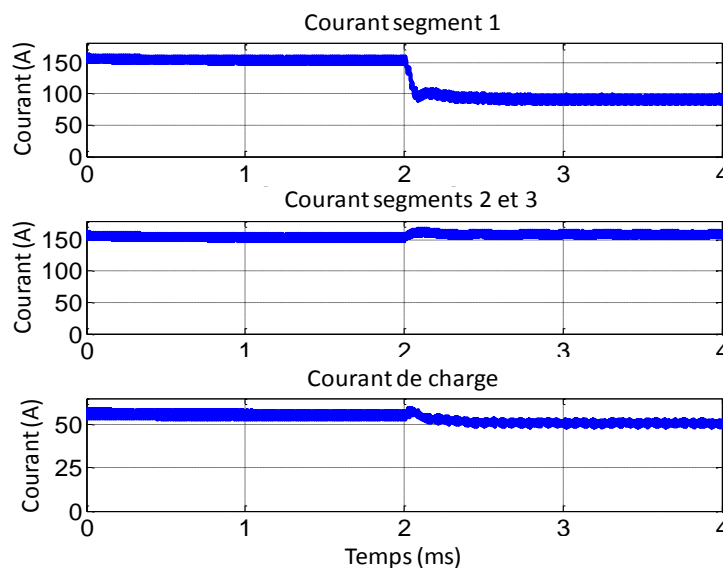


Figure 82 : Soulagement modéré de la pile 1.

Suite à l'application de la stratégie de soulagement, la tension du bus V_{ch} est toujours régulée à 540V, et les deux segments qui subissent le report de puissance sont légèrement plus sollicités.

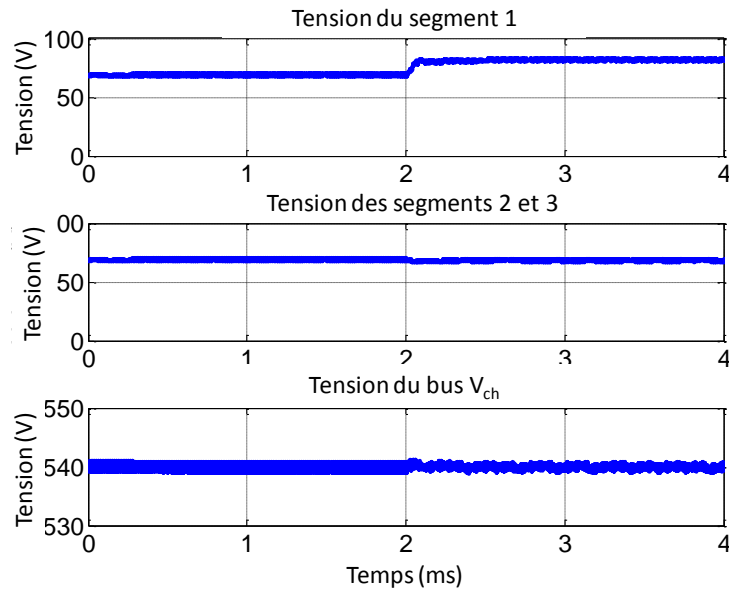


Figure 83 : Tensions des piles et du bus DC lors d'un soulagement modéré.

Cette stratégie permet de disposer d'une puissance conséquente pour le système suite à l'apparition d'un défaut. Bien qu'un des segments soit soulagé, tant qu'un courant de pile n'arrive pas à saturation alors la charge dispose de sa pleine puissance. La présence d'un défaut de pile est donc non perceptible par le système.

Néanmoins, si le défaut n'est pas corrigé par cette première action, un soulagement plus conséquent est effectué.

4.2.3.1.2. Soulagement complet d'un segment de pile

En présence d'un défaut qui n'est pas suffisamment corrigé par la stratégie précédente, il est alors possible d'effectuer un soulagement complet du segment défectueux. Dans ce cas, le segment en défaut n'est plus sollicité, et la puissance disponible de l'ensemble générateur PàC est donc réduite de $1/3$. Le soulagement étant conséquent, il n'est alors plus reporté sur les autres segments sains.

Le système entier entre alors en mode dégradé et la puissance consommée par la charge ne peut dépasser l'équivalent de la perte d'un segment soit $2/3$ de P_{max} .

Les figures 84 et 85 montrent ce cas de soulagement. La pile 1 est mise à zéro à $t = 2ms$.

La consigne en courant de la charge vaut 55A avant le défaut, elle est ensuite limitée à $2/3$ du courant charge max soit 36A, cette limitation correspond à la perte d'un segment de pile. Pour ce point de fonctionnement, les deux autres segments débitent alors leur courant maximal.

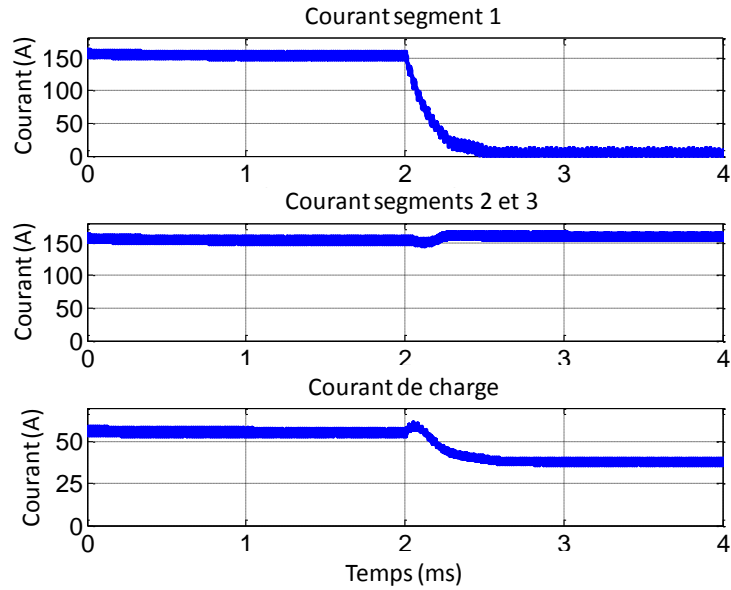


Figure 84 : Soulagement complet du segment 1 avec limitation du courant de charge à 2/3 du courant nominal.

La pile soulagée voit sa tension augmenter jusqu'à sa tension à vide. La tension du bus est toujours régulée à 540V

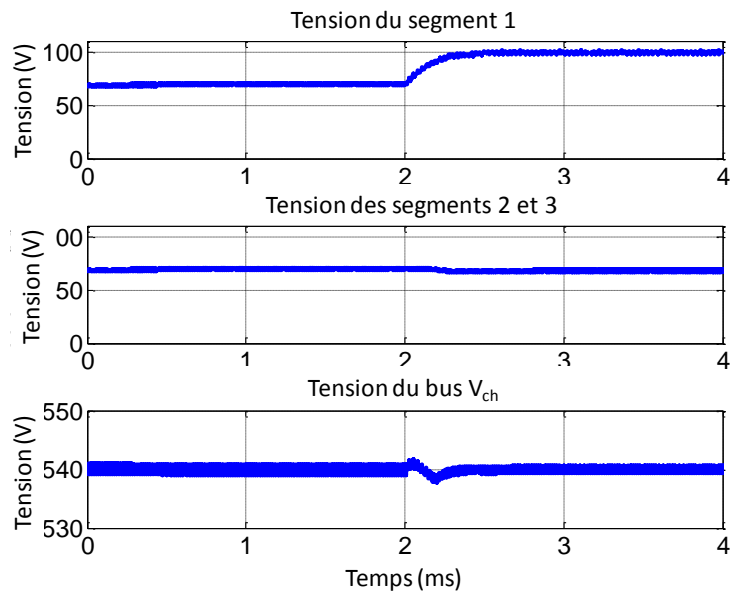


Figure 85 : Tensions des piles et du bus DC lors d'un soulagement complet.

Du fait de l'utilisation d'une pile segmentée, le débit d'air est donc commun à chaque segment. Lors d'un noyage, lorsque le segment défaillant ne débite plus de courant, il reste cependant parcouru par le même débit d'air que celui qui alimente les autres segments qui, eux, débitent un fort courant. Ce très fort débit d'air permet au segment défaillant de recouvrer un état sain.

4.2.3.1.3. Effet physique d'un soulagement sur la pile

Agir sur le courant sans modifier le débit d'air permet une double action : d'abord avec un courant réduit, la pile produit moins d'eau. Elle est alors plus apte à récupérer d'un noyage. Ensuite, le segment fonctionnant à puissance réduite est parcouru par un débit d'air supérieur à celui qu'il devrait être pour son point de fonctionnement (le débit d'air étant imposé par les autres segments). Cela permet aussi d'évacuer efficacement l'eau de la pile. Dans [Hakenjos *et al.* 2004], les auteurs visualisent la présence d'eau dans la pile pour trois différents débits d'air. De même Zhang *et al.* montrent dans [Jianlu Zhang *et al.* 2010] qu'une plus grande stœchiométrie permet de réduire les noyages. L'augmentation de la stœchiométrie de 2 à 3.5 permet dans leur cas de réduire les oscillations de courants, caractéristique d'un noyage comme montré au chapitre 2. De même ils mettent en évidence qu'à température constante et élevée (80°C), les noyages apparaissent qu'à forte densité de courant.

[Jiao *et al.* 2010] montrent les effets du débit d'air pour l'extraction de l'eau d'une cellule de pile avec différents couples de serrage de la couche de diffusion des gaz et différents courants. Avant chaque expérimentation, une mesure de chute de pression dans la cellule est effectuée avec la pile sèche. Ensuite chaque expérimentation commence avec la cellule noyée, puis différents courants et débits d'air lui sont appliqués. Ainsi à faible courant (0.25A/cm²) et pour une stœchiométrie de 1,2, la chute de pression dans une cellule baisse pendant 30 minutes avant de se stabiliser. Pour des essais à plus forts courants, et toujours avec une stœchiométrie de 1,2, la chute de pression dans la cellule baisse pendant 1h30 pour 0.5A/cm² et 1h pour 1A/cm². Au final, et pour chaque essai, les valeurs de chute de pression se stabilisent à des valeurs supérieures à celles mesurées pile sèche. Ceci indique qu'il reste à chaque fois une importante quantité d'eau. Enfin, dans [F. Weng *et al.* 2007], les auteurs montrent à l'aide d'une cellule transparente qu'avec une stœchiométrie d'air fixée à 20 il n'y a plus du tout de présence de noyage dans la pile.

Parmi les deux stratégies de soulagement proposées précédemment, la première consiste à reporter sur les piles saines le soulagement d'un segment. Un des risques du report de puissance vers les segments sains est de provoquer leur mise en défaut. Un point important est que le débit d'air doit être adapté en fonction du segment qui débite le plus de courant et ainsi éviter noyage et sous-stœchiométrie. Dans une pile classique, le débit d'air est calculé en fonction du courant qu'elle débite. Dans notre cas, il y a l'équivalent de 3 piles pour un même circuit fluide, le débit d'air est donc calculé de la manière suivante :

$$I_{FC} = \max(I_{FC1}, I_{FC2}, I_{FC3}) \quad (4-100)$$

$$w_{O_2_cath_in} = \lambda_{O_2} M_{O_2} N_{cell} \frac{I_{FC}}{4F} \quad (4-101)$$

Avec $w_{O_2_cath_in}$ le débit massique en Kg/s, λ_{O_2} la stœchiométrie de l'air, M_{O_2} la masse molaire de l'oxygène, F la constante de Faraday et N_{cell} le nombre total de cellules soit 300.

Si l'on reprend le cas du soulagement d'un segment de 1/3. Avant la présence du défaut, les trois segments débitent 155A. On peut calculer alors de débit d'air requis, la stœchiométrie de l'air est fixée à 4 :

$$w_{O_2_{cath_{in}}} = \lambda_{O_2} M_{O_2} N_{cell} \frac{I_{FC}}{4F} = 0.0151 \text{ Kg/s} \quad (4-102)$$

Soit 3,4L/s.

A l'apparition du défaut, un segment est soulagé et la charge reportée sur les deux autres. Le courant des segments sains passe de 155 à 160A. Dans le but de ne pas mettre en défaut les deux segments, le débit d'air doit être augmenté à 3,5L/s. Cette augmentation minimale a peu d'influence et est due au fait qu'il n'y a, pour ce cas, qu'une augmentation de 5A avant la saturation et la limitation du courant de la charge.

Ce débit d'air se retrouve donc dans tous les segments y compris celui qui est soulagé. Il fonctionne alors en sur-stœchiométrie. Avec un débit d'air de 3.5L/s et un courant de 90A, la stœchiométrie du segment vaut :

$$\lambda_{O_2_{segment_{defaut}}} = \frac{w_{O_2_{cath_{in}}}}{M_{O_2} N_{cell} \frac{I_{FC}}{4F}} = 7,1 \quad (4-103)$$

Cette stœchiométrie est suffisante pour récupérer d'un noyage.

Pour le cas du soulagement complet, le segment défaillant passe de 155 à 5A et il n'y a pas de report sur les deux autres segments. Le débit d'air est donc déjà calculé avec l'équation (4-102). La stœchiométrie du segment défaillant vaut donc :

$$\lambda_{O_2_{segment_{defaut}}} = \frac{w_{O_2_{cath_{in}}}}{M_{O_2} N_{cell} \frac{I_{FC}}{4F}} = 124 \quad (4-104)$$

Cette valeur extrêmement forte permet donc un retour plus rapide du segment à un état sain.

4.2.3.2. Perspective vers un système hybride PàC et batterie

Dans cette section nous allons brièvement évoquer les possibilités de faire une action correctrice dans un système hybride PàC et batterie. Dans cette configuration, la stratégie de soulagement peut être différente. En effet le pack de batteries offre un tampon d'énergie qui peut être mis à contribution. Deux cas de figure se présentent selon l'état de charge de la batterie : la batterie est suffisamment chargée, ou la batterie est déchargée.

4.2.3.2.1. Soulagement lorsque la batterie est chargée

Dans ce cas, la batterie va être sollicitée pour d'un soulagement modéré. La puissance du segment défaillant est reportée sur les deux autres segments. A la différence du cas précédent, la puissance de la charge n'est plus limitée et la batterie fournit le complément de puissance. L'apparition d'un défaut de pile est alors non perceptible pour la charge et sa puissance nominale est disponible tant que la batterie n'est pas considérée comme déchargée.

Un soulagement complet dans cette configuration impliquerait évidemment de surdimensionner le pack de batteries pour qu'il puisse pallier la perte d'un segment pendant un temps prolongé. Ce surdimensionnement ne nous paraît pas envisageable dans le cas d'une application embarquée, pour des questions de surcoût et de poids.

4.2.3.2.2. Soulagement lorsque la batterie est déchargée

Lorsque la tension de la batterie a atteint un seuil de niveau bas, la batterie est considérée comme déchargée. A ce moment il n'est plus possible de la solliciter, c'est pourquoi la stratégie de soulagement est alors modifiée. On se retrouve dans le même cas qu'une utilisation avec une PàC seule et un soulagement complet du segment défaillant comme présenté précédemment. La puissance de la charge doit alors être limitée à 2/3 de la puissance maximale, et le véhicule entre en mode dégradé.

4.3. Prototypage

On s'intéresse maintenant à une possible réalisation technologique du convertisseur multi-ports. Pour cela un choix des différents composants est effectué selon les technologies actuelles disponibles sur le marché. Un sous-ensemble convertisseur est montré en figure 86 avec son capteur de courant (I_{FC}) ainsi que la mesure de tension du Bus DC (V_{ch}), on le nommera pour la suite module unitaire.

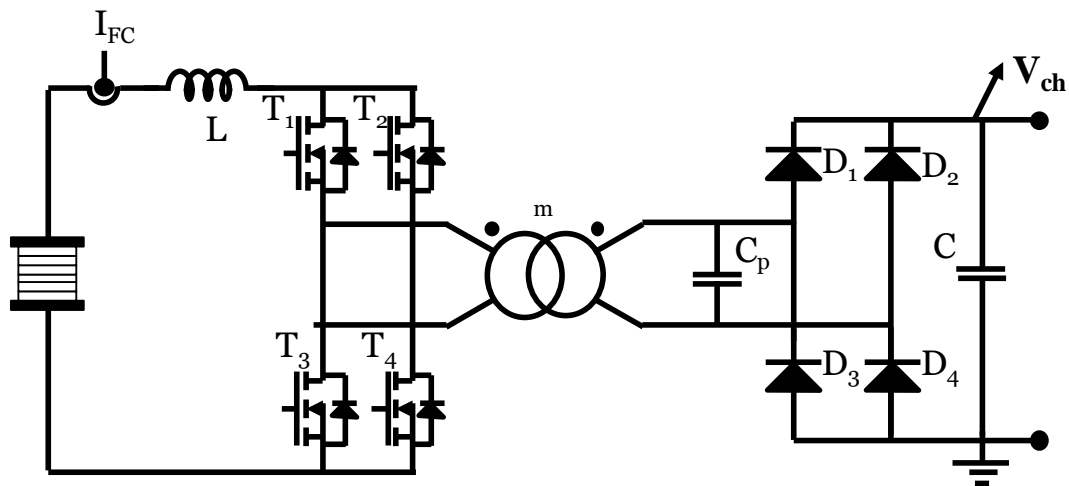


Figure 86 : Schéma d'un sous-ensemble convertisseur avec capteurs de mesure.

Dans un premier temps les éléments passifs, puis actifs sont sélectionnés. Ensuite le dimensionnement du système de refroidissement est réalisé ainsi que l'implantation des composants sur le dissipateur.

4.3.1. Dimensionnement des composants : Contraintes électriques et thermiques associées

Le dimensionnement complet des composants du convertisseur est détaillé en annexe 7, le résultat de ce dimensionnement est donné dans la suite du document.

