

TABLE DES MATIÈRES

	Page
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 REVUE DE LA LITTÉRATURE	7
1.1 Mise en contexte	7
1.2 Pile à combustible microbienne (PCM).....	8
1.2.1 Principe de fonctionnement de la PCM	8
1.2.2 Nature des pertes de la PCM.....	9
1.3 Caractéristiques électriques de la PCM	10
1.3.1 Courbe de polarisation et puissance générée	10
1.3.2 Modèle électrique de la PCM	12
1.4 Stratégie de récolte d'énergie de la PCM	13
1.4.1 Systèmes de gestion et de conversion de la puissance de la PCM.....	13
1.4.2 Fonctionnement intermittent de la PCM.....	18
1.4.3 Méthodes d'optimisation en temps réel appliquées à la PCM	22
1.5 Conclusion	24
CHAPITRE 2 FONCTIONNEMENT INTERMITTENT DE LA PCM : COMMANDE PAR BORNES DE TENSION.....	27
2.1 Mise en contexte	27
2.2 Étude théorique du modèle électrique de la PCM	28
2.2.1 Expression de V_{cin} et de V_{ex} lorsque le commutateur S_1 est fermé.....	28
2.2.2 Expression de V_{cin} et de V_{ex} lorsque le commutateur S_1 est ouvert.....	30
2.2.3 Modèle moyen	31
2.3 Étude expérimentale.....	33
2.3.1 Fonctionnement du circuit expérimental	35
2.3.2 Procédure expérimentale.....	37
2.3.3 Résultats expérimentaux	38
2.4 Estimation des paramètres du modèle électrique équivalent de la pile	44
2.4.1 Estimation de la résistance du commutateur.....	45
2.4.2 Estimation des paramètres internes de la PCM par la méthode des moindres carrés	45
2.5 Ajustement du modèle selon les résultats observés	49
2.6 Modification du modèle théorique.....	51
2.7 Performances du modèle avec les données estimées	51
2.7.1 Expression de V_{cin} et de V_{ex} lorsque le commutateur S_1 est fermé.....	51
2.7.2 Expression de V_{cin} et de V_{ex} lorsque le commutateur S_1 est ouvert	53
2.7.3 Modèle moyen	54
2.8 Comparaison entre les différentes valeurs de puissance fournie	56
2.9 Conclusion	59

CHAPITRE 3	FONCTIONNEMENT INTERMITTENT DE LA PCM : UTILISATION D'UN CONVERTISSEUR ÉLÉVATEUR DE TENSION (BOOST)	61
3.1	Alimentation d'une charge résistive (R_{ex})	62
3.1.1	Mise en contexte	62
3.1.2	Étude théorique du circuit proposé	63
3.1.2.1	Cas où S_2 est fermé	64
3.1.2.2	Cas où S_2 est ouvert	65
3.1.2.3	Modèle moyen	65
3.2	Simulation du circuit proposé avec un condensateur aux bornes de la PCM	70
3.2.1	Détermination des paramètres i_{exMax} , D_{S2} , Δi_L , i_{LPeak} , C_{ex} et C_{en}	70
3.2.2	Résultats de simulation du système en mode de connexion continu et intermittent	73
3.3	Simulation de la PCM chargeant une pile NI-Cd	78
3.3.1	Mise en contexte	78
3.3.2	Description de la simulation	79
3.3.3	Résultats de la simulation	79
3.3.3.1	Comparaison des performances obtenues selon le mode de fonctionnement continu et le mode intermittent	80
3.4	Conclusion	84
CONCLUSION	87
ANNEXE I	ÉTUDE THÉORIQUE : OPÉRATION INTERMITTENTE PAR BORNES DE TENSION	91
ANNEXE II	FICHES TECHNIQUES DES COMPOSANTS UTILISÉS POUR LE CIRCUIT EXPÉRIMENTAL	95
ANNEXE III	RÉSULTATS D'ESTIMATION DES PARAMÈTRES	99
ANNEXE IV	ÉTUDE THÉORIQUE : OPÉRATION INTERMITTENTE PAR BORNES DE TENSION EN PRÉSENCE D'UNE RÉSISTANCE PARASITE R_p	105
ANNEXE V	ÉTUDE THÉORIQUE : OPÉRATION INTERMITTENTE VIA UN CONVERTISSEUR BOOST POUR ALIMENTER LA CHARGE R_{ex}	107
ANNEXE VI	FICHE TECHNIQUE DE LA PILE Ni-Cd	115
BIBLIOGRAPHIE	117

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau 2.1	Fonctionnement du circuit de commande37
Tableau 2.2	Les valeurs utilisées en expérimentation38
Tableau 2.3	Résultats des tests effectués pour évaluer l'impact de ΔV sur la puissance moyenne générée, mesurée à 15 minutes entre chaque test.....40
Tableau 2.4	Résultat de l'algorithme d'estimation.....48
Tableau 2.5	Résultat de l'algorithme d'estimation (ajout de la Résistance parasite R_p).....50
Tableau 2.6	Résumé des valeurs des composants utilisés52
Tableau 2.7	Résultats des différentes puissances moyennes obtenues.....56
Tableau 3.1	Valeurs des composants du circuit de conversion proposé.....64
Tableau 3.2	Expressions de la tension moyenne de sortie en fonction du rapport cyclique.....68
Tableau 3.3	Caractéristiques de la pile (<i>Ni-Cd</i>)79

LISTE DES FIGURES

		Page
Figure 1.1	Pile à combustible microbienne Adaptée de (Pocaznoi, 2012).....	9
Figure 1.2	Caractéristique électrique statique de la PCM Tirée de (Degrenne et al., 2012)	11
Figure 1.3	Circuit équivalent pour modéliser la PCM	13
Figure 1.4	Système de gestion de puissance Tirée de (Donovan et al., 2011).....	14
Figure 1.5	Système de gestion de puissance Tirée de (Park et Ren, 2012).....	15
Figure 1.6	Système de gestion de puissance Tirée de (Meehan, Hongwei et Lewandowski, 2011).....	16
Figure 1.7	Convertisseur de récolte d'énergie Tirée de (Wang, Ren et Park, 2012)	17
Figure 1.8	Association des deux convertisseurs DC/DC en série Tirée de (Degrenne et al., 2012)	18
Figure 1.9	Système de gestion de puissance Tiré de (Dewan et al., 2010)	19
Figure 1.10	Structure du système de gestion de puissance Tirée de (Hongwei, Meehan et Lewandowski, 2011).....	21
Figure 1.11	Circuit équivalent pour modéliser la PCM Tirée de (Grondin, 2012)	22
Figure 2.1	Circuit de conversion proposé	28
Figure 2.2	a) Système d'acquisition et d'identification en ligne utilisé par les chercheurs de l'IRB b) Pile microbienne utilisée c) Système d'acquisition utilisé	34
Figure 2.3	Circuit expérimental Tirée et adaptée de (Coronado, Perrier et Tartakovsky, 2013b)	35
Figure 2.4	Circuit de commande par bornes de tensions	36
Figure 2.5	Essai avec $R_{ex} = 19,3 \Omega$ $C_{ex} = 0,2 F$ a) $v_{min} = 0,1 V$ $-v_{max} = 0,18 V$ (Cas 2 du Tableau 2.4) b) $v_{min} = 0,05 V$ - $v_{max} = 0,18 V$ (Cas 1 du Tableau 2.4).....	41

Figure 2.6	Essai du cas continu avec $R_{ex} = 19,3 \Omega$ (Cas 6 du Tableau 2.4).....	41
Figure 2.7	Essai avec $R_{ex} = 19,3 \Omega$ $C_{ex} = 0,53 F$	42
Figure 2.8	Essai avec $R_{ex} = 15 \Omega$ $C_{ex} = 0,68F$ $v_{min} = 0,05$ $V-v_{max} = 0,13 V$ (Cas 12 du Tableau 2.3).....	42
Figure 2.9	Essai avec $R_{ex} = 15$ $C_{ex} = 0,2 F$ $v_{min}=0,05V$ - $v_{max}=0,13V$ (Cas 8 du Tableau 2.4).....	43
Figure 2.10	Essai avec $R_{ex} = 15 \Omega$ $C_{ex} = 0,53 F$ $v_{min}=0,05$ $V- v_{max}=0,13 V$ (Cas 10 du Tableau 2.4)	44
Figure 2.11	Essai du cas continu $R_{ex} = 15 \Omega$ (cas 13 du Tableau 2.4).....	44
Figure 2.12	Organigramme de l'algorithme d'identification des paramètres du modèle.....	47
Figure 2.13	Performance du modèle utilisant les paramètres identifiés à partir du cas 2 (Tableau 2.4).....	48
Figure 2.14	Modèle électrique corrigé : prise en compte de la résistance parasite R_p	49
Figure 2.15	Performance du modèle avec l'ajout de la résistance R_p utilisant les paramètres identifiés à partir du cas 2 (Tableau 2.4).....	50
Figure 2.16	Charge des condensateurs en fonction du temps	53
Figure 2.17	Décharge des condensateurs en fonction du temps.....	54
Figure 2.18	Réponse à un échelon de V_{in} pour différentes valeurs de rapport cyclique.....	56
Figure 2.19	Puissance moyenne expérimentale en fonction de D_{S1} pour $R_{ex}= 19 \Omega$ (cas 1, 2, 3 et 6 du Tableau 2.3) et 15Ω (cas 8, 10 et 13 du Tableau 2.3).....	57
Figure 2.20	Puissance moyenne du modèle électrique équivalent en fonction de D_{S1} pour $R_{ex}= 19 \Omega, 5 \Omega, 3 \Omega, 1 \Omega$	58
Figure 3.1	Circuit de conversion en mode continu (cas d'une résistance)	62
Figure 3.2	Réponse à un échelon de V_{in}/s de la tension de sortie en fonction du rapport cyclique	68
Figure 3.3	Circuit de conversion proposé avec l'ajout d'un condensateur C_{en}	70

Figure 3.4	Tension V_{ex} aux bornes de la charge du mode continu Vs intermittent	74
Figure 3.5	Courant traversant R_{ex} du mode continu Vs intermittent.....	74
Figure 3.6	Variation du courant i_L traversant l'inductance L.....	75
Figure 3.7	Tension a) aux bornes de C_{in} b) aux bornes de la PCM c) aux bornes de C_{en} dans le cas de charge d'une résistance	76
Figure 3.8	Puissance moyenne, cas de charge d'une résistance : entrée/sortie mode continu b) entré/sortie mode intermittent c) sortie mode continu vs intermittent	77
Figure 3.9	Circuit de conversion (cas d'une pile)	78
Figure 3.10	a) Variation de la tension de charge b) variation du courant de charge	80
Figure 3.11	Taux de charge de la pile du mode continu Vs intermittent	81
Figure 3.12	a) Variation de la tension de charge b) variation du courant de charge	82
Figure 3.13	Taux de charge de la Pile mode continu Vs intermittent	82
Figure 3.14	Tension a) aux bornes de C_{in} b) aux bornes de la PCM c) aux bornes de C_{en} . Cas de charge d'une pile	83
Figure 3.15	Puissance moyenne, cas de charge d'une pile : a) entrée/sortie mode continu b) entré/sortie mode intermittent c) sortie mode continu vs intermittent.....	84

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

PCM	Pile à combustible microbienne
MFC	Microbial fuel cell
MPP	Maximum Power Point
MPPT	Maximum Power Point Tracking
R_1, R_2	Résistance interne de la PCM
C_{in}	Condensateur interne de la PCM
v_{in}	Tension du circuit ouvert de la PCM
R_{ex}	Résistance externe du circuit de conversion
C_{ex}	Condensateur externe du circuit de conversion
S_1	Commutateur assurant la connexion intermittente entre la PCM et la charge
v_{min}	Seuil minimal de tension
v_{max}	Seuil maximal de tension
t_{on}	Temps de charge de C_{ex}
t_{off}	Temps de décharge de C_{ex}
ΔV	Différence entre v_{min} et v_{max}
Δt	Différence entre t_{on} et t_{off}
R_{sw}	Résistance interne du commutateur
R_p	Résistance parasite
v_{ex}	Tension de sortie
i_{ex}	Courant de sortie
v_{Pcm}	Tension de la PCM
\hat{v}_{ex}	Tension de sortie prédite du modèle

\hat{v}_{PCM}	Tension de la PCM prédite du modèle
J	Erreur entre les données expérimentale et le modèle mathématique de la PCM
D_{S1}	Rapport cyclique de S_1
f_{S1}	Fréquence de commutation de S_1
\bar{P}	Puissance moyenne de sortie
S_2	Commutateur du convertisseur <i>BOOST</i>
L	Inductance du convertisseur <i>BOOST</i>
D_{S2}	Rapport cyclique de S_2
f_{S2}	Fréquence de commutation de S_2
<i>Ni – Cd</i>	Nickel –Cadmium

LISTE DES SYMBOLES ET UNITÉS DE MESURE

V	Volt
A	Ampère
mW	Milliwatt
Ω	Ohm
F	Farad
Hz	Hertz
H	Henry
$\%$	Pourcentage

INTRODUCTION

La consommation mondiale d'énergie est composée de 81 % de combustibles fossiles (pétrole, charbon et gaz), 13,5 % d'énergie renouvelable (hydraulique, biomasse, solaire, éolienne) et 4,8 % d'énergie nucléaire (International Energy Agency, Keyworld Energy Statistics 2014). L'absence de découverte de nouveaux gisements d'un côté et la demande croissante en énergie d'un autre côté pousseront les politiciens et les scientifiques à créer des sources renouvelables d'énergie.

La pile à combustible microbienne (PCM) constitue l'une des sources d'énergie renouvelable. Cette pile, système électrochimique et biologique, se distingue par sa capacité à produire de l'électricité tout en contribuant au traitement des eaux usées, des déchets domestiques et des résidus agroalimentaires (Logan et al., 2006; Quezada, 2009). De plus, la PCM contribue à la réduction des émissions de gaz à effet de serre, et est indépendante des combustibles fossiles (Logan, 2008).

Toutefois, plusieurs obstacles empêchent son implantation industrielle et son exploitation efficace. En fait, la PCM est caractérisée par sa dynamique interne complexe et par son mécanisme de fonctionnement peu connu. C'est une faible source de tension, donc la quantité d'énergie qu'elle produit demeure insuffisante pour des applications de grande envergure.

L'énergie générée par la PCM dépend de plusieurs facteurs pouvant endommager la population bactérienne à l'intérieur du réacteur, notamment la concentration du substrat, le *pH*, la température dans la chambre anodique, les variations dans les conditions d'opération et les processus de croissance et de décomposition des microorganismes dans les biofilms. Ces facteurs occasionnent une variation permanente de sa résistance interne (Aelterman et al., 2008). Par conséquent, si la PCM est branchée en continu à une charge fixe, sa puissance diminuera et ne sera plus optimale (cas du rapport cyclique $D = 100\%$ comme illustré dans les Figure 0.1 et Figure 0.2) (Grondin, Perrier et Tartakovsky, 2012b)

(Coronado, Perrier et Tartakovsky, 2013a). Généralement, la puissance produite par une PCM atteint son maximum lorsque la résistance externe est égale à la résistance interne. Cela dit, pour optimiser le transfert de puissance entre une source et sa charge, on utilise la technique d'adaptation d'impédances. La nécessité de maximiser la puissance générée par la PCM en tout temps demeure donc une difficulté à surmonter.

Selon l'article de (Grondin, Perrier et Tartakovsky, 2012b), un fonctionnement intermittent de la PCM connectée à une résistance externe (Figure 0.3) de valeur inférieure à celle de la résistance interne est capable d'atteindre la puissance optimale générée par la PCM. Le rapport cyclique du commutateur est réglé par les seuils de tensions minimal et maximal mesurés aux bornes de la PCM. Les résultats démontrent que la puissance moyenne optimale a été observée pour un rapport cyclique (D) entre 75 % et 95 % et pour une période de commutation de 3.6 s (t_{on} est de 3 s et t_{off} et de 0,6 s) tel qu'illustré dans la Figure 0.1. Il faut noter que, pour un système réel, l'alimentation de la charge en tout temps est nécessaire, et cela malgré le fonctionnement intermittent de la PCM.

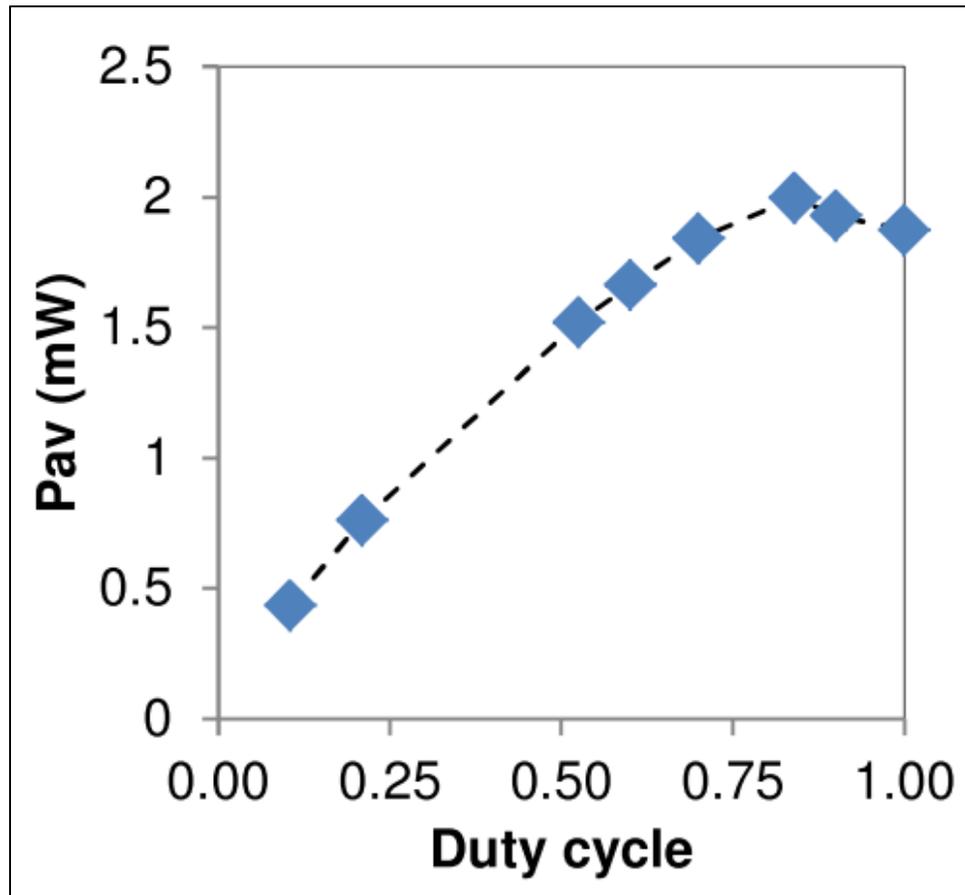


Figure 0.1 Variation de la puissance en fonction du rapport cyclique
Tirée de (Grondin, Perrier et Tartakovsky, 2012b)

Dans l'article de (Coronado, Perrier et Tartakovsky, 2013a) le même circuit a été utilisé (Figure 0.3). La commande du commutateur est contrôlée par ordinateur. Pour différents rapports cycliques, la puissance maximale a été observée pour $D = 95\%$. Une diminution de la puissance pour $D = 100\%$ illustrée dans la Figure 0.2 concorde avec le résultat précédent.

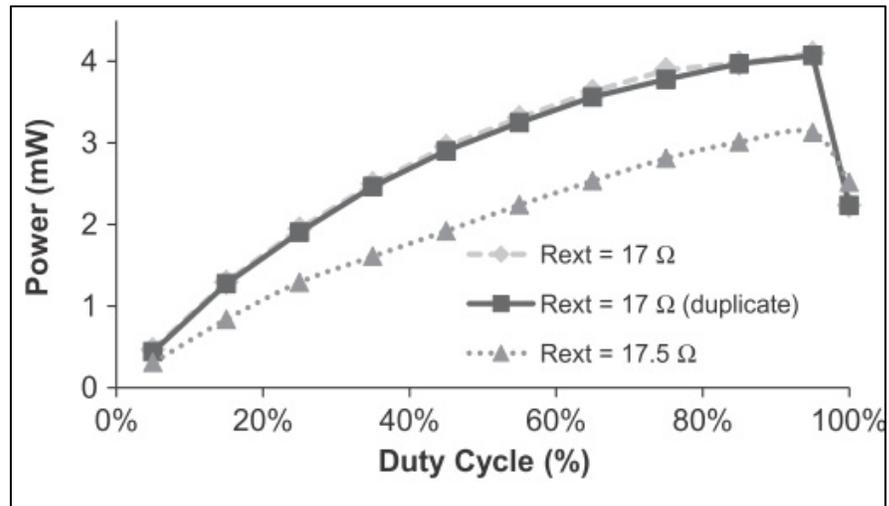


Figure 0.2 Puissance de la PCM en fonction du rapport cyclique à une fréquence de 500 Hz
Tirée de (Coronado, Perrier et Tartakovsky, 2013a)

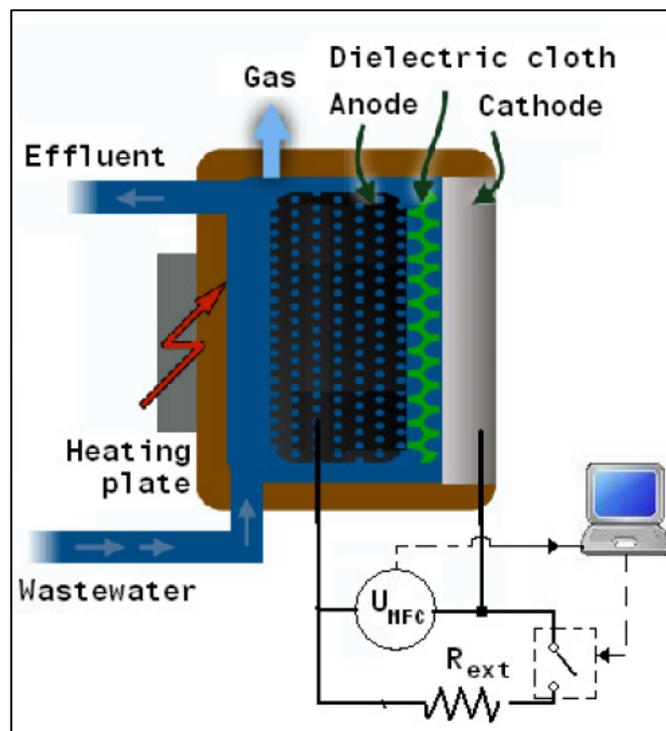


Figure 0.3 Circuit expérimental
Tirée de (Grondin, Perrier et Tartakovsky, 2012b)

Afin d'optimiser la puissance générée par la PCM en temps réel lorsqu'elle est branchée directement à une résistance externe, le réglage manuel de cette résistance a été proposé comme solution pour pallier au problème de l'incompatibilité des impédances (Aelterman et al., 2008). Cette solution ne tient pas compte de la résistance interne qui change constamment, ce qui provoque certainement des pertes énergétiques significatives. Toutefois, l'étude de (Woodward et al., 2010) propose un réglage automatique de la résistance externe en temps réel par l'utilisation d'un algorithme d'optimisation P&O. Quant à (Liang et al., 2007) ils ont proposé un algorithme basé sur la logique booléenne pour contrôler la résistance externe.

L'idée de contrôler la charge externe pour adapter les impédances implique des problèmes d'ordre pratique. En fait, la charge externe n'est pas forcément contrôlable. Il est impossible que tous les appareils soient dotés de systèmes de commande équipés d'une charge contrôlable. Il serait alors intéressant d'étudier l'utilisation de nouvelles approches pour remédier à ce problème. Dans ce contexte, l'approche de la connexion intermittente entre la source et la charge pour contrôler la puissance moyenne est souvent utilisée dans les systèmes de conversion.

La recherche proposée a comme principal objectif la conception d'un circuit de conversion qui permet d'alimenter en continu une charge fixe. Ce circuit doit permettre le mode intermittent de la connexion entre la source et la charge tout en permettant que la récolte efficace de l'énergie soit optimale en tout temps. Voici les objectifs :

- concevoir un système de conversion capable d'alimenter une charge fixe en opérant la PCM, en mode intermittent et avec un minimum de pertes;
- adapter dynamiquement les paramètres des circuits de conversion soit les rapports cycliques des commutateurs;
- comparer la puissance moyenne générée dans le cas d'une opération intermittente à celle générée par une opération continue.

Ce travail propose principalement une nouvelle approche de connexion intermittente dont la commande dépend de la tension aux bornes de la charge (les précédentes commandes dépendent de la tension de la PCM). Ce circuit doit également assurer une alimentation continue de la charge, ce qui n'était pas un critère indispensable lors des recherches antérieures. Des simulations de ce circuit, alimentant tout d'abord une charge R_{ex} et chargeant par la suite une pile, ont été réalisées.

Ce mémoire contient trois chapitres. Le chapitre 1 présente la revue de littérature des concepts de base de la PCM, des différentes stratégies de récolte d'énergie générée et des principales méthodes d'optimisation en temps réel de la puissance fournie. Le chapitre 2 portera sur la connexion intermittente d'une PCM pour alimenter une charge R_{ex} fixe. La commande du commutateur, qui assure cette connexion, sera basée sur les seuils de tension minimal et maximal mesurés à la charge afin d'opérer la PCM à son maximum en tout temps. Des tests expérimentaux du circuit conçu seront effectués à l'institut de recherche en biotechnologie. Au chapitre 3, la combinaison de la connexion intermittente et d'un convertisseur *Boost* sera proposée pour alimenter une charge R_{ex} et pour charger une pile de type *Ni – Cd*.

CHAPITRE 1

REVUE DE LA LITTÉRATURE

1.1 Mise en contexte

Le besoin de trouver de nouvelles sources d'énergie renouvelable a motivé plusieurs chercheurs à s'intéresser à la création de piles à combustible microbiennes. Celles-ci suscitent déjà des projections optimistes quant à leur implantation industrielle. Dans le présent chapitre, quelques concepts de base de la PCM, les systèmes de gestion de puissance et les méthodes d'optimisation des PCM seront présentés.

Plusieurs activités industrielles génèrent des déchets qui doivent être traités. Les déchets et les résidus issus des industries agroalimentaires sont notamment riches en matière organique (Quezada, 2009). Les eaux usées contiennent également de l'énergie sous forme de matière organique biodégradable. Le processus de traitement des eaux usées étant très coûteux, l'intégration des PCM dans les stations d'épuration semble être une solution pour minimiser les coûts en énergie de ce type d'installation. L'intégration de cette technologie présente un double avantage, puisqu'on peut produire de l'électricité pendant le traitement des eaux usées.

Le milieu marin est aussi riche en matière organique et en sédiments. Il convient parfaitement à l'intégration de la PCM qui peut être extrêmement avantageuse pour recharger le système d'alimentation des capteurs des systèmes de télémétrie installés dans les rivières et les eaux profondes où l'accès est relativement difficile. (Donovan et al., 2008; Donovan et al., 2011).

D'un point de vue écologique, cette technologie contribue à la réduction des émissions de gaz à effet de serre et de la dépendance aux sources de combustibles fossiles (Logan, 2008) comme le pétrole, le gaz naturel et le charbon qui émettent du dioxyde de carbone (CO_2) et

du méthane (CH_4). Les gaz à effet de serre sont directement responsables du réchauffement climatique et des changements des conditions normales nécessaires à la survie de l'humanité. Malheureusement, cette source d'énergie, aussi prometteuse dans le traitement des eaux usées et des déchets industriels, reste encore au stade expérimental. Plusieurs obstacles retardent son implantation industrielle, notamment la faible puissance générée et la variation de sa résistance interne.

1.2 Pile à combustible microbienne (PCM)

1.2.1 Principe de fonctionnement de la PCM

La PCM, dont le principe est illustré à la Figure 1.1, utilise les bactéries pour convertir directement en électricité une partie de l'énergie disponible dans un substrat biodégradable. Elle est composée principalement d'une anode et d'une cathode. Les bactéries prolifèrent dans la chambre anodique et oxydent la matière organique, ce qui libère des électrons à l'anode et des protons à la solution. La cathode étant exposée à l'air permet aux protons de réagir avec l'oxygène afin de générer de l'eau dans la partie cathodique. La connexion des deux électrodes à une charge externe (R_{ex}) permet de produire de l'électricité.

La conception d'une PCM efficace met en jeu plusieurs facteurs : le matériel et l'architecture de la pile doivent maximiser la génération de la puissance tout en tenant compte du coût et de l'applicabilité dans le monde réel. L'anode en carbone est fréquemment utilisée, car elle permet d'augmenter la conductivité et facilite la prolifération des bactéries (Logan, 2008). Pour la cathode, la fibre de graphite et le carbone ont montré une bonne durabilité, une résistance à la corrosion et une bonne conductivité. De telles caractéristiques facilitent, entre autres, le transport des protons, des électrons et de l'oxygène entraînant ainsi une amélioration des performances électrochimiques de la PCM.

Puisque la motivation demeure toujours l'intégration de cette technologie dans le milieu industriel, beaucoup d'autres chercheurs se sont intéressés à la création de matériaux qui

composent la PCM pour améliorer son efficacité et ses performances (Liu et Logan, 2004; Pocaznoi, 2012; Zhao et al., 2005).

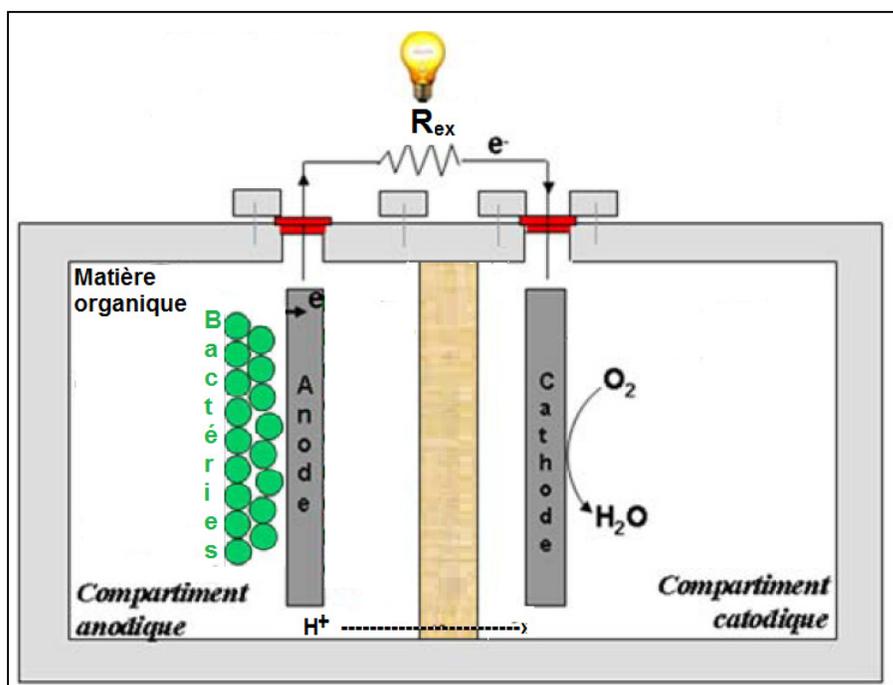


Figure 1.1 Pile à combustible microbienne
Adaptée de (Pocaznoi, 2012)

1.2.2 Nature des pertes de la PCM

Des pertes de diverses natures affectent le rendement de la puissance de la PCM. Tout d'abord, les bactéries présentes dans la matière organique utilisent une partie de l'énergie pour leur métabolisme. Cette énergie nécessaire pour leur croissance et leur survie est généralement connue comme les pertes d'activation. En effet, pour qu'une réaction électrochimique puisse démarrer, il faut que les réactifs dépassent une barrière d'activation (Degrenne et al., 2012). De plus, lorsque, à des densités de courant élevées, la vitesse de transport des réactifs est faible, la diffusion des réactifs électrochimiques depuis et vers les

électrodes limite la production d'électricité, ce qui cause les pertes de concentration (Martin, 2011).

Finalement, on distingue aussi les pertes ohmiques attribuables à la résistance que rencontrent les électrons dans les électrodes et à la résistance que rencontre le flux d'ions traversant les électrolytes. Cette résistance dépend entre autres de la concentration du substrat, du *pH* et de la température dans la chambre anodique. Sa variation est inévitable.

1.3 Caractéristiques électriques de la PCM

1.3.1 Courbe de polarisation et puissance générée

Les courbes statiques qui relient le courant de sortie à la tension de sortie et à la puissance de sortie de la PCM sont présentées à la Figure 1.2. En raison des pertes relevées à la sous-section précédente, la tension de la PCM diminue lorsque le courant augmente. La présence de deux points d'inflexion divise la courbe caractéristique en trois zones (Degrenne, 2012) : les pertes d'activation représentent la zone des courants faibles, les pertes de concentration représentent la zone des courants forts et les pertes ohmiques représentent la zone linéaire.

La puissance de sortie est nulle lorsque $V = V_{oc}$ (tension du circuit ouvert) à $I = 0$ et lorsque $I = I_{sc}$ à $V = 0$. La courbe de puissance de sortie de la PCM présente un point d'opération optimal. Ce point correspond à la puissance maximale (MPP) à I_{MPP} et à V_{MPP} . La variation permanente, inévitable et imprévisible de la résistance interne de la PCM implique que le courant fourni n'est pas toujours à la valeur correspondante au point de puissance maximale (MPP).