4.3.1.1. Choix des éléments passifs

Le condensateur de résonance doit être choisi avec soin, et à la valeur la plus proche possible de celle désirée : $C_p = 92nF$. Par ailleurs le choix du type de condensateur va dépendre au courant qui la traverse. L'allure du courant dans le condensateur résonant est montrée en figure 87.

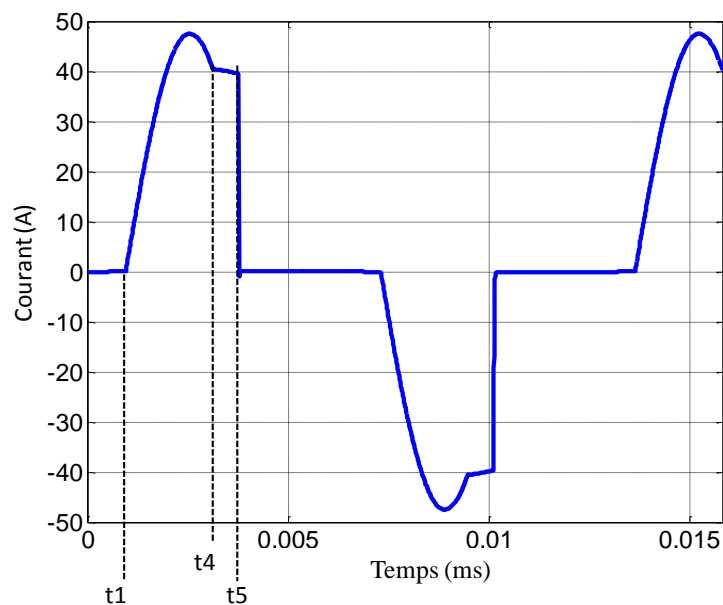


Figure 87 : Courant dans le condensateur résonant Cp.

Le calcul du courant efficace maximal est donné en annexe 7. Après calcul numérique, le courant dans le condensateur résonant vaut : 25A.

Le constructeur AVX propose une gamme de condensateurs film dit de « tuning » destinée aux applications de type convertisseur à résonance haute fréquence. Ils sont conçus pour supporter de très forts courants et présentent une très faible inductance de fuite.

Afin d'obtenir 92nF trois condensateurs sont mis en série :

- Un AVX FAI16J0214K-- 500Vrms-300Arms-210nF
- Deux AVX FAI16J0334K-- 500Vrms-350Arms-330nF

Concernant la capacité de sortie C, elle est traversée par un courant efficace de 54A et a à ces bornes une tension de 540V.

La capacité de sortie choisie est un FFVE6C0126K-- 900V- 70Arms-12 μ F, de technologie film polypropylène et à faible résistance interne.

Le transformateur choisi est de technologie planaire de la société Payton. Il est conçu sur mesure et a les caractéristiques suivantes :

- Puissance : 10kW
- Rapport de transformation : 4
- Iprimaire max : 190A
- Isecondaire efficace : 34A
- Inductance de fuites : 0.7 μ H
- Rprimaire : 0.5m Ω
- Rsecondaire : 4.5m Ω
- Pertes totales estimées P_{transfo} : 150W

La bobine d'entrée L doit être réalisée sur mesure, elle doit supporter un courant de 160A et avoir une valeur de 19 μ H. Pour cela un noyau en poudre de fer peut être utilisé, il a l'avantage de présenter des faibles pertes Joule et magnétiques.

4.3.1.2. Choix des semi-conducteurs

Le choix des semi-conducteurs est fait en fonction des contraintes en tension, en courant et en fréquence de découpage qu'ils subissent. Elles sont rappelées dans le tableau 10.

Tableau 10: Contraintes sur les semi-conducteurs.

	Contraintes en tension	Contraintes en courant
Transistors	135V	170A
Diodes	540V	40A

Pour répondre à ces contraintes, des MOSFET du fabricant IXYS sont sélectionnés :

- 4 ou 8 transistors, selon la solution adoptée pour réduire les pertes, IXFN230N20T – 200V – 220A – $R_{\text{dson}} = 7,5\text{m}\Omega$ à 25°C (Boitier SOT-227).

Il en est de même pour les diodes, toujours chez IXYS :

- 2 diodes DSEP2x91-06A – 600V – 90A (2 diodes par boitier SOT-227).

4.3.1.3. Choix du dissipateur thermique

Le choix du dissipateur va se faire en fonction de la puissance dissipée dans les interrupteurs. Les pertes dans les composants sont dissipées sous forme de chaleur, le rôle du dissipateur est de garder les composants à une température en dessous de leur température critique de fonctionnement et ainsi éviter leur destruction.

Afin de pouvoir calculer les divers composants d'échange thermique, il est donc important de connaître la puissance maximale qui sera dissipée dans les interrupteurs. Pour cela, la

connaissance du fonctionnement du convertisseur, des modes de commutations et des intervalles de conduction des interrupteurs est requise.

Par ailleurs, dans un souci de compacité, les différents éléments semi-conducteurs ainsi que le transformateur seront placés sur le même dissipateur. Il y a donc une influence de température entre les différents composants.

Etude des pertes d'un MOSFET :

On s'intéresse d'abord au courant qui traverse le MOSFET pendant une période de fonctionnement. La figure 88 montre le courant au sein du transformateur avec en correspondance le courant dans un interrupteur. Les instants de conduction sont alors aisément repérables. On remarquera que le MOSFET conduit pendant un peu plus d'une demi-période, qu'à l'ouverture il y a une commutation naturelle grâce à la conduction de la diode en anti-parallèle et qu'à la fermeture, le courant ne s'établit pas instantanément mais suit une allure en rampe.

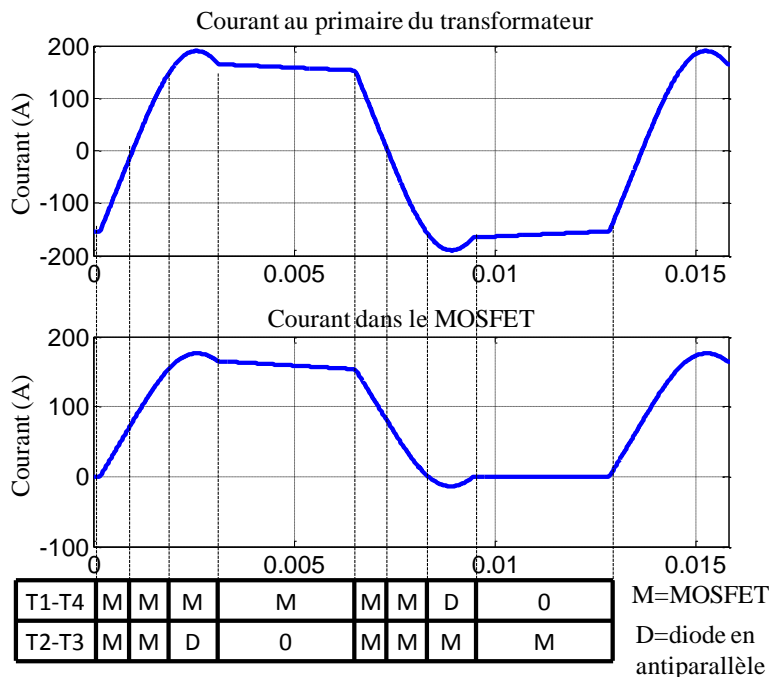


Figure 88 : Instant de conduction des MOSFET.

Le détail complet du calcul des pertes d'un MOSFET est montré en annexe 7 et le résultat de l'étude est donné dans le tableau 11.

Etude des pertes d'une diode de redressement :

On s'intéresse maintenant aux diodes qui seront placées sur le même refroidisseur. La figure 89 montre le courant dans une diode. Cette dernière ne conduit que pendant un court instant. Deux séquences de fonctionnement sont identifiables : de t_5 à t_6 il y a le transfert de l'énergie stockée dans l'inductance d'entrée L . Et de t_6 à t_7 il y a le transfert de l'énergie stockée dans l'inductance de fuites L_k .

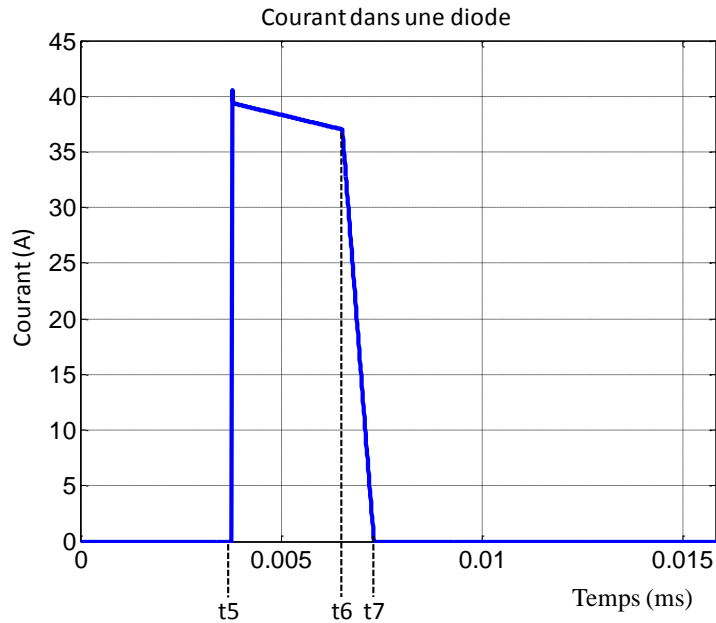


Figure 89 : Courant dans une diode.

Le détail complet du calcul des pertes d’une diode de redressement est aussi montré en annexe 7 et le résultat de l’étude est donné dans le tableau 11.

Ainsi les pertes pour l’ensemble des composants qui constituent le convertisseur permettent d’estimer la puissance totale à dissiper par la plaque à eau.

Par ailleurs, dans un fonctionnement en commutation douce, les pertes dans un MOSFET sont principalement dues aux pertes par conduction. Ces pertes dépendent fortement du courant du fait du terme au carré.

Il est donc possible de diminuer les pertes par conduction en réduisant le courant qui traverse les interrupteurs. Cela est réalisé par la mise en parallèle de deux interrupteurs, ce qui permet de diviser les pertes par conduction par 4 dans l’interrupteur.

La mise en parallèle d’interrupteurs permet en outre d’offrir une redondance. Ainsi le convertisseur pourra continuer de fonctionner si l’un des MOSFET est défaillant.

Dans ce cas, le refroidissement doit être dimensionné pour le fonctionnement le plus contraignant des semi-conducteurs, c’est-à-dire le cas d’un MOSFET par interrupteur.

Les pertes dans les semi-conducteurs, pour les deux cas de figure, sont rassemblées dans le tableau 11. On a les pertes pour un composant, puis pour l’ensemble des composants dans un sous-convertisseur.

Tableau 11 : Pertes dans les composants semi-conducteurs.

	Cas de 1 MOSFET	Cas de 2 MOSFET en parallèle
Pertes MOSFET	153,5W soit 614W au total	49,2W soit 393,6W au total
Pertes diodes de redressement	17,8W soit 71,2W au total	17,8W soit 71,2W au total

Ensuite, le choix du dissipateur va se faire en plusieurs étapes représentées en figure 90. Le calcul est fait à partir d'un MOSFET, qui est le composant qui dissipe le plus de pertes dans le montage.

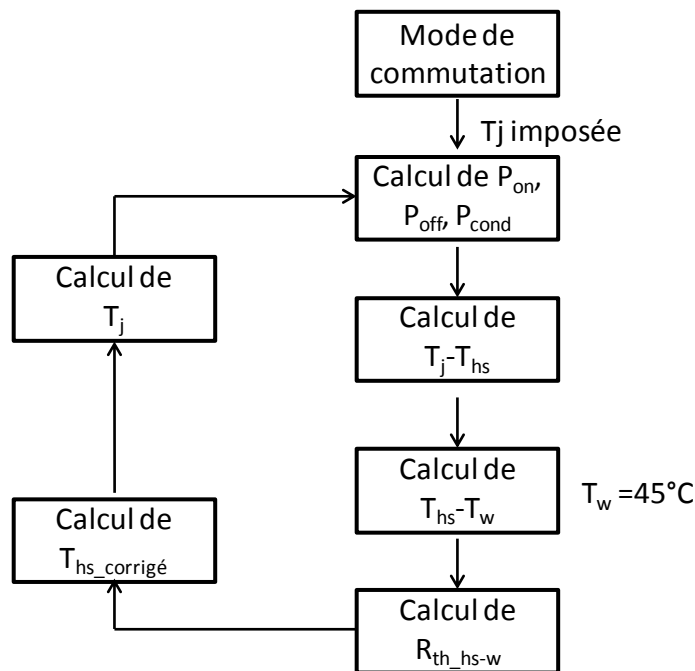


Figure 90 : cheminement suivi pour le calcul du dissipateur.

Dans un premier temps les pertes sont calculées à partir d'une température de jonction T_j fixée arbitrairement à 150°C . Cela permet de commencer les calculs avec des valeurs extrêmes de pertes dans les composants qui seront corrigées par la suite.

On calcule d'abord la différence de température entre la jonction du MOSFET et le refroidisseur T_{j-hs} :

$$T_{j-hs} = P_{mosfet} (R_{thj-c} + R_{thc-s}) \quad (4-105)$$

Avec P_{mosfet} les pertes dans un MOSFET calculés précédemment, R_{thj-c} : la résistance thermique entre la jonction et le boîtier du composant qui vaut $0,138^\circ\text{C/W}$ et R_{thc-s} : la résistance thermique entre le boîtier et le refroidisseur qui vaut $0,05^\circ\text{C/W}$.

On souhaite imposer un T_j en dessous de 125°C , la température du refroidisseur T_{hs} pour ce point de fonctionnement peut alors être calculée. Elle correspond à la température de jonction moins la température de la jonction vers le refroidisseur :

$$T_{hs} = 125 - T_{j-hs} \quad (4-106)$$

L'échange de température de la plaque avec l'eau du refroidisseur est défini par :

$$T_{hs} - T_w = R_{th_s-w} P_{mosfet} \quad (4-107)$$

Avec T_w la température de l'eau définie à 45°C et R_{th_s-w} la résistance thermique de la plaque à eau.

Cette dernière équation permet de calculer la résistance thermique maximale que doit avoir le refroidisseur pour ce point de fonctionnement. De plus, les composants étant tous situés sur la même plaque, la puissance totale dissipée par l'ensemble des composants doit être prise en compte, on obtient alors :

$$R_{ths-w \max} = \frac{T_{hs} - T_w}{P_{mosfet} + P_{diode} + P_{transfo}} \quad (4-108)$$

L'application numérique donne un $R_{ths-w \max}$ de 0.044°C/W .

Un choix de dissipateur à eau peut alors être effectué. Un dimensionnement personnalisé a été effectué avec le constructeur AAVID THERMALLOY. Le dissipateur présente une résistance thermique de 0.035°C/W pour un débit d'eau/glycol de 8L/min.

A partir de ce dissipateur, le cheminement inverse est maintenant effectué, ce qui permet d'obtenir la température de jonction T_j réelle qu'aura le MOSFET en fonctionnant avec cette plaque à eau.

Ainsi, une température de plaque corrigée est calculée avec l'équation suivante :

$$T_{hs_corrigée} = R_{ths-w} (P_{mosfet} + P_{diode} + P_{transfo}) + T_w \quad (4-109)$$

Puis une nouvelle température de jonction :

$$T_{j_corrigée} = P_{mosfet} (R_{thj-c} + R_{thc-s}) + T_{hs_corrigée} \quad (4-110)$$

Enfin, cette nouvelle valeur de T_j permet de recalculer les pertes dans les composants.

Ce calcul de la température de jonction est relancé tant que cette dernière ne s'est pas stabilisée autour d'une valeur.

Les calculs donnent pour le cas d'un MOSFET par interrupteur une température de jonction de 103°C et pour les cas de 2 MOSFET en parallèle une température de jonction plus faible de l'ordre de 73°C .

Enfin, les diodes, en étant posées sur la même plaque à eau que les MOSFET, auront alors leur température de jonction de :

$$T_j = P_{DIODE} (R_{thj-c} + R_{thc-s}) + T_{hs} \quad (4-111)$$

Ce qui donne une température de jonction de 85°C pour les diodes dans le cas où 4 MOSFET sont utilisés et 69°C dans le cas de 8 MOSFET.

4.3.1.4. Choix des drivers

Les drivers vont servir à transmettre les signaux de commandes aux MOSFETS. Ils offrent une isolation galvanique et permettent de délivrer des signaux de gâchette avec un fort courant. Le détail du calcul des paramètres requis pour le driver est donné en annexe 7, il doit pouvoir fournir une puissance de $0,456\text{W}$ et un courant maximal de 15A.

Le choix du driver se porte vers le constructeur CONCEPT et sa gamme SCALE-2 avec le 2SC0435T. Il offre les caractéristiques suivantes :

- Courant de gate max : 35A.
- Tension de gate : +10...+20/0V.
- Tension nominale : 15V.
- Fréquence max de commutation : 100kHz.
- Puissance de sortie : 4W

De plus, le driver dispose 2 canaux, il peut donc contrôler un bras entier du convertisseur. Il faut ainsi 2 drivers pour un module unitaire et 6 drivers pour le convertisseur entier.

4.3.1.5. Choix des capteurs de mesure

La régulation de l'ensemble a besoin de mesurer les courants de chaque segment de pile I_{FC} ainsi que de la tension de sortie des convertisseurs V_{bus} . Pour chaque mesure de courant de pile, un capteur de la société LEM est sélectionné. Il doit être capable de mesurer le courant I_{max} de pile soit 160A qui oscille jusqu'à 80kHz. Le choix porte donc sur un capteur de courant de type LEM LA 205-S qui offre une précision de 1,6A et une bande passante élevée.

- I_{nom} : 200A
- Bande passante : 100kHz
- Précision : 0,8% de I_{nom}
- Alimentation $\pm 12-15V$, 120mA

Chaque convertisseur a sa sortie connectée en parallèle, il y a donc besoin que d'une seule mesure de tension. La tension du bus est de 540V, le choix du capteur tension V_{bus} est le LEM CV 3-1000 qui offre une précision de 1,4V et possède une bande passante élevée bien au-dessus de la fréquence d'utilisation du convertisseur.

- V_{nom} : 700V
- Bande passante : 500kHz
- Précision : 0,2% de V_{nom}
- Alimentation $\pm 15V$, 32mA

4.3.2. Schéma complet du convertisseur

On rappelle que de façon à proposer une solution technologique la plus compacte possible, tous les éléments de puissance sont positionnés sur la même plaque à eau. Chaque sous-ensemble convertisseur dispose de sa propre plaque.

L'implantation des modules de puissance d'un sous-convertisseur sur la plaque à eau est montrée en figure 91. La plaque mesure 47x24,5 mm, et supporte les semi-conducteurs, le transformateur, les condensateurs de résonance et la mesure du courant de pile I_{FC} et de la tension de sortie V_{bus} . En trait pointillé rouge sont marqués les MOSFET mis en parallèle aux interrupteurs principaux. Ce choix de 8 MOSFET mis en parallèle permet d'améliorer les performances énergétiques du convertisseur en répartissant les contraintes en courant et soulage ainsi l'effort thermique sur les puces semi-conducteurs.

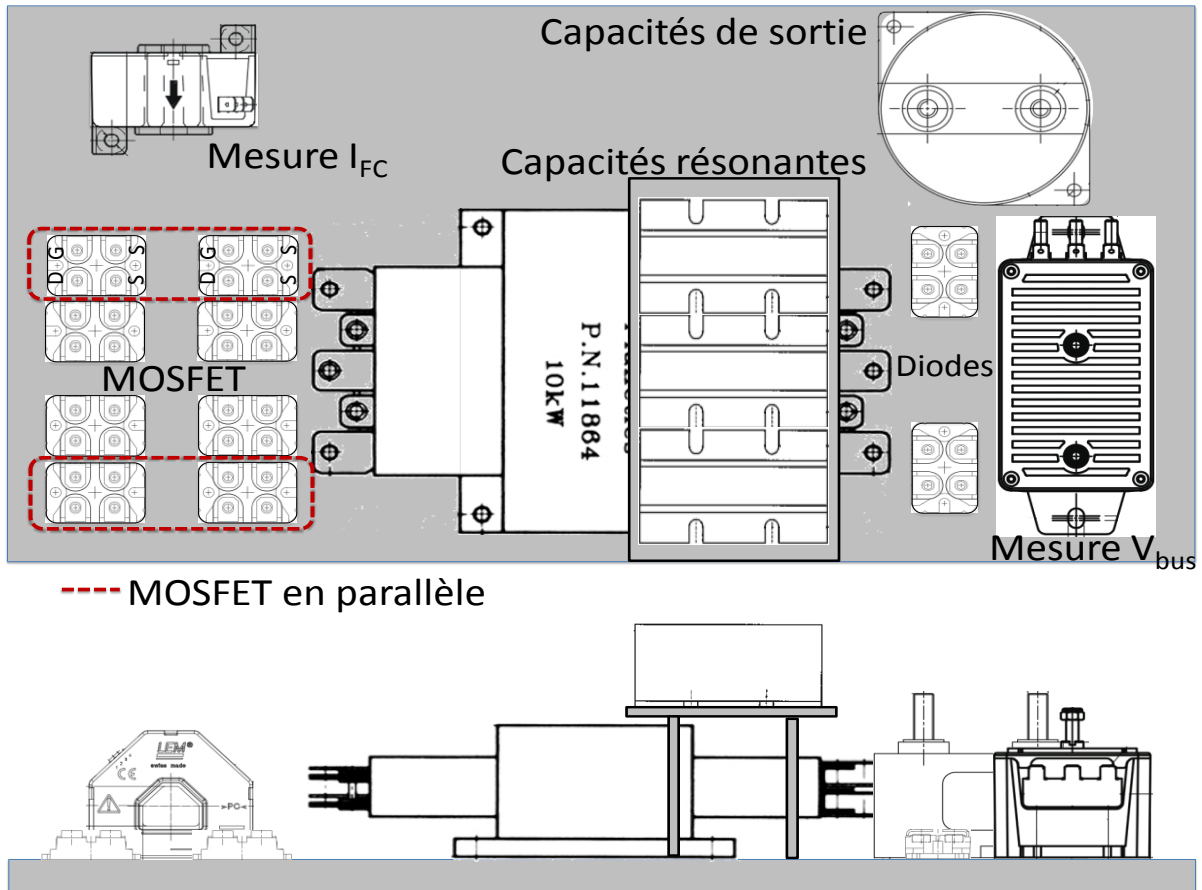


Figure 91 : Implantation des éléments d'un sous-convertisseur sur la plaque à eau.

Enfin, le convertisseur complet est constitué de 3 modules unitaires. Ainsi 2 modules sont placés sur le même refroidisseur, de part et d'autre de la plaque à eau, et le dernier module dispose de son propre refroidisseur. La représentation globale du convertisseur est montrée en figure 92.

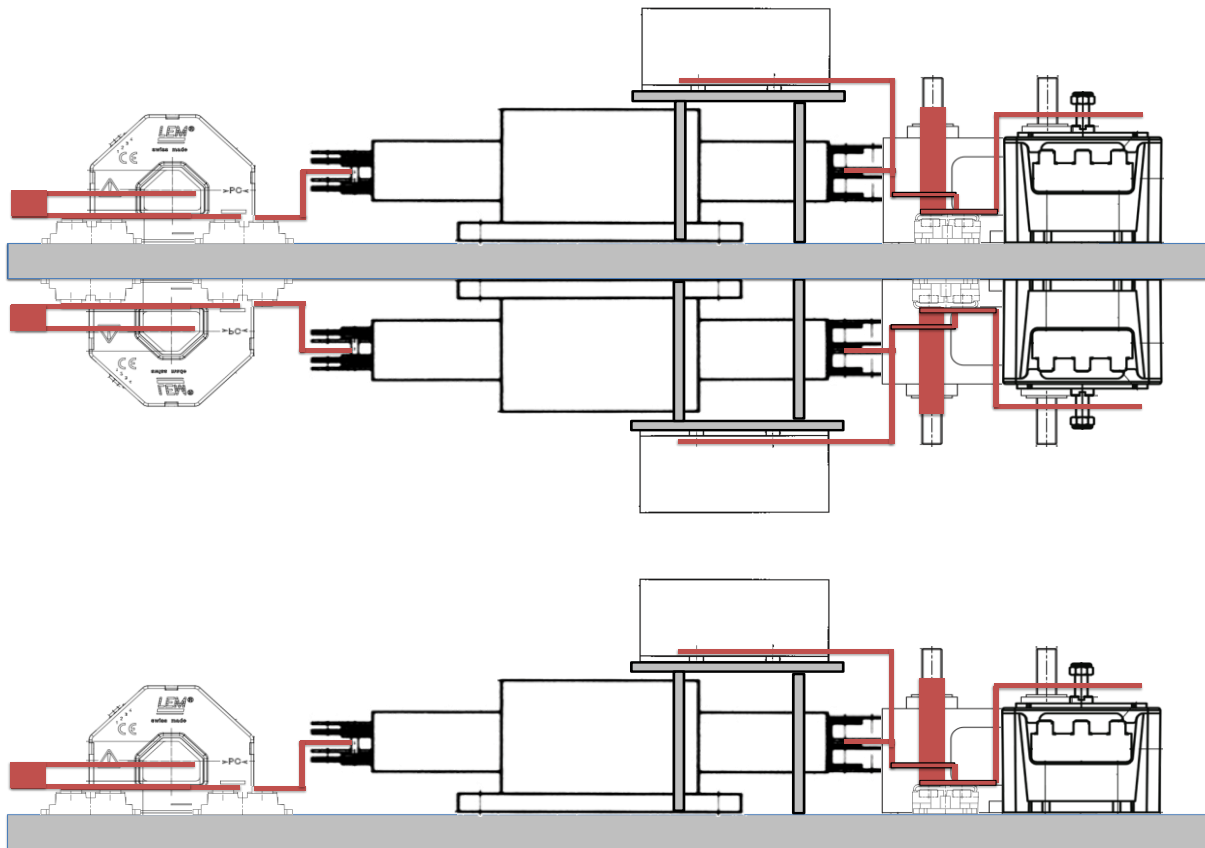


Figure 92 : Convertisseur entier de 30kW

4.4. Conclusion

Ce chapitre a porté sur l'étude et la pré-réalisation du convertisseur global associé à une PàC de 30kW segmentée en 3 parties. La régulation des trois sous-ensembles convertisseurs avec des stratégies de soulagement en cas d'apparition de défaut de pile a d'abord été présentée. Elle permet de réduire de demande de puissance d'un segment défaillant et dans certains cas de la reporter sur les segments sains. Les trois segments de pile ont le même circuit fluide. Ainsi, à débit d'air imposé par les segments sains, le soulagement de l'un provoque une sur-stœchiométrie et permet de corriger efficacement un défaut de type noyage.

Dans un deuxième temps, un pré-prototypage est effectué. Il consiste en un dimensionnement de chaque composant et du circuit de refroidissement. Les pertes à pleine puissance sont calculées afin de sélectionner la plaque de refroidissement à eau qui permet de maintenir les composants à une température de jonction (T_j) inférieure à 100°C. Enfin l'implantation des composants sur la plaque à eau ainsi que les connexions électriques par bus-barre sont données.

Conclusion

La pile à combustible est une solution technologique en tant que générateur électrique dans un véhicule, pour la traction mais aussi pour l'alimentation d'auxiliaires à bord. Pour fonctionner il faut, à l'image d'un générateur thermique, l'alimenter en combustible. Ceci ne déroge pas aux habitudes des conducteurs actuels qui ont besoin de passer à la station-service pour recharger le réservoir de leur véhicule en quelques minutes. Les seuls verrous à son utilisation sont l'absence d'une infrastructure d'alimentation en hydrogène, et les problèmes de fiabilité/durée de vie de la pile.

Le besoin d'un réseau d'hydrogène n'a pas été traité dans ce mémoire. Il est évident que la pile à combustible alimentée en hydrogène peinera à se développer si un réseau de distribution suffisamment conséquent n'est pas déployé. Et pour qu'un tel réseau se développe, il faut que les derniers verrous au développement et l'intégration des piles dans les véhicules soient levés. Les progrès de ces dernières années sont tels que certains grands constructeurs annoncent une commercialisation de véhicules pour particuliers d'ici 2015. Néanmoins, outre l'amélioration des matériaux pour le cœur de pile, de même que les avancées pour améliorer l'intégration, des stratégies d'association et de gestion énergétique de la pile doivent être développées afin d'obtenir un générateur disponible en cas d'apparition d'un défaut. Ce mémoire a traité de la gestion d'un défaut de pile dans une association multi-stack, en réalité une pile segmentée, par l'utilisation du convertisseur associé en définissant des fonctionnements en mode dégradés.

Pour cela, les différents défauts qui peuvent se produire dans une pile ont été répertoriés et classés en deux grandes catégories : les défauts réversibles et ceux non réversibles. Les défauts non réversibles entraînent une dégradation permanente des matériaux qui constituent la pile et sont critiques pour la pile. Ils sont généralement le résultat d'un fonctionnement de la PàC dans des conditions non optimales et du vieillissement prématuré des certains de ces composants. En revanche, les défauts réversibles sont le résultat d'un contrôle-commande de pile non adapté ou bien d'une variation brusque de ses conditions de fonctionnement. Les plus courantes sont le noyage (ou engorgement) ou l'assèchement, et résultent d'un mauvais degré d'humidification de la pile. L'apparition de ces phénomènes est de plus favorisée sur de longs empilements pour lesquels une alimentation uniforme des cellules en gaz devient difficile à obtenir. La tenue mécanique de l'ensemble devient complexe et doit être un compromis entre un couple de serrage pas trop important et une bonne étanchéité de l'ensemble.

La détection du degré d'humidification de la pile est une tâche délicate, d'autant plus qu'il peut être différent selon les cellules et leurs positions dans la pile. Plusieurs méthodes de détection ont été présentées, elles nécessitent soit des calculs lourds (méthodes à base de modèle), soit de multiples capteurs (tension cellules, pression, débits...), soit d'être exécutées sur un point de fonctionnement stationnaire (spectroscopie d'impédance). Pour cela, une nouvelle méthode de détection a été proposée et validée expérimentalement sur une pile

PEMFC de 500W. Cette méthode requiert un nombre réduit de capteurs grâce à des mesures localisées de tensions de cellule situées sur des zones sensibles de la pile (extrémités et centre).

De manière à mettre en œuvre la méthode de détection proposée, l'étude du convertisseur associé à la pile a été développée. Le rôle de ce convertisseur est de réaliser une action électrique sur la pile suite à l'apparition d'un défaut réversible, afin de le corriger. Une action électrique est pertinente à condition d'avoir une association de plusieurs piles avec lesquelles il est possible de gérer les différents flux de puissance. La solution d'un assemblage multi-stack est présentée puis le principe de la pile segmentée est introduit.

Ensuite, les différentes actions possibles pour une pile segmentée sont développées : une action de type tout ou rien (TOR) ou une action modérée (soulagement d'une pile). C'est cette dernière qui a été retenue comme étant la moins pénalisante du point de vue de la puissance dégradée. Par la suite, l'étude se focalise sur la topologie du convertisseur qui permet de réaliser cette action, tout en respectant les critères du cahier des charges et les contraintes électriques imposées par la pile. Une topologie d'onduleur de tension connecté sur un nœud AC est envisagée en premier lieu. Elle montre cependant qu'elle est peu adaptée aux variations de tension de pile et présente une forte composante réactive sur le courant. C'est pourquoi l'étude s'oriente alors sur des topologies de type commutateur de courant. Ces dernières ont l'avantage d'être peu sensibles aux variations de tension de pile et permettent de contrôler le courant et son ondulation. Une exception est faite par l'étude d'un onduleur de tension à double résonance qui offre les avantages de la commutation douce pour améliorer les performances énergétiques. Néanmoins elle cumule les inconvénients de l'ajout d'éléments de filtrage, et des contraintes en courant élevées sur les composants. A la fin de ce chapitre, une topologie alimentée en courant et résonante est retenue : le BOOST isolé résonant.

La dernière partie de ce mémoire a porté sur l'architecture générateur-convertisseur globale, constituée de l'ensemble convertisseur multi-ports couplé à une pile segmentée en trois parties d'une puissance totale de 30kW. La régulation de l'ensemble, le fonctionnement avec des segments sains, puis le fonctionnement en mode dégradé est montré. Deux cas de soulagement sont proposés : un soulagement partiel (ou modéré) et un soulagement complet. Le premier permet de gérer un défaut pile avec peu d'influence sur la charge, tandis que le deuxième occasionne une forte perte de puissance et contraint le système à fonctionner dans un mode dégradé. Ce chapitre finit avec un dimensionnement technologique complet du convertisseur ainsi que du système de refroidissement par plaque à eau adapté.

Ce travail montre que, dans une association multi-stack, une action correctrice électrique est possible pour corriger un défaut lié à une mauvaise humidification de la pile. Le temps de réponse d'une action électrique a l'avantage d'être très rapide en regard du temps de réponse

des actionneurs des circuits fluidiques. Par ailleurs, une gestion fine de la puissance débitée par chaque segment en fonction de son état de santé doit permettre de préserver la durée de vie de la pile. Un fonctionnement uniforme des parties de la pile peut alors être atteint. La piste de la pile segmentée nous a semblée plus pertinente qu'une association multi-stack afin d'obtenir un générateur PàC plus compact. Néanmoins, des difficultés peuvent apparaître. La pile segmentée doit être conçue de sorte que les collecteurs de courant situés au niveau des inter-segments de la pile ne créent pas de disparités de courant sous la forme de courants « parasites », ce qui provoquerait l'apparition de point chaud et donc des dégradations locales des matériaux.

Les perspectives de ce travail sont nombreuses, d'abord le comportement de longs empilements doit être étudié et approfondi. La méthode de détection doit alors être adaptée en fonction du nombre de cellules. Concernant le convertisseur multi-ports, plusieurs points peuvent être également être approfondis. D'abord, l'action et les effets du soulagement doivent être validés expérimentalement. De plus, la régulation peut être plus fine de manière à effectuer un soulagement en fonction de l'état en temps réel de la pile (ou segment) et non plus un soulagement d'une valeur prédéterminée. Par ailleurs, le convertisseur pourra être amélioré afin de pouvoir gérer des défauts convertisseurs en plus des défauts de pile (par exemple en utilisant des cartes drivers perfectionnées), on obtiendra alors un ensemble totalement tolérant aux pannes.

Dans une autre perspective, des solutions hybrides PàC et dispositifs de stockage (batteries, supercondensateurs) peuvent être considérés afin d'obtenir un ensemble générateur tolérant aux pannes. Cela impose cependant une approche très différente du point de vue des contraintes sur le générateur PàC et son convertisseur associé, de celle poursuivie dans cette thèse.