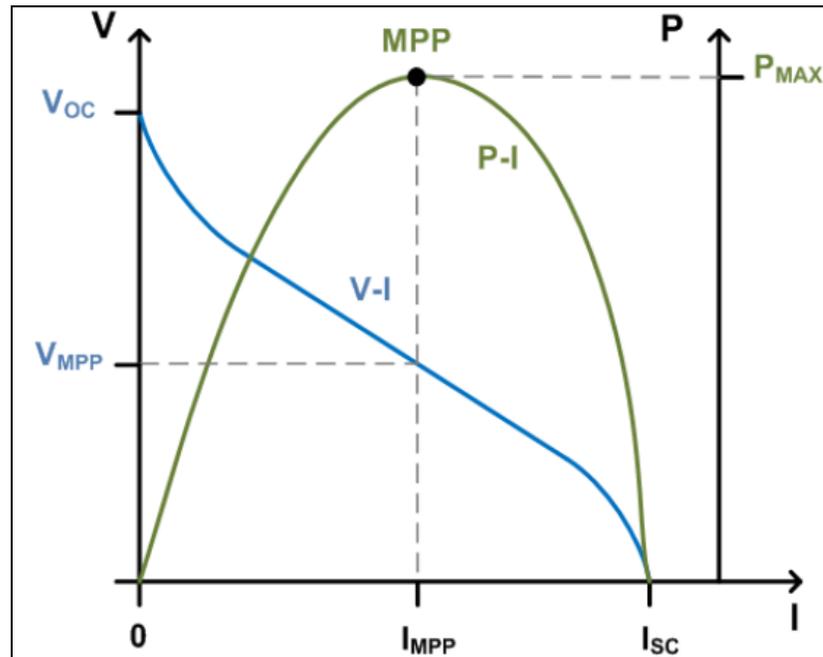


Figure 1.2 Caractéristique électrique statique de la PCM
Tirée de (Degrenne et al., 2012)

La tension générée par une PCM observée aux bornes de la résistance externe R_{ex} reliant ses électrodes (Figure 1.3) est calculée par la formule suivante :

$$v_{ex} = R_{ex} \times i_{ex} \quad (1.1)$$

Où v_{ex} et i_{ex} représentent respectivement la tension aux bornes de cette résistance et le courant circulant dans la résistance.

Ainsi, la puissance de sortie de la PCM en régime permanent est calculée comme suit:

$$P = \frac{v_{ex}^2}{R_{ex}} = R_{ex} \times i_{ex}^2 \quad (1.2)$$

La puissance maximale, P_{max} , sera atteinte lorsque la résistance R_{ex} sera égale à la résistance interne (R_{in}) de la PCM. Ainsi :

$$P_{max} = R_{in} I_{MPP}^2 \quad (1.3)$$

Les perturbations inévitables pendant le fonctionnement de la PCM entraînent la variation de la résistance interne. Si aucun mécanisme d'adaptation n'est utilisé, la résistance interne finira par ne plus être égale à la résistance externe, ce qui mènera à un rendement de puissance de la PCM sous-optimal.

1.3.2 Modèle électrique de la PCM

Le but ultime de la technologie de la PCM est d'utiliser la plus grande quantité possible d'électrons pour produire du courant. Afin de parvenir à extraire le maximum d'énergie, il est nécessaire de comprendre la dynamique complexe et le comportement de ce système. Il est donc souhaitable de modéliser le système afin d'étudier sa dynamique à partir des simulations. Dans l'étude de (Grondin, Perrier et Tartakovsky, 2012a) un modèle électrique équivalent à la PCM a été proposé afin d'étudier le comportement de la PCM en mode intermittent. Le modèle déjà validé sera utilisé dans le présent mémoire. Ce modèle tient compte des dynamiques lentes causées par l'aspect biologique de la pile en introduisant un condensateur dans l'impédance interne. Il représente bien la dynamique de la pile en plus d'être simple à simuler. Il a été également utilisé pour présenter la dynamique des accumulateurs lithium-ion (Lijun, Liu et Dougal, 2002), des accumulateurs plomb-acide des panneaux photovoltaïques et des piles à combustibles domestiques (Casacca et Salameh, 1992; Dürr et al., 2006).

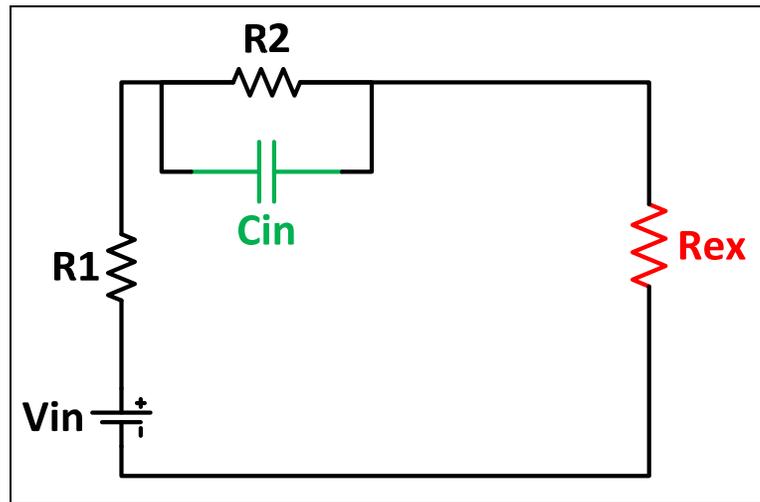


Figure 1.3 Circuit équivalent pour modéliser la PCM

Ce modèle est représenté à la Figure 1.3. Dans le présent mémoire, ce modèle tiré des travaux de (Grondin, 2012) sera choisi comme modèle électrique équivalent pour représenter la PCM .

1.4 Stratégie de récolte d'énergie de la PCM

La faible puissance générée par la PCM reste un frein majeur à son développement. De nombreux efforts d'amélioration de la stratégie de récolte d'énergie produite par ce type de source électrique ont été déployés pour maximiser la production d'énergie électrique à long terme.

1.4.1 Systèmes de gestion et de conversion de la puissance de la PCM

L'intégration des systèmes de gestion de puissance entre la PCM et la charge est une des nombreuses solutions proposées pour répondre à la problématique de la faible puissance générée. Ces systèmes de gestion de puissance comportent généralement des composants de stockage d'énergie (essentiellement des condensateurs et des inductances) et des convertisseurs élévateurs de tension pour subvenir au besoin de la charge externe.

Le système de gestion de puissance (SGP) proposé par (Donovan et al., 2008) est représenté à la Figure 1.4. Il vise à augmenter la tension de la PCM (PCM en sédiments marins) d'environ $0,32\text{ V}$ pour l'établir à $3,3\text{ V}$ afin d'alimenter un capteur sans fil. L'énergie générée par la PCM est d'abord emmagasinée dans un super-condensateur de 10 F et est par la suite restituée à la charge à travers un convertisseur à pompe de charge et un convertisseur élévateur de tension. La tension de sortie du SGP de $3,3\text{ V}$ souhaitée est atteinte, mais cette dernière tombe à $2,4\text{ V}$ lorsque le capteur commence à transmettre. Cette limite est causée par les importantes pertes d'énergie de l'émetteur du capteur en question.

Le problème de la variation de la résistance interne selon la température saisonnière (hiver/été) a été cerné. Toutefois, aucune solution pour tirer le maximum d'énergie en tout temps n'a été suggérée.

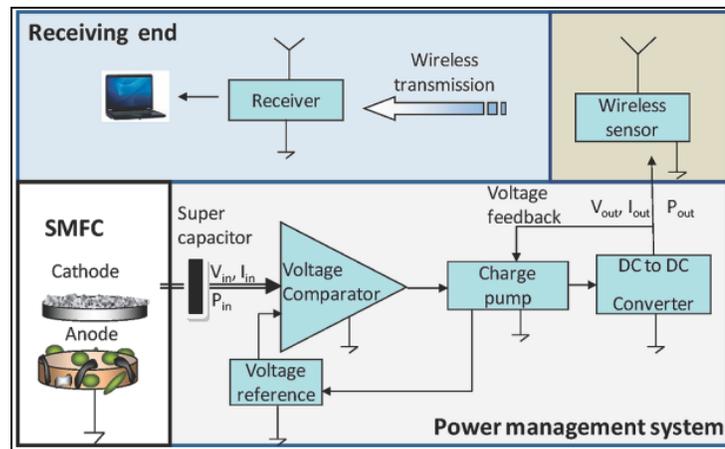


Figure 1.4 Système de gestion de puissance
Tirée de (Donovan et al., 2011)

Dans le même esprit de recherche, (Park et Ren, 2012) ont proposé un système de gestion de puissance accompagnée d'une optimisation en temps réel par un contrôleur MPPT présenté à la Figure 1.5. Le système de gestion de puissance contient deux niveaux de conversion. Le premier niveau à la sortie de la PCM est un convertisseur de récolte d'énergie. La bobine

emmagasine l'énergie disponible dans la PCM qui sera restituée au condensateur C_1 . Au deuxième niveau, un convertisseur *BOOST* a été intégré pour élever la tension au niveau désiré. Les deux commutateurs S_{11} et S_{12} sont commandés par un contrôleur de récolte d'énergie selon les seuils de la tension mesurée aux bornes de la PCM (seuils de tension maximal et minimal). La solution d'optimisation proposée consiste à intégrer un contrôleur MPPT pour suivre le MPP en tout temps. Cependant, l'auteur n'a pas défini la nature de la charge à alimenter. Il serait alors intéressant de tester le fonctionnement du circuit proposé avec différents types de charges afin d'étudier le comportement dudit circuit et de l'optimiser si possible.

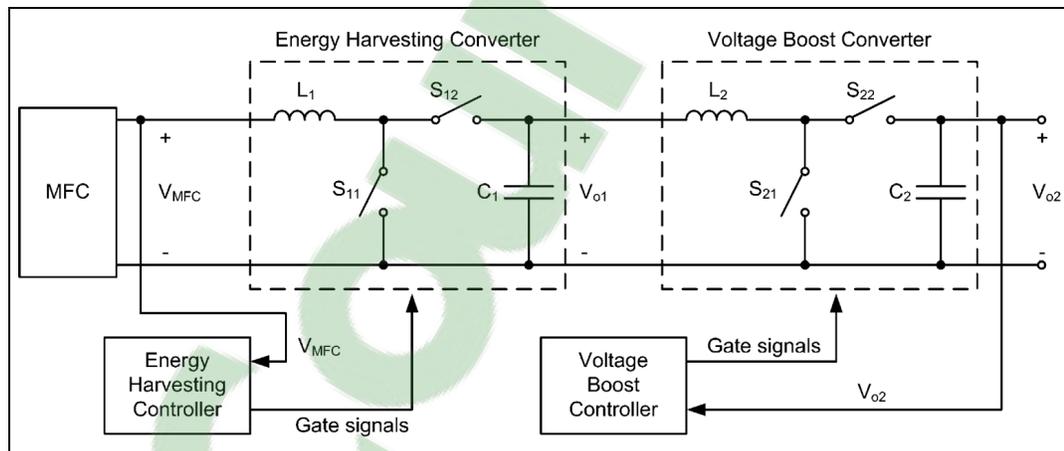


Figure 1.5 Système de gestion de puissance
Tirée de (Park et Ren, 2012)

Dans le même but de récolter efficacement l'énergie fournie par la PCM, l'étude de (Meehan, Hongwei et Lewandowski, 2011) propose le système de gestion de puissance présenté à la Figure 1.6 afin d'alimenter une charge. Un convertisseur à pompe de charge a été utilisé à la sortie de la PCM pour charger un super condensateur. Un convertisseur élévateur de tension est connecté au super condensateur pour fournir une tension suffisante à la charge. Des commutateurs sont placés entre le super condensateur et le convertisseur *BOOST*. Ce dernier est déconnecté du super condensateur lorsque la tension de celui-ci atteint un seuil minimal,

et il est reconnecté lorsque la tension aux bornes du super condensateur atteint la limite maximale. Les deux commutateurs sont commandés par le convertisseur à pompe de charge.

Le système de gestion de puissance élaboré dans cette étude a réussi à fournir la puissance nécessaire pour alimenter un hydrophone. Toutefois, les conditions d'opération ne sont pas optimales : aucune optimisation n'a été proposée pour maintenir en tout temps le point de puissance maximale MPP.

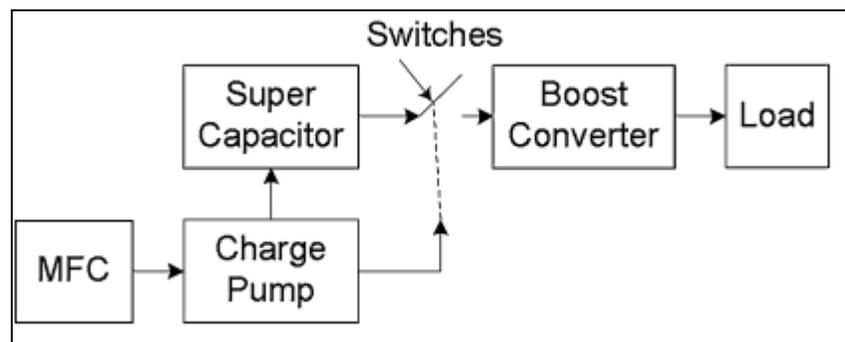


Figure 1.6 Système de gestion de puissance
Tirée de (Meehan, Hongwei et Lewandowski, 2011)

L'étude de (Wang, Ren et Park, 2012), propose un convertisseur *BOOST* connecté directement à une PCM pour charger un condensateur (Wang, Ren et Park, 2012). Cette étude a pour objectif l'analyse de l'influence de l'inductance, du rapport cyclique et de la fréquence de commutation du MOSFET (Figure 1.7) sur l'énergie produite par une PCM. La stratégie d'essai-erreur pour déterminer les paramètres du convertisseur *BOOST* a été utilisée. La commande du *BOOST* a été assurée par un comparateur de tensions. La tension de référence de ce dernier correspond à la tension mesurée aux bornes du condensateur. Lorsque le seuil maximal est atteint, le MOSFET ouvre (état bloqué) et se referme lorsque le seuil minimal est atteint.

Cette étude démontre que les valeurs de l'inductance, du rapport cyclique et de la fréquence du commutateur du convertisseur BOOST affectent la quantité du courant et de tension générée par la PCM. Le maximum d'énergie est obtenu pour une inductance de $0,014 H$, un rapport cyclique de 75% , et une fréquence de commutation de $5000 Hz$. L'avantage de ce système d'extraction d'énergie est sa simplicité qui tend à minimiser les pertes de puissance.

Cette stratégie servira de point de départ dans le présent mémoire pour déterminer les paramètres du convertisseur BOOST proposé afin d'extraire le maximum d'énergie générée par la PCM.

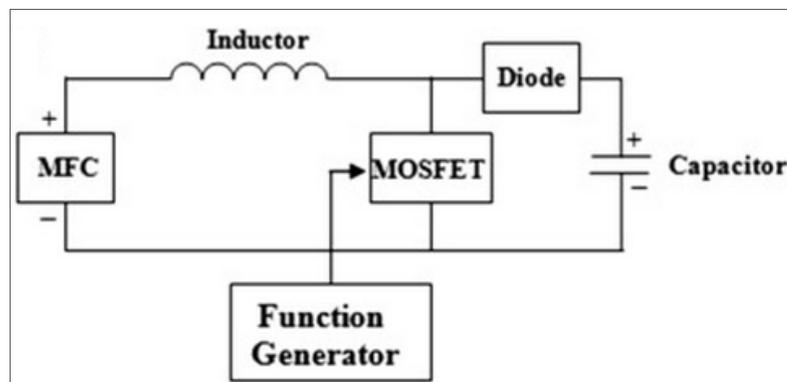


Figure 1.7 Convertisseur de récolte d'énergie
Tirée de (Wang, Ren et Park, 2012)

L'étude de (Degrenne et al., 2012) propose une association de deux convertisseurs Flyback DC/DC alimentés par deux PCM en parallèle (Figure 1.8). Elle a pour but d'explorer la possibilité d'alimenter une charge à partir de plusieurs PCM.

En vue de maintenir la tension d'entrée des deux convertisseurs constante et de maintenir la tension menant au $MPP = 0,3 V$ (fonctionnement en régime permanent), un circuit de commande interne du convertisseur a été conçu (qui n'est pas représenté sur la figure) pour permettre la régulation de la tension d'entrée du convertisseur

L'association des deux convertisseurs en série alimentés par plus d'une PCM semble améliorer la puissance de sortie ainsi que l'efficacité de la récolte de l'énergie produite. Il serait intéressant d'aborder cet axe de recherche avec une large association de PCM.

Néanmoins, les pertes de puissance au niveau du circuit de commande causent une diminution de l'efficacité du convertisseur Flyback pour de grandes valeurs de résistance externe. Par conséquent, il serait intéressant de choisir un circuit de conversion simple pour minimiser les pertes de puissance et de proposer une stratégie de récolte pour extraire le maximum d'énergie en temps réel.

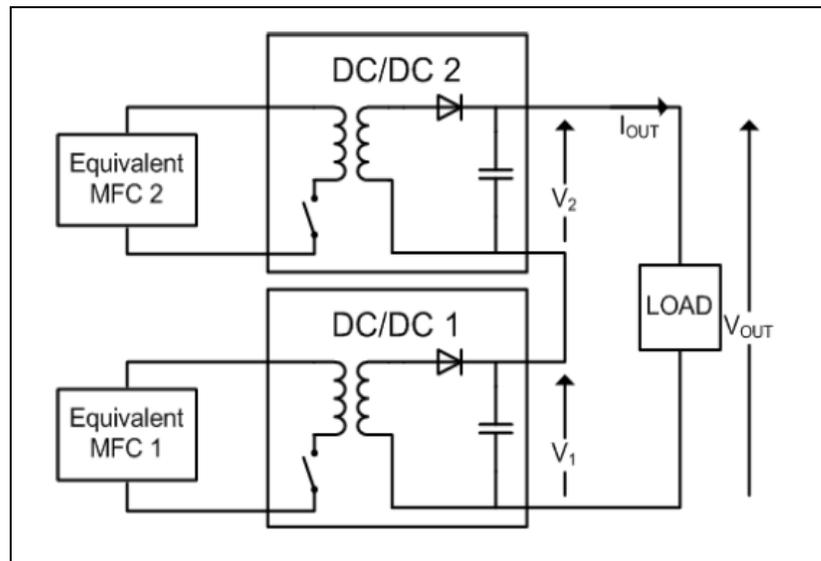


Figure 1.8 Association des deux convertisseurs DC/DC en série
Tirée de (Degrenne et al., 2012)

1.4.2 Fonctionnement intermittent de la PCM

Toujours dans le but de créer un système capable de maximiser la récolte d'énergie produite par la PCM, une évaluation des performances d'un système fonctionnant en alternance avec la PCM pour charger un condensateur de $3 F$ (Figure 1.9) a été réalisée dans l'étude de (Dewan et al., 2010). Le fonctionnement des deux commutateurs est contrôlé par un

convertisseur analogique numérique. Ce convertisseur reçoit comme signal d'entrée la valeur de la tension mesurée aux bornes du condensateur ainsi que les références des seuils de tension maximal et minimal par l'interface du logiciel d'acquisition des données LABVIEW.

Le comportement du courant de sortie de la PCM pendant le fonctionnement intermittent de la PCM n'a pas été évaluée; un facteur très important à explorer pour une source de résistance interne variable. La tension maximale observée reste toujours faible pour alimenter un composant. Il serait intéressant d'explorer la possibilité d'optimiser la puissance moyenne (calculée en fonction du temps de charge et de décharge du condensateur) pour de larges valeurs de condensateur.

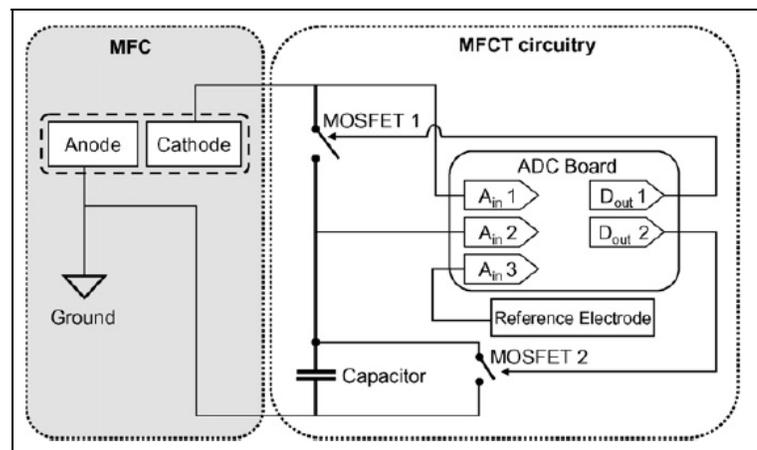


Figure 1.9 Système de gestion de puissance
Tiré de (Dewan et al., 2010)

Dans un même contexte, (Hongwei, Meehan et Lewandowski, 2011) proposent un système de gestion de puissance constitué d'un convertisseur à pompe de charge pour la récolte d'énergie produite par la PCM et d'un convertisseur *BOOST* pour fournir la tension suffisante à la charge.

La structure du système de gestion de puissance est représentée à la Figure 1.10. Une association en parallèle de deux PCM est utilisée pour alimenter le circuit. Un convertisseur à pompe de charge assure la récolte d'énergie produite par les deux PCM. Durant la charge, les condensateurs C_1 et C_2 sont connectés aux PCM 1 et 2 respectivement. Par la suite, on déconnecte les deux PCM et on connecte les deux condensateurs en série pour transférer l'énergie accumulée à la charge par le convertisseur élévateur de tension. Les états des commutateurs sont contrôlés par les seuils de tension maximal et minimal définissant la charge et décharge des condensateurs.

Cette structure du système de gestion est une amélioration de la structure déjà proposée par les mêmes auteurs (Figure 1.6). En effet, la tension de démarrage pour activer le convertisseur BOOST ne pose plus de problème en raison de la présence des deux condensateurs en amont du convertisseur.

Cependant le manque de solution d'optimisation déjà décrit par l'auteur dans l'étude précédente (Meehan, Hongwei et Lewandowski, 2011) n'a pas été abordé. Le système de gestion proposé n'est pas optimal : le MPP n'est pas maintenu durant les tests du circuit en temps réel.

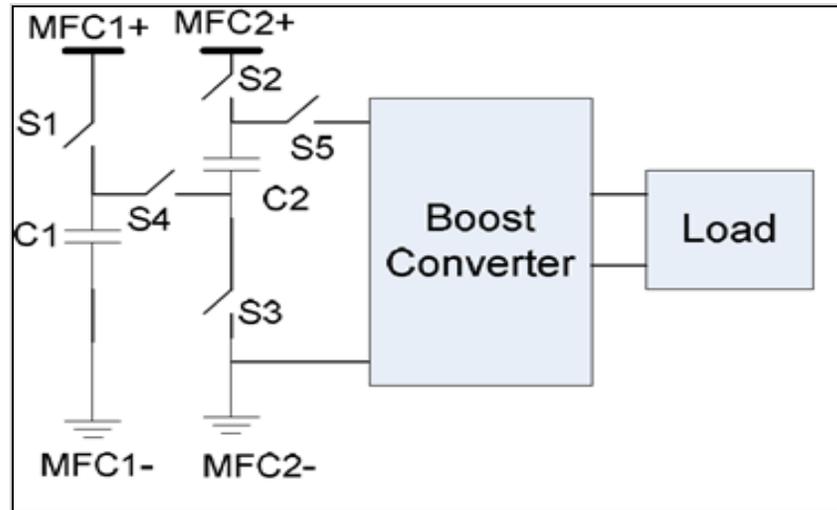


Figure 1.10 Structure du système de gestion de puissance
Tirée de (Hongwei, Meehan et Lewandowski, 2011)

Quant à (Grondin, Perrier et Tartakovsky, 2012a), ils ont utilisé une approche visant le fonctionnement en mode intermittent de la PCM pour adapter les impédances (résistance externe vs résistance interne de la PCM) afin d'identifier les valeurs des composants pour le modèle électrique équivalent à la PCM proposé (Figure 1.11). La puissance moyenne de sortie peut être maximisée par le réglage des paramètres caractéristiques du fonctionnement intermittent (la fréquence de commutation et le rapport cyclique du commutateur) et du couple de résistances (externe et interne). La comparaison des puissances moyennes entre le mode périodique et le mode continu a prouvé l'existence d'un optimum pour un rapport cyclique entre (75 % et 95 %) du mode intermittent proche de l'optimum du mode continu.

La stratégie consiste à fixer le temps de fermeture t_{on} et à faire varier le temps d'ouverture t_{off} du commutateur. Il a été démontré que la récolte d'énergie est maximale pour des cycles de commutation courts. Le maximum d'énergie récoltée a été observé pour $t_{on} = 3\text{ s}$, $t_{off} = 0,6\text{ s}$, une résistance externe de $10\ \Omega$ et une résistance interne estimée entre $19\text{ et }24\ \Omega$. Ils sont arrivés à la conclusion de faire fonctionner la PCM à une résistance externe inférieure à la résistance interne sans trop de perte de puissance. Cette étude présente un désavantage : la PCM est reliée directement à la résistance externe ce qui n'est pas

réaliste, car dans un système réel il est nécessaire d'alimenter la charge en continu. Ceci dit, il serait intéressant d'ajouter un étage entre la résistance externe et la PCM pour pouvoir optimiser. Cet axe de recherche sera exploré dans le présent mémoire.

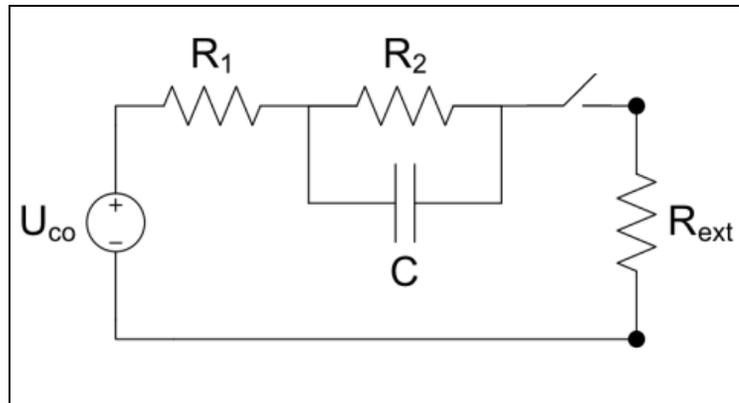


Figure 1.11 Circuit équivalent pour modéliser la PCM
Tirée de (Grondin, 2012)

1.4.3 Méthodes d'optimisation en temps réel appliquées à la PCM

Le principe de suivi du point de puissance maximal (Maximum Power Point Tracking MPPT) est utilisé pour l'optimisation en ligne de la puissance. En d'autres termes, il s'agit de suivre en temps réel le point optimal de puissance, quelles que soient les perturbations externes ou internes de la PCM. On trouve plusieurs méthodes utilisées pour le MPPT, notamment la méthode de perturbation et observation, la méthode multi-unités et la méthode d'augmentation de la conductibilité.

Ces méthodes d'optimisation sont souvent utilisées pour maximiser la récolte d'énergie produite par les panneaux photovoltaïques (Dasgupta, Pandey et Mukerjee, 2008; Enslin et al., 1997; Eram et Chapman, 2007; Eram et al., 2006; Mutoh et Inoue, 2007), par les éoliennes (Abbey et Joos, 2007; Kasa, Iida et Liang, 2005; Koutroulis et Kalaitzakis, 2006; Raju, Chatterjee et Fernandes, 2003; Tan et Islam, 2004) et aussi par la PCM. Voici les

algorithmes les plus utilisés pour l'optimisation de l'énergie produite par des sources d'énergie renouvelable :

Perturbation et observation (P&O)

Il s'agit de l'algorithme le plus répandu. Il est utilisé surtout pour l'optimisation de l'énergie produite par les panneaux photovoltaïques (Enslin et al., 1997; Eram et Chapman, 2007; Eram et al., 2006). Il repose sur le changement du paramètre d'opération pour suivre en tout temps les conditions optimales. Tout d'abord, on commence par une perturbation (une augmentation ou une diminution) du paramètre de fonctionnement : la tension V dans le cas de l'étude de (Hohm et Ropp, 2003) ou la résistance externe dans le cas de l'étude de (Woodward et al., 2010). L'amplitude de la perturbation du paramètre est fixée à une valeur constante pour ΔV ou ΔR selon le cas. La direction à suivre pour évoluer vers l'optimum est donnée par le signe du gradient obtenu par la comparaison de la valeur de la puissance avant et après la perturbation ainsi que le signe de la perturbation effectuée.

Cet algorithme est facile à utiliser, mais il présente, entre autres, l'inconvénient majeur suivant : il y aura toujours des oscillations autour du point d'opération optimal. Aussi, dans le cas d'une variation trop petite du paramètre d'opération, le temps de convergence vers le point optimal de puissance sera long. Dans le cas d'une grande variation du paramètre d'opération, la convergence vers le point optimal de puissance sera plus rapide au détriment de la précision.

Ainsi, cet algorithme ne permet pas de suivre précisément le point maximal de puissance en cas de fluctuations rapides de l'optimum en raison des perturbations externes (Hohm et Ropp, 2003).

Optimisation multi unité (MU)

La méthode multi-unités (Woodward et al., 2009) requiert la présence de deux PCM identiques. Ces dernières sont reliées à deux résistances externes différentes dont les valeurs sont légèrement décalées par un ΔR constant. Le gradient de puissance est estimé par différences finies des sorties en puissance des deux PCM. L'évolution vers l'optimum en puissance est effectuée selon cette valeur de gradient estimé. L'étude réalisée par (Woodward et al., 2010) a montré que cette méthode converge plus rapidement que la méthode P&O.

Cependant en pratique, il est trop difficile de s'assurer que les PCM sont parfaitement identiques : exigence requise par la méthode MU. Dans ce cas, on utilise généralement des correcteurs adaptatifs pour corriger les différences entre les PCM. Mais ces correcteurs tendent à ralentir la convergence.

En pratique, la méthode P&O est la plus facile et la plus simple à implémenter. L'efficacité de trois méthodes a été explorée dans l'étude de (Woodward et al., 2010) : P&O, MU et la méthode de gradient pour contrôler la résistance externe. La méthode P&O présente un temps de réponse plus long par rapport à la méthode MU, mais elle reste la plus robuste face aux différences pouvant exister entre plusieurs PCM d'un même système. De plus, elle ne requiert pas de PCM identiques contrairement à la méthode MU.

1.5 Conclusion

Au terme de la revue de littérature, les concepts de base du fonctionnement de la PCM et les stratégies existantes de récolte d'énergie produite par la PCM ont été présentés. Il en ressort que la stratégie de faire fonctionner en mode intermittent la PCM pour adapter les impédances afin de maximiser l'énergie fournie repose sur le réglage des paramètres caractéristiques de la commutation (le rapport cyclique et la fréquence de commutation). De plus, la minimisation des pertes en puissance durant la conversion en utilisant le minimum de composants fait partie des priorités de la conception des circuits de conversion. Quant à

l'augmentation de la tension pour atteindre la tension désirée pour alimenter une charge, un convertisseur BOOST est souvent inséré entre la PCM et la charge en question.

Cependant, aucune de ces recherches n'est consacrée à l'analyse du fonctionnement intermittent de la PCM et de l'exploitation de l'effet capacitif pour assurer une alimentation continue de la charge (malgré le fonctionnement intermittent). Un tel besoin a suscité notre intérêt afin d'envisager ce nouvel axe de recherche. Les circuits de conversion proposés sont présentés dans le prochain chapitre.

Trois canevas s'imposent dans cette recherche :

- la commande par bornes de tension de la PCM pour charger une résistance fixe;
- la comparaison entre les modes de connexion continue et intermittente de la PCM pour alimenter une charge R_{ex} par l'intermédiaire d'un convertisseur *BOOST*;
- la comparaison entre les modes de connexion continue et intermittente de la PCM pour charger une pile par l'intermédiaire d'un convertisseur *BOOST*.

CHAPITRE 2

FONCTIONNEMENT INTERMITTENT DE LA PCM : COMMANDE PAR BORNES DE TENSION

2.1 Mise en contexte

Jusqu'à présent, les travaux de recherche concernant la gestion de l'énergie de la PCM ont porté essentiellement sur la conception de convertisseurs de puissance capables d'adapter la tension de sortie à un niveau désiré et sur l'élaboration d'algorithmes d'optimisation en temps réel performants malgré la dynamique lente de la pile. D'une part, la plupart des travaux portant sur le développement de nouveaux convertisseurs comportaient un nombre élevé de composantes et n'incluaient pas l'objectif d'optimiser la puissance en temps réel. D'autre part, les travaux visant le développement d'algorithmes d'optimisation considéraient comme charge un potentiomètre dont la valeur était constamment corrigée afin de maximiser la puissance de la PCM en temps réel. Enfin, le maximum de puissance observé diminue dans le temps pour un fonctionnement continu de la PCM.

L'approche de la commande par bornes de tension proposée dans le présent chapitre vise à extraire en temps réel le maximum d'énergie générée par la PCM tout en alimentant une charge dont la résistance est fixée. De plus, le circuit proposé est constitué d'un minimum de composantes afin de minimiser les pertes de puissance. À ces deux objectifs s'ajoute celui d'exploiter la présence du condensateur dans le modèle de la résistance interne par une connexion intermittente de la PCM à la charge.

Une étude théorique du modèle proposé est présentée dans la prochaine sous-section afin d'établir les équations qui décrivent le comportement des variables d'état du circuit : la tension (v_{cin}) aux bornes du condensateur interne (C_{in}) et celle (v_{ex}) aux bornes du super condensateur (C_{ex}).

2.2 Étude théorique du modèle électrique de la PCM

Dans cette section, le circuit proposé est constitué d'une charge résistive R_{ex} et d'un condensateur C_{ex} , connecté en parallèle avec R_{ex} , assurant l'alimentation de cette dernière lorsque le commutateur S_1 est ouvert. On établira les expressions de v_{cin} et de v_{ex} en fonction du temps. La Figure 2.1 illustre le modèle électrique équivalent de la PCM. Entre la PCM et la charge, un commutateur S_1 a été intégré dont la résistance (R_{sw}) a été considérée.