Bibliographie

- Adcock, P., Kells, A. & Jackson, C., 2008. PEM Fuel Cells for Road Vehicles. In *EET-2008 European Ele-Drive Conference International Advanced Mobility Forum*. Geneva, Switzerland.
- Air Liquide, 2007. États-Unis : des stations-services à hydrogène - Air Liquide. Available at: <http://www.airliquide.com/fr/etats-unis-des-stations-services-a-hydrogene-mobiles-pour-general-motors.html> [Accessed July 4, 2011].
- André, J., Antoni, L. & Petit, J.-P., 2010. Corrosion resistance of stainless steel bipolar plates in a PEFC environment: A comprehensive study. *International Journal of Hydrogen Energy*, 35(8), pp.3684–3697.
- Barbir, F., Gorgun, H. & Wang, X., 2005. Relationship between pressure drop and cell resistance as a diagnostic tool for PEM fuel cells. *Journal of Power Sources*, 141(1), pp.96–101.
- Basu, Saptarshi, Xu, H., Renfro, Michael W. & Cetegen, Baki M., 2006. In Situ Optical Diagnostics for Measurements of Water Vapor Partial Pressure in a PEM Fuel Cell. *Journal of Fuel Cell Science and Technology*, 3(1), p.1.
- Basu, Suman, Wang, C.-Y. & Chen, K.S., 2009. Two-Phase Flow Maldistribution and Mitigation in Polymer Electrolyte Fuel Cells. *Journal of Fuel Cell Science and Technology*, 6(3), p.031007.
- Bencherif, K., Vannucci, D., Marchand, M. & Devaud, E., 2005. Fuel cell system management system and method.
- Benqassmi, H., Ferrieux, J.-P. & Barbaroux, J., 1997. Current-source resonant converter in power factor correction. In *PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. Ieee, pp. 378–384.
- Bernardinis, A., Candusso, D., Harel, F. & Coquery, G., 2009. Power electronics interface for an hybrid PEMFC generating system with fault management strategies for transportation. In *Power Electronics and Applications, 2009 European Conference on*. pp. 1–10.
- De Bernardinis, A., Frappé, E., Béthoux, O., Marchand, C. & Coquery, G., 2012. Multi-port power converter for segmented PEM fuel cell in transport application. *The European Physical Journal Applied Physics*, 58(02).
- De Bernardinis, Alexandre, Butterbach, S., Lallemand, R., Jeunesse, Alain, Coquery, Gerard & Aubin, P., 2011. Double resonant converter topology with fast switching semiconductors for lead-acid battery charger used in hybrid electric locomotive. In *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. IEEE, pp. 239–244.
- De Bernardinis, Alexandre, Candusso, Denis, Harel, Fabien, François, Xavier & Coquery, Gérard, 2010. Experiments of a 20 cell PEFC operating under fault conditions with diode by-pass circuit for uninterrupted power delivery. *Energy Conversion and Management*, 51(5), pp.1044–1054.
- De Bernardinis, Alexandre, Harel, Fabien, Girardot, Laurent, Candusso, Denis, Hissel, Daniel, François, Xavier, Coquery, Gérard & Besse, Serge, 2009. Experimental Dynamic

- Performance of a 30kW 90Cell PEFC Stack under Transportation Load Cycle Constraints. In *European Fuel Cell Forum 2009*. Lucerne, Switzerland, pp. 1–16.
- Besse, S., Chaudron, V., Gaud, D., Bigarré, J., Descarsin, D. & Galiano, H., 2008. Composite bipolar plate for PEMFC application. In *Groupe Français D'études et d'Applications des Polymères 2008*. pp. 6–7.
- Bloom Energy, 2011. Bloom Energy | Solid Oxide Fuel Cells. Available at: <http://www.bloomenergy.com/products/solid-oxide-fuel-cell/> [Accessed July 3, 2011].
- Bonnet, C., Didierjean, S., Guillet, N., Besse, S., Colinart, T. & Carré, P., 2008. Design of an 80kWe PEM fuel cell system: Scale up effect investigation. *Journal of Power Sources*, 182(2), pp.441–448.
- Boulon, L., Agbossou, K., Hissel, D., Hernandez, A., Bouscayrol, A., Sicard, P. & Péra, M.C., 2010. Energy Management of a Fuel Cell System : Influence of the Air Supply Control on the Water Issues. In *ISIE 2010*. Bari, Italy, pp. 161–166.
- Brunet, J., Jaume, D., Labarrère, M., Rault, A. & Verge, M., 1990. *Détection et diagnostic de pannes : approche par modélisation.*, Hermès science publications.
- Brunetto, C., Moschetto, A. & Tina, G., 2009. PEM fuel cell testing by electrochemical impedance spectroscopy. *Electric Power Systems Research*, 79(1), pp.17–26.
- Brunetto, C., Tina, G., Squadrito, G. & Moschetto, A., 2004. PEMFC diagnostics and modelling by electrochemical impedance spectroscopy. In *Electrotechnical Conference, 2004. MELECON 2004. Proceedings of the 12th IEEE Mediterranean*. pp. 1045–1050.
- Buaud, F., Lelandais, D. & Auvity, B., 2008. Evidence of a non-dimensional parameter controlling the flooding of PEMFC stack. *International Journal of Hydrogen Energy*, 33(11), pp.2765–2773.
- Buie, C.R., Posner, J.D., Fabian, T., Cha, S.-W., Kim, D., Prinz, F.B., Eaton, J.K. & Santiago, J.G., 2006. Water management in proton exchange membrane fuel cells using integrated electroosmotic pumping. *Journal of Power Sources*, 161(1), pp.191–202.
- California FC Partnership, 2011. California Fuel Cell Partnership. Available at: <http://www.cafcp.org/> [Accessed July 4, 2011].
- Candusso, Denis, De Bernardinis, Alexandre, Péra, M.-C., Harel, Fabien, Francois, X., Hissel, Daniel, Coquery, Gérard & Kauffmann, J.-M., 2008. Fuel cell operation under degraded working modes and study of diode by-pass circuit dedicated to multi-stack association. *Energy Conversion and Management*, 49(4), pp.880–895.
- Cetegen, B.M., Renfro, M.W. & Basu, S., 2007. Fiber optic based in-situ diagnostics for PEM fuel cells. *US Patent App. 11/807,880*.
- Chang, P.A.C., St-Pierre, J., Stumper, J. & Wetton, B., 2006. Flow distribution in proton exchange membrane fuel cell stacks. *Journal of Power Sources*, 162(1), pp.340–355.
- Chapman, I.D. & Rock, J.A., 2010. Flow control for multiple stacks. *US Patent 7,749,634*.
- Chen, J.-F., Chen, R.-Y. & Liang, T.-J., 2008. Study and Implementation of a Single-Stage Current-Fed Boost PFC Converter With ZCS for High Voltage Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(1), pp.379–386.

- Chen, R.-Y., Liang, T.-J., Chen, J.-F., Lin, R.-L. & Tseng, K.-C., 2008. Study and Implementation of a Current-Fed Full-Bridge Boost DC–DC Converter With Zero-Current Switching for High-Voltage Applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 44(4), pp.1218–1226.
- Chen, R.Y., Lin, R.L., Liang, T.J., Chen, J.F. & Tseng, K.C., 2005. Current-fed full-bridge boost converter with zero current switching for high voltage applications. *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005.*, pp.2000–2006.
- Cheng, X., Shi, Z., Glass, N., Zhang, L., Zhang, Jiujun, Song, D., Liu, Z.-S., Wang, H. & Shen, J., 2007. A review of PEM hydrogen fuel cell contamination: Impacts, mechanisms, and mitigation. *Journal of Power Sources*, 165(2), pp.739–756.
- Chi, P.H., Chan, S.H., Weng, F.B., Su, A., Sui, P.C. & Djilali, N., 2010. On the effects of non-uniform property distribution due to compression in the gas diffusion layer of a PEMFC. *International Journal of Hydrogen Energy*, 35(7), pp.2936–2948.
- Choi, W., Howze, J. & Enjeti, P., 2006. Development of an equivalent circuit model of a fuel cell to evaluate the effects of inverter ripple current. *Journal of Power Sources*, 158(2), pp.1324–1332.
- Chung, C.G., Kim, L., Sung, Y.W., Lee, J. & Chung, J.S., 2009. Degradation mechanism of electrocatalyst during long-term operation of PEMFC. *International Journal of Hydrogen Energy*, 34(21), pp.8974–8981.
- Cleghorn, S., Mayfield, D., Moore, D., Moore, J., Rusch, G., Sherman, T., Sisofo, N. & Beuscher, U., 2006. A polymer electrolyte fuel cell life test: 3 years of continuous operation. *Journal of Power Sources*, 158(1), pp.446–454.
- Colinart, T., Chenu, A., Didierjean, S., Lottin, O. & Besse, S., 2009. Experimental study on water transport coefficient in Proton Exchange Membrane Fuel Cell. *Journal of Power Sources*, 190(2), pp.230–240.
- Corbo, P., Migliardini, F. & Veneri, O., 2007. Performance investigation of 2.4kW PEM fuel cell stack in vehicles. *International Journal of Hydrogen Energy*, 32(17), pp.4340–4349.
- Croulard, V., 2003. *Commande multicritère d'un générateur à double résonance*. thèse de doctorat, Paris XI.
- Croulard, V., Baptiste, G.-W. & Durville, A., 2003. Double resonance electronic converter. *US Patent App. 20,030/*, pp.1–8.
- Dang, B.V., 2006. *Conception d'une interface d'électronique de puissance pour Pile à Combustible*. Thèse de doctorat préparée à l'Université Joseph Fourier.
- Eckl, R., Zehtner, W., Leu, C. & Wagner, U., 2004. Experimental analysis of water management in a self-humidifying polymer electrolyte fuel cell stack. *Journal of Power Sources*, 138(1-2), pp.137–144.
- Erickson, R.W. & Maksimovic, D., 1998. A multiple-winding model having directly measurable parameters. In *IEEE Power Electronics Specialist Conference*. pp. 1472–1478.
- Ernst, W.D., Stone, C. & Wheeler, D., 2009. *Fuel Cell System Cost for Transportation – 2008 Cost Estimate*, Golden, Colorado.

- Ersoz, A., Olgun, H. & Ozdogan, S., 2006. Reforming options for hydrogen production from fossil fuels for PEM fuel cells. *Journal of Power Sources*, 154(1), pp.67–73.
- FC bus club, 2004. Fuel Cell Bus Club :: The first fuel cell bus fleet. Available at: <http://www.fuel-cell-bus-club.com/index.php?module=pagesetter&func=viewpub&tid=1&pid=2> [Accessed July 4, 2011].
- Fennie, C., Reisner, D., Barbetta, J. & Singh, P., 2001. Fuzzy Logic-Based State-of-Health Determination of PEM Fuel Cells. *Proceeding of Electric Vehicle Symposium and Exhibition*, 18.
- Filho, W. de A. & Barbi, I., 1996. A comparison between two current-fed push-pull DC-DC converters-analysis, design and experimentation. ... *Energy Conference, 1996*.
- Fontes, Guillaume, 2005. *Modélisation et caractérisation de la pile PEM pour l'étude des interactions avec les convertisseurs statiques*. Thèse de INP Toulouse.
- Fontes, Guillaume, Turpin, Christophe, Astier, Stéphan & Meynard, T. a., 2007. Interactions Between Fuel Cells and Power Converters: Influence of Current Harmonics on a Fuel Cell Stack. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(2), pp.670–678.
- Fouquet, N., Doulet, C., Nouillant, C., Dauphin-Tanguy, G. & Ould-Bouamama, B., 2006. Model based PEM fuel cell state-of-health monitoring via ac impedance measurements. *Journal of Power Sources*, 159(2), pp.905–913.
- Fowler, M., Amphlett, J.C., Mann, R.F., Peppley, B.A. & Roberge, P.R., 2002. Issues associated with voltage degradation in a PEMFC. *Journal of New Materials for Electrochemical Systems*, 5(4), pp.255–262.
- Frappé, E., De Bernardinis, A., Bethoux, O., Candusso, D., Harel, F., Marchand, C. & Coquery, G., 2011. PEM fuel cell fault detection and identification using differential method: simulation and experimental validation. *The European Physical Journal Applied Physics*, 54(2), p.23412.
- Frappé, E., De Bernardinis, A., Bethoux, O., Marchand, C. & Coquery, G., 2010. Fault detection and identification using simple and non-intrusive on-line monitoring techniques for PEM fuel cell. In *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*. IEEE, pp. 2029–2034.
- Frappé, Emmanuel, De Bernardinis, Alexandre, Béthoux, Olivier, Coquery, Gerard & Marchand, Claude, 2010. Corrective action with power converter for faulty multiple fuel cells generator used in transportation. In *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. IEEE, pp. 1–6.
- Gao, F., Blunier, B., Miraoui, A. & El Moudni, A., 2010. A Multiphysic Dynamic 1-D Model of a Proton-Exchange-Membrane Fuel-Cell Stack for Real-Time Simulation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(6), pp.1853–1864.
- Gebregergis, A., Pillay, P. & Rengaswamy, R., 2010. PEMFC Fault Diagnosis, Modeling, and Mitigation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 46(1), pp.295–303.
- Geraldo de Melo Furtado, J., Cassani Gatti, G., Torres Serra, E. & Carlos Anibal de Almeida, S., 2010. Performance analysis of a 5 kW PEMFC with a natural gas reformer. *International Journal of Hydrogen Energy*, 35(18), pp.9990–9995.

- Gerard, M., Poirot-Crouvezier, J.-P., Hissel, Daniel & Péra, M.-C., 2010. Oxygen starvation analysis during air feeding faults in PEMFC. *International Journal of Hydrogen Energy*, 35(22), pp.12295–12307.
- Guillet, N. *et al.*, 2007. Scientific and Technological Progress Toward the Development of an 80kWe PEM Fuel Cell System for Transport Applications. In *EVS'07 23rd Electrical Vehicles Symposium*. Anaheim, California USA.
- Görgün, H., Arcak, M. & Barbir, F., 2006. An algorithm for estimation of membrane water content in PEM fuel cells. *Journal of Power Sources*, 157(1), pp.389–394.
- Haiping, X., Qiao, E., Xin, G., Xuhui, W. & Li, K., 2005. Analysis and Design of High Power Interleaved Boost Converters for Fuel Cell Distributed Generation System. In *IEEE 36th Conference on Power Electronics Specialists*. IEEE, pp. 140–145.
- Hakenjos, A., Muenther, H., Wittstadt, U. & Hebling, C., 2004. A PEM fuel cell for combined measurement of current and temperature distribution, and flow field flooding. *Journal of Power Sources*, 131(1-2), pp.213–216.
- Harrington, D.A. & Donis, W.R.M., 2003. Methods and apparatus for indicating a fault condition in fuel cells and fuel cell components. *US Patent App. 10/440,264*, 2004009175.
- Hernandez, Andres, Hissel, Daniel & Outbib, R., 2008. Méthodes de diagnostic de systèmes multiphysiques. *Techniques de l'ingénieur. Informatique industrielle*, S1(S7219).
- Hernandez, Andres, Outbib, R. & Hissel, Daniel, 2008. Diagnostic d'une pile à combustible PEMFC. Une approche statistique. *Journal Européen des Systèmes Automatisés*, 42(10), pp.1225–1277.
- Herrera, O., Mérida, W. & Wilkinson, D.P., 2009. Sensing electrodes for failure diagnostics in fuel cells. *Journal of Power Sources*, 190(1), pp.103–109.
- Hu, L. & Xia, J., 2004. Integral multi-stack system of fuel cell. *US Patent App. 20,050/170,235*.
- Husar, A., Serra, M. & Kunusch, C., 2007. Description of gasket failure in a 7 cell PEMFC stack. *Journal of Power Sources*, 169(1), pp.85–91.
- HyFLEET:CUTE, 2011. HyFLEET:CUTE. Available at: <http://www.global-hydrogen-bus-platform.com/> [Accessed April 13, 2012].
- IXYS, 2011. Datasheet du IXFN230N20T.
- Jang, J., Chiu, H., Yan, W. & Sun, W., 2008. Effects of operating conditions on the performances of individual cell and stack of PEM fuel cell. *Journal of Power Sources*, 180(1), pp.476–483.
- Jiang, F., Wang, C.-Y. & Chen, K.S., 2010. Current Ramping: A Strategy for Rapid Start-up of PEMFCs from Subfreezing Environment. *Journal of The Electrochemical Society*, 157(3), pp.B342–B347.
- Jiao, K., Alaefour, I.E., Karimi, G. & Li, X., 2011. Cold start characteristics of proton exchange membrane fuel cells. *International Journal of Hydrogen Energy*, 36(18), pp.11832–11845.

- Jiao, K., Park, J. & Li, X., 2010. Experimental investigations on liquid water removal from the gas diffusion layer by reactant flow in a PEM fuel cell. *Applied Energy*, 87(9), pp.2770–2777.
- Knights, S., 2004. Aging mechanisms and lifetime of PEFC and DMFC. *Journal of Power Sources*, 127(1-2), pp.127–134.
- Knights, S., Jia, N., Chuy, C. & Zhang, J., 2005. Fuel Cell Reactant Supply–Effects of Reactant Contaminants. In *Fuel Cell Seminar 2005*.
- Krismer, F., Round, S. & Kolar, J., 2006. Performance optimization of a high current dual active bridge with a wide operating voltage range. In *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC'06. 37th IEEE. IEEE*, pp. 1–7.
- Larminie, J. & Dicks, A., 2003. *Fuel cell systems explained* Second Edi., John Wiley & Sons.
- Lembeye, Y., Bang, V.D., Lefevre, G. & Ferrieux, J.-P., 2009. Novel Half-Bridge Inductive DC–DC Isolated Converters for Fuel Cell Applications. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 24(1), pp.203–210.
- Li, H., Tang, Y., Wang, Z., Shi, Z., Wu, S., Song, D., Zhang, Jianlu, Fatih, K., Zhang, Jiujun, Wang, H., Liu, Z., Abouatallah, R. & Mazza, A., 2008. A review of water flooding issues in the proton exchange membrane fuel cell. *Journal of Power Sources*, 178(1), pp.103–117.
- Lin, P., Zhou, P. & Wu, C.W., 2009. A high efficient assembly technique for large PEMFC stacks. *Journal of Power Sources*, 194(1), pp.381–390.
- Litster, S., Buie, C.R. & Santiago, J.G., 2009. Engineering model for coupling wicks and electroosmotic pumps with proton exchange membrane fuel cells for active water management. *Electrochimica Acta*, 54(26), pp.6223–6233.
- Liu, X., Guo, H. & Ma, C., 2006. Water flooding and two-phase flow in cathode channels of proton exchange membrane fuel cells. *Journal of Power Sources*, 156(2), pp.267–280.
- Liu, X., Guo, H., Ye, F. & Ma, C., 2007. Water flooding and pressure drop characteristics in flow channels of proton exchange membrane fuel cells. *Electrochimica Acta*, 52(11), pp.3607–3614.
- Lozano, O.S., 2006. Integrating Fuel Cell Buses into the Bus Fleet Integrating Fuel Cell Buses into the Bus Fleet. In *CUTE Conference “The Future of Clean Transportation.”*Hambourg.
- Lu, Z., Kandlikar, S.G., Rath, C., Grimm, M., Domigan, W., White, a. D., Hardbarger, M., Owejan, J.P. & Trabold, T. a., 2009. Water management studies in PEM fuel cells, Part II: Ex situ investigation of flow maldistribution, pressure drop and two-phase flow pattern in gas channels. *International Journal of Hydrogen Energy*, 34(8), pp.3445–3456.
- Mariethoz, S. & Rufer, a., 2006. Multisource DC-DC converter for the supply of hybrid multilevel converter. *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting*, 2(c), pp.982–987.
- Mathiak, J., Heinzl, A., Roes, J., Kalk, T., Kraus, H. & Brandt, H., 2004. Coupling of a 2.5 kW steam reformer with a 1 kWel PEM fuel cell. *Journal of Power Sources*, 131(1-2), pp.112–119.

- Mavier, J., 2007. *Convertisseurs génériques à tolérance de panne-Applications pour le domaine aéronautique*. Institut national polytechnique de Toulouse.
- McDonald, T., Soldano, M., Murray, A. & Avram, T., Power MOSFET avalanche design guidelines. *Application Note AN1005, International Rectifier*, pp.1–17.
- Miller, A.R., 2004. Fuel Cell Locomotive. In *Fundamentals and Developments of Fuel Cells Conference 2004-FDFC2004*.
- Miller, A.R., Hess, K., Barnes, D. & Erickson, T., 2007. System design of a large fuel cell hybrid locomotive. *Journal of Power Sources*, 173(2), pp.935–942.
- Miller, M. & Bazylak, A., 2011. A review of polymer electrolyte membrane fuel cell stack testing. *Journal of Power Sources*, 196(2), pp.601–613.
- Moçotéguy, Philippe, AL-Nasrawi, B. & Aslanides, Antoine, 2007. Field testing of Vaillant EURO 2 PEM Fuel Cell. Heating Appliance for μ -CHP in residential application. In *International workshop on degradation issues in fuel cells*. Hersonessos, Grèce.
- Mulder, G., Deridder, F., Coenen, P., Weyen, D. & Martens, a, 2008. Evaluation of an on-site cell voltage monitor for fuel cell systems. *International Journal of Hydrogen Energy*, 33(20), pp.5728–5737.
- Mérida, W., Harrington, D. a., Le Canut, J.M. & McLean, G., 2006. Characterisation of proton exchange membrane fuel cell (PEMFC) failures via electrochemical impedance spectroscopy. *Journal of Power Sources*, 161(1), pp.264–274.
- Müller, E.A. & Stefanopoulou, Anna G., 2005. Analysis, Modeling, and Validation for the Thermal Dynamics of a Polymer Electrolyte Membrane Fuel Cell System. In *3rd International Conference on Fuel Cell Science, Engineering and Technology*. Ypsilanti, Michigan, USA: ASME, pp. 389–404.
- Narjiss, A., Depernet, D., Candusso, D, Gustin, F. & Hissel, D, 2008. On-line diagnosis of a PEM fuel cell through the PWM converter. In *Proceedings of FDFC 2008*. Nancy, France.
- Van Nguyen, T. & Knobbe, M.W., 2003. A liquid water management strategy for PEM fuel cell stacks. *Journal of power sources*, 114(1), pp.70–79.
- Ohma, A., Yamamoto, S. & Shinohara, K., 2008. Membrane degradation mechanism during open-circuit voltage hold test. *Journal of Power Sources*, 182(1), pp.39–47.
- Owejan, J.P., Trabold, T.A., Gagliardo, J.J., Jacobson, D.L., Carter, R.N., Hussey, D.S. & Arif, M., 2007. Voltage instability in a simulated fuel cell stack correlated to cathode water accumulation. *Journal of Power Sources*, 171(2), pp.626–633.
- Ozpineci, B. & Tolbert, L.M., 2009. Multiple input converters for fuel cells. *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting.*, pp.791–797.
- Palma Fanjul, L.M., 2006. *Design considerations for DC-DC converters in fuel cell systems*. Texas A&M University.
- Palma, L. & Enjeti, P.N., 2009. A Modular Fuel Cell, Modular DC–DC Converter Concept for High Performance and Enhanced Reliability. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(6), pp.1437–1443.

- Pankow, Y. & Le Moigne, P., 2007. Alimentation sans interruption à pile à combustible associée à des supercondensateurs. *Revue internationale de génie électrique*, 10(5), pp.659–674.
- Park, Y. & Caton, J., 2008. Development of a PEM stack and performance analysis including the effects of water content in the membrane and cooling method. *Journal of Power Sources*, 179(2), pp.584–591.
- Phlippoteau, V., Turpin, C, Astier, S, Raimbault, V. & Rakotondrainibe, A., 2008. STATE OF HEALTH OF A PEM FUEL CELL DEGRADED AFTER ON-OFF ENDURANCE CYCLES. In *Fundamentals and Developments of Fuel Cells Conference 2008-FDFC2008*.
- Poirot-Crouvezier, J.-P. & Roy, F., 2006. GENEPAC Project: Realization of a fuel cell stack prototype dedicated to the automotive application. In *WHEC 16*. Lyon, France, pp. 1–5.
- Pourcelly, G., Oikonomou, A., Gavach, C. & Hurwitz, H.D., 1990. Influence of the water content on the kinetics of counter-ion transport in perfluorosulphonic membranes. *Journal of Electroanalytical Chemistry and Interfacial Electrochemistry*, 287(1), pp.43–59.
- Pukrushpan, J.T., Peng, H. & Stefanopoulou, A.G., 2004. Control-oriented modeling and analysis for automotive fuel cell systems. *Journal of dynamic systems, measurement, and control*, 126(1), p.14.
- Rajalakshmi, N., Pandiyan, S. & Dhathathreyan, K.S., 2008. Design and development of modular fuel cell stacks for various applications. *International Journal of Hydrogen Energy*, 33(1), pp.449–454.
- Rallieres, O., Mulot, J., Hissel, D., Turpin, C., Harel, F., Pera, M.C., Fontes, G. & Astier, S., 2011. Impact des ondulations de courant générées par un convertisseur DC-DC boost sur une pile à combustible PEM. In *Electrotechnique du Futur*. Belfort.
- Ramousse, J., Adzakpa, K.P., Dubé, Y., Agbossou, K., Fournier, M., Poulin, A. & Dostie, M., 2010. Local Voltage Degradations (Drying and Flooding) Analysis Through 3D Stack Thermal Modeling. *Journal of Fuel Cell Science and Technology*, 7(4), p.041006.
- del Real, A.J., Arce, A. & Bordons, C., 2007. Development and experimental validation of a PEM fuel cell dynamic model. *Journal of Power Sources*, 173(1), pp.310–324.
- Riascos, L.A.M., Simoes, M.G. & Miyagi, P.E., 2007. A Bayesian network fault diagnostic system for proton exchange membrane fuel cells. *Journal of Power Sources*, 165(1), pp.267–278.
- Rodatz, P., Büchi, F., Onder, C. & Guzzella, L., 2004. Operational aspects of a large PEFC stack under practical conditions. *Journal of Power Sources*, 128(2), pp.208–217.
- Ronne, J. & Mihai, R., 2007. Fault management in a fuel cell-based system.
- Roy, F., Garnit, S. & Poirot-Crouvezier, J.-P., 2009. Fisypac project: The first vehicle integration of genepac fuel cell stack. In *The International Electric Vehicle Symposium and Exposition (EVS 24)*.
- Rubio, M. a., Urquia, A. & Dormido, S., 2010. Diagnosis of performance degradation phenomena in PEM fuel cells. *International Journal of Hydrogen Energy*, 35(7), pp.2586–2590.

- Schibli, N., 1999. DC-DC converters for two-quadrant operation with controlled output voltage. In *EPE 99*. Lausanne, pp. 1–7.
- Schibli, N., 2000. *Symmetrical multilevel converters with two quadrant DC-DC feeding*. ECOLE POLYTECHNIQUE FEDERALE DE LAUSANNE.
- Schmittinger, W. & Vahidi, a, 2008. A review of the main parameters influencing long-term performance and durability of PEM fuel cells. *Journal of Power Sources*, 180(1), pp.1–14.
- Schulte, J., 2005. System and method for bypassing failed stacks in a multiple stack fuel cell. *US Patent App. 20,060/127,710*.
- Schumacher, J.O., Gemmar, P., Denne, M., Zedda, M. & Stueber, M., 2004. Control of miniature proton exchange membrane fuel cells based on fuzzy logic. *Journal of Power Sources*, 129(2), pp.143–151.
- Schunk Group, 2012. Schunk Group Fuel Cells. Available at: <http://www.schunk-group.com/en/sgroup/BipolarPlatesandPEMFuelCellStacks/schunk01.c.34925.en> [Accessed March 29, 2012].
- Sekizawa, K., Kitamura, N., Manabe, K., Nonobe, Y., Kizaki, M. & Kojima, K., 2010. Recent Advances in TOYOTA FCHV-adv Fuel Cell System. *ECS Transactions*, 33(1), pp.1947–1957.
- Severin, C., Pischinger, S. & Ogrzewalla, J., 2005. Compact gasoline fuel processor for passenger vehicle APU. *Journal of Power Sources*, 145(2), pp.675–682.
- Shao, Y., Yin, G. & Gao, Y., 2007. Understanding and approaches for the durability issues of Pt-based catalysts for PEM fuel cell. *Journal of Power Sources*, 171(2), pp.558–566.
- Siemens, 2011. Siemens - Fuel Cells. Available at: <http://www.energy.siemens.com/mx/en/power-generation/fuel-cells/> [Accessed July 3, 2011].
- Spernjak, D., Prasad, a & Advani, S., 2007. Experimental investigation of liquid water formation and transport in a transparent single-serpentine PEM fuel cell. *Journal of Power Sources*, 170(2), pp.334–344.
- Steiger, U. & Mariethoz, S., 2010. Method to design the leakage inductances of a multiwinding transformer for a multisource energy management system. In *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE*. IEEE, pp. 1–6.
- Strasser, K., 2003. H₂/O₂-PEM-fuel cell module for an air independent propulsion system in a submarine. In *Handbook of fuel cells*. John Wiley & Sons, pp. 1202–14.
- Su, Z.Y., Liu, C.T., Chang, H.P., Li, C.H., Huang, K.J. & Sui, P.C., 2008. A numerical investigation of the effects of compression force on PEM fuel cell performance. *Journal of Power Sources*, 183(1), pp.182–192.
- Tang, H., Peikang, S., Jiang, S.P., Wang, F. & Pan, M., 2007. A degradation study of Nafion proton exchange membrane of PEM fuel cells. *Journal of Power Sources*, 170(1), pp.85–92.
- Taniguchi, A., Akita, T., Yasuda, K. & Miyazaki, Y., 2008. Analysis of degradation in PEMFC caused by cell reversal during air starvation. *International Journal of Hydrogen Energy*, 33(9), pp.2323–2329.

- Taniguchi, A., Akita, T., Yasuda, K. & Miyazaki, Y., 2004. Analysis of electrocatalyst degradation in PEMFC caused by cell reversal during fuel starvation. *Journal of Power Sources*, 130(1-2), pp.42–49.
- Tharrault, Y., Mourot, G., Ragot, J. & Maquin, D., 2009. Détection et isolation de défauts par analyse en composantes principales robuste. In *41èmes Journées de Statistique*. Bordeaux, France.
- Thiounn, M. & Jeunesse, A., 2008. PLATHEE–A Platform for Energy Efficiency and Environmentally Friendly Hybrid Trains. In *8th World Congress on Railway Research*. Seoul, Korea, pp. 18–22.
- Tüber, K., Pócza, D. & Hebling, C., 2003. Visualization of water buildup in the cathode of a transparent PEM fuel cell. *Journal of Power Sources*, 124(2), pp.403–414.
- UTC-Power, 2011. UTC Power Home. Available at: <http://www.utcpower.com/> [Accessed July 3, 2011].
- Vazquez, A., Aguilar, C. & Canales, F., 2008. Comparison between two-stage and integrated power conditioner architecture for fuel cell based power supply system. In *Power Electronics Congress, 2008. CIEP 2008. 11th IEEE International*. IEEE, pp. 177–184.
- Vishnyakov, V., 2006. Proton exchange membrane fuel cells. *Vacuum*, 80(10), pp.1053–1065.
- Voss, H., Wilkinson, D., Pickup, P., Johnson, M. & Basura, V., 1995. Anode water removal: a water management and diagnostic technique for solid polymer fuel cells. *Electrochimica Acta*, 40(3), pp.321–328.
- Vulturescu, B., De Bernardinis, Alexandre, Lallemand, R. & Coquery, Gerard, 2007. Traction power converter for PEM fuel cell multi-stack generator used in urban transportation. *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, pp.1–10.
- Wang, C.-Y., 2004. Fundamental models for fuel cell engineering. *Chemical reviews*, 104(10), pp.4727–65.
- Wang, K., Lin, C.Y., Zhu, L., Qu, D., Lee, F.C. & Lai, J.S., 1998. Bi-directional DC to DC converters for fuel cell systems. In *Power Electronics in Transportation, 1998*. IEEE, pp. 47–51.
- Wang, Xinting, Song, Y. & Zhang, B., 2008. Experimental study on clamping pressure distribution in PEM fuel cells. *Journal of Power Sources*, 179(1), pp.305–309.
- Wasterlain, S., 2010. Approches expérimentales et analyse probabiliste pour le diagnostic de piles à combustible de type PEM. *Ph.D thesis (in French), Université de Franche-Comté, Belfort, France*.
- Watanabe, M., Uchida, H., Seki, Y., Emori, M. & Stonehart, P., 1996. Self-Humidifying Polymer Electrolyte Membranes for Fuel Cells. *Journal of The Electrochemical Society*, 143(12), p.3847.
- Weng, F., Su, a & Hsu, C., 2007. The study of the effect of gas stoichiometric flow rate on the channel flooding and performance in a transparent fuel cell. *International Journal of Hydrogen Energy*, 32(6), pp.666–676.

- Weng, F., Su, a, Hsu, C. & Lee, C., 2006. Study of water-flooding behaviour in cathode channel of a transparent proton-exchange membrane fuel cell. *Journal of Power Sources*, 157(2), pp.674–680.
- White, R.V. & Miles, F.M., 1996. Principles of fault tolerance. *Proceedings of Applied Power Electronics Conference. APEC '96*, pp.18–25.
- Wood, D.L., Yi, J.S. & Nguyen, T.V., 1998. Effect of direct liquid water injection and interdigitated flow field on the performance of proton exchange membrane fuel cells. *Electrochimica Acta*, 43(24), pp.3795–3809.
- Xu, D., 2004. A framework of fuzzy diagnosis. *IEEE Transactions on Knowledge and Data Engineering*, 16(12), pp.1571–1582.
- Xue, X., Tang, J., Sammes, N. & Ding, Y., 2006. Model-based condition monitoring of PEM fuel cell using Hotelling T2 control limit. *Journal of Power Sources*, 162(1), pp.388–399.
- Yim, S.-D., Kim, B.-J., Sohn, Y.-J., Yoon, Y.-G., Park, G.-G., Lee, W.-Y., Kim, C.-S. & Kim, Y.C., 2010. The influence of stack clamping pressure on the performance of PEM fuel cell stack. *Current Applied Physics*, 10(2), pp.S59–S61.
- Yoneyama, T., Yamamoto, T., Kondo, K., Furuya, T. & Ogawa, K., 2007. Fuel cell powered railway vehicle and experimental test results. In *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*. Aalborg, Denmark, pp. 1–10.
- Yousfi-Steiner, N., Moçotéguy, Ph, Candusso, D, Hissel, D, Hernandez, A & Aslanides, A, 2008. A review on PEM voltage degradation associated with water management: Impacts, influent factors and characterization. *Journal of Power Sources*, 183(1), pp.260–274.
- Zhang, Jianlu, Li, H., Shi, Z. & Zhang, JiuJun, 2010. Effects of Hardware Design and Operation Conditions on PEM Fuel Cell Water Flooding. *International Journal of Green Energy*, 7(5), pp.461–474.
- Zhao, C., Round, S.D. & Kolar, J.W., 2008. An isolated three-port bidirectional DC-DC converter with decoupled power flow management. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 23(5), pp.2443–2453.
- Zhu, W.H., Payne, R.U., Cahela, D.R. & Tatarchuk, B.J., 2004. Uniformity analysis at MEA and stack Levels for a Nexa PEM fuel cell system. *Journal of Power Sources*, 128(2), pp.231–238.

Annexes

Annexe 1 : Dimensionnement des éléments de l'onduleur à double résonance :

De façon à obtenir un convertisseur compact, on souhaite utiliser un transformateur de type planaire. Pour cela, il faut donc que le convertisseur fonctionne à une fréquence initiale égale à 40kHz.

En charge la tension de pile est de 60V et la tension du bus doit être de 540V, le transformateur doit donc avoir un rapport de transformation de $m = 9$. Les éléments du circuit résonant sont calculés de la manière suivante.