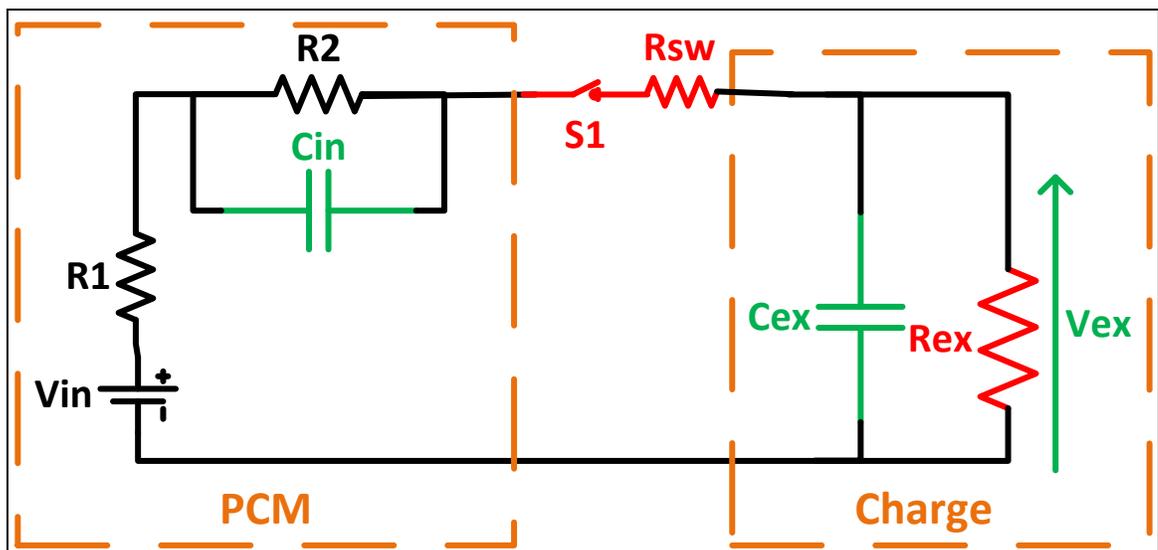


Figure 2.1 Circuit de conversion proposé

2.2.1 Expression de V_{cin} et de V_{ex} lorsque le commutateur S_1 est fermé

Les expressions des variables d'état du circuit qui décrivent la variation de la tension aux bornes du condensateur interne (C_{in}) et du condensateur externe (C_{ex}) par rapport au temps lorsque S_1 est fermé (cas de charge) sont les suivantes :

$$\frac{dv_{cin}}{dt} = -\frac{R_1 + R_2 + R_{sw}}{(R_1 + R_{sw}) \times R_2 \times C_{in}} v_{cin} + \frac{1}{(R_1 + R_{sw}) \times C_{in}} v_{in} - \frac{1}{(R_1 + R_{sw}) \times C_{in}} v_{ex} \quad (2.1)$$

$$\frac{dv_{ex}}{dt} = -\frac{1}{(R_1 + R_{sw}) \times C_{ex}} v_{cin} + \frac{1}{(R_1 + R_{sw}) \times C_{ex}} v_{in} - \frac{R_{ex} + R_1 + R_{sw}}{(R_1 + R_{sw}) \times R_{ex} \times C_{ex}} v_{ex} \quad (2.2)$$

Les expressions qui décrivent l'état de charge de C_{in} et de C_{ex} (initialement déchargés) s'expriment comme suit :

$$V_{cin}(s) = \frac{V_{in}(s) b_1 \left(s + \frac{(a_4 b_1 - a_2 b_2)}{b_1} \right)}{s(s^2 + (a_1 + a_4)s + a_1 a_4 - a_2 a_3)} \quad (2.3)$$

$$V_{ex}(s) = \frac{V_{in}(s) b_2 \left(s + \frac{(a_1 b_2 - a_3 b_1)}{b_2} \right)}{s(s^2 + (a_1 + a_4)s + a_1 a_4 - a_2 a_3)} \quad (2.4)$$

Où $a_1, a_2, a_3, a_4, b_1, b_2$ représentent les coefficients de l'expression dans le domaine de Laplace des tensions ($V_{cin}(s)$ et $V_{ex}(s)$) et qui s'écrivent en fonction des composants du circuit proposé (Annexe I). L'entrée est un échelon de $\frac{V_{in}}{s}$. Les racines du dénominateur sont les pôles P_1 et P_2 qui s'expriment comme suit :

$$P_1, P_2 = \frac{-a_4 - a_1 \pm \sqrt{a_1^2 - 2a_1 a_4 + a_4^2 + 4a_2 a_3}}{2} \quad (2.5)$$

Le même modèle électrique équivalent de la PCM a été utilisé dans les travaux de (Grondin, 2012), il en ressort que les valeurs estimées des paramètres de ce modèle (v_{in}, R_1, R_2 et C_{in}) et les valeurs choisies de la charge (R_{ex} et C_{ex}) permettent d'avoir deux pôles réels et

négatifs. De ce fait, Les expressions des tensions aux bornes de C_{in} et de C_{ex} s'expriment comme suit :

$$v_{cin}(t) = (C_1 e^{P_1 t} + C_2 e^{P_2 t}) v_{cinD}(0) + (C_3 e^{P_1 t} + C_4 e^{P_2 t}) v_{exD}(0) + (K_1 + K_2 e^{P_1 t} + K_3 e^{P_2 t}) v_{in} \quad (2.6)$$

$$v_{ex}(t) = (C_5 e^{P_1 t} + C_6 e^{P_2 t}) v_{cinD}(0) + (C_7 e^{P_1 t} + C_8 e^{P_2 t}) v_{exD}(0) + (K_4 + K_5 e^{P_1 t} + K_6 e^{-P_2 t}) v_{in} \quad (2.7)$$

Où $K_{1,2,3,4,5,6}$ et $C_{1,2,3,4,5,6,7,8}$ sont des constantes obtenues à partir de la décomposition en éléments simples des fonctions de transfert (Annexe I).

Les conditions initiales sont définies comme suit :

$i_{LC}(0)$ et $i_{LD}(0)$: courants de charge et de décharge de l'inductance.

$v_{cinC}(0)$ et $v_{cinD}(0)$: tensions de charge et de décharge du condensateur interne C_{in} .

$v_{cexC}(0)$ et $v_{cexD}(0)$: tensions de charge et de décharge du condensateur externe C_{ex} .

2.2.2 Expression de V_{cin} et de V_{ex} lorsque le commutateur S_1 est ouvert

La décharge de C_{in} et de C_{ex} est décrite par les équations suivantes :

$$\frac{dv_{cin}}{dt} = -\frac{1}{R_2 C_{cin}} v_{cin} \quad (2.8)$$

$$\frac{dv_{ex}}{dt} = -\frac{1}{R_{ex} C_{ex}} v_{ex} \quad (2.9)$$

Lorsque les condensateurs C_{in} et C_{ex} se déchargent respectivement dans R_2 et R_{ex} , la variation des tensions à leurs bornes dépend des constantes de temps ($C_{in} \times R_2$ et $C_{ex} \times R_{ex}$) et s'expriment comme suit :

$$v_{cin}(t) = \left(e^{-\frac{1}{C_{in}R_2}t} \right) v_{cin}(0) \quad (2.10)$$

$$v_{ex}(t) = \left(e^{-\frac{1}{C_{ex}R_{ex}}t} \right) v_{ex}(0) \quad (2.11)$$

Où $v_{cin}(0)$ et $v_{ex}(0)$ sont les tensions aux bornes de C_{in} et de C_{ex} de début de décharge et correspondent aux valeurs atteintes à la fin de la période de charge précédente.

Puisque les valeurs de tous les paramètres du circuit proposé sont inconnues, il est difficile d'analyser le comportement de la tension aux bornes des condensateurs. Cependant, ces relations mathématiques qui décrivent le modèle électrique (2.1, 2.2, 2.8, 2.9) seront utilisées ultérieurement afin d'estimer les paramètres de la PCM. De plus, elles seront utilisées afin d'établir le modèle moyen. Celui-ci permet d'obtenir la dynamique moyenne de sortie qui décrit le fonctionnement du circuit en tout temps.

2.2.3 Modèle moyen

Le modèle moyen est établi comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + B v_{in}(t) \\ y(t) &= Cx(t) + D v_{in}(t) \end{aligned} \quad (2.12)$$

Où $y(t)$ est la sortie du système $v_{ex}(t)$, $x(t)$ est le vecteur des variables d'état du système $\begin{bmatrix} v_{cin} \\ v_{ex} \end{bmatrix}$ et $u(t)$ est l'entrée du système $v_{in}(t)$.

De plus, les matrices d'état s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} A = A_1 D_{S1} + A_2 (1 - D_{S1}) \\ B = B_1 D_{S1} + B_2 (1 - D_{S1}) \end{cases} \quad (2.13)$$

Les éléments des matrices d'état A_1 , B_1 (lorsque le commutateur S_1 est fermé), A_2 , B_2 (lorsque S_1 est ouvert), C et D s'expriment comme suit :

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_1+R_2+R_{sw}}{(R_1+R_{sw})\times R_2\times C_{in}} & -\frac{1}{(R_1+R_{sw})\times C_{in}} \\ -\frac{1}{(R_1+R_{sw})\times C_{ex}} & -\frac{R_{ex}+R_1+R_{sw}}{(R_1+R_{sw})\times R_{ex}\times C_{ex}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & -a_2 \\ -a_3 & -a_4 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{(R_1 + R_{sw}) \times C_{in}} \\ \frac{1}{(R_1 + R_{sw}) \times C_{ex}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_{in}\times R_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{ex}\times R_{ex}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_{21} & -a_{22} \\ -a_{23} & -a_{24} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{21} \\ b_{22} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$C = [0 \ 1] \quad (2.18)$$

$$D = [0] \quad (2.19)$$

Ainsi, pour ce système, la fonction de transfert décrivant la relation entre son entrée et sa sortie est donnée par :

$$G(S) = \frac{V_{ex}(s)}{V_{in}(s)} = (C(s - A)^{-1}B + D) \quad (2.20)$$

Ou encore :

$$G(s) = \frac{b_2 D_{S_1}(s-a_{21})}{s^2 + ((a_1+a_4-a_{21}-a_{24})D_{S_1} + a_{21}+a_{24})s + (a_{21}a_{24} + a_1a_{24} + a_4a_{21} - 2a_{21}a_{24})D_{S_1} + a_{21}a_{24}} \quad (2.21)$$

La tension moyenne aux bornes de C_{ex} est donc définie par l'équation générale suivante :

$$V_{ex}(s) = \left(\frac{b_2 D_{S_1}(s-a_{21})}{s^2 + (C_1 D_{S_1} + C_2)s + C_3 D_{S_1} + C_4} \right) V_{in}(s) \quad (2.22)$$

Où $C_1 = a_1+a_4-a_{21}-a_{24}$, $C_2 = a_{21}+a_{24}$, $C_3 = a_{21}a_{24} + a_1a_{24} + a_4a_{21} - 2a_{21}a_{24}$, $C_4 = a_{21}a_{24}$ avec a_1 , a_4 , a_{21} , a_{24} et b_2 des constantes qui dépendent des valeurs des paramètres du circuit.

On remarque que $V_{ex}(s)$ ne dépend pas seulement des valeurs des paramètres du circuit, qui seront à déterminer dans les prochaines sections, mais aussi du rapport cyclique D_{S_1} du commutateur S_1 . Ainsi, connaissant $V_{ex}(s)$, on peut calculer la puissance moyenne du modèle. À la prochaine section, l'étude expérimentale du circuit proposé sera présentée.

2.3 Étude expérimentale

Dans cette section, on évaluera le suivi du point de puissance maximale en tout temps lorsque la PCM est connectée en intermittence à la charge. À cet effet, des tests expérimentaux ont été réalisés à l'automne 2014 à l'Institut de recherche en biotechnologie (IRB). Les expériences ont été effectuées avec une PCM réelle. Le montage expérimental utilisé est montré à la Figure 2.1.

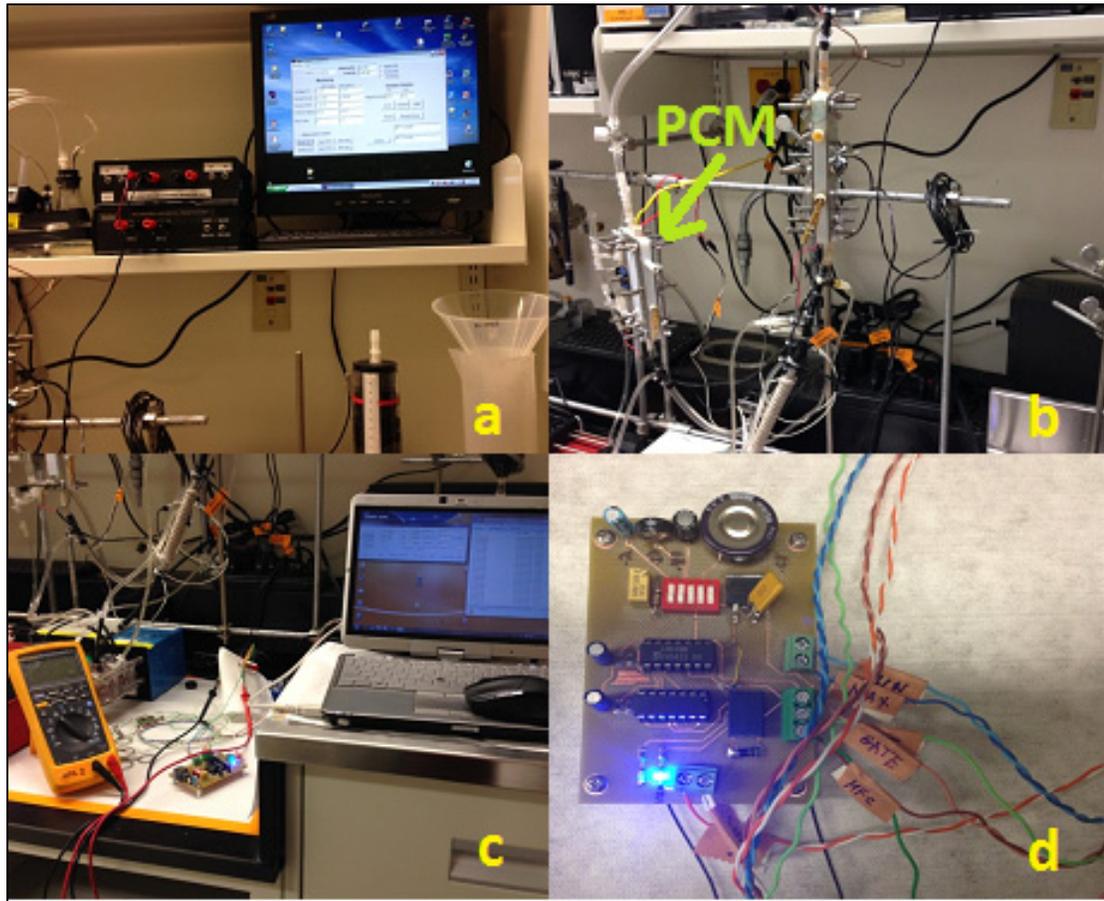


Figure 2.2 a) Système d'acquisition et d'identification en ligne utilisé par les chercheurs de l'IRB b) Pile microbienne utilisée c) Système d'acquisition utilisé d) Circuit de commande conçu et utilisé

Voici donc le fonctionnement du montage utilisé lors des tests :

2.3.1 Fonctionnement du circuit expérimental

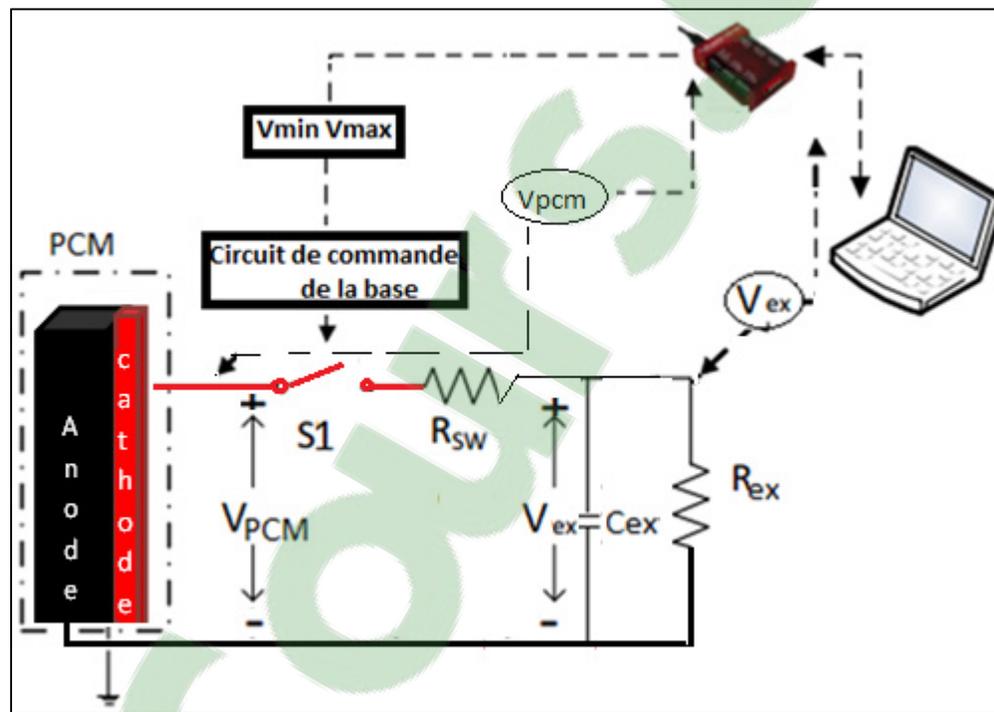


Figure 2.3 Circuit expérimental

Tirée et adaptée de (Coronado, Perrier et Tartakovsky, 2013b)

La connexion intermittente de la PCM (Figure 2.3) à une charge résistive (R_{ex} est un potentiomètre analogique permettant une variation allant de 1 à 50 ohms) est rendue possible grâce au micro commutateur S_1 (ADG801) qui a été choisi pour sa faible résistance interne R_{sw} estimée par le fabricant à moins de $0,4 \Omega$, afin de minimiser les pertes en puissance à la fermeture du commutateur. De plus, ce micro commutateur a l'avantage de consommer peu de puissance et de commuter rapidement, soit en un temps de l'ordre des nanosecondes. Le super condensateur C_{ex} connecté en parallèle à R_{ex} garantit l'alimentation en continu de cette dernière lorsque le commutateur S_1 est ouvert. Le comportement dynamique du super

condensateur (C_{ex}) est différent de celui du condensateur classique. Il a une longue durée de vie et se charge plus rapidement, ce qui le rend idéal pour le stockage d'énergie renouvelable (Ban et al., 2013).

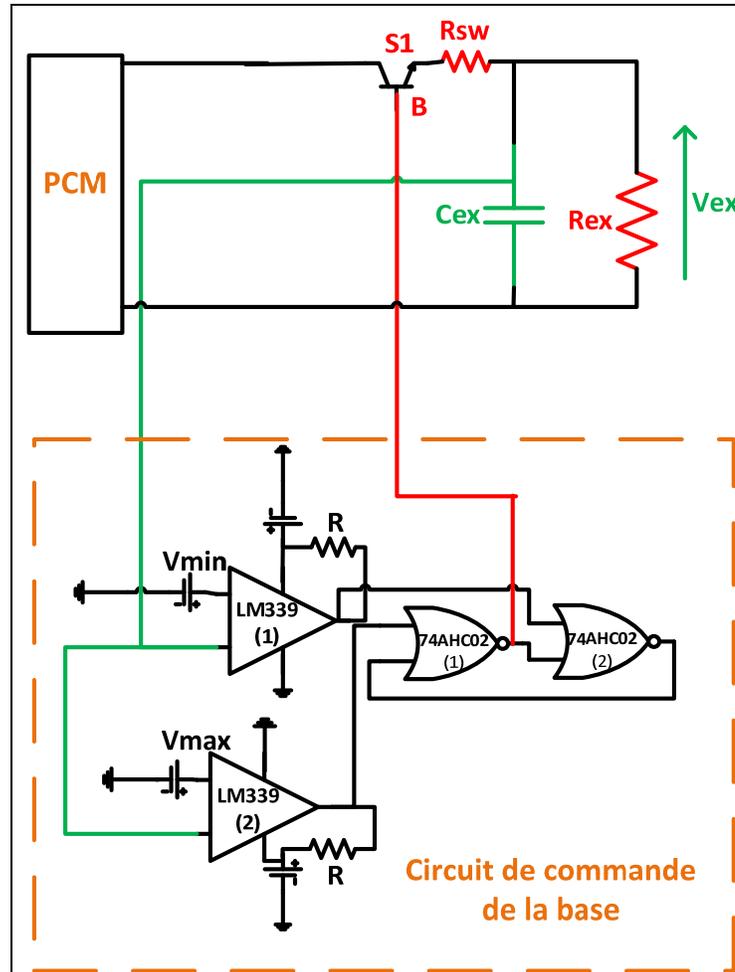


Figure 2.4 Circuit de commande par bornes de tensions

La base (B) du commutateur S_1 est commandée par un circuit, représenté à la Figure 2.4, constitué de deux comparateurs ($LM339$) et de deux portes logiques « NON OU » ($SN74AHC02$) connectées de telle sorte à reproduire une bascule « SET-RESET ». Les comparateurs ont pour rôle de générer un signal lorsque la tension aux bornes de la charge est à l'extérieur des limites de tension (v_{min} et v_{max}). La tension de décalage (offset voltage) du

comparateur (*LM339*) choisi doit être faible pour minimiser l'erreur à la sortie. Les portes « *NON OU* » (*SN74AHC02*) génèrent le signal de base, le niveau bas du signal carré prend la valeur 0 v (état ouvert du Tableau 2.1) et le niveau haut prend la valeur 3 v (état fermé du Tableau 2.1). (Voir Annexe II pour les fiches techniques des composants choisis).

Tableau 2.1 Fonctionnement du circuit de commande

	Sortie <i>LM339</i> (1)	Sortie <i>LM339</i> (2)	Sortie <i>SN74AHC02</i> (1)	Sortie <i>SN74AHC02</i> (2)	État de S_1
$v_{ex} \geq v_{max}$	0	1	0	1	Ouvert
$v_{ex} \leq v_{min}$	1	0	1	0	Fermé

Ainsi, le commutateur S_1 s'ouvre lorsque la tension aux bornes du condensateur externe C_{ex} devient supérieure au seuil maximal v_{max} et se referme lorsque la tension devient inférieure au seuil minimal v_{min} .

La lecture du voltage aux bornes de la charge (v_{ex}) et aux bornes de la PCM (v_{pcm}) et la commande des comparateurs (réglage des seuils v_{min} et v_{max}) se fait à partir d'une carte d'acquisition de données et de commande (LabJack U3-LV Corp., Lakewood, CO, USA). Cette carte d'acquisition est commandée par ordinateur à une fréquence d'acquisition 100,27 Hz.

2.3.2 Procédure expérimentale

Dans cette sous-section, on présentera la procédure des tests expérimentaux effectués au laboratoire. Voici donc le plan de la procédure :

- déterminer les valeurs estimées des paramètres de la résistance interne de la PCM ($R_{in}(R_1 + R_2)$, C_{in}) à partir des travaux des chercheurs en laboratoire. Pour la pile utilisée dans ces tests, les valeurs estimées de R_{in} et C_{in} sont respectivement $19,3 \Omega$ et $0,6 F$;
- déroulement des expériences;
 - 1) fixer la résistance externe R_{ex} tel que $R_{ex} < R_{in}$
 - a) Varier le condensateur externe C_{ex} pour les cas suivants :

$$C_{ex} < C_{in}$$

$$C_{ex} \approx C_{in}$$

$$C_{ex} > C_{in}$$
 - b) Pour chaque valeur de C_{ex} le seuil de tension V_{min} sera varié et V_{max} sera fixé à : $V_{max} \leq V_{ex}(\infty)$ où V_{ex} est la tension de sortie du circuit;
 - 2) refaire l'expérience (1) pour $R_{ex} \approx R_{in}$.

Tableau 2.2 Les valeurs utilisées en expérimentation

Composants	Valeurs
$R_{ex}(\Omega)$	19,3/15
$C_{ex}(F)$	0,2/0,53/0,68

2.3.3 Résultats expérimentaux

La PCM a été soumise à une série de tests pour alimenter une résistance (R_{ex}) en parallèle avec un condensateur (C_{ex}) par la commande d'un commutateur S_1 avec différentes valeurs de seuils de tension V_{min} et V_{max} . Avant chaque nouveau test un temps d'attente de 15 minutes est respecté pour s'assurer que le système atteigne le régime permanent. Les résultats obtenus sont présentés au Tableau 2.3. La puissance moyenne \bar{P} , la tension moyenne \bar{v}_{ex} et le courant moyen \bar{i}_{ex} ont été calculés de la façon suivante :

$$\bar{P} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{v_{ex}^2}{R_{ex}} dt \quad (2.23)$$

$$\overline{v_{ex}} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{ex} dt \quad (2.24)$$

$$\overline{i_{ex}} = \frac{\overline{v_{ex}}}{R_{ex}} \quad (2.25)$$

Où T représente la période durant laquelle a eu lieu le dernier cycle de charge-décharge du condensateur C_{ex} . Le rapport cyclique (D_{S1}) du commutateur S_1 est déterminé par l'expression suivante :

$$D_{S1} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T} \quad (2.26)$$

Où t_{on} et t_{off} représentent respectivement le temps de fermeture (charge) et d'ouverture (décharge) de S_1 (même période choisie pour calculer la puissance).

Tableau 2.3 Résultats des tests effectués pour évaluer l'impact de ΔV sur la puissance moyenne générée, mesurée à 15 minutes entre chaque test

Ordre de test	R_{ex} (Ω)	C_{ex} (F)	v_{min} (V)	v_{max} (V)	ΔV (V)	\bar{P} (mW)	\bar{v}_{ex} (V)	\bar{i}_{ex} (A)	D_{S1} (%)
1	19,3	0,2	0,05	0,18	0,13	1,37	0,171	0,008	88
2		0,2	0,1		0,08	1,58 ^a	0,174	0,009	90
3		0,53	0,1		0,08	1,19	0,151	0,007	72,7
4		0,53	0,15		0,03	-	-	-	-
5		0,68	0,1		0,08	-	-	-	-
6		-	0,18		0	1,33	0,16	0,0083	100
7	15	0,2	0,1	0,13	0,03	-	-	-	-
8		0,2	0,05		0,08	1,03	0,124	0,0083	93,7
9		0,53	0,1		0,03	-	-	-	-
10		0,53	0,05		0,08	1,14 ^b	0,131	0,0087	99,6
11		0,68	0,1		0,03	-	-	-	-
12		0,68	0,05		0,08	0,985	0,121	0,0081	66,13
13		-	0,13		0	1,12	0,13	0,0086	100

^(a) Puissance maximale obtenue pour les tests de 1 à 6

^(b) Puissance maximale obtenue pour les tests de 7 à 13

Dans le cas des tests avec une charge résistive R_{ex} égale à $19,3 \Omega$ (cas 1 à 6), une puissance moyenne maximale de 1,58 mW a été observée pour un D_{S1} de 90 % (ΔV de 0,08 V) (Figure 2.5a). Dans le cas où D_{S1} est égale à 88 %, ΔV est égale à 0,13 V (Figure 2.5b), la puissance maximale observée est de 1,37 mW (cas 1 du Tableau 2.3), ce qui est inférieure à la puissance optimale obtenue lors de l'expérience 2. Lorsque la PCM a été branchée en continu pendant 15 minutes (Figure 2.6) pour la même valeur de R_{ex} , la puissance moyenne a diminué jusqu'à atteindre 1,33 mW (cas 6 du Tableau 2.3).

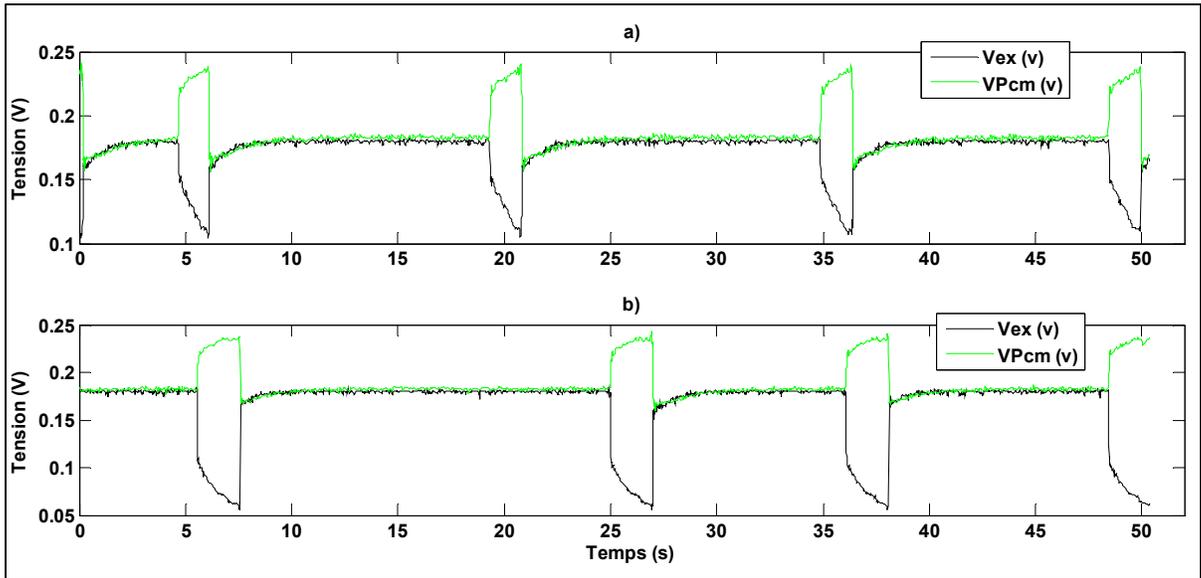


Figure 2.5 Essai avec $R_{ex} = 19,3 \Omega$ $C_{ex} = 0,2 F$
 a) $v_{min} = 0,1 V - v_{max} = 0,18 V$ (Cas 2 du Tableau 2.4)
 b) $v_{min} = 0,05 V - v_{max} = 0,18 V$ (Cas 1 du Tableau 2.4)

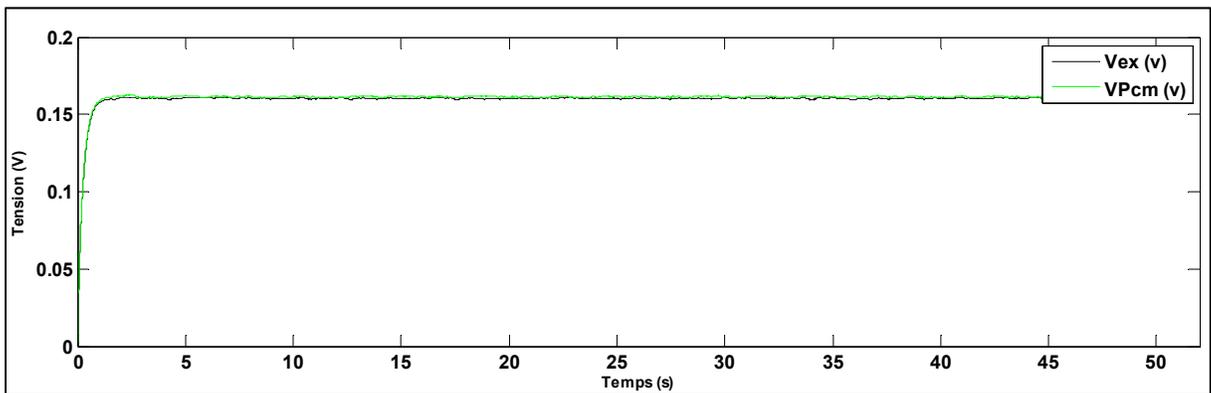


Figure 2.6 Essai du cas continu avec $R_{ex} = 19,3 \Omega$ (Cas 6 du Tableau 2.4)

On remarque que pour un ΔV inférieur ou égale à $0,08 v$, le circuit ne fonctionne pas efficacement, on n'observe pas de résultats pour plusieurs tests. Cependant, pour les cas 3 et 12 du Tableau 2.3, on observe une commutation de S_1 même si les seuils de tensions utilisés par le circuit de commande ne sont pas respectés. La puissance moyenne a été calculée sur une période choisie (Figure 2.7 et Figure 2.8). Comme le fonctionnement intermittent

commandé par bornes de tension est particulièrement sensible aux choix de v_{min} et v_{max} , le bruit du signal à l'entrée du comparateur aura un impact plus important sur la performance du circuit de commande pour un ΔV faible.

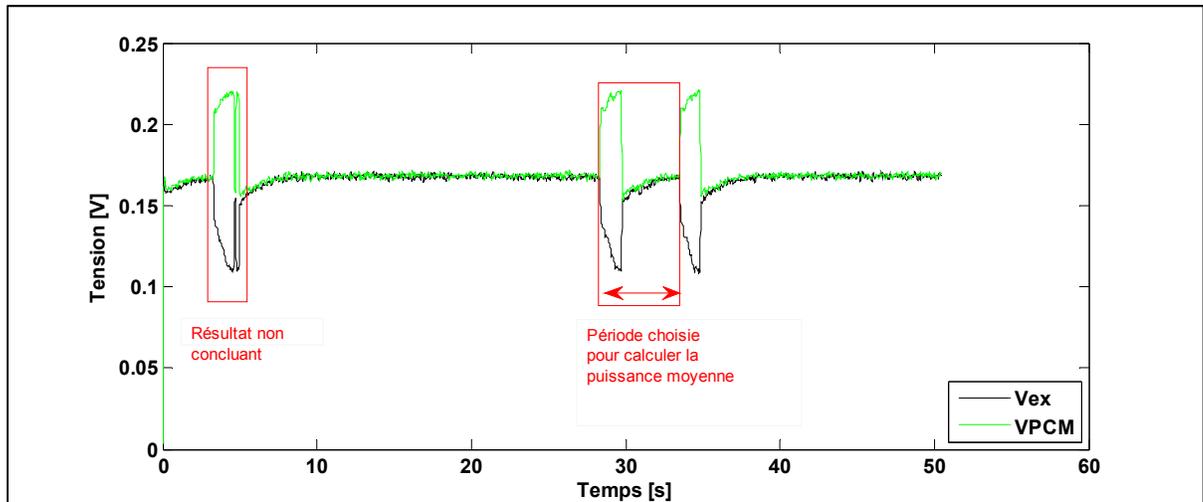


Figure 2.7 Essai avec $R_{ex} = 19,3 \Omega$ $C_{ex} = 0,53 F$

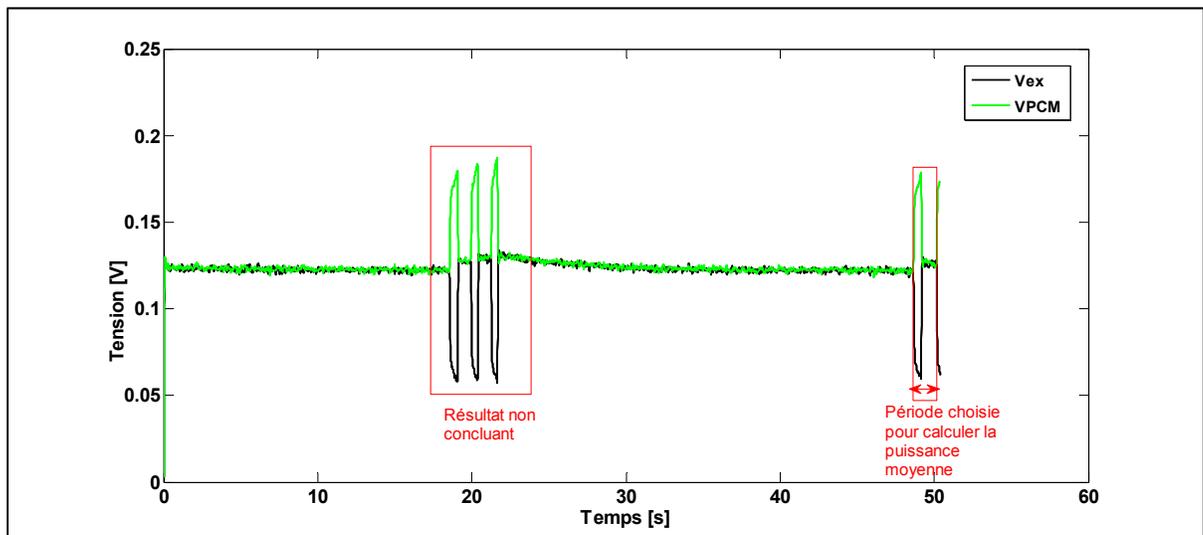


Figure 2.8 Essai avec $R_{ex} = 15 \Omega$ $C_{ex} = 0,68F$
 $v_{min} = 0,05 V - v_{max} = 0,13 V$ (Cas 12 du Tableau 2.3)

Pour les cas 7 à 13 du Tableau 2.3 (correspondant à une charge R_{ex} égale à 15Ω), la puissance optimale est obtenue pour D_{S1} proche de 100 % (cas 10). Le résultat expérimental illustré à la Figure 2.10, montre que le circuit fonctionne comme prévu entre 10 s et 17 s.

Toutefois, malgré l'atteinte du seuil maximal à la vingtième seconde, le commutateur ne s'ouvre pas pour permettre la décharge du super condensateur. Cela peut être expliqué par la faible valeur de ΔV qui occasionne un fonctionnement instable du circuit de commande. Cela ne permet donc pas d'obtenir des résultats concluants. Pour le cas présenté à la Figure 2.9, la puissance observée est de $1,03 \text{ mW}$. De ce fait, le meilleur test observé pour une charge R_{ex} égale à 15Ω est le fonctionnement continu de la PCM (cas 13 du Tableau 2.3).

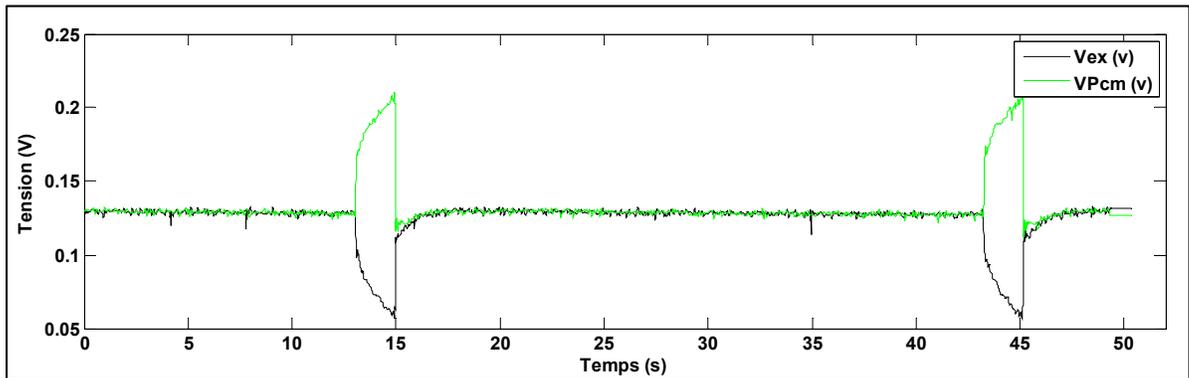


Figure 2.9 Essai avec $R_{ex} = 15 \Omega$ $C_{ex} = 0,2 \text{ F}$
 $v_{\min} = 0,05 \text{ V}$ - $v_{\max} = 0,13 \text{ V}$ (Cas 8 du Tableau 2.4)

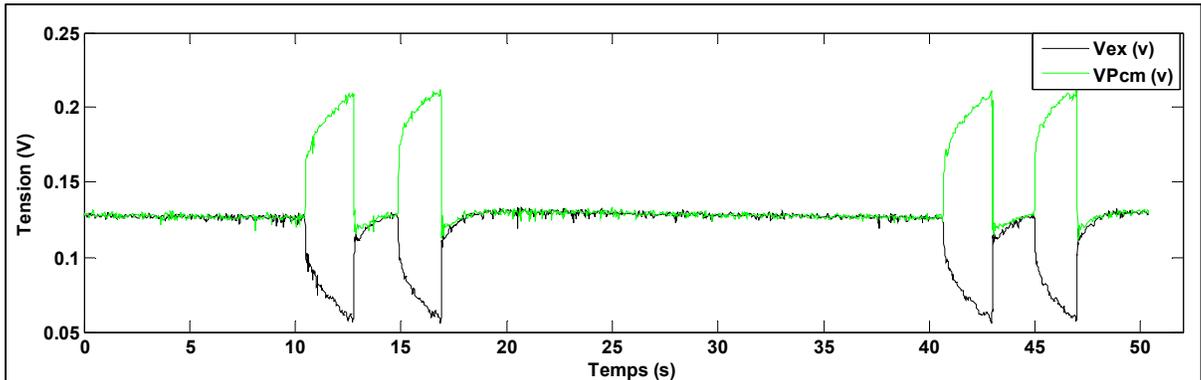


Figure 2.10 Essai avec $R_{ex} = 15 \Omega$ $C_{ex} = 0,53 F$
 $v_{\min} = 0,05 V$ - $v_{\max} = 0,13 V$ (Cas 10 du Tableau 2.4)

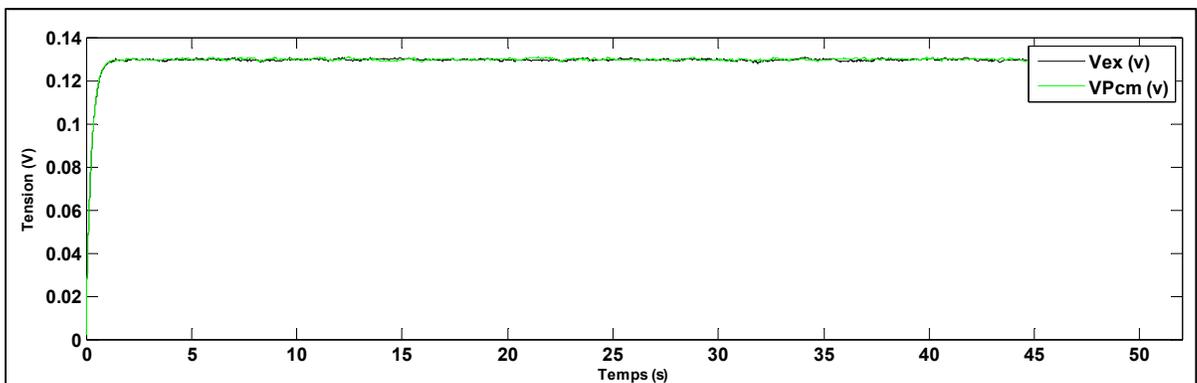


Figure 2.11 Essai du cas continu $R_{ex} = 15 \Omega$ (cas 13 du Tableau 2.4)

2.4 Estimation des paramètres du modèle électrique équivalent de la pile

Dans cette sous-section, une estimation des paramètres internes de la PCM sera effectuée afin de valider le modèle équivalent proposé et de confirmer les valeurs de R_{in} et de C_{in} estimées en laboratoire. Cette estimation repose sur les résultats expérimentaux observés lors des tests précédents.

2.4.1 Estimation de la résistance du commutateur

En utilisant le circuit illustré à la Figure 2.3 et ayant déconnecté le condensateur externe, la valeur de la résistance R_{sw} est alors estimée à partir de l'équation suivante :

$$R_{sw} = \frac{v_{pcm} - v_{ex}}{\frac{v_{ex}}{R_{ex}}} \quad (2.27)$$

Connaissant la valeur de R_{ex} ($19,3 \Omega$), la valeur estimée de R_{sw} est de $0,24 \Omega$, elle respecte la valeur fournie par le fabricant ($< 0,4 \Omega$) dans la fiche technique du micro commutateur, cela constitue un net avantage. La perte d'énergie, au niveau du commutateur $S1$, est donc faible.

2.4.2 Estimation des paramètres internes de la PCM par la méthode des moindres carrés

On cherche à déterminer les valeurs des paramètres (C_{in}, R_1, R_2 et v_{in}) qui reproduisent au mieux les mesures (v_{ex}, v_{pcm}), c'est-à-dire celles pour lesquelles l'erreur (J) entre les données expérimentales et le modèle mathématique proposé est le plus faible possible. Cela revient à résoudre le problème d'optimisation formulé comme suit :

$$\min_{v_{in}, C_{in}, R_1, R_2} J = \min_{v_{in}, C_{in}, R_1, R_2} \sum_{i=1}^N \frac{1}{T^i} \sum_{j=1}^{M^i} ((v_{ex}^i(j) - \hat{v}_{ex}(j)^i)^2 + (v_{pcm}(j) - \hat{v}_{PCM}(j)^i)^2) \quad (2.28)$$

Où :

v_{ex}, v_{PCM} : valeurs mesurées

$\hat{v}_{ex}, \hat{v}_{PCM}$: valeurs prédites calculées par le modèle

v_{in}, C_{in}, R_1, R_2 : paramètres à identifier

J : écart entre les grandeurs mesurées et théoriques

N : nombres d'expériences

M^i : nombre de points de mesures

Le niveau de confiance est de 99 % et les valeurs recherchées sont calculées avec une incertitude représentée par l'erreur standard estimée (De Crescenzo, Woodward et Srinivasan, 2008) de la façon suivante :

$$\xi_j = \rho\sigma \sqrt{H_{jj}^{-1}} \quad (2.29)$$

Où :

ρ : constante de proportionnalité selon la distribution Student F, le nombre de points de mesure utilisés et le niveau de confiance requis.

σ : écart type

H_{jj}^{-1} : le $j^{\text{ième}}$ élément de la diagonale de l'inverse de la matrice hessienne

Un algorithme, écrit sous l'environnement Matlab, permet d'estimer les paramètres du modèle électrique équivalent de la PCM. Cet algorithme utilise comme paramètres d'entrées les valeurs de C_{ex} et R_{ex} correspondant aux cas de mesures présentés au Tableau 2.3 (Tableau 2.4), les données mesurées (courbes expérimentales obtenues) et les équations (2.1), (2.2), (2.8) et (2.9) du modèle mathématique proposé qui décrivent l'état du commutateur S_1 . L'organigramme de cet algorithme est illustré à la Figure 2.12.

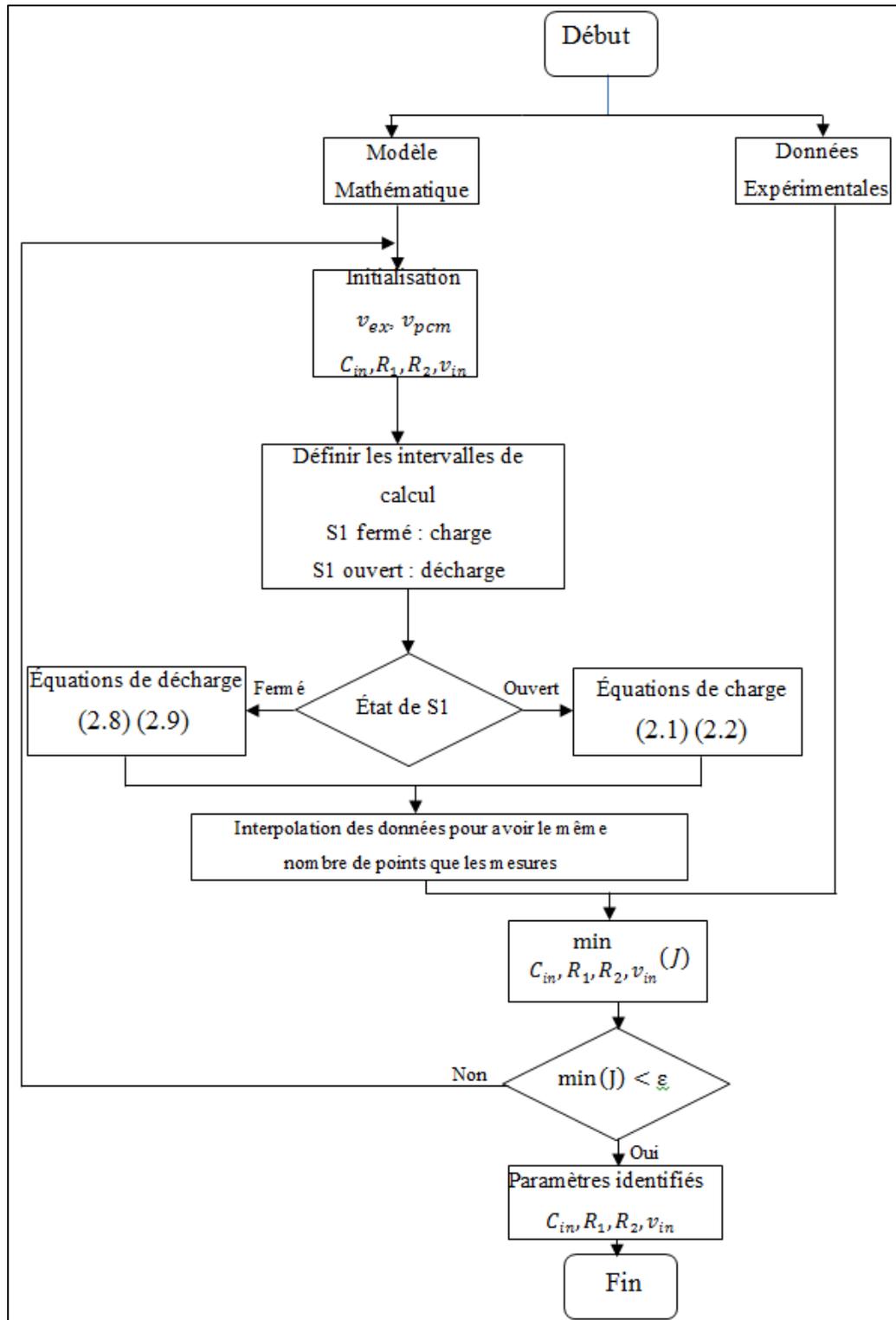


Figure 2.12 Organigramme de l'algorithme d'identification des paramètres du modèle

L'algorithme a été utilisé pour identifier les paramètres du modèle en utilisant les données d'une série de mesures à la fois, et ensuite, les quatre mesures ensemble pour une période de trois cycles de charge-décharge de C_{ex} . Le Tableau 2.4 présente les paramètres internes estimés de la PCM. Le cas où l'erreur observée est minimale ($J = 7,768e^{-5}$) est illustré à la Figure 2.13.

Tableau 2.4 Résultat de l'algorithme d'estimation

Mesure	Paramètres estimés				J
	$C_{in} \pm \xi(F)$	$R_1 \pm \xi(\Omega)$	$R_2 \pm \xi(\Omega)$	$v_{in} \pm \xi(V)$	
2	$0,2228 \pm 0,0002$	$2,5074 \pm 0,0002$	$20,4056 \pm 0,0005$	$0,3692 \pm 0,0005$	$7,768e^{-5}$
3	$0,2210 \pm 0,0004$	$2,5115 \pm 0,0005$	$20,3123 \pm 0,0007$	$0,3702 \pm 0,0008$	$1,658e^{-4}$
10	$0,2354 \pm 0,0049$	$3,0351 \pm 0,0022$	$17,6480 \pm 0,0068$	$0,3336 \pm 0,0134$	$2,249e^{-4}$
12	$0,2126 \pm 0,0039$	$4,3261 \pm 0,0017$	$21,0985 \pm 0,0077$	$0,3999 \pm 0,0081$	$1,876e^{-4}$
2/3/10/12	$0,2205 \pm 0,0004$	$3,033 \pm 0,0005$	$19,9582 \pm 0,0008$	$0,3993 \pm 0,0033$	$3,060e^{-4}$

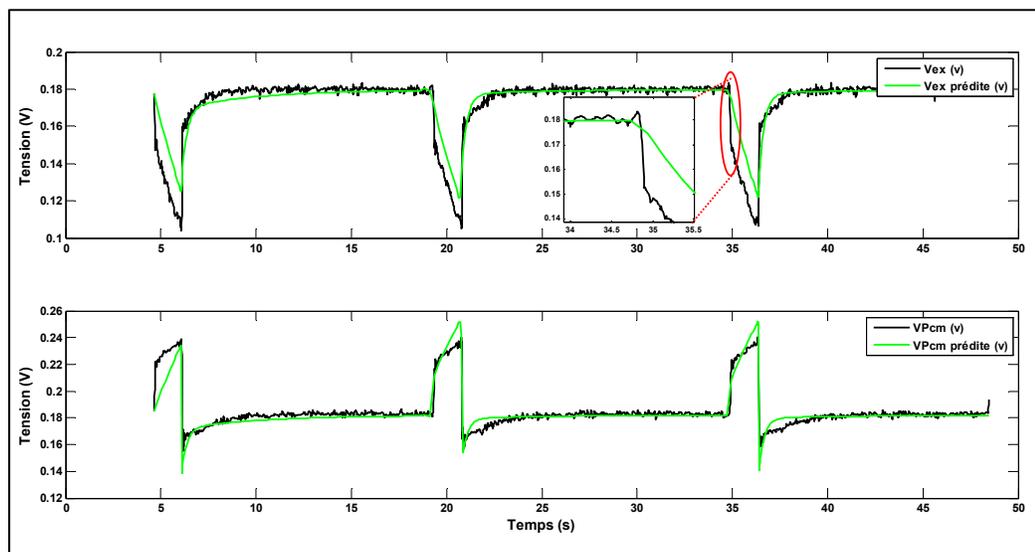


Figure 2.13 Performance du modèle utilisant les paramètres identifiés à partir du cas 2 (Tableau 2.4)

2.5 Ajustement du modèle selon les résultats observés

La Figure 2.13 permet de comparer les résultats expérimentaux et ceux obtenus par la simulation du modèle en utilisant les valeurs identifiées des paramètres R_1 , R_2 , C_{in} et v_{in} . Or, à la lecture des courbes obtenues, on constate que le modèle est plutôt imprécis. À l'ouverture du commutateur, une chute instantanée de tension est observée aux bornes du super condensateur C_{ex} . Cette chute de tension ne peut être observée lors des simulations du modèle électrique car la tension aux bornes du super condensateur ne peut présenter de discontinuités. Ainsi, le modèle proposé a été modifié afin d'inclure une résistance parasite R_p entre le commutateur et le super condensateur (Figure 2.14). La provenance de cette résistance demeure inconnue. Cette résistance est peut-être causée par la carte d'acquisition ou encore par le circuit de commande qui est connecté à cet endroit pour permettre une lecture de la tension v_{ex} aux bornes des comparateurs LM339A (Figure 2.4).

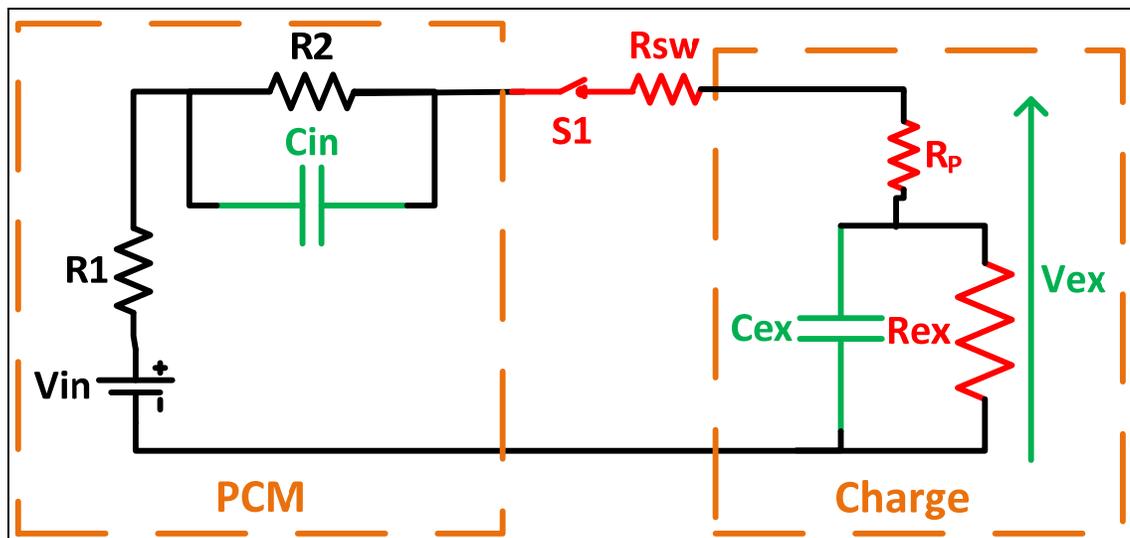


Figure 2.14 Modèle électrique corrigé : prise en compte de la résistance parasite R_p

L'identification a été refaite en considérant cette fois la résistance parasite R_p . Les résultats de cette identification (voir Annexe III) sont présentés au Tableau 2.5. On peut constater que

la modification du modèle par la prise en compte de cette résistance permet une meilleure identification des paramètres du modèle. La meilleure identification obtenue (cas 2 du Tableau 2.5) est illustrée à la Figure 2.15.

Tableau 2.5 Résultat de l'algorithme d'estimation
(ajout de la Résistance parasite R_p)

Mesures	Erreur	$C_{in}(F)$	$R_1(\Omega)$	$R_2(\Omega)$	$v_{in}(V)$	$R_{ex}(\Omega)$	$C_{ex}(F)$	$R_p(\Omega)$
2	1,3436e-05	0,2457	3,8299	22,6066	0,3108	19	0,19	3
3	2,3584e-05	0,2678	4,0511	18,1098	0,2927	19	0,3	3
10	1,6505e-05	0,2475	4,4854	19,1436	0,2966	13	0,24	2,8
12	1,4852e-05	0,3276	11,0499	0,3408	0,3984	5	0,4	4

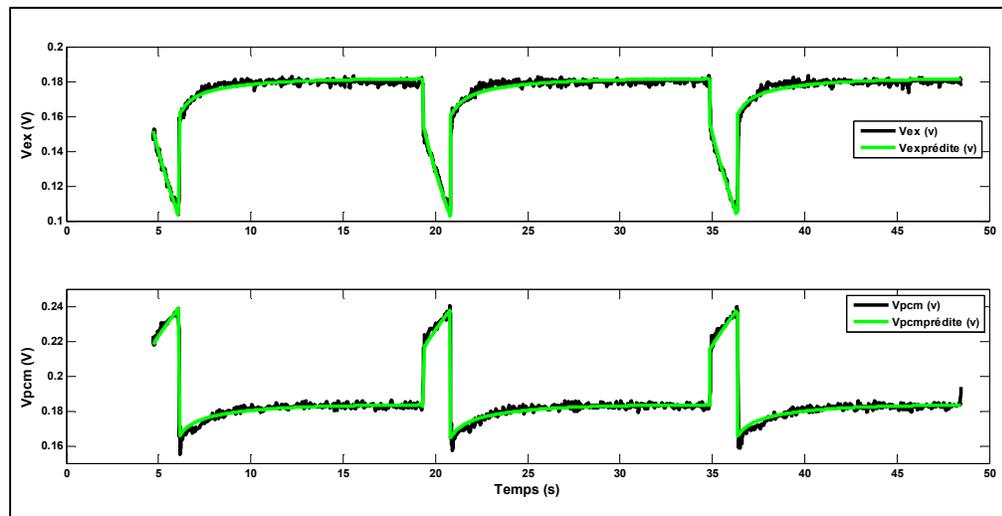


Figure 2.15 Performance du modèle avec l'ajout de la résistance R_p utilisant les paramètres identifiés à partir du cas 2 (Tableau 2.4)

2.6 Modification du modèle théorique

L'ajout de cette résistance nécessite une modification aux équations (2.1) et (2.2) du modèle théorique présenté en section 2.2.1. Ainsi, lors de la charge (voir Annexe IV) du condensateur C_{ex} , les équations suivantes sont désormais utilisées :

$$\frac{dv_{cin}}{dt} = -\frac{R_1 + R_2 + R_{sw}}{(R_1 + R_{sw} + R_p) \times R_2 \times C_{in}} v_{cin} + \frac{1}{(R_1 + R_{sw} + R_p) \times C_{in}} v_{in} - \frac{1}{(R_1 + R_{sw} + R_p) \times C_{in}} v_{ex} \quad (2.30)$$

$$\frac{dv_{ex}}{dt} = -\frac{1}{(R_1 + R_{sw} + R_p) \times C_{ex}} v_{cin} + \frac{1}{(R_1 + R_{sw} + R_p) \times C_{ex}} v_{in} - \frac{R_{ex} + R_1 + R_{sw} + R_p}{(R_1 + R_{sw} + R_p) \times R_{ex} \times C_{ex}} v_{ex} \quad (2.31)$$

Les équations de la décharge des condensateurs C_{in} et C_{ex} demeurent toutefois inchangées (Annexe IV).

2.7 Performances du modèle avec les données estimées

Afin de valider l'étude théorique du modèle électrique utilisé au début de ce chapitre, les paramètres internes de la PCM estimés à la section précédente seront utilisés dans les équations théoriques déjà établies qui décrivent le comportement des variables d'état du circuit (charge et décharge de C_{in} et C_{ex}). De plus, le modèle moyen sera établi afin d'analyser la dynamique moyenne du condensateur C_{ex} lors de la commutation de S_1 .

2.7.1 Expression de V_{cin} et de V_{ex} lorsque le commutateur S_1 est fermé

Les valeurs choisies de la charge externe (R_{ex} et C_{ex}) et les valeurs estimées des paramètres du modèle électrique équivalent de la PCM (v_{in} , R_1 , R_2 , et C_{in}) ainsi que la valeur estimée de R_{sw} et de R_p sont présentées au Tableau 2.6.

Tableau 2.6 Résumé des valeurs des composants utilisés

Composants du circuit de conversion	Valeurs
$R_{ex}(\Omega)$	19
$C_{ex}(F)$	0,19
$R_{sw}(\Omega)$	0,24
$R_p(\Omega)$	3
$v_{in}(V)$	0,31
$R_1(\Omega)$	3,82
$R_2(\Omega)$	22,6
$C_{in}(F)$	0,24

Pour des conditions initiales nulles, les expressions des tensions aux bornes de C_{in} et de C_{ex} s'expriment comme suit (Annexe IV) :

$$v_{cin}(t) = 0,1865 - 0,109e^{-1,5458t} - 0,0766e^{-0,176t} \quad (2.32)$$

$$v_{ex}(t) = 0,09 - 0,1576e^{-1,5458t} + 0,06e^{-0,176t} \quad (2.33)$$

La Figure 2.16 montre la variation des tensions aux bornes des condensateurs interne et externe (v_{cin} et v_{ex}) en fonction du temps lorsque le commutateur S_1 est fermé. Les tensions v_{cin} et v_{ex} atteignent respectivement $0,18v$ et $0,09v$ après $40s$ de simulation.

On remarque un dépassement qui s'explique par l'influence du zéro de la fonction de transfert (voir Annexe IV) qui est plus proche de l'origine de l'axe imaginaire que les deux pôles.

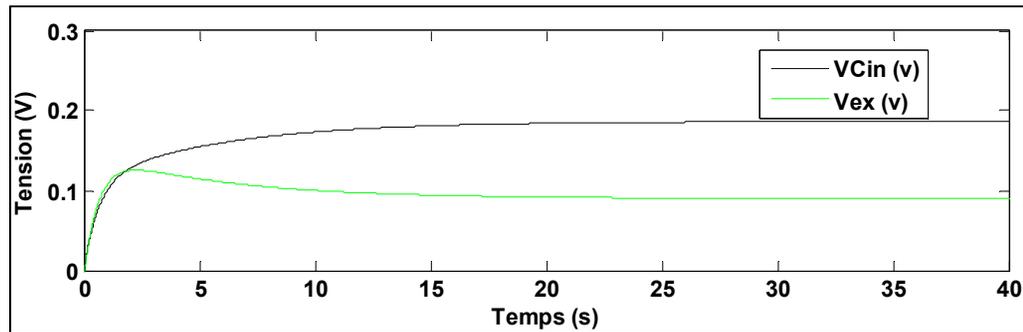


Figure 2.16 Charge des condensateurs en fonction du temps

2.7.2 Expression de V_{cin} et de V_{ex} lorsque le commutateur S_1 est ouvert

Lorsque les condensateurs C_{in} et C_{ex} se déchargent respectivement dans R_2 et R_{ex} , la variation des tensions à leurs bornes, en tenant compte des valeurs initiales de v_{cin} et v_{ex} respectivement égales à $0,18 v$ et à $0,09 v$, est définie par les expressions suivantes :

$$v_{cin}(t) = (e^{-0,1844t})v_{cinC}(0) \quad (2.34)$$

$$v_{ex}(t) = (e^{-0,277t})v_{exC}(0) \quad (2.35)$$

où $v_{cinC}(0)$ et $v_{exC}(0)$ représentent respectivement les valeurs initiales des condensateurs C_{in} et C_{ex} . La Figure 2.17 montre la variation de la tension aux bornes de C_{ex} et de C_{in} lorsque le commutateur S_1 est ouvert. Durant l'ouverture du commutateur S_1 , au bout de 20 s, le condensateur interne C_{in} se décharge dans R_2 jusqu'à atteindre 2,5 % de sa valeur de tension initiale alors que C_{ex} se décharge dans R_{ex} jusqu'à 0,45 % de sa tension initiale.

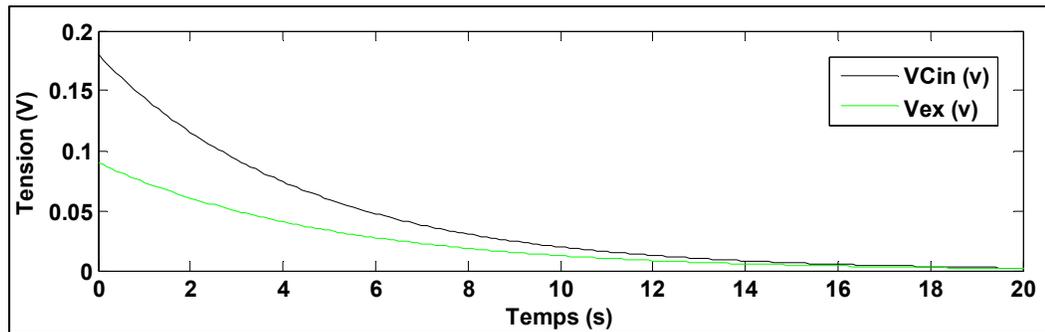


Figure 2.17 Décharge des condensateurs en fonction du temps

2.7.3 Modèle moyen

La fonction de transfert du modèle moyen ($G(s)$) obtenue à la section 2.2.3 (équation 2.21) a été reprise en tenant compte de l'ajout de la résistance parasite R_p (voir Annexe IV) et en remplaçant les coefficients par les valeurs fournies au Tableau 2.6. Conséquemment, la fonction de transfert $G(s)$ s'exprime comme suit :

$$G(s) = \frac{0,7476 D_{S1}(s + 0,18)}{s^2 + (1,339 D_{S1} + 0,4614)s + 0,3 D_{S1} + 0,0511} \quad (2.36)$$

Ainsi, pour un rapport cyclique $D_{S1} = 0,1; 0,5; 0,9$ et 1 on obtient respectivement les équations suivantes :

$$G(s) = \frac{0,023s + 0,0042}{s^2 + 0,5953s + 0,081} \quad (2.37)$$

$$G(s) = \frac{0,115 + 0,021s}{s^2 + 1,131s + 0,20} \quad (2.38)$$

$$G(s) = \frac{0,207s + 0,038}{s^2 + 1,667s + 0,321} \quad (2.39)$$

$$G(s) = \frac{0,23s + 0,042}{s^2 + 1,8s + 0,35} \quad (2.40)$$

La valeur moyenne de la tension de sortie $V_{ex}(s)$ est fonction du rapport cyclique D_{S1} et peut être évalué par le modèle moyen :

$$V_{ex}(s) = \frac{0,231 D_{S1}(s + 0,18)}{s(s^2 + (1,339 D_{S1} + 0,4614)s + 0,3 D_{S1} + 0,0511)} \quad (2.41)$$

À partir de l'équation (2.41), on peut évaluer l'impact du rapport cyclique (D_{S1}) sur la tension moyenne de sortie. Différentes valeurs de D_{S1} ont été choisies, soit 10 %, 50 %, 90 % et 100 %, afin de vérifier le comportement de la tension moyenne de sortie v_{ex} lorsqu'on augmente D_{S1} .

Il en résulte les courbes présentées à la Figure 2.18 qui décrivent la variation de la tension de sortie v_{ex} en fonction du temps pour différentes valeurs de rapport cyclique du commutateur S1. On remarque qu'on se rapproche du maximum de tension lorsque D_{S1} est supérieur ou égal à 90%. Dans le cas où D_{S1} est égal à 90%, la puissance calculée à l'aide de l'équation (1.2) est de 0,88 mW. Dans le cas du mode continu (lorsque $D_{S1} = 100\%$), la puissance est légèrement supérieure et est égale à 0,9 mW.