Le choix de la valeur de l'impédance de résonance conditionne la valeur crête du courant résonant et est donnée par :

$$Z_r = \frac{V_{FC}}{2 \hat{I}_{FC}} \quad (\text{A-112})$$

Avec \hat{I}_{FC} le courant maximal que doit pouvoir fournir le convertisseur.

$$C_p = \sqrt{\frac{1}{\omega_{\max}^2 Z_r^2}} = 5.1 \mu F \quad (\text{A-113})$$

$$L_s = Z_r^2 * C_p = 0.17 \mu H \quad (\text{A-114})$$

$$L_p = \frac{1}{C_p * \omega_{\min}^2} = 3 \mu H \quad (\text{A-115})$$

Avec $Z_r = \sqrt{\frac{L_s}{C_p}}$, ω_{\max} la pulsation max = $2\pi f_{\max}$ et ω_{\min} la pulsation min = $2\pi f_{\min}$

Les éléments du filtre d'entrée sont calculés de la manière suivante, la fonction de transfert du filtre vaut :

$$T = \frac{1}{1 + \frac{1}{Q_0} \frac{j\omega}{j\omega_0} + \frac{j\omega^2}{j\omega_0^2}} \quad (\text{A-116})$$

Avec

$$Q_0 = R \frac{C}{L} \quad (\text{A-117})$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{A-118})$$

Pour $\omega_0 = 2\pi f$ avec $f = 4.5 \text{kHz}$ et $Q_0 = 0.05$ on obtient les paramètres suivants :

$$L_f = 25 \mu H \quad (\text{A-119})$$

$$C_f = 50 \mu F \quad (\text{A-120})$$

$$R_L = 0.025 \Omega \quad (\text{A-121})$$

Enfin, les contraintes sur les semi-conducteurs sont calculées de la manière suivante :

Pour les transistors :

$$V_{Tmax} = V_{pile} = 100V \quad (A-122)$$

$$I_{Tmax} = \frac{V_{ch}}{m Z_r} + I_{fc max} = 520A \quad (A-123)$$

Et pour les diodes :

$$V_{Dmax} = V_{ch} = 540V \quad (A-124)$$

$$I_{Dmax} = \frac{V_{FC}}{m^2 Z_r} + \frac{I_{fc max}}{m} = 48A \quad (A-125)$$

Annexe 2 : Dimensionnement des éléments du BOOST à demi-pont :

Le rapport cyclique ne peut être inférieur à 50%, si l'on se place dans le cas le plus défavorable (i.e. lorsque la pile est à vide) la tension au primaire du transformateur vaut au minimum :

$$V_p = \frac{1}{1-\alpha} V_{FC} = \frac{1}{1-0.5} 100 = 200V \quad (A-126)$$

Ainsi pour une tension de sortie $V_{ch}=540V$, on peut déduire le rapport de transformation m du transformateur :

$$m < \frac{540}{200} 2.7 \quad (A-127)$$

On choisit donc un rapport de $m = 2.5$

Les deux inductances d'entrée sont identiques : $L_1=L_2$. Ainsi, si l'on souhaite une ondulation de 10% du courant maximal de la pile, la valeur des inductances vaut :

$$L_1 = (2\alpha - 1) \frac{V_{FC}}{\Delta I_{FC} f_{hach}} = 172\mu H \quad (A-128)$$

Avec pour $V_{FC} = V_{nom} = 60V$, un rapport cyclique maximal de :

$$\alpha_{max} = 1 - \frac{mV_{FC}}{V_{ch}} = 0.73 \quad (A-129)$$

On peut maintenant calculer les contraintes en tension et courant sur les interrupteurs. Le dimensionnement en tension se fait en fonction de la tension de sortie qui est une valeur de tension régulée et connue. Tandis que le dimensionnement en courant se fait en fonction du courant maximal que peut délivrer la pile.

On a alors pour les transistors :

$$V_{Tmax} = \frac{V_{ch}}{m} = 216V \quad (A-130)$$

$$I_{Tmax} = I_{FC} + \frac{(2\alpha - 1)V_s(1 - \alpha)}{2mL_1f_{hach}} = 168A \quad (A-131)$$

Et pour les diodes :

$$V_D = V_{ch} = 540V \quad (A-132)$$

$$I_{Dmax} = \frac{I_{FC}}{2m} + (1 - \alpha)^2 \frac{V_s}{2m^2L_1f_{hach}} = 37A \quad (A-133)$$

La contrainte en tension sur les transistors reste élevée pour une utilisation avec des transistors MOSFET. Ainsi le choix des composants est limité à un nombre réduit de semi-conducteurs tolérant cette gamme de tension.

Annexe 3 : Dimensionnement des éléments du BOOST à pont complet :

Contrairement au BOOST à demi-pont, il n'y a plus de contrainte sur le rapport cyclique effectif du convertisseur. Ainsi pour un rapport $D = 0.5$, la tension aux bornes des transistors vaut V_{FC} . Le rapport de transformation m du transformateur peut être déduit pour une tension de sortie $V_{ch}=540V$:

$$m < \frac{540}{100} = 5.4 \quad (A-134)$$

On choisit donc un rapport de $m = 5$

Si l'on souhaite une ondulation de 10% du courant maximal de la pile, la valeur de l'inductance vaut :

$$L = (2\alpha - 1) \frac{V_{FC}}{2\Delta I_{FC} f_{hach}} = 86\mu H \quad (A-135)$$

Avec pour $V_{FC} = V_{nom} = 60V$, un rapport cyclique maximal de :

$$\alpha_{max} = 1 - \frac{m V_{FC}}{2V_{ch}} = 0.73 \quad (A-136)$$

Les contraintes sur les semi-conducteurs sont calculées de la manière suivante :

Pour les transistors :

$$V_{Tmax} = \frac{V_{ch}}{m} = 108V \quad (A-137)$$

$$I_{Tmax} = I_{FC} + \frac{(2\alpha - 1)V_{ch}(1 - \alpha)}{2 m L f_{hach}} = 178A \quad (A-138)$$

Et pour les diodes :

$$V_D = V_{ch} = 540V \quad (A-139)$$

$$I_{Dmax} = \frac{I_{FC}}{m} + (1 - \alpha)^2 \frac{V_s}{2 m^2 L f_{hach}} = 37A \quad (A-140)$$

Annexe 4 : Détail du fonctionnement du BOOST isolé résonant :

D'abord, et ce afin de simplifier l'étude du fonctionnement, la capacité au secondaire du transformateur C_p est ramenée au primaire du transformateur, on a donc $C'_p = C_p \times m^2$. Elle a alors à ses bornes la tension primaire V_p .

Le fonctionnement du convertisseur peut être séparé en 5 séquences (Fig. 71). Les interrupteurs sont commandés par paire T1-T4 et T2-T3, leur commande est parfaitement symétrique. Le courant et la tension aux bornes du transformateur sont alternatifs, ainsi la description du fonctionnement du convertisseur qui suit porte uniquement pour l'alternance positive. L'alternance négative est identique avec le couple d'interrupteurs opposés.

À t_0 , T2-T3 sont fermés et les diodes sont bloquées.

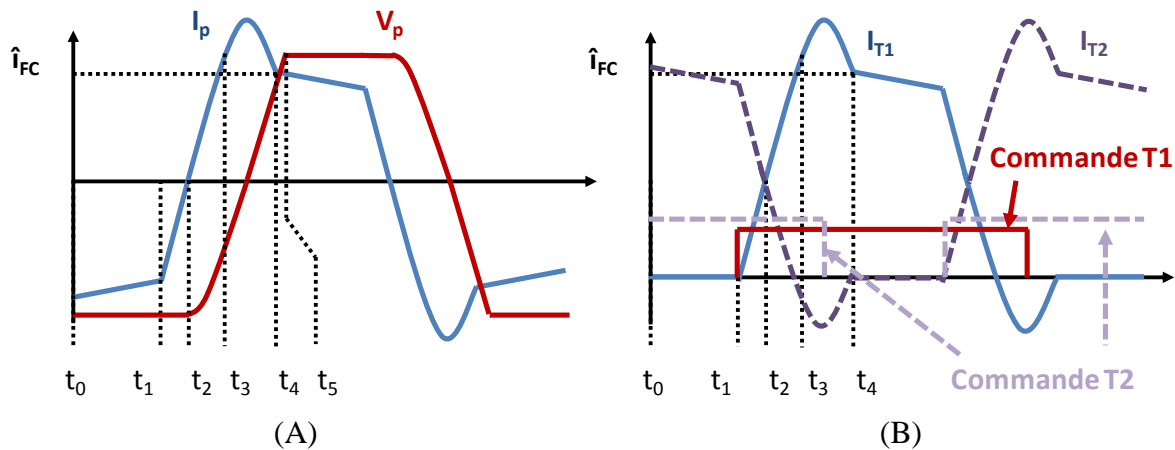


Figure 93 : (A) Courant et tension dans le transformateur, (B) Courant dans T1 et T2

Séquence 1 (t_0 à t_1) :

Durant cette période T2-T3 et D2-D3 sont passants. Pendant cette séquence, le courant d'entrée I_{FC} circule directement vers la sortie. De plus la tension aux bornes de la capacité C'_p est imposée par la tension de sortie, on a donc $V_p = V_{ch}/m$. Dans cette séquence, le courant traversant l'inductance circule au travers la charge. Cette séquence s'arrête à t_1 lorsque T1-T4 sont amorcés.

Séquence 2 (t_1 à t_2) :

Dans cette séquence, les quatre transistors sont commandés. Les diodes D2-D3 sont toujours passantes. La tension de la capacité C'_p est toujours écrêtée (clampée) à la tension de sortie : V_{ch}/m et un transfert de puissance s'effectue vers la sortie du convertisseur jusqu'à $t=t_2$. Le courant de l'inductance L_k croît de façon linéaire selon $i_{Lk} = \frac{V_{ch}}{m L_k} (t - t_1) - i_l$ jusqu'à 0A.

Séquence 2 (t_2 à t_3) :

Lorsque $i_{Lk}=0A$, les diodes D2-D3 se bloquent. Les 4 transistors conduisent. Le blocage des diodes libère le circuit résonant qui est alors en court-circuit, ainsi le courant et la tension ont un comportement sinusoïdal lié à la phase de résonance :

$$V_p = -\frac{V_{ch}}{m} \cos(\omega_r(t - t_2)) \quad (A-141)$$

$$i_{Lk} = \frac{V_{ch}}{mZ_r} \sin(\omega_r(t - t_2)) \quad (A-142)$$

Avec

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_k}{C'_p}} \quad (A-143)$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_k C'_p}} \quad (A-144)$$

Séquence 3 (t_3 à t_4) :

A partir du moment où $i_{Lk} > i_{FC}$, les diodes en anti-parallèle des transistors T2-T3 entrent en conduction, T1-T4 sont eux toujours passants. Cette phase est toujours une phase de résonance pendant laquelle le courant, qui a toujours une allure sinusoïdale, augmente jusqu'à sa valeur crête avant de décroître.

Le courant maximal vaut :

$$i_{Lk_{max}} = \frac{V_{ch}}{mZ_r} \quad (A-145)$$

Afin d'obtenir une commutation à zéro courant (ZCS) il faut que les transistors T2-T3 soient commandés au blocage pendant cette séquence.

Ainsi le fonctionnement en ZCS est possible à condition que $i_{Lk_{max}}$ soit supérieur au courant I_{FC} , la condition suivante doit de plus être respectée :

$$V_{ch} > m Z_r i_{FC} \quad (A-146)$$

Cette séquence s'arrête lorsque i_{Lk} atteint i_{FC} une nouvelle fois.

Séquence 4 (t_4 à t_5) :

À partir de t_4 les diodes en anti parallèle des transistors T2-T4 arrêtent de conduire. Seuls les transistors T1-T4 sont passants. La tension aux bornes de la capacité est à cet instant toujours inférieure à la tension V_{ch}/m . Le courant i_{FC} circule par T1-T4 et charge C'_p . On a donc $i_{Lk} = i_{FC}$, et

$$V_p = \frac{i_{FC}}{C'_p} (t - t_4) + V_p(t_4) \quad (A-147)$$

Cette séquence s'arrête lorsque V_p atteint V_{ch}/m . Ensuite, le même raisonnement est valable pour la seconde demi période.

Annexe 5 : Dimensionnement des éléments du BOOST isolé résonant :

À courant nul $V_{FC} = 100V$, la fréquence de résonance pour un fonctionnement à vide à 40 kHz et un rapport de transformation $m=4$ est donnée par l'équation suivante :

$$f_r = \frac{f}{1 - \frac{mV_{FC}}{V_{ch}}} = 154285Hz \quad (A-148)$$

La fréquence maximale du convertisseur est obtenue en se mettant au point nominal, on a alors pour $V_{FC} = 60V$ et $V_{ch} = 540V$ une fréquence de :

$$f = \left(1 - \frac{mV_{FC}}{V_{ch}}\right) f_r = 85kHz \quad (A-149)$$

La pile à combustible qui alimente le convertisseur a une puissance de 10kW à $V_{FC \text{ nom}} = 60V$. Ainsi le courant pile maximum ($I_{FC \text{ max}}$) vaut 166A. Pour assurer un fonctionnement ZCS à puissance max il faut que l'amplitude du courant résonant soit supérieure à celle du courant de pile. Dans le cas contraire, le courant dans les interrupteurs ne devient pas négatif et les diodes en anti-parallèle n'entrent donc pas en conduction. L'intérêt du BOOST isolé est alors perdu : il y a un fonctionnement en commutation dure et il y a apparition de pic de tension aux commutations avec un possible fonctionnement en avalanche. Pour s'assurer une bonne marge de manœuvre on choisit un courant résonant maximal de 190A. L'impédance de résonance peut ensuite être calculée avec l'équation (A-150), il faut que :

$$Z_r < \frac{V_{ch}}{m I_{max}} = 0.71\Omega \quad (A-150)$$

À l'aide des équations (A-143) et (A-144), on peut alors calculer les valeurs de L_k et C'_p :

$$L_k = 0.72\mu H$$

$$C'_p = 1.47\mu F$$

La valeur du condensateur résonant C'_p est de $1.47\mu F$. On rappelle que cette valeur est donnée pour un élément au primaire du transformateur et qu'elle avait été ramenée au primaire dans le but de simplifier l'étude. La capacité résonante est en réalité située au secondaire, cela permet en outre d'utiliser l'inductance de fuites du transformateur comme inductance résonante. Sa valeur vaut donc $C'_p/m^2 = 92nF$.

L'ondulation de courant dans l'inductance d'entrée est fixée par le circuit résonant qui va imposer le rapport cyclique du convertisseur. Ainsi le courant dans l'inductance croît pendant l'intervalle $[t_1, t_4]$ et décroît pendant $[t_0, t_1]$ (Fig. 94).

La valeur de l'ondulation vaut donc :

$$\Delta I_{FC} = (t_4 - t_1) \times \frac{V_{FC}}{L} \quad (A-151)$$

L'intervalle $[t_1, t_4]$ se décompose en deux parties : entre $[t_1, t_2]$ le courant est linéaire et entre $[t_2, t_4]$ le courant est sinusoïdal.

$$(t_2 - t_1) = \frac{m I_{FC} L_k}{V_{ch}} \quad (\text{A-152})$$

$$(t_4 - t_2) = \frac{1}{\omega_r} \left(\pi - \sin^{-1} \left(\frac{m I_{FC} Z_r}{V_{ch}} \right) \right) \quad (\text{A-153})$$

On retrouve donc :

$$\Delta I_{FC} = \left(\frac{m I_{FC} L_k}{V_{ch}} + \frac{1}{\omega_r} \left(\pi - \sin^{-1} \left(\frac{m I_{FC} Z_r}{V_{ch}} \right) \right) \right) \times \frac{V_{FC}}{L} \quad (\text{A-154})$$

Ainsi pour une ondulation de courant de 10% de I_{max} ($10\% * 160 = 16$) il faut une inductance de :

$$L = \left(\frac{m I_{FC} L_k}{V_{ch}} + \frac{1}{\omega_r} \left(\pi - \sin^{-1} \left(\frac{m I_{FC} Z_r}{V_{ch}} \right) \right) \right) \times \frac{V_{FC}}{\Delta I_{FC}} = 19\mu H \quad (\text{A-155})$$

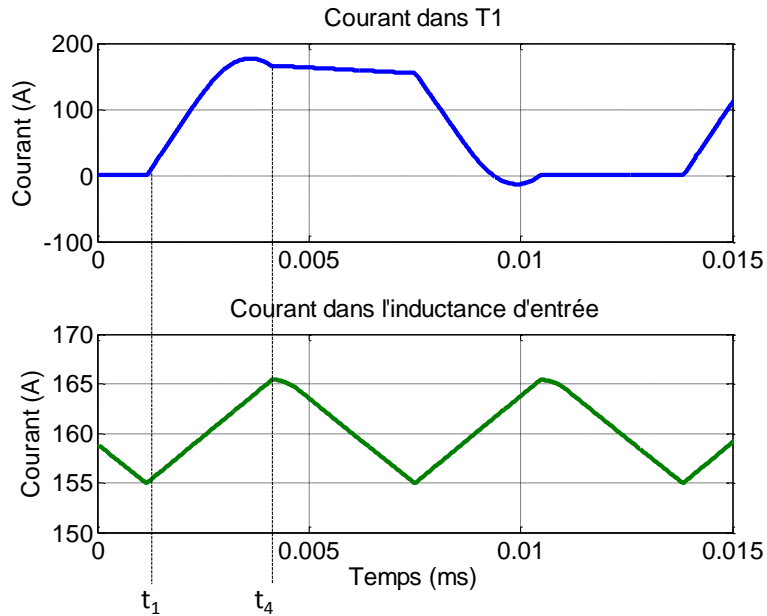


Figure 94 : Courant dans un transistor et dans l'inductance d'entrée.