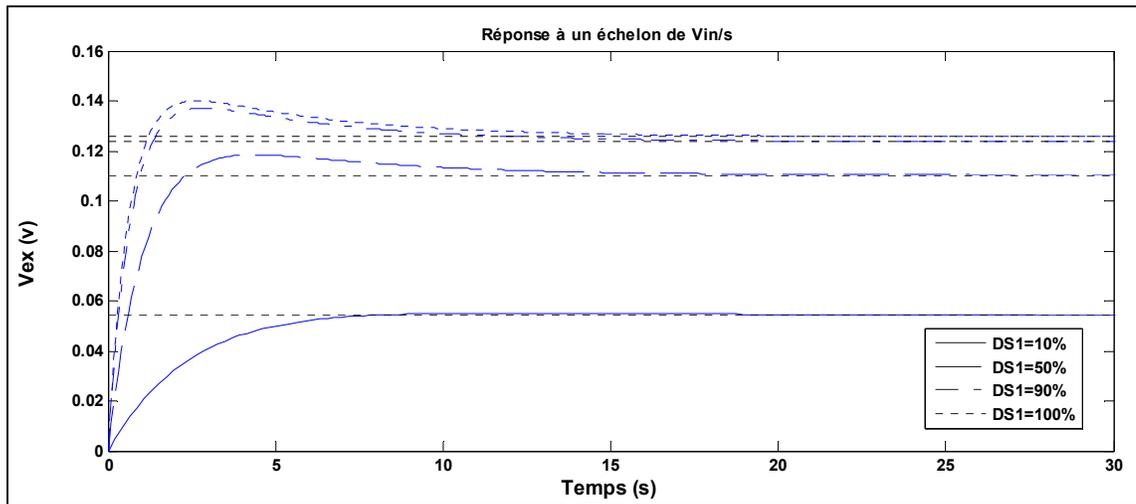


Figure 2.18 Réponse à un échelon de $\frac{V_{in}}{s}$ pour différentes valeurs de rapport cyclique

2.8 Comparaison entre les différentes valeurs de puissance fournie

Dans cette section, une comparaison des puissances moyennes obtenues est présentée. Le Tableau 2.7 montre la valeur de la puissance moyenne obtenue en modes continu et intermittent pour les cas suivants :

- expérimental;
- estimé (le modèle électrique théorique utilisant les valeurs estimées des paramètres à partir des résultats expérimentaux).

Tableau 2.7 Résultats des différentes puissances moyennes obtenues

Puissance moyenne expérimentale (mW)		Puissance moyenne estimée du modèle théorique (mW)	
Continue (Cas 6 du Tableau 2.3)	Intermittente (Cas 2 du Tableau 2.3)	Continue	Intermittente
1,16	1,37	0,9	0,88

Du point de vue expérimental, pour un ΔV faible ($0,08 V$) et une résistance externe (19.3Ω) inférieure à la résistance interne mesurée en laboratoire ($22,9 \Omega$) de la PCM, la puissance moyenne en mode intermittent obtenue (Cas 2 du Tableau 2.3) est plus grande que celle obtenue en mode continu (Cas 6 du Tableau 2.3). Ce résultat montre que le mode intermittent a permis de maximiser la puissance générée par la PCM pour un rapport cyclique de 90 %. Un optimum est observé (Figure 2.19) pour différentes valeur de R_{ex} : le mode intermittent a permis d'atteindre un maximum de puissance par rapport au mode continu. Ce résultats concorde avec ceux des travaux de (Coronado, Perrier et Tartakovsky, 2013b).

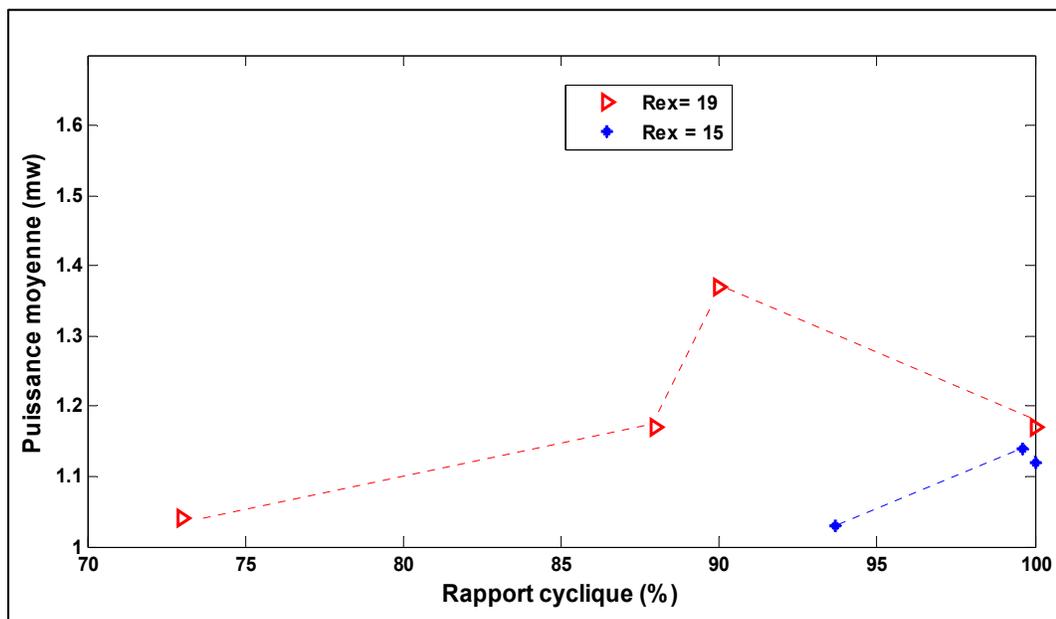


Figure 2.19 Puissance moyenne expérimentale en fonction de D_{S1} pour $R_{ex} = 19 \Omega$ (cas 1, 2, 3 et 6 du Tableau 2.3) et 15Ω (cas 8, 10 et 13 du Tableau 2.3)

Les valeurs de puissance moyenne (mode continu et intermittent) calculées à partir du modèle électrique (en utilisant les valeurs estimées des paramètres) sont inférieures à celle observée en expérimentation. On remarque à la Figure 2.20, que pour une charge $R_{ex} = 19 \Omega$ (meilleur cas estimé du modèle), la courbe de puissance moyenne en fonction du rapport

cyclique ne présente aucun optimum. Toutefois, pour des valeurs de R_{ex} beaucoup plus faibles que la valeur de la résistance interne (R_1+R_2) l'opération intermittente peut permettre l'atteinte d'un optimum de puissance moyenne (lorsque $D_{S1} < 100\%$).

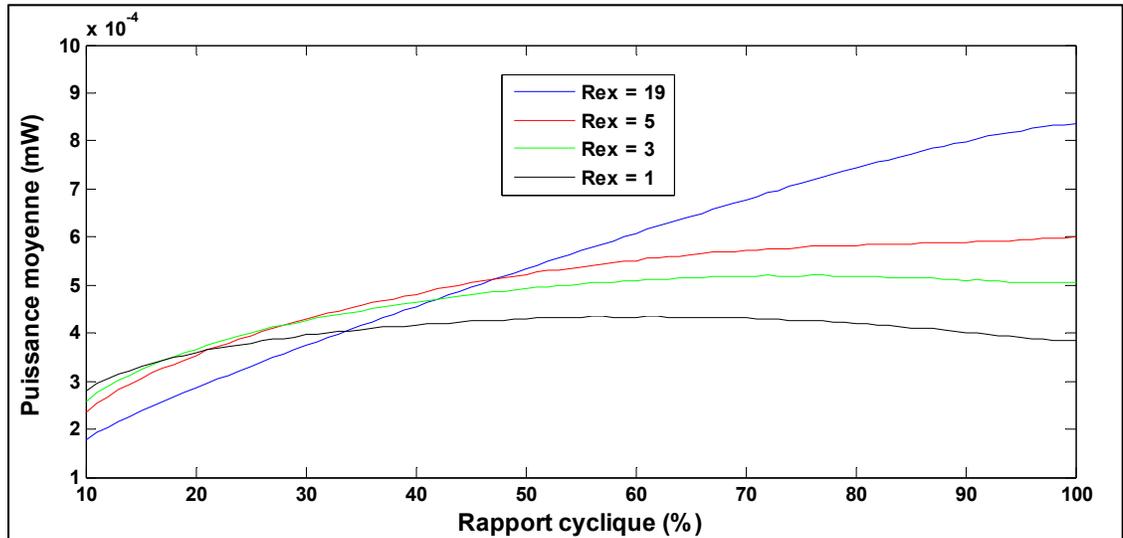


Figure 2.20 Puissance moyenne du modèle électrique équivalent en fonction de D_{S1} pour $R_{ex} = 19 \Omega, 5 \Omega, 3 \Omega, 1 \Omega$

À la lumière de ces résultats, on observe que le mode intermittent, pour le cas expérimental et pour le cas de simulation utilisant de très faibles valeurs de charge R_{ex} , a permis d'atteindre un point de puissance maximale supérieur à celui observé en mode continu. De plus, en utilisant la commande par bornes de tension, l'alimentation de R_{ex} a été assurée par C_{ex} lorsque le commutateur S_1 était ouvert. Ces résultats sont des avantages considérables par rapport aux résultats du mode continu observés, car si la PCM opère en continu, alors sa performance se dégrade à plus long terme. Ceci dit, le mode intermittent garantit que la PCM demeure plus performante et permet un suivi du point de puissance maximale temps réel.

Or, le mode intermittent du modèle théorique n'a pas permis d'avoir d'aussi bon résultats en raison de la variation de la résistance interne dû à plusieurs facteurs qui ne sont pas définis

par le modèle. En effet, ce modèle inclut une capacité afin de modéliser l'effet lent de la PCM. Ce modèle n'est pas suffisant, il y a encore une complexité au niveau de l'aspect biologique de la PCM qui n'est pas pris en compte par ce modèle.

2.9 Conclusion

Au terme de ce chapitre, l'approche de la connexion intermittente de la PCM par le réglage des seuils de tensions maximale et minimale mesurées aux bornes du condensateur externe a été proposée afin d'extraire le maximum d'énergie générée par la PCM. Un circuit expérimental a été conçu à cet effet. Un commutateur électronique de faible résistance interne assure la connexion intermittente de la PCM à la charge R_{ex} . Un super condensateur assure l'alimentation de la résistance lorsque le commutateur est ouvert.

Les résultats expérimentaux du circuit proposé ont montré que pour une charge inférieure (19Ω) à la résistance interne mesurée en laboratoire ($26,4 \Omega$), le mode intermittent converge vers un point de puissance maximal ($1,37 mW$) par rapport au mode continu ($1,16 mW$).

Une comparaison entre la puissance moyenne expérimentale et celle estimée à partir du modèle équivalent de la PCM, montre qu'en mode intermittent le résultat expérimental permet d'atteindre le point de puissance maximale. La puissance moyenne estimée du modèle théorique en mode intermittent est légèrement inférieure à celle obtenue en mode continu (voir Tableau 2.7). Ceci est dû à l'incapacité du modèle électrique utilisé à traduire l'effet de la connexion continue sur la dégradation biologique de la pile. En effet, à plus long terme les résultats de l'opération intermittente auraient dû mener à de meilleures performances en puissance générée comparativement à ceux obtenus en mode d'opération continu, car, il est connu que si la PCM est branchée en continue à une charge celle-ci se dégrade biologiquement.

Cependant, l'avantage du mode intermittent est qu'il a permis l'amélioration de la performance de la PCM en expérimentation. Il est possible aussi d'ajouter au circuit proposé,

un autre circuit qui permettrait de surveiller la tension aux bornes de la PCM afin de déconnecter celle-ci si un seuil minimal critique de tension est atteint. Cela conduirait à de meilleures performances à long terme et favoriserait une plus longue durée de vie de la PCM. Toutefois, la faible tension fournie par la PCM (0,31 v en circuit ouvert) est insuffisante pour alimenter un système même si ce dernier fonctionne à basse tension (exemple : une pile de 1,2 v de tension nominale). De ce fait, l'intégration d'un convertisseur élévateur de tension entre la PCM et la charge est nécessaire afin de fournir une tension suffisante à la charge. Le prochain chapitre portera sur deux simulations : l'alimentation d'une charge résistive R_{ex} et la charge d'une pile. Pour ce faire, un convertisseur *BOOST* sera inséré entre le commutateur et la charge.

CHAPITRE 3

FONCTIONNEMENT INTERMITTENT DE LA PCM : UTILISATION D'UN CONVERTISSEUR ÉLÉVATEUR DE TENSION (BOOST)

Au chapitre 2, il a été question d'une opération intermittente par bornes de tension. Compte tenu des résultats expérimentaux obtenus, on sait que le fonctionnement intermittent de la PCM permet d'atteindre de meilleurs résultats en terme de puissance moyenne par rapport au fonctionnement continu même si le modèle électrique théorique équivalent à la PCM est incapable de bien représenter l'aspect biologique de la PCM. Cependant, le circuit sera utilisé dans le présent chapitre afin d'évaluer la possibilité d'utiliser un système de conversion avec la PCM pour alimenter une charge réelle. Cette stratégie sera considérée comme une première étape en vue d'une validation expérimentale pour des travaux futurs. Toutefois, pour répondre au besoin en alimentation d'une charge réelle, la tension de la PCM demeure insuffisante (0,31 V en circuit ouvert). De ce fait, l'utilisation d'un convertisseur *BOOST* afin d'élever la tension de la PCM à un niveau suffisant est indispensable pour permettre l'alimentation d'une charge. À ces deux objectifs, s'ajoute celui de prévenir la dégradation de la PCM causée par une connexion continue à plus long terme. Le mode intermittent est ici une solution pour adapter les impédances (source / charge) et éviter une diminution graduelle de la puissance fournie en mode continu.

Dans le présent chapitre, le principal défi pour la conception d'un circuit de conversion à faible puissance ayant un bon rendement a été l'utilisation d'un minimum de composants devant fonctionner à bas voltage afin de minimiser les pertes en puissance, et ce, en raison de la faible tension de la source.

Ainsi, un convertisseur élévateur de tension (*BOOST*) sera intégré entre la PCM et la charge afin de fournir une tension suffisamment élevée à la charge. De plus, un commutateur séparera la PCM et le convertisseur afin d'adapter les impédances internes (PCM) et les impédances externes (charge) par le réglage du rapport cyclique du commutateur en question.

Deux simulations ont été réalisées :

- alimentation d'une charge résistive (R_{ex});
- charge d'une pile de type Nickel-Cadmium ($Ni-Cd$).

Une comparaison entre l'efficacité de la connexion continue et intermittente de la PCM au système de conversion sera effectuée pour évaluer les performances des circuits en présence d'un convertisseur *BOOST* selon ces deux modes de fonctionnement.

3.1 Alimentation d'une charge résistive (R_{ex})

3.1.1 Mise en contexte

Le circuit de conversion proposé est présenté à la Figure 3.1. La charge est constituée d'une résistance (R_{ex}), et d'un condensateur (C_{ex}) qui garantit l'alimentation de la charge R_{ex} lorsque le commutateur S_1 (mode intermittent) est ouvert. Un convertisseur *BOOST* est intégré entre la PCM et la charge afin de fournir une tension assez élevée à la charge. Puisque les résultats du chapitre 2 ont permis de constater que le mode intermittent offre de meilleures performances que le mode continu, ces deux modes de fonctionnement de la PCM seront étudiés et comparés dans le présent chapitre.

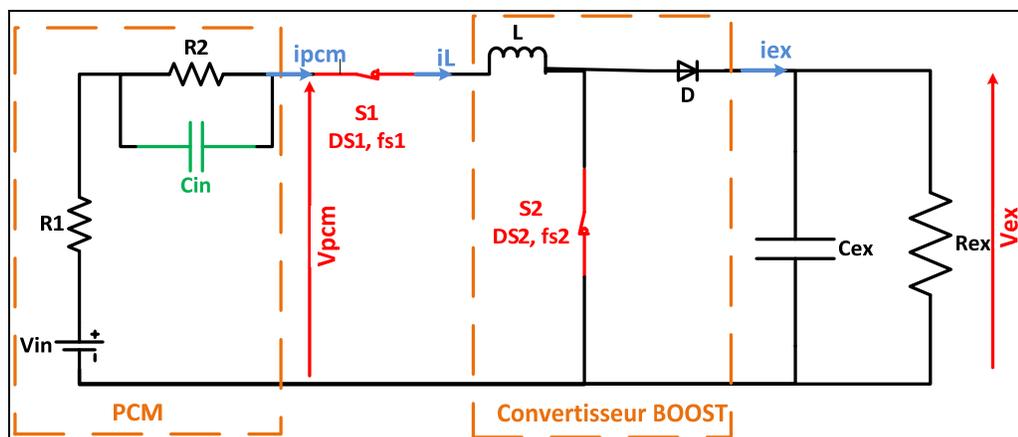


Figure 3.1 Circuit de conversion en mode continu (cas d'une résistance)

3.1.2 Étude théorique du circuit proposé

L'étude théorique dans le présent chapitre permettra de vérifier le comportement des variables d'état du circuit proposé et d'analyser le fonctionnement du convertisseur BOOST. Lorsque le système de conversion est connecté en continu avec la PCM, le commutateur S_1 est maintenu fermé (Figure 3.1).

Pendant la fermeture du commutateur S_1 , le convertisseur *BOOST* permet d'augmenter la tension de sortie afin de fournir suffisamment de tension à la charge. La charge composée du condensateur C_{ex} ($0,24F$) et de la résistance externe R_{ex} ($26,4 \Omega$) est choisie la plus proche possible de la résistance interne de la PCM estimée au chapitre 2. Pendant l'ouverture de S_1 , la PCM est isolée du convertisseur permettant ainsi au condensateur interne de se décharger dans R_2 et au condensateur externe de continuer à alimenter R_{ex} .

Les résistances internes des commutateurs S_1 et S_2 et de l'inductance L (la valeur de l'inductance L est choisie à partir de l'étude de Wang, Ren et Park, 2012.) ont été négligées dans la modélisation afin d'alléger considérablement les expressions de réponses temporelles des variables d'état du circuit. Il est à noter également que D_{S1} est égale à 1 pour l'étude du mode continu. Les valeurs des différents composants du circuit sont présentées dans le Tableau 3.1.

Tableau 3.1 Valeurs des composants du circuit de conversion proposé

Composants	Valeurs
$v_{in}(V)$	0,31
$R_1(\Omega)$	3,8
$R_2(\Omega)$	22,6
$C_{in}(F)$	0,24
$L(H)$	0,014
$R_{ex}(\Omega)$	26,4
$C_{ex}(F)$	0,24

Tout comme au chapitre 2, les expressions des variables d'état (les tensions aux bornes des condensateurs C_{in} , C_{ex} , et le courant qui traverse la bobine L) seront déterminées. Ces expressions sont utiles pour établir le modèle moyen du convertisseur *BOOST* afin d'étudier le comportement de la tension moyenne à la charge en fonction du rapport cyclique du commutateur S_2 . On distingue donc deux cas de fonctionnement de ce dernier : cas où S_2 est fermé et cas où S_2 est ouvert.

3.1.2.1 Cas où S_2 est fermé

Lorsque les commutateurs S_1 et S_2 sont fermés (état passant), la variation du courant dans l'inductance L et les variations des tensions v_{cin} et v_{ex} aux bornes du condensateur interne et externe C_{in} et C_{ex} s'expriment comme suit : (Annexe V) :

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{R_1}{L}i_L + \frac{1}{L}V_{in} - \frac{1}{L}v_{cin} \quad (3.1)$$

$$\frac{dv_{cin}}{dt} = \frac{1}{C_{in}}i_L - \frac{1}{C_{in} \times R_2}v_{cin} \quad (3.2)$$

$$\frac{dv_{ex}}{dt} = -\frac{1}{C_{ex} \times R_{ex}} v_{ex} \quad (3.3)$$

3.1.2.2 Cas où S_2 est ouvert

Lorsque le commutateur S_1 est fermé et que le commutateur S_2 est ouvert, la bobine L est en série avec la PCM et son énergie est restituée au condensateur externe C_{ex} et à la résistance externe R_{ex} . La variation du courant traversant la bobine L et les variations des tensions aux bornes du condensateur interne C_{in} et du condensateur externe s'expriment comme suit (Annexe V) :

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{R_1}{L} i_L + \frac{1}{L} V_{in} - \frac{1}{L} v_{cin} - \frac{1}{L} v_{ex} \quad (3.4)$$

$$\frac{dv_{cin}}{dt} = \frac{1}{C_{in}} i_L - \frac{1}{C_{in} \times R_2} v_{cin} \quad (3.5)$$

$$\frac{dv_{cex}}{dt} = \frac{1}{C_{ex}} i_L - \frac{1}{C_{ex} \times R_{ex}} v_{ex} \quad (3.6)$$

3.1.2.3 Modèle moyen

Le modèle moyen permet de décrire le comportement dynamique moyen du circuit utilisant le convertisseur *BOOST* (les deux états, passant et bloqué, de S_2). Les expressions des variables d'état (i_L , v_{cin} et v_{ex}) sont alors fonction du rapport cyclique D_{S_2} . Ainsi, le modèle moyen établi est le suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases} \quad (3.7)$$

Où $y(t)$ est la sortie du système $v_{ex}(t)$, $x(t)$ est le vecteur des variables d'état du

système $\begin{bmatrix} i_L \\ v_{cin} \\ v_{ex} \end{bmatrix}$ et $u(t)$ est l'entrée du système $v_{in}(t)$.

$$\begin{cases} A = A_1 D_{S2} + A_2 (1 - D_{S2}) \\ B = B_1 D_{S2} + B_2 (1 - D_{S2}) \end{cases} \quad (3.8)$$

Les matrices d'état A_1 , B_1 (état bloqué du commutateur S_2), A_2 , B_2 (état passant de S_2), C et D sont comme suit :

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L} & -\frac{1}{L} & 0 \\ \frac{1}{C_{in}} & -\frac{1}{C_{in} \times R_2} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_{ex} \times R_{ex}} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L} & -\frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_{in}} & -\frac{1}{C_{in} \times R_2} & 0 \\ \frac{1}{C_{ex}} & 0 & -\frac{1}{C_{ex} \times R_{ex}} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$C = [0 \ 0 \ 1] \quad (3.13)$$

$$D = [0] \quad (3.14)$$

Ainsi, la fonction de transfert du système est la suivante :

$$G(s) = \frac{V_{ex}(s)}{V_{in}(s)} = (C(s - A)^{-1}B + D) \quad (3.15)$$

En remplaçant les éléments des matrices d'état A , B , C et D par leurs valeurs (Tableau 3.1), on obtient la fonction de transfert suivante :

$$G(s) = \frac{-(297,642s + 54,875)(D_{S2} - 1)}{s(s^3 + 178,88s^2 + (267,379D_{S2}^2 - 534,76D_{S2} + 596,76)s + 59,576D_{S2}^2 - 119,153D_{S2} + 119,153)} \quad (3.16)$$

Ainsi, la tension de sortie $V_{ex}(s)$ aux bornes de la charge en fonction de la valeur du rapport cyclique D_{S2} et pour une tension d'entrée de 0,31V (Tableau 3.1) est comme suit :

$$V_{ex}(s) = \frac{-(92,269s + 17,0112)(D_{S2} - 1)}{s(s^3 + 178,88s^2 + (267,379D_{S2}^2 - 534,76D_{S2} + 596,76)s + 59,576D_{S2}^2 - 119,153D_{S2} + 119,153)} \quad (3.17)$$

L'expression de la tension $V_{ex}(s)$ selon D_{S2} égale à 0,1; 0,5 et 0,9 est présentée au Tableau suivant :

Tableau 3.2 Expressions de la tension moyenne de sortie en fonction du rapport cyclique

D_{S2}	$V_{ex}(S)$
0,1	$\frac{83,04s + 15,31}{s(s^3 + 271,8s^2 + 631,6s + 99,32)}$
0,5	$\frac{46,13s + 8,506}{s(s^3 + 271,8s^2 + 464,9s + 68,59)}$
0,9	$\frac{9,227s + 1,701}{s(s^3 + 271,8s^2 + 393,5s + 55,42)}$

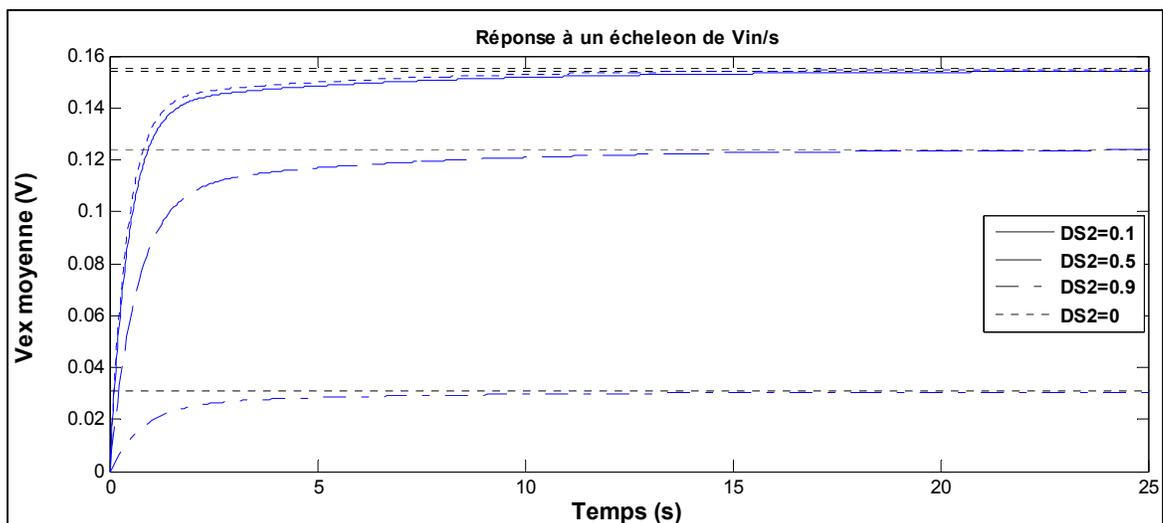


Figure 3.2 Réponse à un échelon de $\frac{V_{in}}{s}$ de la tension de sortie en fonction du rapport cyclique

Les courbes présentées à la Figure 3.2 décrivent l'allure de la tension moyenne aux bornes du condensateur externe en fonction du temps pour différentes valeurs de rapport cyclique (D_{S2}). À partir de la courbe ($D_{S2} = 0,1$), la tension moyenne maximale (v_{ex}) aux bornes de R_{ex}

atteint $0,154 v$ en régime permanent. Or, lorsque D_{S_2} est égale à 0 (cas où S_2 est ouvert tout le temps), la tension maximale est légèrement supérieure et atteint $0,155 v$. Cependant le fonctionnement du convertisseur BOOST consiste à augmenter la tension aux bornes de la PCM de la façon suivante :

$$v_{ex} = v_{pcm} \frac{1}{1 - D_{S_2}} \quad (3.18)$$

Où v_{ex} est la tension aux bornes de C_{ex} (tension de sortie du convertisseur *BOOST*), v_{pcm} est la tension aux bornes de la PCM (tension d'entrée du convertisseur *BOOST*) et D_{S_2} est le rapport cyclique du commutateur du convertisseur *BOOST*. Par conséquent, selon cette équation (en supposant que v_{pcm} est constante) la valeur de $D_{S_2} = 0,9$ permet de fournir le maximum de tension qu'on peut atteindre à la sortie du convertisseur *BOOST* et $D_{S_2} = 0,1$ permet de fournir le minimum de tension qu'on peut avoir. Cependant, les résultats du modèle moyen qu'on observe à la Figure 3.2 ne concordent pas avec l'analyse de l'équation (3.18). Ceci s'explique par le fait que généralement, cette formule est valide lorsque la tension d'entrée du convertisseur est stable ce qui n'est pas le cas de la tension aux bornes de la PCM. Le rapport cyclique D_{S_2} influence la tension v_{pcm} , cette dernière diminue d'autant qu'on augmente le rapport cyclique (D_{S_2}). Les chutes de tension importantes aux bornes de R_1 et R_2 expliquent la faible tension de sortie du convertisseur observée pour $D_{S_2} = 0,9$ et la limite de tension de $0,155 v$ observée en mode continu en régime permanent ($D_{S_2} = 0$).

Pour régler le problème de la variation d'une source de tension en présence d'un convertisseur, comme le montre l'article de (Degrenne et al., 2012), il est possible de réguler la tension aux bornes de la PCM afin de la maintenir stable. Or, si on fixe la tension d'entrée on ne peut plus extraire le maximum d'énergie en tout temps. La régulation est aussi utilisée dans les systèmes hybrides (panneau photovoltaïque et éolienne) afin de réduire la variation de la tension d'entrée des convertisseurs (Yaow-Ming, Chung-Sheng et Hsu-Chin, 2006).

Suite à ces résultats et à cette analyse et en prenant en considération les hypothèses mentionnées, l'ajout d'un condensateur C_{en} entre la PCM et le convertisseur *BOOST* a été proposé dans la prochaine sous-section. Celui-ci permet de conserver la stabilité de la tension aux bornes de la PCM.

3.2 Simulation du circuit proposé avec un condensateur aux bornes de la PCM

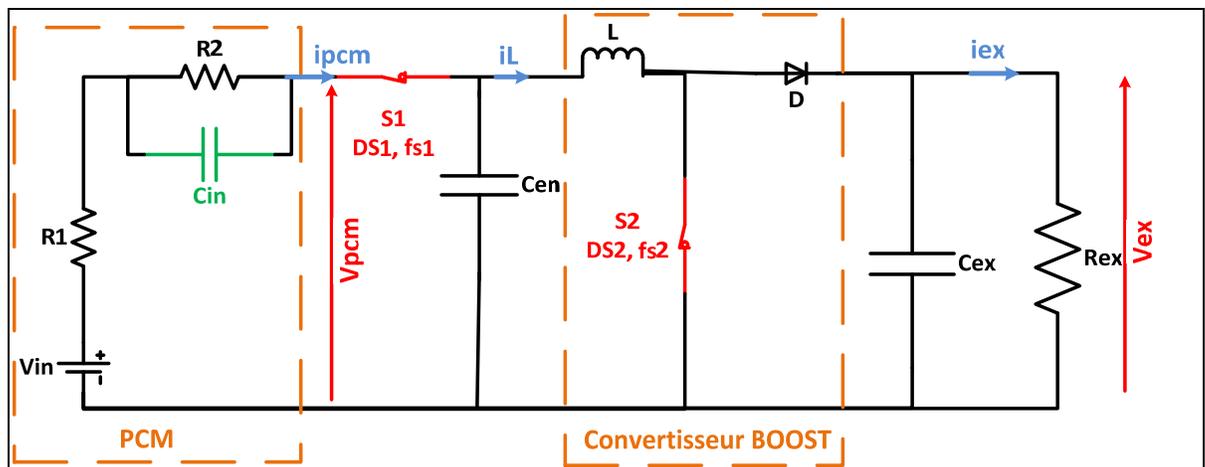


Figure 3.3 Circuit de conversion proposé avec l'ajout d'un condensateur C_{en}

Le circuit de conversion proposé est illustré à la Figure 3.3. Un condensateur (C_{en}) a été intégré entre la PCM et le convertisseur BOOST afin de réduire la variation de (v_{pcm}). Dans cette sous-section, les valeurs des paramètres de l'étage de conversion proposée seront déterminées. Des résultats de simulation permettront une comparaison des performances du système de conversion lorsque connecté en continu et en intermittence à la PCM.

3.2.1 Détermination des paramètres i_{exMax} , D_{S2} , Δi_L , i_{LPeak} , C_{ex} et C_{en}

Les équations, ci-après, qui permettent de déterminer les valeurs des paramètres D_{S2} , Δi_L , C_{ex} et C_{en} du circuit de conversion sont tirées de «Basic calculation of a Boost converter's

power stage» (Hauke, 2009). Les données suivantes sont nécessaires afin de déterminer les valeurs de ces paramètres: la valeur minimale de v_{pcm} (v_{pcmMin}), la valeur de la tension désirée aux bornes de la charge (v_{ex}), le maximum de courant qui traverse la charge (i_{exMax}) et la fréquence de commutation du convertisseur *BOOST* (f_{S2}).

La valeur minimale de la tension à l'entrée du convertisseur *BOOST* (v_{pcmMin}) a été choisie égale à $0,1 v$, valeur pour laquelle le maximum de puissance a été atteint lors des expérimentations dont les résultats ont été présentés au chapitre 2.

La valeur désirée aux bornes de la charge a été fixée à $1,2 v$. Ce choix de valeur permet la charge d'une pile de tension nominale $1,2 v$, dont il sera question ultérieurement dans ce chapitre.

Le maximum de courant (i_{exMax}) qui traverse la charge (R_{ex}) en régime permanent est calculé comme suit :

$$i_{exMax} = \frac{v_{ex}}{R_{ex}} \quad (3.19)$$

Où v_{ex} et R_{ex} sont respectivement de $1,2 v$ et de $26,4 \Omega$. Dans ce cas, le courant i_{exMax} est égal à $0,045 A$.

Le rapport cyclique du commutateur S_2 (D_{S2}) est calculé comme suit (Hauke, 2009) :

$$D_{S2} = 1 - \frac{v_{pcmMin} \times \eta}{v_{ex}} \quad (3.20)$$

Où η est le rendement du convertisseur *BOOST* qui est estimé à 80% . Le rapport cyclique D_{S2} est donc égal à $0,93$.

La fréquence de commutation de S_2 (f_{S2}) est choisie en tenant compte de la fréquence de commutation de S_1 (f_{S1}). En effet, f_{S1} a été choisie égale à 1 Hz et le rapport cyclique D_{S1} a été choisie égale à 0,1. Ce choix de valeurs permet la décharge partielle du condensateur interne de la PCM durant l'ouverture du commutateur S_1 . La décharge complète de ce dernier (qui nécessite un temps de déconnexion de 13,46 s) n'est pas souhaitable puisque dans un tel cas, l'alimentation de la charge en tout temps ne serait pas garantie et une puissance importante serait dissipée durant cette période où la PCM est déconnectée. De ce fait, la fréquence de commutation de S_2 (f_{S2}) a été choisie égale à 1000 fois f_{S1} soit 1000 Hz. Ce choix est justifié par l'équation (3.21). Une fréquence inférieure à 1000 Hz cause une augmentation de l'amplitude des variations du courant traversant l'inductance L (dont la valeur est choisie à la section 3.1.2) alors qu'une fréquence f_{S2} supérieure à 1000 Hz ne permet pas une charge du condensateur C_{ex} à une tension suffisamment élevée afin de garantir l'alimentation de la charge lorsque le commutateur S_2 est fermé.

L'amplitude des variations du courant (Δi_L) traversant la bobine (*inductor ripple current*) est calculée comme suit :

$$\Delta i_L = \frac{v_{pcmMin} \times D_{S2}}{f_{S2} \times L} \quad (3.21)$$

La variation du courant traversant L est donc de 0,0054 A. Le maximum de courant traversant L (i_{LPeak}) est calculé selon l'équation suivante :

$$i_{LPeak} = \frac{\Delta i_L}{2} + \frac{i_{exMax}}{1 - D_{S2}} \quad (3.22)$$

Cette valeur maximale i_{LPeak} a été fixée à 0,64 A, soit la valeur de courant maximal pouvant être supporté par le commutateur S_2 .

La valeur du condensateur externe est calculée à l'aide de la formule suivante :

$$C_{ex} = \frac{i_{exMax} \times D_{S2}}{f_{S2} \times \Delta v_{ex}} \quad (3.23)$$

Où Δv_{ex} représente la variation de la tension désirée aux bornes de la charge. La valeur de Δv_{ex} a été choisie égale à $0,05 V$ afin de garantir l'alimentation de R_{ex} en tout temps. La valeur de C_{ex} est ainsi égale à $0,83 mF$.

La valeur du super condensateur permettant de stabiliser la tension à la sortie de la PCM (C_{en}) a été choisie plus grande ($1 F$) que celle du condensateur interne de la PCM (C_{in}). L'utilisation d'un super condensateur est justifiée par sa capacité à se charger plus rapidement qu'un condensateur, ce qui contribue à minimiser la variation de la tension générée par la PCM et à assurer sa stabilité à l'entrée du convertisseur *BOOST*.

Les paramètres déterminés seront maintenant utilisés afin de simuler le circuit proposé et de comparer les performances obtenues en mode d'opération continue et intermittente.

3.2.2 Résultats de simulation du système en mode de connexion continu et intermittent

Dans cette section on évalue la performance du système de conversion lorsqu'il est connecté en continu et en intermittençe avec la PCM. Rappelons que le but de ce système de conversion est d'augmenter la tension à $1,2 V$ et de garantir l'alimentation de la charge R_{ex} en tout temps.

Les résultats présentés à la Figure 3.4 montrent que la tension (v_{ex}) aux bornes de la charge atteint $1,5 V$ qui est légèrement supérieure à la valeur désirée. On remarque que les deux modes de connexions (continu et intermittent) de la PCM atteignent les mêmes performances en régime permanent.

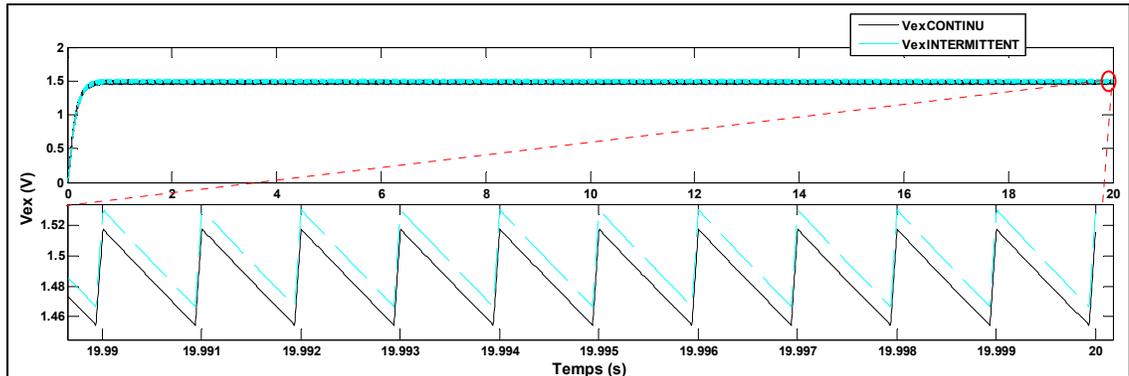


Figure 3.4 Tension V_{ex} aux bornes de la charge du mode continu Vs intermittent

De plus, la variation de la tension Δv_{ex} est proche de $0,06 V$, ce qui concorde avec le choix théorique proposé à l'équation (3.23). Cette faible variation de Δv_{ex} permet de maintenir la tension aux bornes de la charge relativement stable afin d'en garantir l'alimentation en tout temps.

En régime permanent, le courant moyen fourni à la charge est de $0,0665 A$. Un choix adéquat de C_{ex} , Δv_{ex} , L , f_{S2} et D_{S2} a permis d'obtenir une variation considérablement faible du courant ($0,002 A$) traversant R_{ex} .

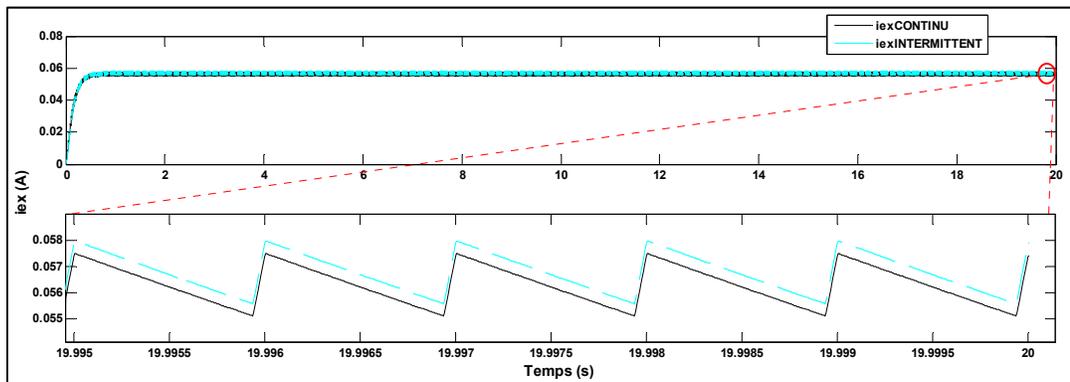


Figure 3.5 Courant traversant R_{ex} du mode continu Vs intermittent

La courbe de la variation du courant traversant l'inductance L est présentée à la Figure 3.6. Le courant dans l'inductance L n'est jamais nul, ce qui constitue une condition nécessaire afin d'assurer la continuité du courant traversant R_{ex} . Cependant, la valeur du maximum de courant i_{LPeak} observé ($0,67 A$), avec une variation Δi_L de $0,004 V$, est proche à celle calculée en théorie ($0,64 A$).

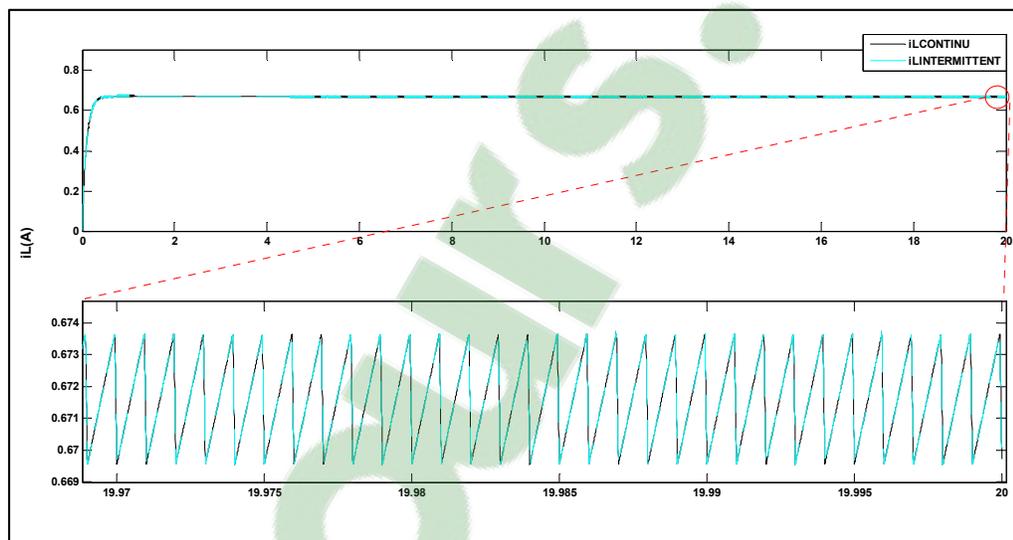


Figure 3.6 Variation du courant i_L traversant l'inductance L

La valeur minimale de tension aux bornes de la PCM (v_{pcmMin}) utilisée pour le calcul des paramètres présentés à la sous-section précédente est respectée. En effet, on remarque, à la Figure 3.7 b, que le choix d'une grande valeur de C_{en} a permis de stabiliser la tension à la valeur v_{pcmMin} ($0,1 V$).

De plus, on observe, à la Figure 3.7 b, que dans le cas du mode intermittent, le condensateur C_{in} se charge et se décharge partiellement alors que la charge est complète en mode continu. L'opération intermittente de la PCM a donc permis de minimiser les pertes aux bornes de la résistance R_2 . Cependant, lorsqu'on opère en mode intermittent, le courant généré par la PCM est plus élevé que celui obtenu en mode continu. Ceci dit, les pertes dans la résistance

R_1 deviennent plus importantes en mode intermittent qu'en mode continu. En effet, on observe, à la Figure 3.7 c, une légère augmentation de la tension aux bornes de C_{en} durant la période où le commutateur S_1 est fermé (opération intermittente).

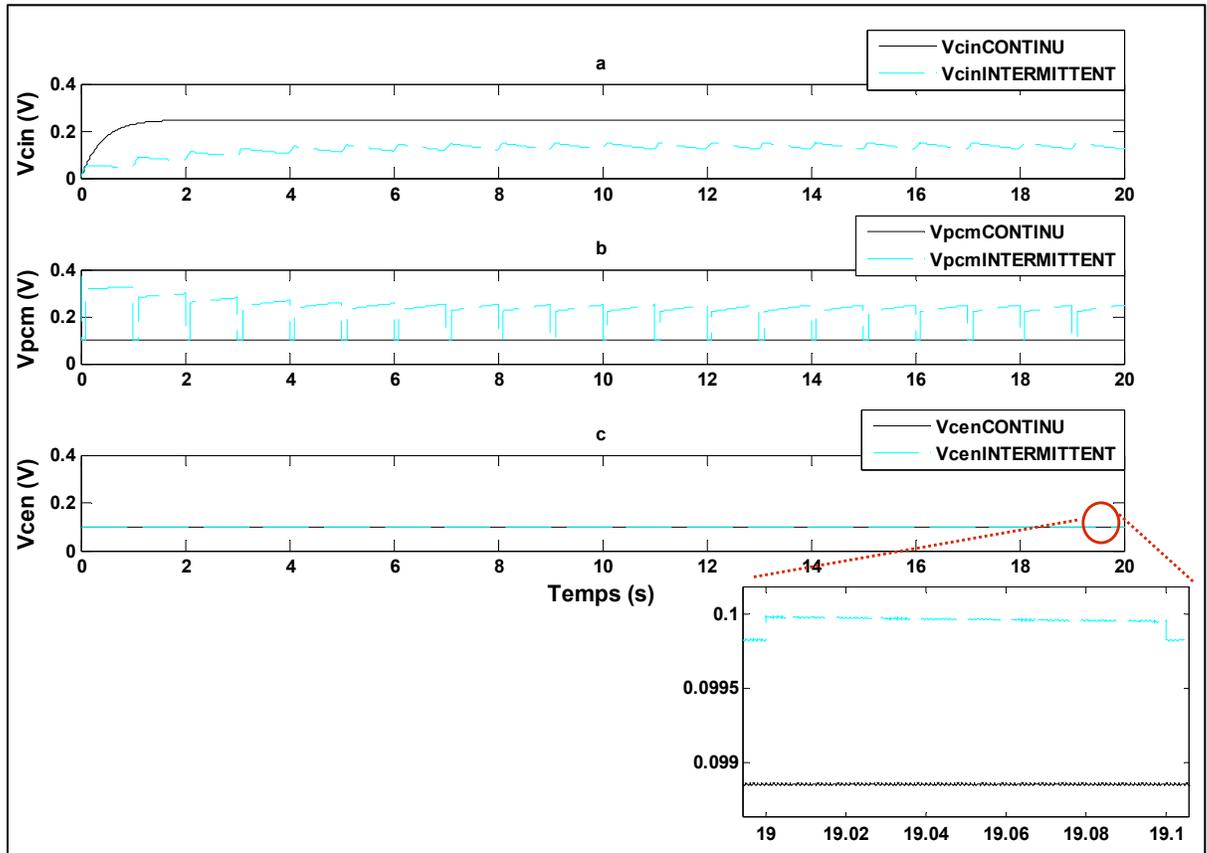


Figure 3.7 Tension a) aux bornes de C_{in} b) aux bornes de la PCM c) aux bornes de C_{en} dans le cas de charge d'une résistance

Toutefois, le mode intermittent présente un avantage par rapport au mode continu. La tension aux bornes de la PCM augmente jusqu'à atteindre à 0,25 V lorsque le commutateur S_1 (voir Figure 3.7 b) est ouvert. Cette augmentation de tension permet à la PCM d'atteindre un nouvel équilibre microbien favorisant sa survie à long terme. Ce phénomène est d'ailleurs à l'origine des performances atteintes en mode intermittent lors des expérimentations dont les

résultats ont été présentés et discutés au chapitre précédent (phénomène non décrit par le modèle électrique).

La comparaison des puissances moyennes d'entrée et de sortie du convertisseur *BOOST* (Figure 3.8. a et b) pour les deux modes d'opération de la PCM (intermittent et continu), permet de conclure que le circuit proposé réduit les pertes de transfert de puissance. La puissance moyenne atteinte en opération intermittente de la PCM est légèrement supérieure à celle observée en opération continue (voir Figure 3.8 c). Cette différence, dû à l'augmentation de la tension aux bornes de C_{en} , n'est pas significative toutefois.

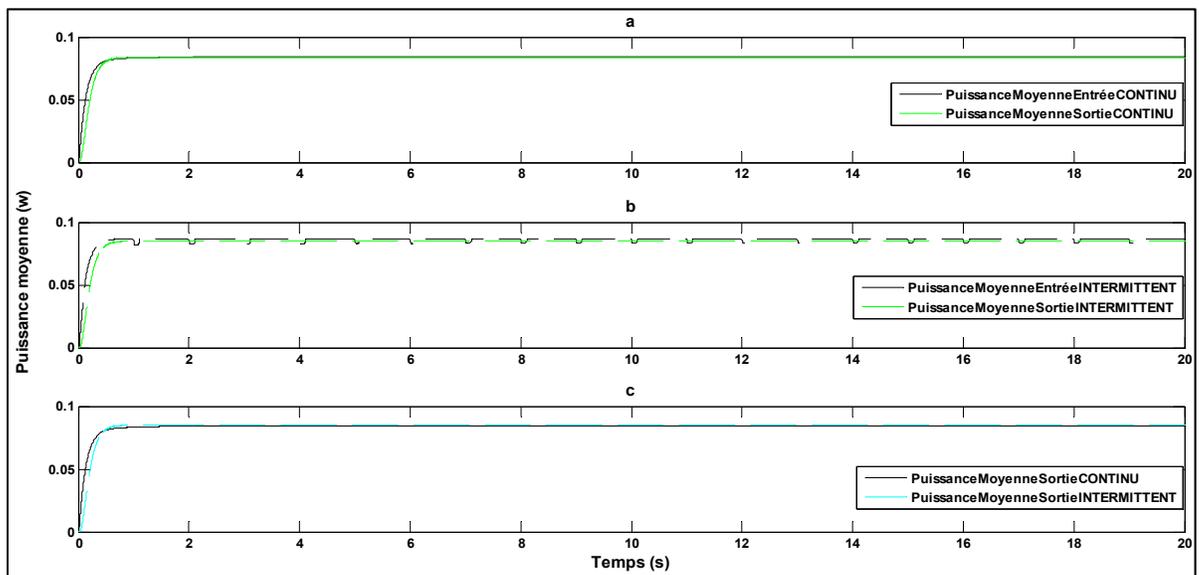


Figure 3.8 Puissance moyenne, cas de charge d'une résistance :
 entrée/sortie mode continu b) entré/sortie mode intermittent
 c) sortie mode continu vs intermittent

3.3 Simulation de la PCM chargeant une pile NI-Cd

3.3.1 Mise en contexte

Dans cette sous-section, il sera question de proposer une application à intérêt industriel. La PCM, dans un cas idéal, pourrait être un système autonome «*Stand-Alone*». Elle fonctionne en oxydant des matières organiques qui se trouvent partout dans la nature. Ainsi, on peut considérer des capteurs intégrés dans un système de télémétrie au fond d'un marécage ou dans un système de traitement d'eaux usées au sein d'une station d'épuration d'eau. Ces capteurs devront être alimentés par des piles, et le remplacement régulier de ces dernières deviendrait une tâche ardue puisqu'elles seraient situées dans un endroit très difficile d'accès. Une PCM fonctionnelle couplée au circuit proposé permettrait de charger ces piles afin d'alimenter ces capteurs. Les simulations présentées dans cette section ont pour but de valider l'hypothèse selon laquelle il est possible de charger une pile dont la tension et le courant sont relativement faibles (Figure 3.9). L'énergie emmagasinée dans celle-ci pourrait alors être utilisée pour alimenter un dispositif fonctionnant à basse tension (par exemple un capteur). De plus, les résultats d'expérimentation présentés au chapitre 2 ayant montré que le mode d'opération intermittent permet l'atteinte de meilleures performances que celles obtenues en mode continu, l'objectif ici est donc de vérifier si le mode intermittent peut être plus efficace que le mode continu dans le contexte où une pile doit être rechargée.

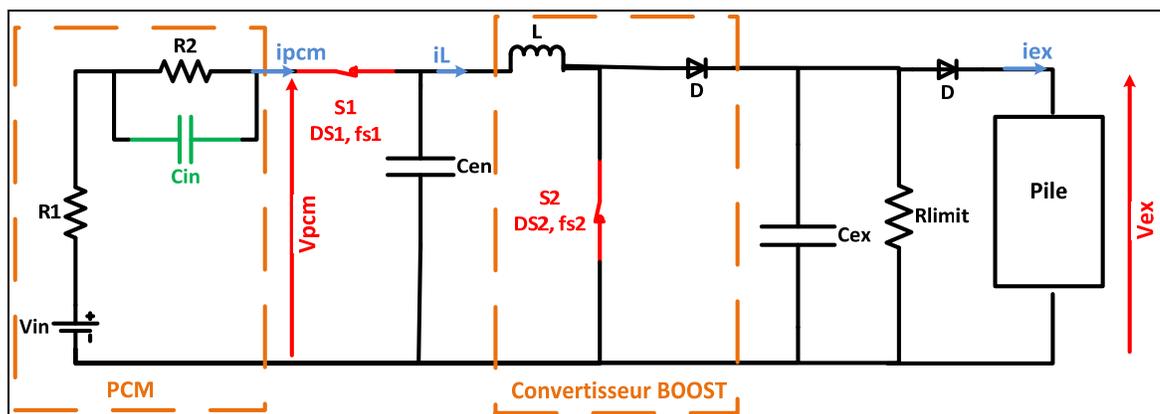


Figure 3.9 Circuit de conversion (cas d'une pile)

3.3.2 Description de la simulation

L'objectif du convertisseur *BOOST* est d'élever la tension de la pile de 0,31 V, en circuit ouvert, à 1,2 V, soit la tension nominale de la pile (Annexe VI). Les principales caractéristiques de la pile *Ni-Cd* (voir Annexe VI) sont présentées au Tableau 3.3:

Tableau 3.3 Caractéristiques de la pile (*Ni-Cd*)

Paramètres	Valeurs
Tension nominale	1,2 V
Capacité	230 mAh
Impédance interne	62 mΩ
Courant de charge recommandé	23 mA
Durée de vie	> 500 cycles
État de charge initiale	50%

Un modèle Simulink de la pile disponible dans la boîte à outils SimPowerSystems a été utilisé. Les conditions ci-dessous s'imposent pour parvenir à charger la pile et à assurer le fonctionnement efficace du convertisseur *BOOST* :

- la tension de sortie du convertisseur doit atteindre la tension nominale de la pile (1,2 V);
- la valeur du courant de charge recommandée est de 0,023 A;
- la variation de courant de charge doit être d'amplitude constante et continue (le courant ne doit jamais être nul lors de l'ouverture du commutateur) dans le temps.

3.3.3 Résultats de la simulation

Cette section portera sur les résultats de simulation du circuit de conversion proposé pour charger une pile tout en respectant les conditions définies précédemment. Les valeurs des

paramètres du circuit utilisées dans le cas d'une charge résistive seront également utilisées dans la présente section. Une comparaison de l'efficacité du circuit de conversion en mode continu et en mode intermittent sera présentée.

3.3.3.1 Comparaison des performances obtenues selon le mode de fonctionnement continu et le mode intermittent

Les résultats présentés à la Figure 3.10 (a) montre que la tension de charge de la pile atteint $1,34\text{ V}$ ce qui satisfait la première condition à respecter pour charger la pile. Cependant, on remarque que la variation du courant de charge, illustrée à la Figure 3.10 (b), ne satisfait pas la deuxième et la troisième condition. En effet, la valeur du courant de charge dépasse largement la valeur recommandée par le fabricant ($0,023\text{ A}$).

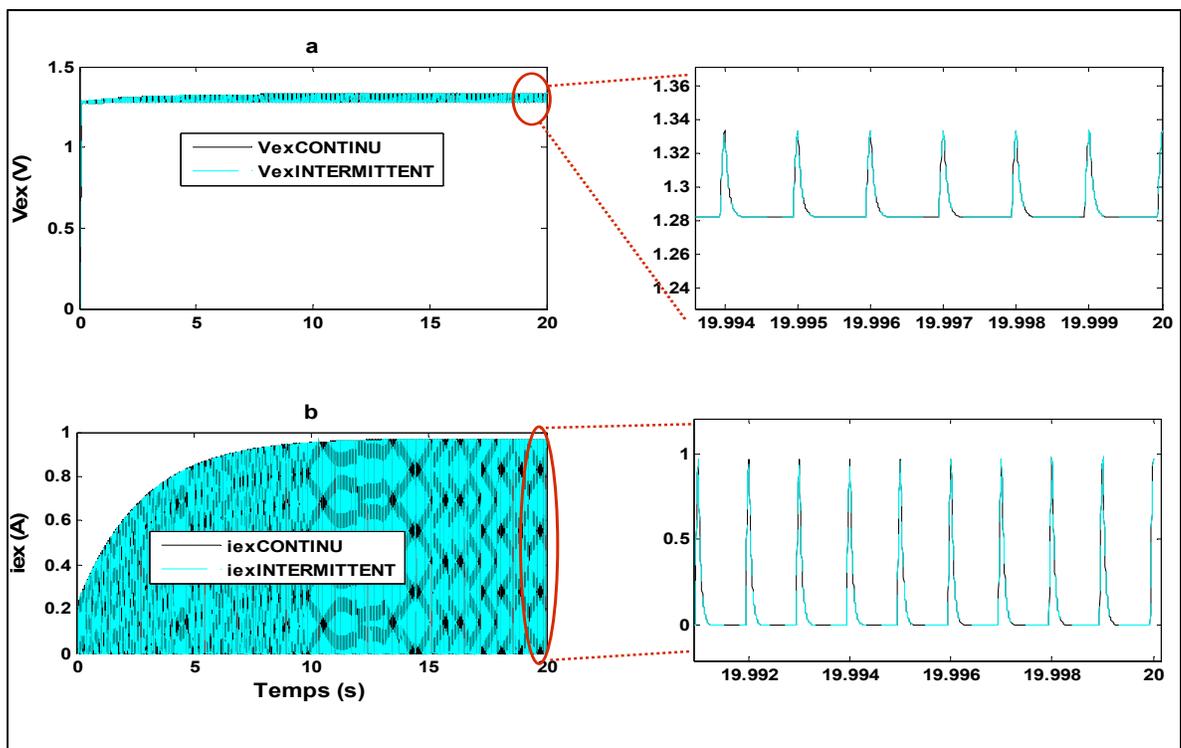


Figure 3.10 a) Variation de la tension de charge b) variation du courant de charge

De plus, le courant devient nul par moment. Néanmoins, le circuit de conversion a permis de charger la pile comme illustré à la Figure 3.11. Cependant, ce résultat pose un problème de taille puisque la charge de la pile avec un courant relativement fort, dépassant largement la valeur limite recommandée par le fabricant, risque de la détruire.

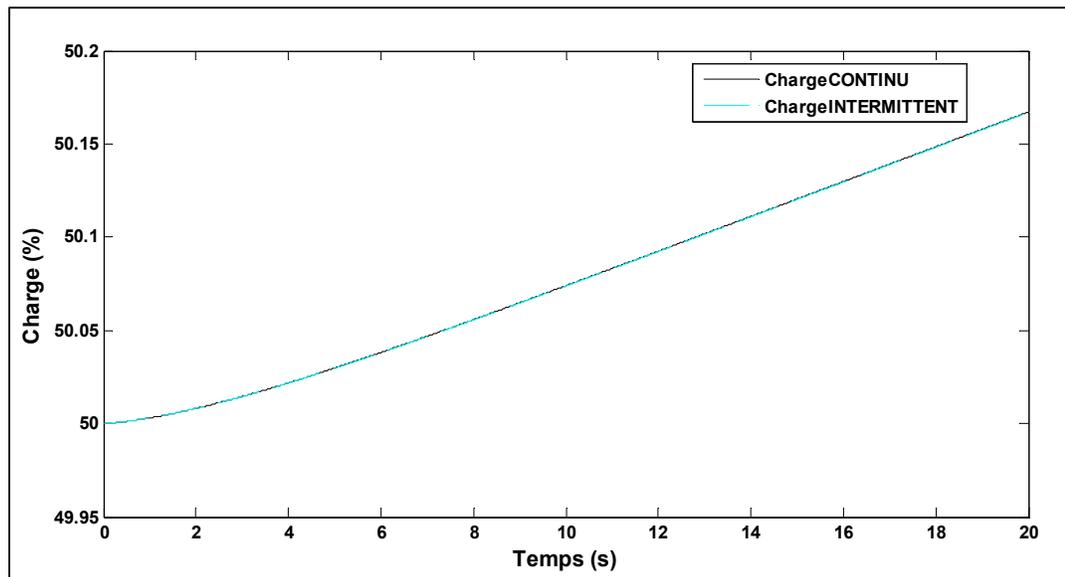


Figure 3.11 Taux de charge de la pile du mode continu Vs intermittent

Pour résoudre ce problème, la valeur de la capacité du condensateur externe a été augmentée ($C_{ex} = 93 \text{ mF}$). De plus, on a ajouté une résistance ($R_{limit} = 52 \Omega$), en parallèle avec C_{ex} , pour limiter le courant de charge.

Les résultats illustrés à la Figure 3.12 montrent que ces ajustements permettent le respect des conditions de charge de la pile imposées par le fabricant. En effet, la tension de charge est considérablement stable et atteint 1,27 V. La variation du courant de charge respecte la valeur de courant de charge recommandée par le fabricant.

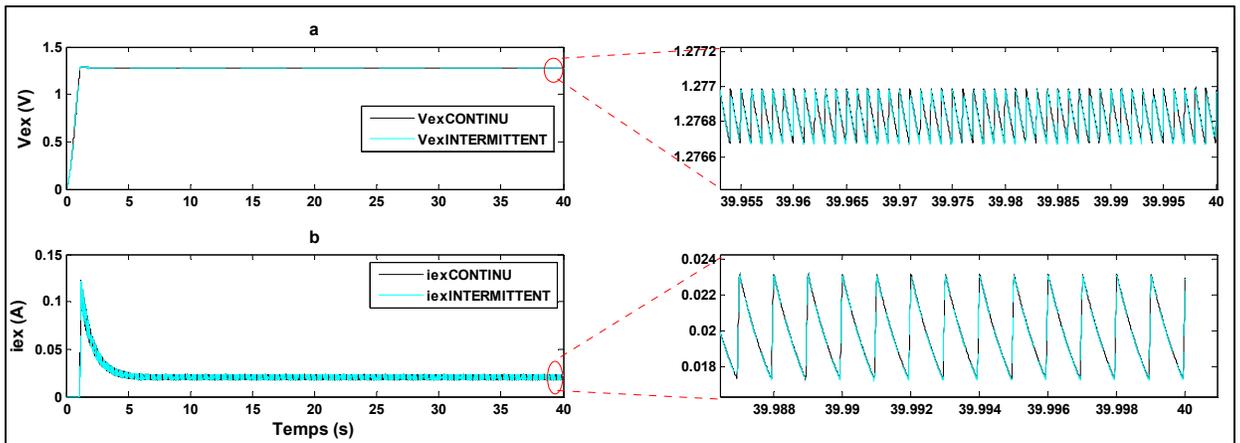


Figure 3.12 a) Variation de la tension de charge b) variation du courant de charge

Le taux de charge de la pile est illustré à la Figure 3.13 montre qu'on atteint 50,45 % au bout de 40 secondes de temps de simulation. On observe que la pile commence à charger après 1 seconde puisque on atteint la tension nécessaire pour charger qu'après 1 seconde (voir Figure 3.12). La pile sera complètement chargée au bout de six heures et dix-sept minutes.

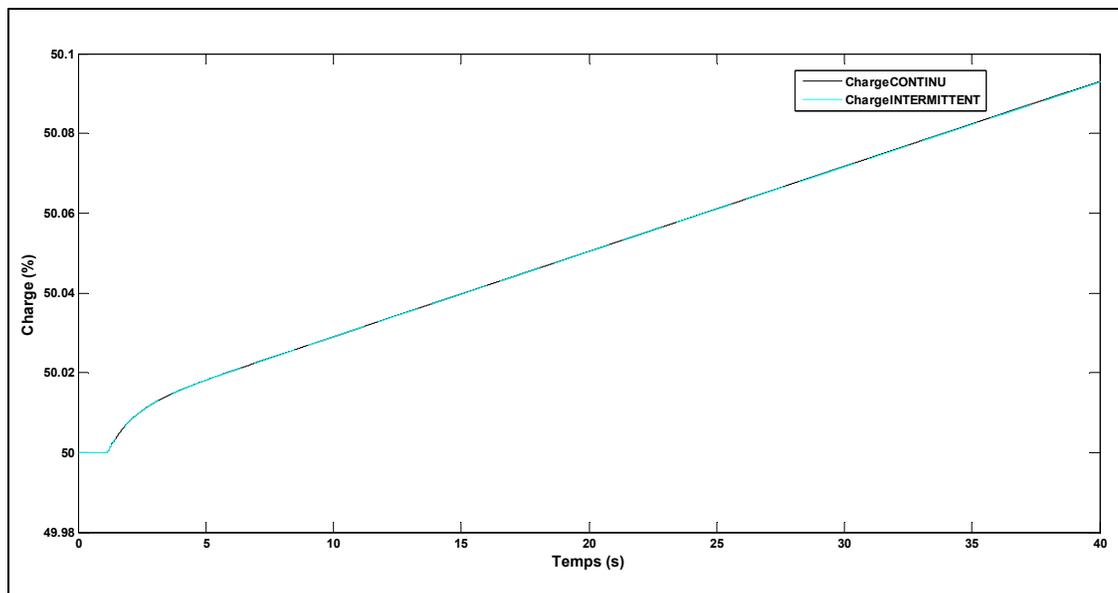


Figure 3.13 Taux de charge de la Pile mode continu Vs intermittent

Tout comme dans le cas d'une charge résistive (Figure 3.7), l'opération intermittente de la PCM permettra de préserver le fonctionnement de la PCM. Cependant, la tension aux bornes de C_{en} observée (Figure 3.14) est inférieure à $0,1 V$ et on remarque également une légère augmentation de cette tension au moment de la fermeture du commutateur S_1 .

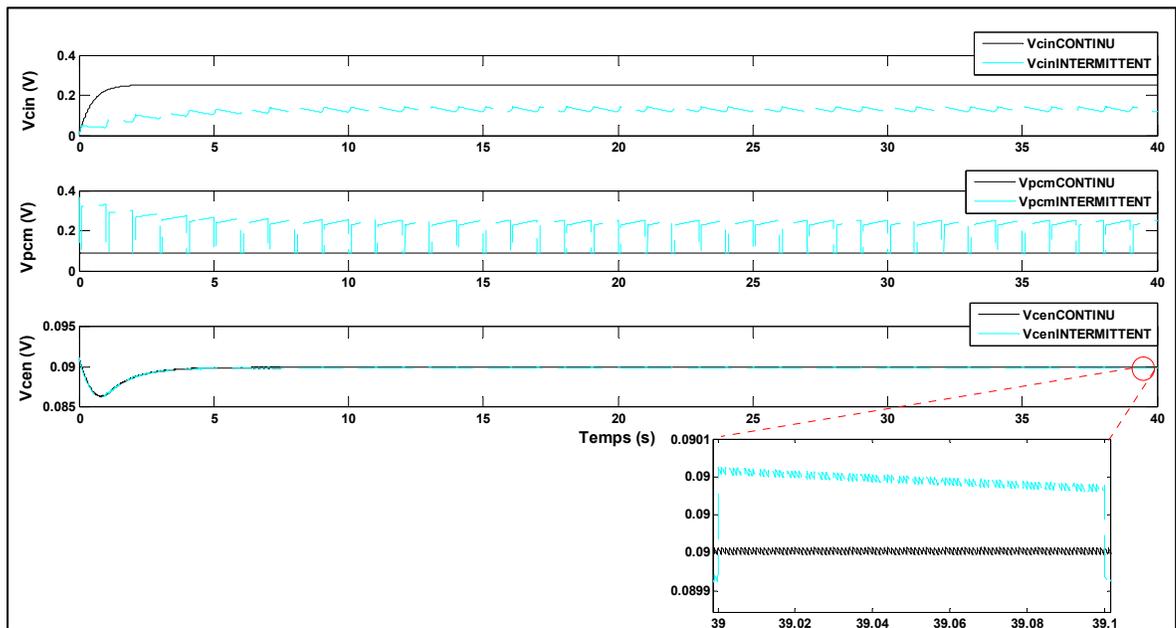


Figure 3.14 Tension a) aux bornes de C_{in} b) aux bornes de la PCM c) aux bornes de C_{en} . Cas de charge d'une pile

Le circuit de conversion proposé a permis un transfert efficace de la puissance moyenne dans les deux cas d'opération. On observe, à la Figure 3.15 (a et b), une légère différence entre la puissance moyenne d'entrée et de sortie. Le convertisseur *BOOST* proposé possède un rendement proche de 70 %. Cette valeur est proche de la valeur choisie (80 %) dans le calcul théorique des paramètres du convertisseur (sous-section 3.2.1). Les deux modes d'opération, continu et intermittent, permettent l'atteinte de la même valeur de puissance moyenne en régime permanent.