Enfin, les contraintes sur les semi-conducteurs sont les suivantes :

Pour les transistors :

$$V_{T max} = \frac{V_{ch}}{m} = 135V \quad (\text{A-156})$$

$$i_{T max} = \frac{V_{ch}}{m Z_r} = 170A \quad (\text{A-157})$$

Et pour les diodes :

$$V_{D max} = V_{ch} = 540V \quad (\text{A-158})$$

$$I_{D max} = \frac{I_L}{m} = 40A \quad (\text{A-159})$$

Annexe 6 : Calcul approché des pertes dans les différents convertisseurs :

Les pertes dans les MOSFET sont calculées de la manière suivante :

P_{cond} et P_{com} sont respectivement les pertes en conduction et les pertes en commutation.

$$P_{cond} = R_{dson} I_{eff}^2 \quad (A-160)$$

$$P_{com} = f (E_{on} + E_{off}) \quad (A-161)$$

$$= \frac{f}{2} (V_{DS} I_{ton} t_{on} + V_{DS} I_{toff} t_{off})$$

Avec R_{dson} la résistance du MOSFET à l'état passant, I_{eff} le courant efficace traversant le composant, V_{DS} la tension aux bornes du MOSFET à l'état bloqué, I_{ton} le courant traversant le MOSFET après sa mise en conduction, t_{on} le temps de mise en conduction, et I_{toff} le courant avant l'état bloqué et T_{off} le temps de blocage.

La charge et décharge de la capacité de la diode parasite C_d ainsi que de la capacité C_{oss} du MOSFET va rallonger les temps de commutation, on parle alors de plateau Miller. Ce temps de commutation supplémentaire va engendrer des pertes à l'ouverture et à la fermeture des MOSFET :

$$P_{miller} = \frac{1}{2} (C_{oss} + C_d) V_{DS}^2 f \quad (A-162)$$

Les pertes lors de l'avalanche valent :

$$P_{avalanche} = \frac{1}{2} L_k I^2 f_{hach} \times \frac{V_{ava}}{V_{ava} - V_{DD}} \quad (A-163)$$

$$P_{avalanche_{cond}} = I^2 R_{dson} t_{ava} f_{hach} \quad (A-164)$$

Avec L_k l'inductance de fuites, I le courant à commuter, f_{hach} la fréquence de commutation, V_{ava} la tension d'avalanche, et V_{DD} la tension aux bornes du MOSFET à l'état bloqué.

Les pertes dans les diodes sont calculées de la manière suivante :

$$P_{cond} = V_0 I_{dmoy} + R_d I_{deff}^2 \quad (A-165)$$

$$P_{com} = V_r Q_{rr} f \quad (A-166)$$

Avec V_0 la tension de seuil de la diode, R_d la résistance de la diode, I_{dmoy} et I_{deff} le courant moyen et efficace traversant la diode.

Enfin les pertes dans l'inductance d'entrée :

$$P_{joule} = R_l I_{Leff}^2 \quad (A-167)$$

Avec R_l la résistance de l'inductance et I_{Leff} le courant efficace qui la traverse.

Choix de semi-conducteurs pour l'étude des pertes :

Afin de calculer et comparer les performances énergétiques des différents convertisseurs, un choix de semi-conducteur adapté est effectué :

	Semi-conducteurs
Onduleur commandé en déphasage	MOSFET : 2 « IXHN 150N15P » 150V-150A MOSFET : « IXFX 38N80Q2 » 800V-38A
BOOST isolé à demi-pont	MOSFET : 2 « IXFN 130N30 » 300V-130A Diodes « DSEP2x91-06A » 600V-60A
BOOST isolé à pont complet	MOSFET : 2 « IXFN 210N20P » 200V-188A Diodes « DSEP2x91-06A » 600V 60A
BOOST isolé résonant	MOSFET : 2 « IXFN 210N20P » 200V-188A Diodes « DSEP2x91-06A » 600V 60A
Onduleur à double résonance	MOSFET : 3 « IXFX 250N10P » 100V-250A Diodes « DSEP2x91-06A » 600V 60A

Annexe 7 : Dimensionnement du convertisseur multiport :

A.1. Choix des éléments passifs :

On rappelle l'allure du courant dans la capacité résonante dans la figure suivante :

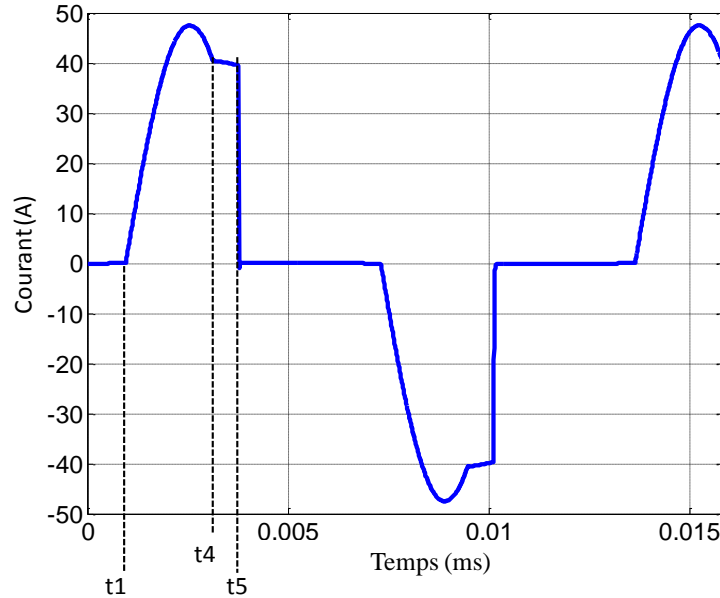


Figure 95 : Courant dans le condensateur résonant Cp.

Deux séquences sont identifiables : de t1 à t4 (appelé t4,1) pendant laquelle le courant a une allure sinusoïdale et t4 à t5 (appelé t5,4) pendant laquelle le courant est l'image du courant d'entrée.

Le courant instantané traversant le condensateur résonant vaut :

$$t4,1 \quad I = \frac{V_{ch}}{2m^2 Z_r} \sin(W_r(t - t1)) + \frac{I_{pile} + \Delta I}{2m} \quad (A-168)$$

$$t5,4 \quad I = \frac{I_{pile}}{m} \quad (A-169)$$

Afin de sélectionner une gamme de condensateur pour Cp, il est important de connaître la valeur du courant efficace qu'il sera amené à supporter. En fonction des équations du courant instantané, le courant efficace est calculé comme suit :

$$i_{eff\ t4,1} = \sqrt{-\frac{1}{T} \left(\frac{-2\omega_r t4,1 (V_{ch}^2 + 2(I_{pile} + \Delta i)^2 m^2 Z_r^2)}{16 m^4 \omega_r Z_r^2} + \frac{8 (I_{pile} + \Delta i) m V_{ch} Z_r \cos(\omega_r t4,1)}{16 m^4 \omega_r Z_r^2} + \frac{V_{ch}^2 \sin(2 * W_r * t4,1)}{16 m^4 \omega_r Z_r^2} + V_{ch} \frac{I_{pile} + \Delta i}{2m^2 Z_r \omega_r} \right)} \quad (A-170)$$

$$i_{eff\ t5,4} = \frac{I_{pile}}{m} \sqrt{\frac{t5,4}{T}} \quad (A-171)$$

A.2. Calcul des pertes dans un MOSFET :

L'allure du courant dans un MOSFET est rappelée figure suivante :

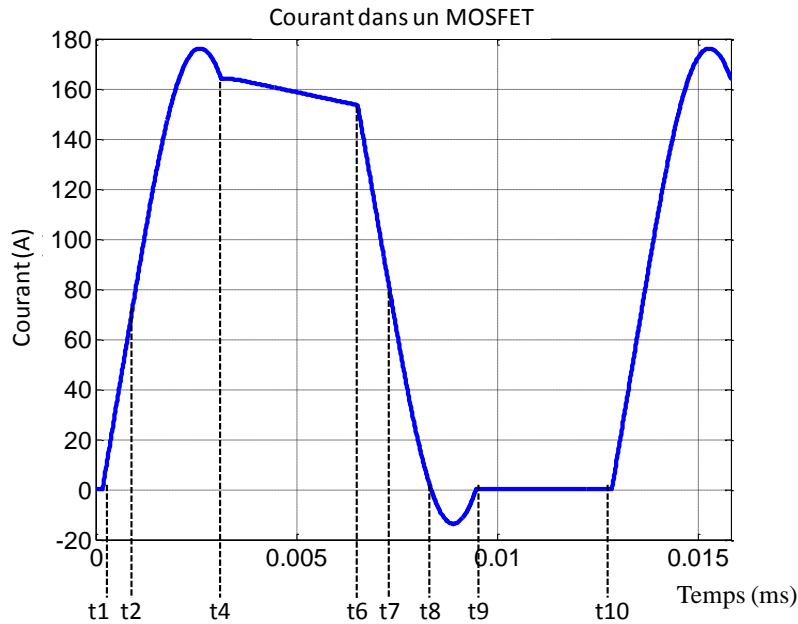


Figure 96 : Allure du courant dans un MOSFET.

Une période de fonctionnement peut être séparée en plusieurs séquences. Les pertes pour chaque séquence sont calculées puis sommées de façon à obtenir les pertes par conduction totales.

On appelle (t2,1) l'intervalle de temps entre t1 et t2, (t4,2) l'intervalle de temps entre t2 et t4, jusqu'à (t10,9) l'intervalle de temps entre t9 et t10.

Il est possible de mettre en équation l'allure du courant pour chaque séquence :

Séquence (t2,1) :

$$I = \frac{V_{ch}}{2mL_k} t \quad (\text{A-172})$$

Séquence (t4,2) :

$$I = \frac{V_{ch}}{2mZ_r} \sin(W_r(t - t2)) + \frac{I_{pile} + \Delta I}{2} \quad (\text{A-173})$$

Séquence (t6,4) :

$$I = \frac{V_{pile} - \frac{V_{ch}}{m}}{L + L_k} (t - t4) + I_{pile} + \frac{\Delta I}{2} \quad (\text{A-174})$$

Séquence (t7,6) :

$$I = \frac{-V_{ch}}{2mL_k} (t - t6) + I_{pile} - \frac{\Delta I}{2} \quad (\text{A-175})$$

Séquence (t8,7) :

$$I = \frac{-V_{ch}}{2mZ_r} \sin(W_r(t - t7)) + \frac{I_{pile} - \Delta I}{2} \quad (A-176)$$

Séquence (t9,8) :

$$I = \frac{-V_{ch}}{2mZ_r} \sin(W_r(t - t8 + (t8,7))) + \frac{I_{pile} - \Delta I}{2} \quad (A-177)$$

Séquence (t10,9) :

$$I = 0 \quad (A-178)$$

La puissance dissipée dans un MOSFET en conduction vaut :

$$P_{cond} = R_{dson} I_{eff}^2 \quad (A-179)$$

Avec R_{dson} , la résistance du MOSFET à l'état passant et I_{eff} le courant efficace dans l'interrupteur lorsque celui-ci est passant.

Le R_{dson} d'un MOSFET est très dépendant de sa température de jonction et peut varier d'un facteur 3 entre une température de 25°C et 175°C. Il est donc intéressant de connaître l'évolution de cette résistance en fonction de la température. Le constructeur IXYS donne pour le MOSFET IXFN230N20T une résistance à 25°C de 7.5mΩ et une allure normalisée de l'évolution de la résistance avec la température donnée en figure 97.

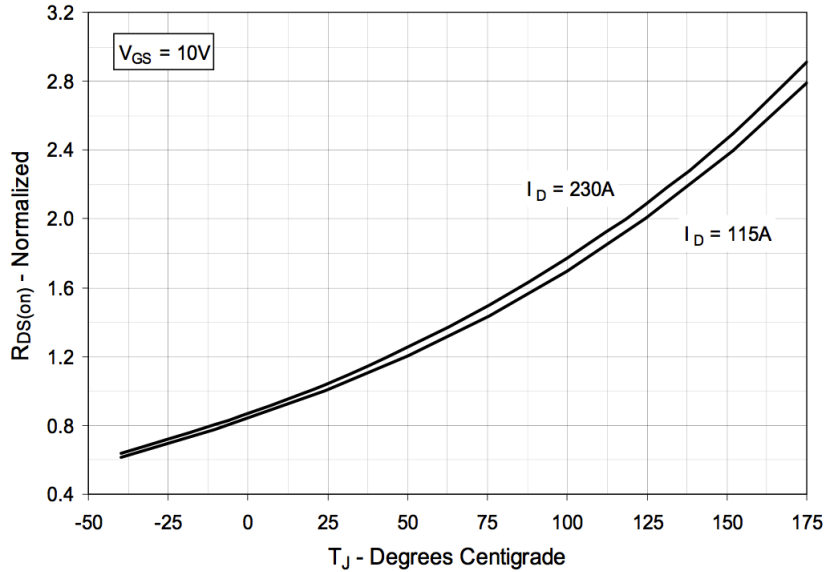


Figure 97 : R_{dson} normalisé en fonction de la température [IXYS 2011].

On peut alors en déduire l'équation de R_{dson} en fonction de la température :

$$R_{dson} = 5.5035 e^{(0.006984 * T_j + 0.1743)} 10^{-3} \quad (A-180)$$

La puissance dissipée va ensuite être calculée séquence par séquence puis sommée afin d'obtenir les pertes par conduction totales.

Séquence (t2,1) :

$$i_{eff\ t2,1} = \frac{V_{ch}}{2m L_k} \sqrt{\left(\frac{t2,1^3}{3T}\right)} \quad (A-181)$$

$$P_{cond2,1} = R_{dson} * i_{eff\ t2,1}^2 \quad (A-182)$$

Séquence (t4,2) :

$$i_{eff\ t4,2} = \frac{1}{T} \sqrt{\left(\frac{-2\omega_r t4,2 (V_{ch}^2 + 2(I_{pile} + \Delta i)^2 m^2 Z_r^2)}{16 m^2 \omega_r Z_r^2} + \frac{8 (I_{pile} + \Delta i) m V_{ch} Z_r \cos(\omega_r t4,2)}{16 m^2 \omega_r Z_r^2} + \frac{V_{ch}^2 \sin(2 * Wr * t4,2)}{16 m^2 \omega_r Z_r^2} + V_{ch} \frac{I_{pile} + \Delta i}{2m Z_r \omega_r} \right)} \quad (A-183)$$

$$P_{cond4,2} = Rdson * i_{eff\ t4,2}^2 \quad (A-184)$$

Séquence (t6,4) :

$$i_{eff\ t6,4} = \frac{1}{T} \sqrt{\left(\frac{\left(\left(V_{pile} - \frac{V_{ch}}{m} \right) \frac{t6,4}{L + L_k} + I_{pile} + \Delta i \right)^3 (L + L_k)}{3 \left(V_{pile} - \frac{V_{ch}}{m} \right) - \frac{\left(I_{pile} + \frac{\Delta i}{2} \right)^3 (L + L_k)}{3 \left(V_{pile} - \frac{V_{ch}}{m} \right)}} \right)} \quad (A-185)$$

$$P_{cond6,4} = Rdson * i_{eff\ t6,4}^2 \quad (A-186)$$

Séquence (t7,6) :

$$i_{eff\ t7,6} = \frac{1}{T} \sqrt{\left(\frac{\left(I_{pile} - \frac{\Delta i}{2} \right)^3 2m \frac{L_k}{3V_{ch}}}{-\frac{(-V_{ch} t7,6)}{2m L_k} + I_{pile} - \frac{\Delta i}{2} \right)^3 (2m L_k)}{3 V_{ch}} \quad (A-187)$$

$$P_{cond,76} = Rdson * i_{eff\ t7,6}^2 \quad (A-188)$$

Séquence (t8,7) :

$$i_{eff\ t8,7} = \frac{1}{T} \sqrt{\left(\frac{2\omega_r t8,7 (V_{ch}^2 + 2(I_{pile} - \Delta i)^2 m^2 Z_r^2)}{16 m^2 \omega_r Z_r^2} + \frac{8 (I_{pile} - \Delta i) m V_{ch} Z_r \cos(\omega_r t8,7)}{16 m^2 \omega_r Z_r^2} - \frac{V_{ch}^2 \sin(2\omega_r t8,7)}{16 m^2 \omega_r Z_r^2} - V_{ch} \frac{(I_{pile} - \Delta i)}{2m Z_r \omega_r} \right)} \quad (A-189)$$

$$P_{cond8,7} = Rdson * i_{eff\ t8,7}^2 \quad (A-190)$$

Séquence (t9,8) :

Pour cette séquence le courant dans le MOSFET devient négatif, ce n'est donc plus le transistor en lui-même qui conduit mais sa diode en anti-parallèle.

$$\begin{aligned}
& i_{eff\ t9,8} \\
& = \frac{1}{T} \left(\begin{aligned} & \left(\frac{2\omega_r(t9,8 + t8,7) (V_{ch}^2 + 2(I_{pile} - \Delta i)^2 m^2 Z_r^2)}{16 m^2 \omega_r Z_r^2} \right. \\ & + \frac{8 (I_{pile} - \Delta i) m V_{ch} Z_r \cos(\omega_r(t9,8 + t8,7))}{16 m^2 \omega_r Z_r^2} \\ & \left. - \frac{V_{ch}^2 \sin(2\omega_r(t9,8 + t8,7))}{16 m^2 \omega_r Z_r^2} \right) \\ & - \left(\frac{2\omega_r(t8,7) (V_{ch}^2 + 2(I_{pile} - \Delta i)^2 m^2 Z_r^2)}{16 m^2 \omega_r Z_r^2} \right. \\ & + \frac{8 (I_{pile} - \Delta i) m V_{ch} Z_r \cos(\omega_r(t8,7))}{16 m^2 \omega_r Z_r^2} \\ & \left. - \frac{V_{ch}^2 \sin(2\omega_r(t8,7))}{16 m^2 \omega_r Z_r^2} \right) \end{aligned} \right) \quad (A-191) \\
& i_{moy\ t9,8} = \frac{1}{T} \left(\frac{(I_{pile} - \Delta i)t9,8}{2} - V_{ch} \frac{\sin(\omega_r t8,7)\sin(\omega_r t9,8)}{2m \omega_r Z_r} \right. \\
& \quad + V_{ch} \cos(\omega_r t8,7) \frac{\cos(\omega_r t9,8)}{2m \omega_r Z_r} \\
& \quad \left. - V_{ch} \frac{\cos(\omega_r t8,7)}{2m \omega_r Z_r} \right) \quad (A-192)
\end{aligned}$$

$$P_{cond9,8} = V_{d0}(-i_{moy\ t9,8}) + R_d i_{eff\ t9,8}^2 \quad (A-193)$$

Les pertes totales par conduction dans le MOSFET valent alors :

$$\begin{aligned}
P_{condMOSFET} &= P_{cond2,1} + P_{cond4,2} + P_{cond6,4} + P_{cond7,6} \\
&+ P_{cond8,7} + P_{cond9,8} \quad (A-194)
\end{aligned}$$

Les pertes par commutation dépendent du courant et de la tension aux instants de commutations et du temps que met l'interrupteur à réellement commuter. Du fait du fonctionnement en commutation douce du MOSFET, les pertes à l'ouverture P_{off} sont négligeables. Les pertes à la fermeture sont calculées de la manière suivante :

$$P_{comMOSFET} = \frac{1}{2} V_{DS} I_{DS} t_{on} f \quad (A-195)$$

Avec V_{DS} la tension aux bornes de l'interrupteur avant sa fermeture, t_{on} le temps de fermeture du MOSFET, f la fréquence de commutation et I_{DS} le courant une fois l'interrupteur fermé. Le courant a une allure de rampe et sa valeur à la fin de la commutation est calculée de la manière suivante :

$$I_{DS} = \frac{V_{ch}}{2m L_k} t_{on} = 3,37A \quad (A-196)$$

Avec $t_{on} = 35ns$, $V_{ch} = 540V$, $m = 4$ et $L_k = 0,7\mu H$.