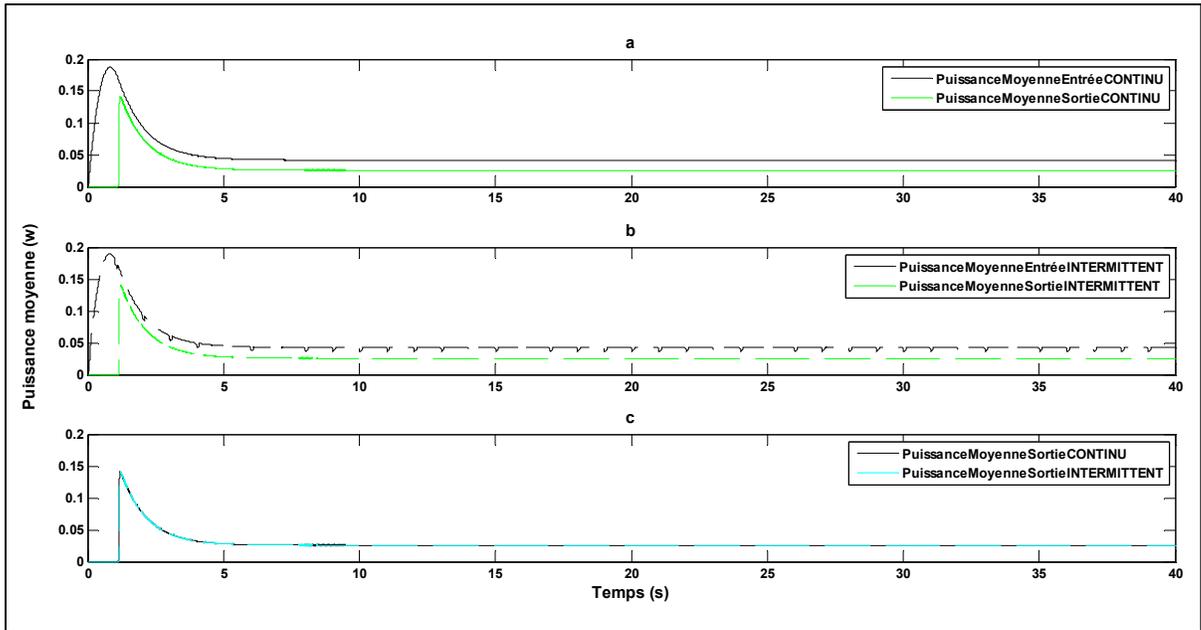


Figure 3.15 Puissance moyenne, cas de charge d'une pile : a) entrée/sortie mode continu b) entré/sortie mode intermittent c) sortie mode continu vs intermittent

3.4 Conclusion

Au terme de ce chapitre, les circuits de conversion des deux simulations proposées dans cette recherche ont été présentés. La première simulation consiste à l'alimentation d'une charge R_{ex} . La deuxième simulation consiste à la charge d'une pile Ni-Cd.

Un convertisseur *BOOST* a été intégré entre la PCM et la charge afin d'atteindre la tension souhaitée imposée par la pile. Un super condensateur à l'entrée du convertisseur *BOOST* a été intégré afin de stabiliser la tension fournie par la PCM.

Une comparaison entre le mode de connexion intermittent et continu a été effectuée pour les deux simulations.

Pour atteindre la tension désirée à la charge de R_{ex} , le rapport cyclique du convertisseur *Boost* doit être égale à 93.33 %. La puissance optimale du mode intermittent est légèrement

supérieure à celle du mode continu pour un $D_{S1} = 10\%$ mais cette différence n'est pas significative.

Dans le cas de charge d'une pile, les conditions de charge, soit la tension nominale de 1,2 V et le courant de charge rapide recommandé (0,023 A), ont été respectées. Le mode intermittent a permis de charger la pile et d'atteindre les mêmes performances que celles observées en mode continu au bout de 40 s de charge.

En somme, les résultats de simulation ont montré que le mode intermittent est aussi performant que le mode continu. De plus, le circuit de conversion proposé possède un bon rendement dans les deux cas de charge (R_{ex} et pile) et pour les deux modes de fonctionnement de la PCM (intermittent et continu).

En somme, les résultats de simulation qui ont été présentés dans le présent chapitre montrent la possibilité d'utiliser un système de conversion performant avec une PCM. Ceci dit, ces résultats sont considérés comme une première étape en vue d'une validation expérimentale du circuit de conversion proposé. Tout comme les résultats présentés et analysés au chapitre 2 le laissent présager, on peut s'attendre à ce que le mode d'opération intermittent mène à de meilleurs résultats que le mode continu en expérimentation.

CONCLUSION

Au terme de ce mémoire, il est essentiel de rappeler la problématique et les objectifs du présent travail de recherche dans le but d'évaluer la pertinence des solutions proposées.

Tout d'abord, il a été établi qu'un problème d'adaptation d'impédances pour la PCM existe en raison de la variation permanente et inévitable de sa résistance interne. De plus, la puissance fournie par celle-ci diminue dans le temps lorsque la PCM fonctionne en mode continue. Cette recherche concerne en particulier l'adaptation dynamique des impédances par une connexion intermittente de la PCM à une charge fixe permettant d'exploiter la présence d'un condensateur dans le modèle électrique de la PCM.

La première contribution de ce mémoire est la mise sur pied d'une approche de connexion intermittente de la PCM selon laquelle la commande du commutateur intégré entre la PCM et la charge dépend de la tension mesurée aux bornes de cette charge. Ce circuit doit également assurer une alimentation continue de la charge lorsque le commutateur est ouvert. En effet, au chapitre 2, une commande par bornes de tension de la connexion intermittente de la PCM a été présentée. Un circuit réel a été réalisé. Il comporte un commutateur électronique à faible résistance interne pour assurer la connexion intermittente et un super condensateur pour garantir l'alimentation en continu d'une résistance. Le rapport cyclique du commutateur a été réglé par le biais de seuils de tension minimal et maximal aux bornes du super condensateur. Ceci a permis de maximiser la puissance moyenne générée par la PCM. Les résultats expérimentaux ont montré que pour une résistance externe légèrement inférieure à la résistance interne de la PCM, l'optimum de puissance fournie est obtenu dans le cas d'un fonctionnement intermittent de la PCM (rapport cyclique égal à 90 %). Les résultats ont également montré que, pour la même valeur de charge, une puissance inférieure est obtenue lorsque la PCM est opérée en mode continu. De plus, de faibles valeurs de ΔV (différence entre la tension minimale et maximale), mènent à une convergence plus rapide vers l'optimum de puissance moyenne.

La deuxième contribution est la conception et la simulation d'un système de conversion, pouvant opérer à très faible puissance et ayant le minimum de composants, connecté en intermittence à la PCM pour alimenter une charge existante (une pile $Ni - Cd$). En effet, au chapitre 3, les performances des modes de connexions intermittente et continue de la PCM afin d'alimenter une charge R_{ex} et charger une pile $Ni - Cd$ par l'intermédiaire d'un convertisseur *BOOST* inséré entre le commutateur et la charge ont été analysées et comparées. Pour ce faire, deux simulations ont été réalisées. D'une part, dans le cas d'alimentation d'une charge R_{ex} , les résultats ont démontré que la performance atteinte avec le mode intermittent ($D_{S1} = 10 \%$) est la même que celle obtenue avec le mode continu en termes de puissance et ce, pour un ratio de fonctionnement et une fréquence du convertisseur de $D_{S2} = 93.33 \%$, et $f_{S2} = 1000 \text{ Hz}$ respectivement. Cela s'explique par l'augmentation significative du courant généré par la PCM lors de la fermeture du commutateur S_1 en mode intermittent. Cette augmentation peut être expliquée par la présence du condensateur C_{in} dans le modèle électrique de la PCM. Lorsque le commutateur S_1 est ouvert, ce condensateur se décharge, permettant de réduire la résistance interne de la pile au moment de la fermeture du commutateur S_1 . Cette augmentation de courant permet ainsi de compenser la perte en puissance causée par une interruption d'alimentation de la charge lors de la période où le commutateur S_1 est ouvert. D'autre part, dans le cas où une pile est rechargée, les résultats de simulation ont montré que cette augmentation de courant contribue à obtenir un taux de charge presque équivalent dans les deux modes d'opération. De plus, le fait de ne pas décharger complètement le condensateur interne contribue à avoir les mêmes performances en termes de vitesse de charge.

Pour finir, il est à noter que la simulation du modèle électrique équivalent de la PCM ne permet pas d'observer le phénomène décrit par les résultats expérimentaux présentés au chapitre 2. Ce modèle ne décrit pas le comportement dynamique de la PCM à long terme. Il est recommandé de tenir compte de l'aspect chimique et biologique de la pile dans les simulation i.e., du processus de croissance des bactéries et de la décomposition des microorganismes pour évaluer le comportement des circuits de conversion à long terme (Recio-Garrido, Perrier et Tartakovsky, 2014). De plus, afin de préserver la survie de la PCM

un circuit de surveillance de la tension de la PCM pourrait être ajouté. Ainsi, ce circuit pourrait servir à déconnecter la PCM lors d'une chute de tension trop importante à ses bornes.

The logo for Clicours.COM, featuring the text "Clicours.COM" in a white, sans-serif font centered within a solid blue rectangular background.

Clicours.COM

ANNEXE I

ÉTUDE THÉORIQUE : OPÉRATION INTERMITTENTE PAR BORNES DE TENSION

La représentation d'état d'un système dynamique s'exprime comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases} \quad (\text{A I-1})$$

Avec :

- $y(t)$ la sortie du système : $v_{ex}(t)$
- $x(t)$ le vecteur des variables d'état du système : $\begin{bmatrix} v_{cin} \\ v_{ex} \end{bmatrix}$
- $u(t)$ l'entrée du système : $v_{in}(t)$

Lorsque le commutateur S_1 est fermé on a :

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_1+R_2+R_{sw}}{(R_1+R_{sw}) \times R_2 \times C_{in}} & -\frac{1}{(R_1+R_{sw}) \times C_{in}} \\ -\frac{1}{(R_1+R_{sw}) \times C_{ex}} & -\frac{R_{ex}+R_1+R_{sw}}{(R_1+R_{sw}) \times R_{ex} \times C_{ex}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & -a_2 \\ -a_3 & -a_4 \end{bmatrix} \quad (\text{A I-2})$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{(R_1+R_{sw}) \times C_{in}} \\ \frac{1}{(R_1+R_{sw}) \times C_{ex}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A I-3})$$

Pour ce système la matrice de transition $(sI-A)$ est la suivante :

$$(sI - A_1) = \begin{bmatrix} s + a_1 & a_2 \\ a_3 & s + a_4 \end{bmatrix} \quad (\text{A I-4})$$

$$(sI - A_1)^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{s + a_4}{s^2 + (a_1 + a_4)s + (a_1 a_4 - a_2 a_3)} & \frac{-a_2}{s^2 + (a_1 + a_4)s + (a_1 a_4 - a_2 a_3)} \\ \frac{-a_3}{s^2 + (a_1 + a_4)s + (a_1 a_4 - a_2 a_3)} & \frac{s + a_1}{s^2 + (a_1 + a_4)s + (a_1 a_4 - a_2 a_3)} \end{bmatrix} \quad (\text{A I-5})$$

$$(sI - A_1)^{-1} B_1 u(s) = \begin{bmatrix} \frac{v_{in} b_1 s + (v_{in} a_4 b_1 - v_{in} a_2 b_2)}{s(s^2 + (a_1 + a_4)s + (a_1 a_4 - a_2 a_3))} \\ \frac{v_{in} b_2 s + (v_{in} a_1 b_2 - v_{in} a_3 b_1)}{s(s^2 + (a_1 + a_4)s + (a_1 a_4 - a_2 a_3))} \end{bmatrix} \quad (\text{A I-6})$$

Les pôles P_1 et P_2 sont réels négatifs, que $z_1 = \frac{a_4 b_1 - a_2 b_2}{b_1}$ et que $z_2 = \frac{a_1 b_2 - a_3 b_1}{b_2}$ on obtient alors :

$$(sI - A_1)^{-1} B_1 u(s) = \begin{bmatrix} \frac{v_{in} b_1 (s + z_1)}{s(s - P_1)(s - P_2)} \\ \frac{v_{in} b_2 (s + z_2)}{s(s - P_1)(s - P_2)} \end{bmatrix} \quad (\text{A I-7})$$

Où

$$P_1, P_2 = \frac{-a_4 - a_1}{2} \pm \frac{\sqrt{a_1^2 - 2a_1 a_4 + a_4^2 + 4a_2 a_3}}{2} \quad (\text{A I-8})$$

Une décomposition en éléments simples donne la forme suivante :

$$(sI - A_1)^{-1} B_1 u(s) = \begin{bmatrix} \frac{k_1}{s} + \frac{k_2}{(s - P_1)} + \frac{k_3}{(s - P_2)} \\ \frac{k_4}{s} + \frac{k_5}{(s - P_1)} + \frac{k_6}{(s - P_2)} \end{bmatrix} \quad (\text{A I-9})$$

Alors si on applique Laplace inverse on obtient la forme suivante :

$$(sI - A_1)^{-1} B_1 u(s) = \begin{bmatrix} K_1 + K_2 e^{P_1 t} + K_3 e^{P_2 t} \\ K_4 + K_5 e^{P_1 t} + K_6 e^{-P_2 t} \end{bmatrix} \quad (\text{A I-10})$$

Lorsque le commutateur S_1 est ouvert on a le cas suivant :

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_{in} \times R_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{ex} \times R_{ex}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_{21} & -a_{22} \\ -a_{23} & -a_{24} \end{bmatrix} \quad (\text{A I-11})$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{21} \\ b_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{A I-12})$$

La transformée de Laplace a été appliquée est la matrice de transition $(sI - A)$ est la suivante :

$$(sI - A_2) = \begin{bmatrix} s + a_{21} & 0 \\ 0 & s + a_{24} \end{bmatrix} \quad (\text{A I-13})$$

$$(sI - A_2)^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{s + a_{21}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{s + a_{24}} \end{bmatrix} \quad (\text{A I-14})$$

$$L^{-1} [(sI - A_2)^{-1}] = \begin{bmatrix} e^{-a_{21} t} & 0 \\ 0 & e^{-a_{24} t} \end{bmatrix} \quad (\text{A I-15})$$

ANNEXE II

FICHES TECHNIQUES DES COMPOSANTS UTILISÉS POUR LE CIRCUIT EXPÉRIMENTAL

Quad 2-input NOR gate			74AHC02; 74AHCT02						
RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS									
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	74AHC			74AHCT			UNIT
			MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.	
V_{CC}	DC supply voltage		2.0	5.0	5.5	4.5	5.0	5.5	V
V_I	input voltage		0	–	5.5	0	–	5.5	V
V_O	output voltage		0	–	V_{CC}	0	–	V_{CC}	V
T_{amb}	operating ambient temperature range	see DC and AC characteristics per device	–40	+25	+85	–40	+25	+85	°C
			–40	+25	+125	–40	+25	+125	°C
t_r, t_f ($\Delta t/\Delta f$)	input rise and fall rates	$V_{CC} = 3.3 V \pm 0.3 V$	–	–	100	–	–	–	ns/V
		$V_{CC} = 5 V \pm 0.5 V$	–	–	20	–	–	20	
LIMITING VALUES									
In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134); voltages are referenced to GND (ground = 0 V).									
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT				
V_{CC}	DC supply voltage		–0.5	+7.0	V				
V_I	input voltage range		–0.5	+7.0	V				
I_{IK}	DC input diode current	$V_I < -0.5 V$; note 1	–	–20	mA				
I_{OK}	DC output diode current	$V_O < -0.5 V$ or $V_O > V_{CC} + 0.5 V$; note 1	–	± 20	mA				
I_O	DC output source or sink current	$-0.5 V < V_O < V_{CC} + 0.5 V$	–	± 25	mA				
I_{CC}	DC V_{CC} or GND current		–	± 75	mA				
T_{stg}	storage temperature range		–85	+150	°C				
P_D	power dissipation per package	for temperature range: –40 to +125 °C; note 2	–	500	mW				
Notes									
1. The input and output voltage ratings may be exceeded if the input and output current ratings are observed.									
2. For SO packages: above 70 °C the value of P_D derates linearly with 8 mW/K. For TSSOP packages: above 60 °C the value of P_D derates linearly with 5.5 mW/K.									

Figure-A II-1 Fiche technique de la porte logique NOR SN74AHC02

Tirée de : http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/7/4/A/H/74AHC02.shtml (Consulté le 2 février 2012)

www.ti.com		SNOSBJ3D – NOVEMBER 1999 – REVISED MARCH 2013									
Electrical Characteristics											
(V* = 5 V _{DC} , T _A = 25°C, unless otherwise stated)											
Parameter	Test Conditions	LM239, LM339			LM2901			LM3302			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	See ⁽¹⁾		2.0	5.0		2.0	7.0		3	20	mV _{DC}
Input Bias Current	I _{IN(+)} or I _{IN(-)} with Output in Linear Range ⁽²⁾ , V _{CM} = 0V		25	250		25	250		25	500	nA _{DC}
Input Offset Current	I _{IN(+)} - I _{IN(-)} , V _{CM} = 0V		5.0	50		5	50		3	100	nA _{DC}
Input Common-Mode Voltage Range	V* = 30 V _{DC} (LM3302, V* = 28 V _{DC}) ⁽³⁾	0		V* - 1.5	0		V* - 1.5	0		V* - 1.5	V _{DC}
Supply Current	R _L = ∞ on all Comparators, R _L = ∞, V* = 36V, (LM3302, V* = 28 V _{DC})		0.8	2.0		0.8	2.0		0.8	2.0	mA _{DC}
			1.0	2.5		1.0	2.5		1.0	2.5	mA _{DC}
Voltage Gain	R _L ≥ 15 kΩ, V* = 15 V _{DC} , V _O = 1 V _{DC} to 11 V _{DC}	50	200		25	100		2	30		V/mV
Large Signal Response Time	V _{IN} = TTL Logic Swing, V _{REF} = 1.4 V _{DC} , V _{RL} = 5 V _{DC} , R _L = 5.1 kΩ,		300			300			300		ns
Response Time	V _{RL} = 5 V _{DC} , R _L = 5.1 kΩ ⁽⁴⁾		1.3			1.3			1.3		μs
Output Sink Current	V _{IN(-)} = 1 V _{DC} , V _{IN(+)} = 0, V _O ≤ 1.5 V _{DC}	6.0	16		6.0	16		6.0	16		mA _{DC}
Saturation Voltage	V _{IN(-)} = 1 V _{DC} , V _{IN(+)} = 0, I _{SINK} ≤ 4 mA		250	400		250	400		250	500	mV _{DC}
Output Leakage Current	V _{IN(+)} = 1 V _{DC} , V _{IN(-)} = 0, V _O = 5 V _{DC}		0.1			0.1			0.1		nA _{DC}

(1) At output switch point, V_O = 1.4 V_{DC}, R_S = 0Ω with V* from 5 V_{DC} to 30 V_{DC}; and over the full input common-mode range (0 V_{DC} to V* - 1.5 V_{DC}), at 25°C. For LM3302, V* from 5 V_{DC} to 28 V_{DC}.

(2) The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the reference or input lines.

(3) The input common-mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V. The upper end of the common-mode voltage range is V* - 1.5V at 25°C, but either or both inputs can go to +30 V_{DC} without damage (25V for LM3302), independent of the magnitude of V*.

(4) The response time specified is a 100 mV input step with 5 mV overdrive. For larger overdrive signals 300 ns can be obtained, see typical performance characteristics section.

Figure-A II-2 Fiche technique du comparateur LM339A

Tirée de : <http://www.ti.com.cn/cn/lit/ds/symlink/lm339-n.pdf> (Consulté le 2 février 2012)

Data Sheet		ADG801/ADG802			
SPECIFICATIONS					
$V_{DD} = 5\text{ V} \pm 10\%$, GND = 0 V, unless otherwise noted. The automotive temperature range is -40°C to $+125^{\circ}\text{C}$.					
Table 1.					
Parameter	25°C	-40°C to +85°C	-40°C to +125°C ¹	Unit	Test Conditions/Comments
ANALOG SWITCH					
Analogue Signal Range			0 V to V_{DD}	V	
On Resistance (R_{ON})	0.25			Ω typ	$V_S = 0\text{ V}$ to V_{DD} , $I_S = 100\text{ mA}$; see Figure 13
	0.3	0.35	0.4	Ω max	$V_S = 0\text{ V}$ to V_{DD} , $I_S = 100\text{ mA}$; see Figure 13
On Resistance Flatness ($R_{FLATNESS}$)	0.05			Ω typ	$V_S = 0\text{ V}$ to V_{DD} , $I_S = 100\text{ mA}$
		0.07	0.08	Ω max	
LEAKAGE CURRENTS					
Source Off Leakage, I_S (Off)	± 0.01			nA typ	$V_{DD} = 5.5\text{ V}$
	± 0.25	± 3	± 30	nA max	$V_S = 4.5\text{ V}/1\text{ V}$, $V_D = 1\text{ V}/4.5\text{ V}$; see Figure 14
Drain Off Leakage, I_D (Off)	± 0.01			nA typ	$V_S = 4.5\text{ V}/1\text{ V}$, $V_D = 1\text{ V}/4.5\text{ V}$; see Figure 14
	± 0.25	± 3	± 30	nA max	$V_S = 4.5\text{ V}/1\text{ V}$, $V_D = 1\text{ V}/4.5\text{ V}$; see Figure 14
Channel On Leakage, I_S , I_D (On)	± 0.01			nA typ	$V_S = V_D = 1\text{ V}$, or 4.5 V; see Figure 15
	± 0.25	± 3	± 30	nA max	$V_S = V_D = 1\text{ V}$, or 4.5 V; see Figure 15
DIGITAL INPUTS					
Input High Voltage, V_{IH}			2.0	V min	
Input Low Voltage, V_{IL}			0.8	V max	
Input Current				μA typ	$V_{IN} = V_{IL}$ or V_{IH}
I_{IL} or I_{IH}	0.005			μA max	
C_{IN} , Digital Input Capacitance	5			pF typ	
DYNAMIC CHARACTERISTICS²					
t_{ON}	35			ns typ	$R_L = 50\ \Omega$, $C_L = 35\text{ pF}$
	45	50	55	ns max	$V_S = 3\text{ V}$; see Figure 16
t_{OFF}	9			ns typ	$R_L = 50\ \Omega$, $C_L = 35\text{ pF}$
	15	18	21	ns max	$V_S = 3\text{ V}$; see Figure 16
Charge Injection	50			pC typ	$V_S = 2.5\text{ V}$, $R_S = 0\ \Omega$, $C_L = 1\text{ nF}$; see Figure 17
Off Isolation	-61			dB typ	$R_L = 50\ \Omega$, $C_L = 5\text{ pF}$; $f = 100\text{ kHz}$; see Figure 18
Bandwidth -3 dB	12			MHz typ	$R_L = 50\ \Omega$, $C_L = 5\text{ pF}$; see Figure 19
C_S (Off)	180			pF typ	$f = 1\text{ MHz}$
C_D (Off)	180			pF typ	$f = 1\text{ MHz}$
C_D , C_S (On)	420			pF typ	$f = 1\text{ MHz}$
POWER REQUIREMENTS					
I_{DD}	0.001			μA typ	$V_{DD} = 5.5\text{ V}$
		1.0	2.0	μA max	Digital inputs = 0 V or 5.5 V

¹ On resistance parameters tested with $I_S = 10\text{ mA}$.

² Guaranteed by design, not subject to production test.

Figure-A II-3 Fiche technique du commutateur électronique ADG801
 Tirée de : <http://www.digikey.ca/product-detail/en/ADG801BRTZ-500RL7/ADG801BRTZ-500RL7CT-ND/2467306>
 (consulté le 20 septembre 2014)

PowerStor[®]





Supercapacitors

B Series

Description

Cooper Bussmann PowerStor[®] supercapacitors are unique, ultra-high capacitance devices utilizing electrochemical double layer capacitor (EDLC) construction combined with new, high performance materials. This combination of advanced technologies allows Cooper Bussmann to offer a wide variety of capacitor solutions tailored to specific applications that range from a few micro-amps for several days to several amps for milliseconds.

Features & Benefits

- High specific capacitance
- Very low ESR
- Low leakage currents
- Long cycle life
- UL Recognized

Applications

- Main power
- Hybrid battery packs
- Hold-up power
- Pulse power





Cylindrical Device

Specifications	
Working Voltage	2.5V
Surge Voltage	3.0V
Capacitance	0.22F to 2.2F
Capacitance Tolerance	-20% to +80% (20°C)
Operating Temperature Range	-25°C to 70°C

Standard Product						
Nominal Capacitance (F)	Part Number	Maximum ESR (Ω) (Equivalent Series Resistance) Measured @ 100Hz	Nominal Leakage Current (μA) After 72 Hours @ 20°C	Nominal Dimensions (mm)		Typical Mass (grams/piece)
				Diameter	Length	
0.22	B0510-2R5224-R	2.00	2	5	11	0.54
1.0	B0810-2R5105-R	0.50	4	8	13	1.2
1.5	B1010-2R5155-R	0.30	7	10	14	1.9
2.2	B0820-2R5225-R	0.20	9	8	20	1.5

Performance		
Parameter	Capacitance Change (% of initial measured value)	ESR (% of initial specified value)
Life (1000 hrs @ 70°C @ 2.5Vdc)	≤ 30 %	≤ 300 %
Storage - Low and High Temperature (1000 hrs @ -25°C and 70°C)	≤ 30 %	≤ 300 %

Figure-A II-4 Fiche technique de la pile Ni-Cd
Tirée de : http://www.digikey.ca/product-search/en?KeyWords=283-2775-ND&WT.z_header=search_go (consulté le 10 décembre 2013)

ANNEXE III

RÉSULTATS D'ESTIMATION DES PARAMÈTRES

Les résultats de simulation d'estimation des paramètres sans prise en compte de la résistance R_p sont les suivants :

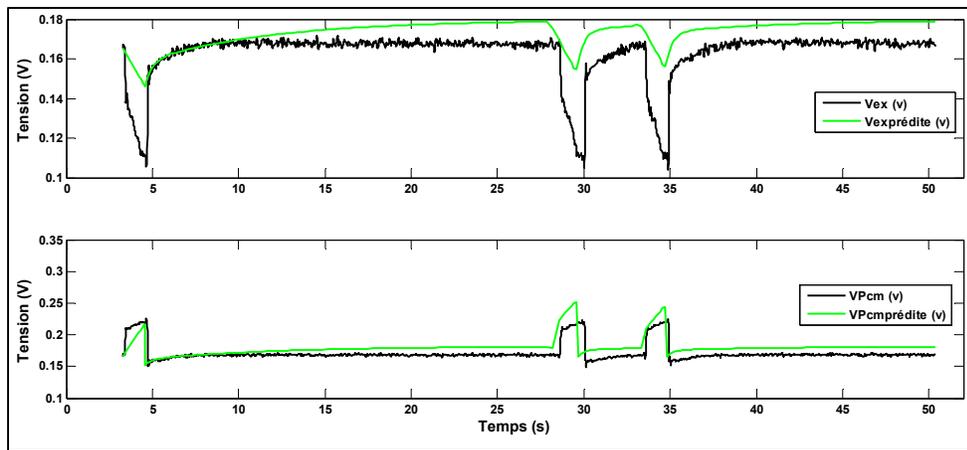


Figure-A III-1 Performance du modèle utilisant les paramètres identifiés à partir de la mesure 3

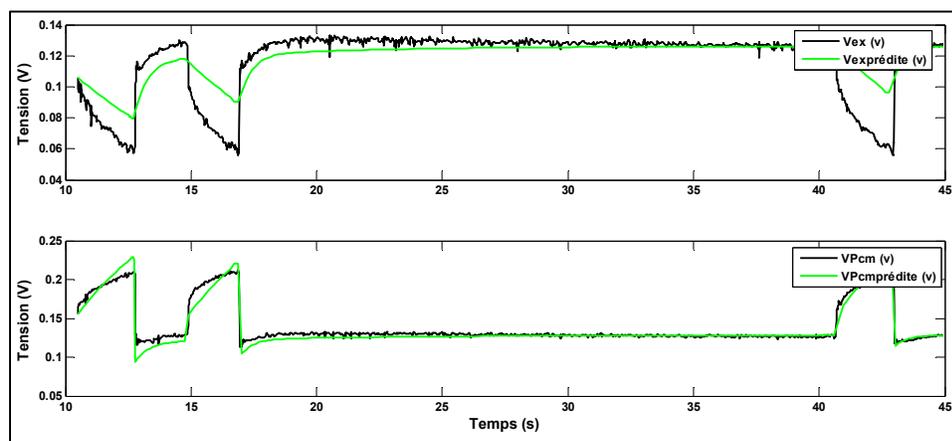


Figure-A III-2 Performance du modèle utilisant les paramètres identifiés à partir de la mesure 10

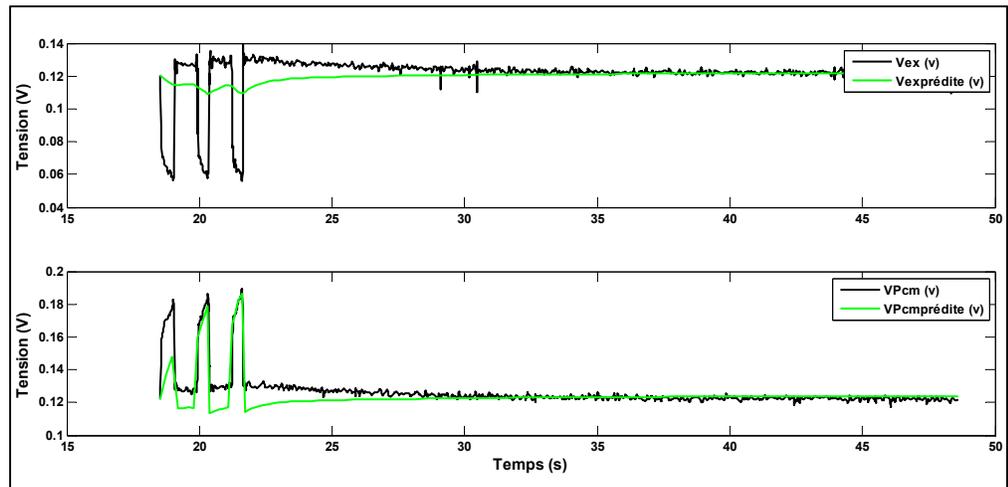


Figure-A III-3 Performance du modèle utilisant les paramètres identifiés à partir de la mesure 12

Lorsque les 4 mesures sont prises en compte ensemble :

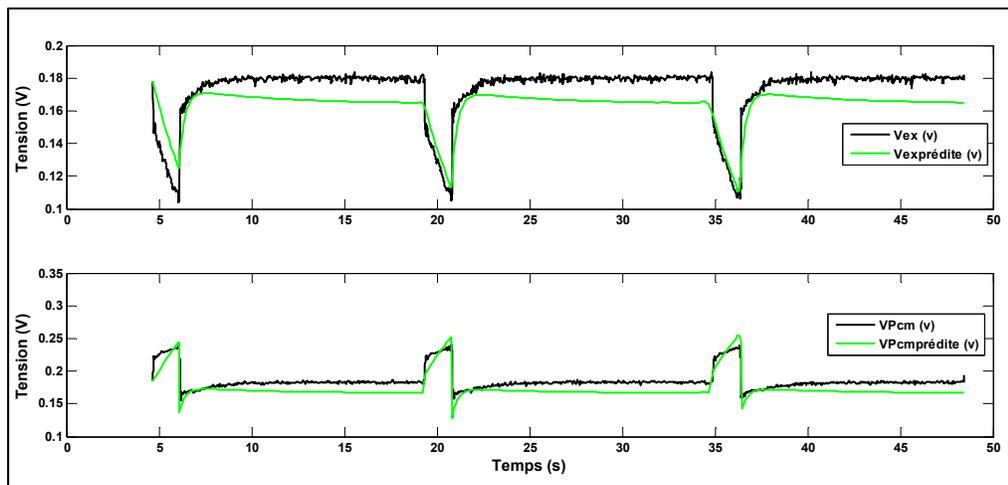


Figure-A III-4 Performance du modèle utilisant les paramètres identifiés à partir de la mesure 2 (prise en compte des 4 mesures)

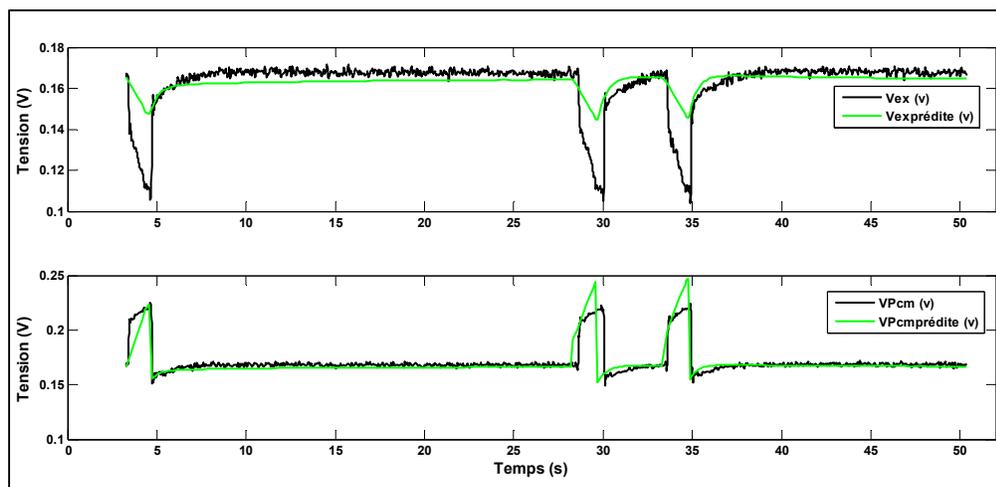


Figure-A III-5 Performance du modèle utilisant les paramètres identifiés à partir de la mesure 3 (prise en compte des 4 mesures)