Enfin les pertes totales dans le MOSFET sont :

$$P_{mosfet} = P_{condMOSFET} + P_{comMOSFET} \quad (A-197)$$

A.3. Calcul des pertes dans une diode de redressement :

L'allure du courant dans une diode de redressement est donnée dans la figure suivante :

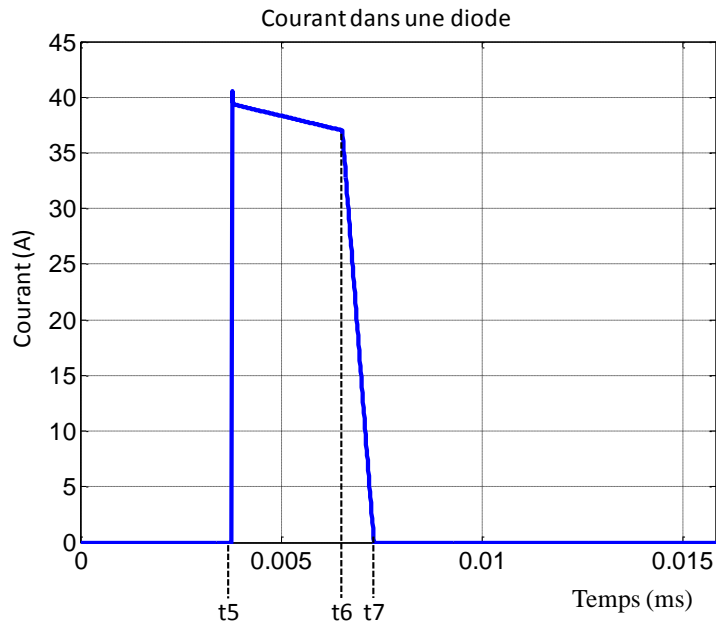


Figure 98 : Courant dans une diode.

Le courant instantané dans les deux séquences vaut :

Séquence (t6,5) :

$$I = \frac{V_{pile} - \frac{V_{ch}}{m}}{(L + L_k)m} (t - t_4) + \frac{I_{pile}}{m} + \frac{\Delta I}{2m} \quad (\text{A-198})$$

Séquence (t7,6) :

$$I = \frac{-V_{ch}}{2m^2 L_k} (t - t_6) + \frac{I_{pile}}{m} - \frac{\Delta I}{2m} \quad (\text{A-199})$$

Les pertes dans les diodes interviennent pendant la conduction et pendant la commutation, ces pertes sont données par :

$$P_{condDiode} = V_{d0}(-i_{moy}) + R_d i_{eff}^2 \quad (\text{A-200})$$

Avec V_{d0} la chute de tension aux bornes de la diode à l'état passant, et R_d sa résistance.

Le courant efficace et le courant moyen de chaque séquence est calculé, on a :

Séquence (t6,5) :

$$i_{eff\ t6,5} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\frac{\left(\left(V_{pile} - \frac{V_{ch}}{m} \right) \frac{t_{6,5}}{m(L+L_k)} + \frac{I_{pile}}{m} + \frac{\Delta i}{2m} \right)^3 m(L+L_k)}{3 \left(V_{pile} - \frac{V_{ch}}{m} \right)} - \frac{\left(\frac{I_{pile}}{m} + \frac{\Delta i}{2m} \right)^3 m(L+L_k)}{3 \left(V_{pile} - \frac{V_{ch}}{m} \right)} \right)} \quad (A-201)$$

$$i_{moy\ t6,5} = \frac{1}{T} \left(\frac{\left(V_{pile} - \frac{V_{ch}}{m} \right)}{2m(L+L_k)} t_{6,5}^2 + \left(\frac{I_{pile}}{m} + \frac{\Delta i}{2m} \right) t_{6,4} \right) \quad (A-202)$$

$$P_{condD65} = V_{d0}(-i_{moy\ t6,5}) + R_d i_{eff\ t6,5}^2 \quad (A-203)$$

Séquence (t7,6) :

$$i_{eff\ t7,6} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\frac{\left(\frac{I_{pile}}{m} - \frac{\Delta i}{2m} \right)^3 2m^2 \frac{L_k}{3V_{ch}}}{-\left(\frac{-V_{ch} t_{7,6}}{2m^2 L_k} + \frac{I_{pile}}{m} - \frac{\Delta i}{2m} \right)^3 \frac{(2m^2 L_k)}{3 V_{ch}}} \right)} \quad (A-204)$$

$$i_{moy\ t7,6} = \frac{1}{T} \left(\frac{-V_{ch}}{4m^2 L_k} t_{7,6}^2 + \left(\frac{I_{pile}}{m} - \frac{\Delta i}{2m} \right) t_{7,6} \right) \quad (A-205)$$

$$P_{condD7,6} = V_{d0}(-i_{moy\ t7,6}) + R_d i_{eff\ t7,6}^2 \quad (A-206)$$

Les pertes totales par conduction dans une diode valent alors :

$$P_{condDIODE} = P_{condD6,5} + P_{condD7,6} \quad (A-207)$$

Les pertes en commutation interviennent principalement à l'ouverture de la diode et valent :

$$P_{comDIODE_OFF} = V_{ch} Q_{rr} f \quad (A-208)$$

Avec Q_{rr} la charge de recouvrement inverse et f la fréquence de commutation.

Ainsi les pertes totales d'une diode valent :

$$P_{DIODE} = P_{condDIODE} + P_{comDIODE_ON} + P_{comDIODE_OFF} \quad (A-209)$$

A.4. Choix des drivers :

Dans notre application, les MOSFET choisis ont une charge de « gate » de $Q_g = 380\text{nC}$. Cette charge est liée à la capacité de « gate » qu'il faut charger pour que le MOSFET commute. La vitesse de commutation de ce dernier dépend donc de la vitesse à laquelle cette capacité est chargée et déchargée.

La puissance que doit dissiper le driver à la commutation est donnée par :

$$P_{DRV} = Q_g f_{hach} \Delta V_{gate} \quad (A-210)$$

Avec $\Delta V_{gate} = 15V$ l'excursion de la tension de gâchette.

On obtient une puissance de $P_{DRV} = 0,456W$

Il faut maintenant s'intéresser au pic de courant max lors de la commutation, il le calcul avec la formule suivante :

$$\hat{I}_{out} = \frac{\Delta V_{gate}}{R_G} \quad (A-211)$$

Avec R_G la résistance de gate choisie à 1Ω .

On obtient un courant max $\hat{I}_{out} = 15A$

Le choix du driver se porte vers le constructeur CONCEPT et sa gamme SCALE-2 avec le 2SC0435T.

Son câblage sur un bras est montré en figure 99.

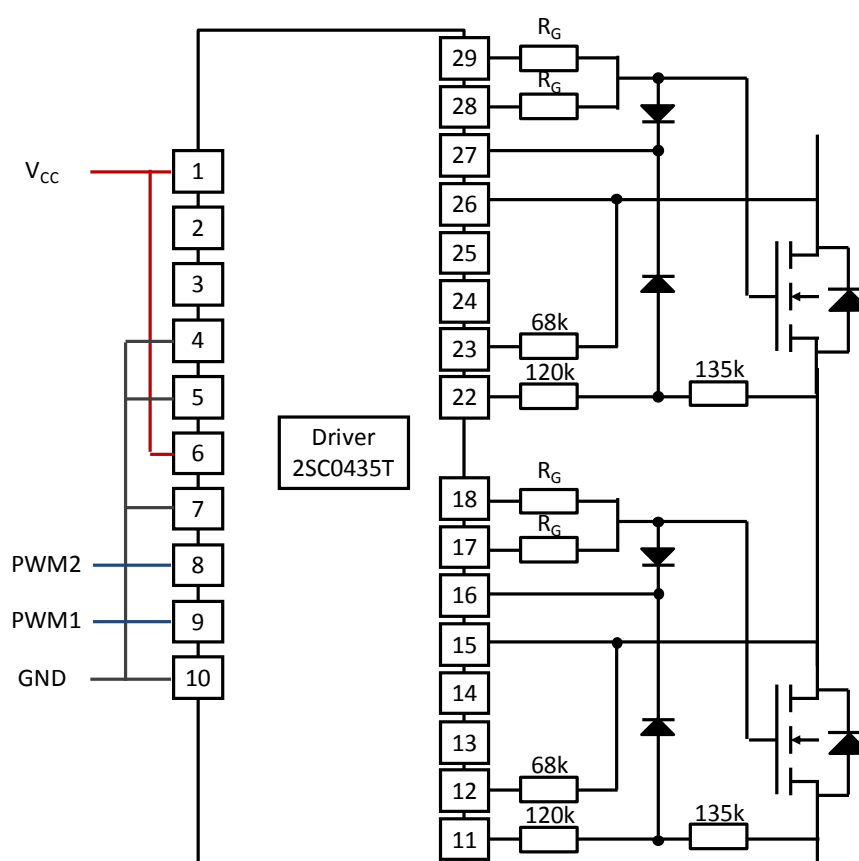


Figure 99 : Schéma de câblage d'un driver.

A.5. Schéma d'un module :

La représentation des composants avec les connexions électriques est montrée en figure 100. Les liaisons électriques sont effectuées par des bus barres en cuivre, ce qui permet de réduire l'inductance des conducteurs et de gagner en compacité par rapport à des conducteurs classiques. Quatre bornes y sont représentées, V_{in+} et V_{in-} qui sont les bornes d'entrée. V_{in}

+ est connectée à l'inductance d'entrée L et V_{in-} est connectée à la borne négative d'un segment de pile. Les bornes V_{out+} et V_{out-} sont connectées à la charge.

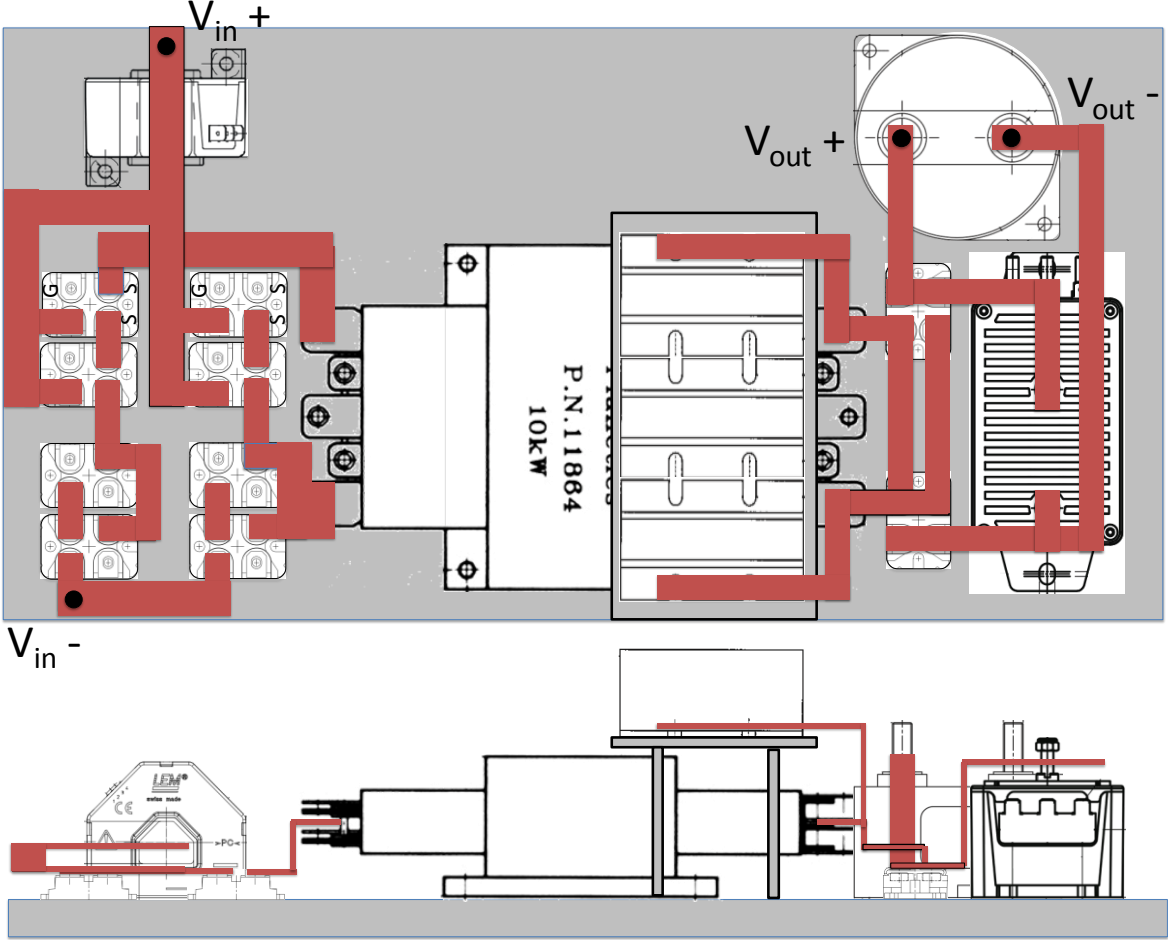


Figure 100 : Implantation avec Bus Barre.

Annexe 8 : Devis

A.1. Transformateur planaire



PAYTON GROUP

P.O.B 4068 RISHON LE ZION 75140 ISRAEL TEL.972 3 9616601, 9611164 ♦ FAX. 972 3 9616677

PAYTON 10000 W SMPS TRANSFORMER.
Functional specs.

Date : 26/03/12

1. Generic Type : T5000AC-3-12.
2. Output power : 10000 W.
3. Operating frequency of trafo : 40 - 80 kHz.
4. Output ripple frequency : 80 - 160 kHz.
5. Input voltage of power stage : 135 Vdc link, max.
6. Input voltage of transformer : 135 Vpeak, max.
7. Topology : Full bridge, 4 diodes rectifier.
8. Operating Duty Cycle : 2x0.5.
9. Operating Volt-Sec product : 2x1688 V-usec, max.
10. Pri. to Sec. turns ratio : 1 : 4.
(Sec. current - 34 Arms)
11. Pri. current, max. : 135 Arms (190 Apeak).
12. Pri. to Sec. leakage inductance: 0.7uH, approximately.
13. Dielectric strength : 2000 Vrms.
(Pri. to Sec.)
: 1000 Vrms.
(Pri.+Sec. to Core)
14. Ambient temperature range : 10 ÷ 50°C.
15. Estimated total losses : 150 W.
(With 90°C heat sink)
16. Estimated hot spot temperature : 150°C.
(With 90°C heat sink)
17. Mechanical dimensions. : Length - 230mm.
(for reference only) Width - 140mm.
Height - 61mm.

Payton P/N : 56420	Issue : A Rev : 00	Page : 1 of : 2
--------------------	--------------------	-----------------

A.2. Plaque à eau

De : "Cowdery, Peter" <peterc@aavid.com>

Objet : RE: IFSTTAR - Inquiry 17039-1

Date : 30 mai 2012 11:45:16 HAEC

À : <emmanuel.frappe@gmail.com>

Cc : "Mossotti Olivia" <OliviaMossotti@aavid.com>, "Ricci Elisabetta" <RicciElisabetta@aavid.com>

Emmanuel,

In order to provide a heatsink to your outline specification the price would be as follows;

Qty 2 pcs €1087 each including all tooling and jigs

QTy 1 pc €1312 including all tooling and jigs

Notes;

Overall dimensions 270x245x18 – Machined according to your requirements and threaded connectors holes included

Rth < 0.035 C/W considering water/glycol 50/50 with flow rate 8 l/min

Lead time around 6 to 8 weeks from receipt of order.

Prices are FCA Bologna.

Regards

Peter