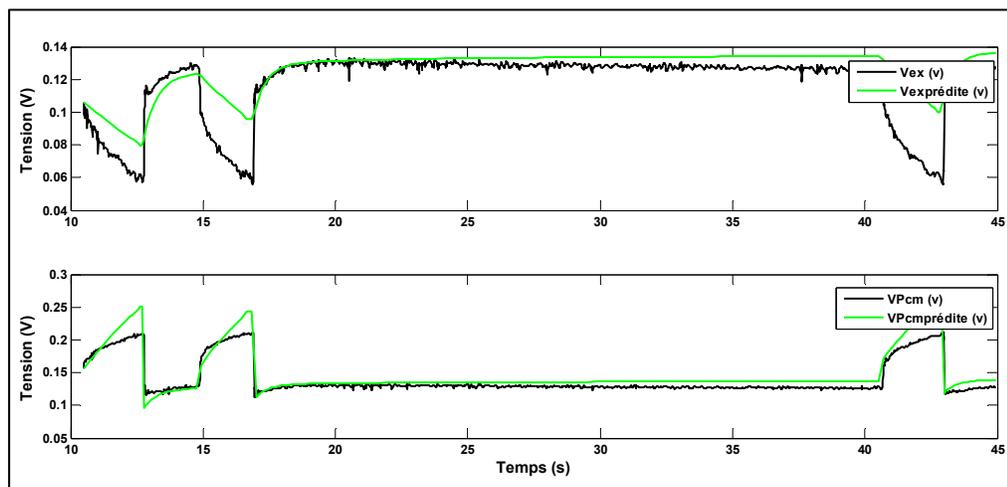


Figure-A III-6 Performance du modèle utilisant les paramètres identifiés à partir de la mesure 10 (prise en compte des 4 mesures)

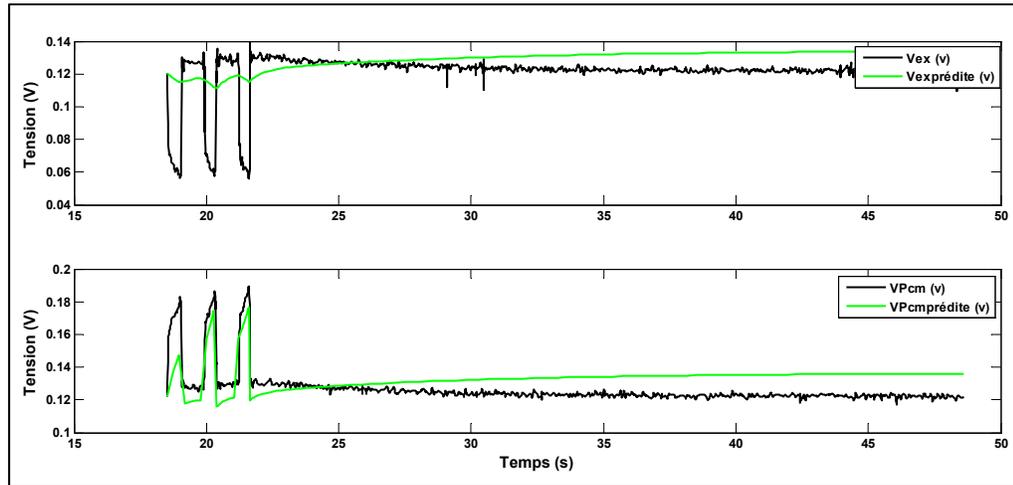


Figure-A III-7 Performance du modèle utilisant les paramètres identifiés à partir de la mesure 12 (prise en compte des 4 mesures)

En présence de la résistance R_p on a les résultats suivants :

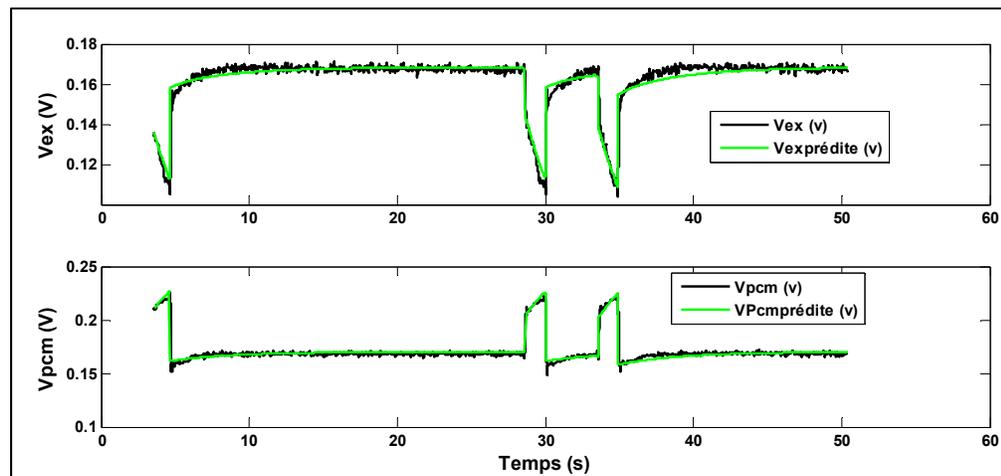


Figure-A III-8 Performance du modèle utilisant les paramètres identifiés à partir de la mesure 3 (prise en compte de R_p)

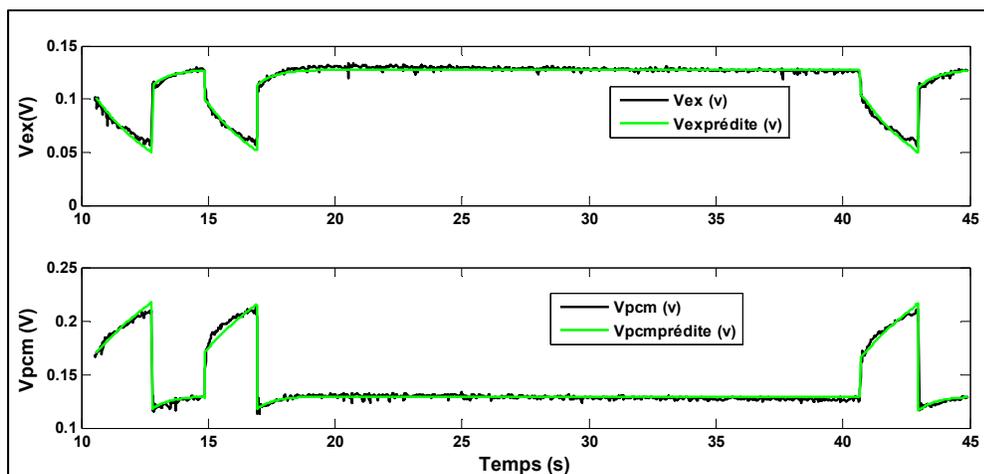


Figure-A III-9 Performance du modèle utilisant les paramètres identifiés à partir de la mesure 10 (prise en compte de R_p)

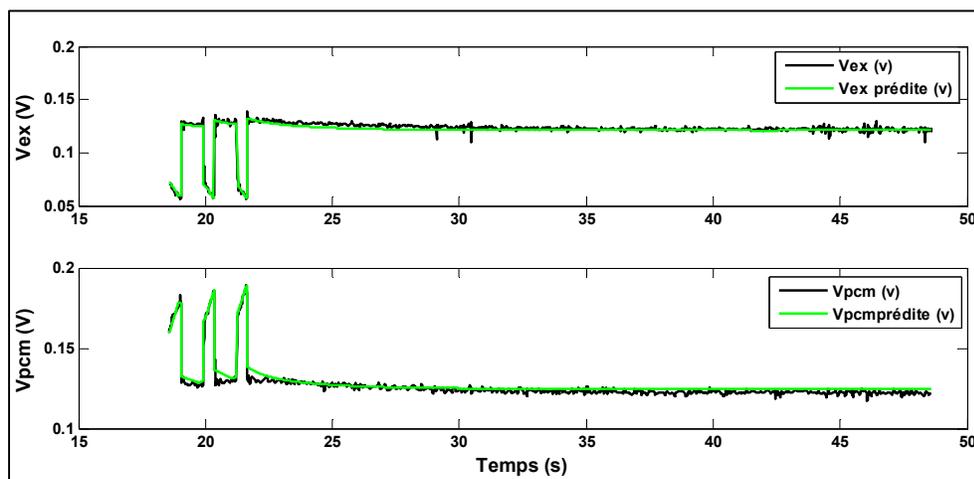


Figure-A III-10 Performance du modèle utilisant les paramètres identifiés à partir de la mesure 12 (prise en compte de R_p)

ANNEXE IV

ÉTUDE THÉORIQUE : OPÉRATION INTERMITTENTE PAR BORNES DE TENSION EN PRÉSENCE D'UNE RÉSISTANCE PARASITE R_p

Lorsque S_1 est fermé les coefficients de la matrice d'état sont les suivants :

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_1+R_2+R_{sw}+R_p}{(R_1+R_{sw}+R_p) \times R_2 \times C_{in}} & -\frac{1}{(R_1+R_{sw}+R_p) \times C_{in}} \\ -\frac{1}{(R_1+R_{sw}+R_p) \times C_{ex}} & -\frac{R_{ex}+R_1+R_{sw}+R_p}{(R_1+R_{sw}+R_p) \times R_{ex} \times C_{ex}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & -a_2 \\ -a_3 & -a_4 \end{bmatrix} \quad (\text{A IV-1})$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{(R_1+R_{sw}+R_p) \times C_{in}} \\ \frac{1}{(R_1+R_{sw}+R_p) \times C_{ex}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A IV-2})$$

Si on considère que les pôles P_1 et P_2 sont réels négatifs, que $z_1 = \frac{a_4 b_1 - a_2 b_2}{b_1}$ et que $z_2 = \frac{a_1 b_2 - a_3 b_1}{b_2}$ on obtient alors :

$$(sI - A_1)^{-1} B_1 u(s) = \begin{bmatrix} \frac{v_{in} b_1 (s+z_1)}{s(s-P_1)(s-P_2)} \\ \frac{v_{in} b_2 (s+z_2)}{s(s-P_1)(s-P_2)} \end{bmatrix} \quad (\text{A IV-3})$$

Où

$$P_1, P_2 = \frac{-a_4 - a_1 + \pm \sqrt{a_1^2 - 2a_1 a_4 + a_4^2 + 4a_2 a_3}}{2} \quad (\text{A IV-4})$$

Une décomposition en éléments simples donne la forme suivante :

$$(sI - A_1)^{-1} B_1 u(s) = \begin{bmatrix} \frac{k_1}{s} + \frac{k_2}{(s-P_1)} + \frac{k_3}{(s-P_2)} \\ \frac{k_4}{s} + \frac{k_5}{(s-P_1)} + \frac{k_6}{(s-P_2)} \end{bmatrix} \quad (\text{A IV-5})$$

Alors si on applique Laplace inverse on obtient la forme suivante :

$$(sI - A_1)^{-1} B_1 u(s) = \begin{bmatrix} \frac{k_1}{s} + \frac{k_2}{(s-P_1)} + \frac{k_3}{(s-P_2)} \\ \frac{k_4}{s} + \frac{k_5}{(s-P_1)} + \frac{k_6}{(s-P_2)} \end{bmatrix} \quad (\text{A IV-6})$$

Lorsque S2 est ouvert on a le cas suivant :

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_{in} \times R_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{ex} \times R_{ex}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_{21} & -a_{22} \\ -a_{23} & -a_{24} \end{bmatrix} \quad (\text{A IV-7})$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{21} \\ b_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{A IV-8})$$

ANNEXE V

ÉTUDE THÉORIQUE : OPÉRATION INTERMITTENTE VIA UN CONVERTISSEUR BOOST POUR ALIMENTER LA CHARGE R_{ex}

La représentation d'état d'un système dynamique s'exprime comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases} \quad (\text{A V-1})$$

Avec :

- $y(t)$ la sortie du système : $v_{ex}(t)$;
- $x(t)$ le vecteur des variables d'état du système : $\begin{bmatrix} i_L \\ v_{cin} \\ v_{ex} \end{bmatrix}$;
- $u(t)$ l'entrée du système : $v_{in}(t)$.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t) \end{aligned} \quad (\text{A V-2})$$

Où

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_{cin}}{dt} \\ \frac{dV_{cex}}{dt} \end{bmatrix} \quad (\text{A V-3})$$

Lorsque les commutateurs S_1 et S_2 sont fermés la matrice d'état est la suivante A:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_{cin}}{dt} \\ \frac{dv_{cex}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & -a_2 & -a_3 \\ -a_4 & -a_5 & -a_6 \\ -a_7 & -a_8 & -a_9 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_{cin} \\ V_{cex} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} [V_{in}] \quad (\text{A V-4})$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_{cin}}{dt} \\ \frac{dv_{cex}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L} & -\frac{1}{L} & 0 \\ \frac{1}{C_{in}} & -\frac{1}{C_{in} \times R_2} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_{ex} \times R_{ex}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_{cin} \\ V_{cex} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V_{in}] \quad (\text{A V-5})$$

$$D_1 = 0 \quad (\text{A V-6})$$

$$C_1 = [0 \ 0 \ 1] \quad (\text{A V-7})$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{R_1}{L} i_L + \frac{1}{L} V_{in} - \frac{1}{L} v_{cin} \quad (\text{A V-8})$$

$$\frac{dv_{cin}}{dt} = \frac{1}{C_{in}} i_L - \frac{1}{C_{in} \times R_2} v_{cin} \quad (\text{A V-9})$$

$$\frac{dv_{cex}}{dt} = -\frac{1}{C_{ex} \times R_{ex}} v_{cex} \quad (\text{A V-10})$$

La transformée de Laplace a été appliquée et la matrice de transition $(sI-A)$ est la suivante :

$$(sI - A_1) = \begin{bmatrix} s + a_1 & a_2 & a_3 \\ a_4 & s + a_5 & a_6 \\ a_7 & a_8 & s + a_9 \end{bmatrix} \quad (\text{A V-11})$$

$$(sI - A_1)^{-1} B_1 u(s) = \begin{bmatrix} \frac{22,1429(s + 0,1843)}{s(s^2 + 271,6129s + 347,6612)} \\ \frac{92,2619}{s(s^2 + 271,6129s + 347,6612)} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A V-12})$$

$$L^{-1} [(sI - A_1)^{-1} B_1 u(s)] = \begin{bmatrix} 0,0117 - 0,0822e^{-270,3268t} + 0,0705e^{-1,2861t} \\ 0,2654 + 0,0013e^{-270,3268t} - 0,2606e^{-1,2861t} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A V-13})$$

La solution de la représentation d'état $x(t)$ s'exprime comme suit :

$$x(t) = L^{-1} [(sI - A_1)^{-1}] x(0) + L^{-1} [(sI - A_1)^{-1} B_1 u(s)] \quad (\text{A V-14})$$

La matrice d'état lorsque le commutateur S_1 est fermé et le commutateur S_2 est ouvert est comme suit :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_{cin}}{dt} \\ \frac{dV_{cex}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L} & -\frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_{in}} & -\frac{1}{C_{in} \times R_2} & 0 \\ \frac{1}{C_{ex}} & 0 & -\frac{1}{C_{ex} \times R_{ex}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_{cin} \\ V_{cex} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V_{in}] \quad (\text{A V-15})$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L} & -\frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_{in}} & -\frac{1}{C_{in} \times R_2} & 0 \\ \frac{1}{C_{ex}} & 0 & -\frac{1}{C_{ex} \times R_{ex}} \end{bmatrix} \quad (\text{A V-16})$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 71,428 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A V-17})$$

$$C_2 = [0 \ 0 \ 1] \quad (\text{A V-18})$$

$$D_2 = [0] \quad (\text{A V-19})$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{R_1}{L}i_L + \frac{1}{L}V_{in} - \frac{1}{L}v_{cin} - \frac{1}{L}v_{ex} \quad (\text{A V-20})$$

$$\frac{dv_{cin}}{dt} = \frac{1}{C_{in}}i_L - \frac{1}{C_{in} \times R_2}v_{cin} \quad (\text{A V-21})$$

$$\frac{dv_{cex}}{dt} = \frac{1}{C_{ex}}i_L - \frac{1}{C_{ex} \times R_{ex}}v_{ex} \quad (\text{A V-22})$$

La transformée de Laplace a été appliquée est la matrice de transition $(sI-A)$ est la suivante :

$$(sI - A_2) = \begin{bmatrix} s + \frac{R_1}{L} & \frac{1}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_{in}} & s + \frac{1}{C_{in} \times R_2} & 0 \\ -\frac{1}{C_{ex}} & 0 & s + \frac{1}{C_{ex} \times R_{ex}} \end{bmatrix} \quad (\text{A V-23})$$

$$(sI - A_2) \quad (\text{A V-24})$$

$$(sI - A_2)^{-1} = \begin{bmatrix} A1 & A2 & A3 \\ A4 & A5 & A6 \\ A7 & A8 & A9 \end{bmatrix} \quad (\text{A V-25})$$

Une décomposition en élément simple a été appliquée et les réponses temporelles sont les suivantes:

$$A1 = 1,0089e^{-269,2154t} - 0,0092e^{-2,3836t} + 0,0003e^{-0,1710t} \quad (\text{A V-26})$$

$$A2 = 0,2677e^{-269,2154t} - 0,2661e^{-2,3836t} - 0,0016e^{-0,1710t} \quad (\text{A V-27})$$

$$A3 = 0,2677e^{-269,2154t} - 0,2661e^{-2,3836t} - 0,0016e^{-0,1710t} \quad (\text{A V-28})$$

$$A4 = -0,0156e^{-269,2154t} + 0,0157e^{-2,3836t} - 0,0001e^{-0,1710t} \quad (\text{A V-29})$$

$$A5 = -0,0041e^{-269,2154t} + 0,5102e^{-2,3836t} + 0,4940e^{-0,1710t} \quad (\text{A V-30})$$

$$A6 = -0,0041e^{-269,2154t} + 0,5041e^{-2,3836t} - 0,5e^{-0,1710t} \quad (\text{A V-31})$$

$$A7 = -0,0155e^{-269,2154t} + 0,0097e^{-2,3836t} + 0,0058e^{-0,1710t} \quad (\text{A V-32})$$

$$A6 = -0,0041e^{-269,2154t} + 0,5041e^{-2,3836t} - 0,5e^{-0,1710t} \quad (\text{A V-33})$$

$$A9 = -0,0041e^{-269,2154t} + 0,4981e^{-2,3836t} + 0,5061e^{-0,1710t} \quad (\text{A V-34})$$

$$(sI - A_2)^{-1}B_2 u(s) = \quad (\text{A V-35})$$

$$\left[\begin{array}{c} \frac{22,142s^2 + 7,57s + 0,644}{s^3 + 271,77s^2 + 688,14s + 109,741} \\ \frac{92,26s + 14,56}{s^3 + 271,77s^2 + 688,14s + 109,741} \\ \frac{92,26s + 17,009}{s^3 + 271,77s^2 + 688,14s + 109,741} \end{array} \right]$$

$$L^{-1} [(sI - A_1)^{-1}B_1 u(s)] = \quad (\text{A V-36})$$

$$\left[\begin{array}{c} 0,0059 - 0,0829e^{-269,2154t} + 0,077e^{-2,3836t} + 0,000029e^{-0,1710t} \\ 0,1327 + -0,0013e^{-269,2154t} - 0,1459e^{-2,3836t} + 0,012e^{-0,1710t} \\ 0,1550 + 0,0013e^{-269,2154t} - 0,1442e^{-2,3836t} - 0,0121e^{-0,1710t} \end{array} \right]$$

Lorsque S_1 est ouvert la matrice d'état s'exprime comme suit :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_{cex}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{ex} \times R_{ex}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_{cex} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V_{in}] \quad (\text{A V-37})$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{ex} \times R_{ex}} \end{bmatrix} \quad (\text{A V-38})$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A V-39})$$

$$\frac{d v_{ex}}{dt} = -\frac{1}{C_{ex} \times R_{ex}} v_{ex} \quad (\text{A V-40})$$

$$\frac{d v_{cin}}{dt} = -\frac{1}{C_{in} \times R_2} v_{cin} \quad (\text{A V-41})$$

La transformée de Laplace a été appliquée est la matrice de transition ($sI-A$) est la suivante :

$$(sI - A) = \begin{bmatrix} s + \frac{1}{C_{in} \times R_2} & 0 \\ 0 & s + \frac{1}{C_{ex} \times R_{ex}} \end{bmatrix} \quad (\text{A V-42})$$

$$(sI - A)^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{s + 0,184} & 0 \\ 0 & \frac{1}{s + 0,157} \end{bmatrix} \quad (\text{A V-43})$$

$$(sI - A)^{-1} B u(s) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A V-44})$$

$$L^{-1} [(sI - A)^{-1}] = \begin{bmatrix} e^{-0,184t} & 0 \\ 0 & e^{-0,157t} \end{bmatrix} \quad (\text{A V-45})$$

ANNEXE VI

FICHE TECHNIQUE DE LA PILE Ni-Cd

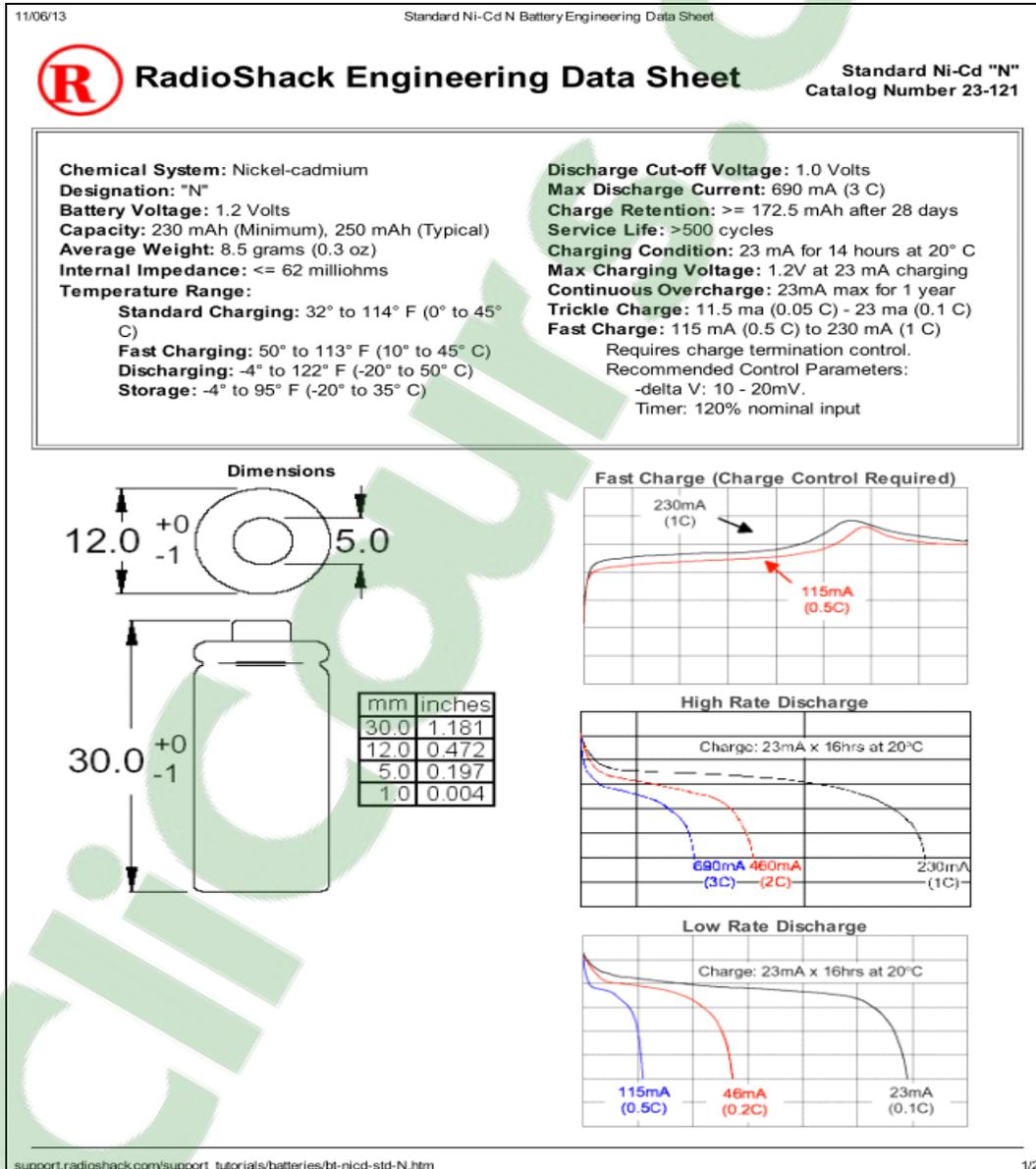


Figure-A VI-1 Fiche technique de la pile Ni-Cd
 Tirée de : http://support.radioshack.com/support_tutorials/piles/bt-nicd-std-N.htm h (consulté le 11 juin 2013)

BIBLIOGRAPHIE

- Abbey, C., et G. Joos. 2007. « Supercapacitor Energy Storage for Wind Energy Applications ». *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 43, n° 3, p. 769-776.
- Aelterman, Peter, Mathias Versichele, Massimo Marzorati, Nico Boon et Willy Verstraete. 2008. « Loading rate and external resistance control the electricity generation of microbial fuel cells with different three-dimensional anodes ». *Bioresource Technology*, vol. 99, n° 18, p. 8895-8902.
- Ban, Shuai, JiuJun Zhang, Lei Zhang, Ken Tsay, Datong Song et Xinfu Zou. 2013. « Charging and discharging electrochemical supercapacitors in the presence of both parallel leakage process and electrochemical decomposition of solvent ». *Electrochimica Acta*, vol. 90, n° 0, p. 542-549.
- Casacca, M. A., et Z. M. Salameh. 1992. « Determination of lead-acid battery capacity via mathematical modeling techniques ». *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 7, n° 3, p. 442-446.
- Coronado, J, M Perrier et B Tartakovsky. 2013a. « Pulse-width modulated external resistance increases the microbial fuel cell power output ». *Bioresource technology*, vol. 147, p. 65-70.
- Coronado, Javier, Michel Perrier et Boris Tartakovsky. 2013b. « On-Line Monitoring and Parameter Estimation of a Microbial Fuel Cell Operated with Intermittent Connection of the External Resistor ». In *Computer Applications in Biotechnology*. Vol. 12, p. 233-237.
- Dasgupta, Nivedita, Ashish Pandey et Ashok K. Mukerjee. 2008. « Voltage-sensing-based photovoltaic MPPT with improved tracking and drift avoidance capabilities ». *Solar Energy Materials and Solar Cells*, vol. 92, n° 12, p. 1552-1558.
- Degrenne, Nicolas. 2012. « Gestion de l'Energie des Piles à Combustible Microbiennes ». Ecole Centrale de Lyon.
- Degrenne, Nicolas, Marilyne Boileau, Florent Morel, Firas Khaled, Olivier Ondel, Francois Buret et Bruno Allard. 2012. « Association of Flyback Converters to Harvest Energy from Multiple Hydraulically Connected Biofuel Cells ». In *Green Computing and Communications (GreenCom), 2012 IEEE International Conference on*. p. 664-667. IEEE.
- Dewan, Alim, Conrad Donovan, Deukhyoun Heo et Haluk Beyenal. 2010. « Evaluating the performance of microbial fuel cells powering electronic devices ». *Journal of Power Sources*, vol. 195, n° 1, p. 90-96.

- Donovan, Conrad, Alim Dewan, Deukhyoun Heo et Haluk Beyenal. 2008. « Batteryless, Wireless Sensor Powered by a Sediment Microbial Fuel Cell ». *Environmental Science & Technology*, vol. 42, n° 22, p. 8591-8596.
- Donovan, Conrad, Alim Dewan, Huan Peng, Deukhyoun Heo et Haluk Beyenal. 2011. « Power management system for a 2.5W remote sensor powered by a sediment microbial fuel cell ». *Journal of Power Sources*, vol. 196, n° 3, p. 1171-1177.
- Dürr, Matthias, Andrew Cruden, Sinclair Gair et J. R. McDonald. 2006. « Dynamic model of a lead acid battery for use in a domestic fuel cell system ». *Journal of Power Sources*, vol. 161, n° 2, p. 1400-1411.
- Enslin, J. H. R., M. S. Wolf, D. B. Snyman et W. Swiegers. 1997. « Integrated photovoltaic maximum power point tracking converter ». *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 44, n° 6, p. 769-773.
- Esrām, T., et P. L. Chapman. 2007. « Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques ». *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 22, n° 2, p. 439-449.
- Esrām, T., J. W. Kimball, P. T. Krein, P. L. Chapman et P. Midya. 2006. « Dynamic Maximum Power Point Tracking of Photovoltaic Arrays Using Ripple Correlation Control ». *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, n° 5, p. 1282-1291.
- Grondin, F., M. Perrier et B. Tartakovsky. 2012a. « Microbial fuel cell operation with intermittent connection of the electrical load ». *Journal of Power Sources*, vol. 208, n° 0, p. 18-23.
- Grondin, Felix. 2012. « Operation periodique d'une pile a combustible microbienne par connexion intermittente a une resistance electrique ». M.Sc.A. Canada, Ecole Polytechnique, Montreal (Canada), 82 p.
- Grondin, Félix, Michel Perrier et Boris Tartakovsky. 2012b. « Microbial fuel cell operation with periodic connection of the external resistance ». In *8th IFAC symposium on advanced control of chemical processes, Furama Riverfront, Singapore*. p. 120-124.
- Hohm, D. P., et M. E. Ropp. 2003. « Comparative study of maximum power point tracking algorithms ». *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, vol. 11, n° 1, p. 47-62.
- Hongwei, Gao, A. Meehan et Z. Lewandowski. 2011. « New microbial fuel cell power system for efficiency improvement ». In *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011 International Conference on*. (20-23 Aug. 2011), p. 1-5.

- Kasa, N., T. Iida et Chen Liang. 2005. « Flyback Inverter Controlled by Sensorless Current MPPT for Photovoltaic Power System ». *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 52, n° 4, p. 1145-1152.
- Koutroulis, E., et K. Kalaitzakis. 2006. « Design of a maximum power tracking system for wind-energy-conversion applications ». *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, n° 2, p. 486-494.
- Liang, Peng, Xia Huang, Ming-Zhi Fan, Xiao-Xin Cao et Cheng Wang. 2007. « Composition and distribution of internal resistance in three types of microbial fuel cells ». *Applied Microbiology and Biotechnology*, vol. 77, n° 3, p. 551-558.
- Lijun, Gao, Shengyi Liu et R. A. Dougal. 2002. « Dynamic lithium-ion battery model for system simulation ». *Components and Packaging Technologies, IEEE Transactions on*, vol. 25, n° 3, p. 495-505.
- Liu, Hong, et Bruce E. Logan. 2004. « Electricity Generation Using an Air-Cathode Single Chamber Microbial Fuel Cell in the Presence and Absence of a Proton Exchange Membrane ». *Environmental Science & Technology*, vol. 38, n° 14, p. 4040-4046.
- Logan, Bruce E. 2008. *Microbial Fuel Cells*. John Wiley & Sons.
- Logan, Bruce E., Bert Hamelers, René Rozendal, Uwe Schröder, Jürg Keller, Stefano Freguia, Peter Aelterman, Willy Verstraete et Korneel Rabaey. 2006. « Microbial Fuel Cells: Methodology and Technology† ». *Environmental Science & Technology*, vol. 40, n° 17, p. 5181-5192.
- Martin, Edith. 2011. « Étude de la performance de piles à combustible microbiennes et l'effet des matériaux d'électrodes ». Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montréal, 195 p.
- Meehan, A., Gao Hongwei et Z. Lewandowski. 2011. « Energy Harvesting With Microbial Fuel Cell and Power Management System ». *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 26, n° 1, p. 176-181.
- Mutoh, N., et T. Inoue. 2007. « A Control Method to Charge Series-Connected Ultraelectric Double-Layer Capacitors Suitable for Photovoltaic Generation Systems Combining MPPT Control Method ». *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, n° 1, p. 374-383.
- Park, J. D., et Z. Ren. 2012. « Hysteresis controller based maximum power point tracking energy harvesting system for microbial fuel cells ». *J Power Sources*, vol. 205, p. 6-6.

- Pocaznoi, Diana. 2012. « Optimisation d'anodes microbiennes à partir de lixiviat de sol pour la conception de piles à combustible microbiennes ». Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse Université de Toulouse , 224 p.
- Quezada, Bibiana Cercado. 2009. « Traitement des déchets issus de l'industrie agro-alimentaires par pile à combustible microbienne ». Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse Université de Toulouse, 176 p.
- Raju, A. B., K. Chatterjee et B. G. Fernandes. 2003. « A simple maximum power point tracker for grid connected variable speed wind energy conversion system with reduced switch count power converters ». In *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*. (15-19 June 2003) Vol. 2, p. 748-753 vol.2.
- Tan, K., et S. Islam. 2004. « Optimum control strategies in energy conversion of PMSG wind turbine system without mechanical sensors ». *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 19, n° 2, p. 392-399.
- Wang, Heming, Zhiyong Ren et Jae-Do Park. 2012. « Power electronic converters for microbial fuel cell energy extraction: Effects of inductance, duty ratio, and switching frequency ». *Journal of Power Sources*, vol. 220, n° 0, p. 89-94.
- Woodward, L., M. Perrier, B. Srinivasan, R. P. Pinto et B. Tartakovsky. 2010. « Comparison of real-time methods for maximizing power output in microbial fuel cells ». *AIChE Journal*, vol. 56, n° 10, p. 2742-2750.
- Woodward, Lyne, Boris Tartakovsky, Michel Perrier et Bala Srinivasan. 2009. « Maximizing power production in a stack of microbial fuel cells using multiunit optimization method ». *Biotechnology Progress*, vol. 25, n° 3, p. 676-682.
- Zhao, Feng, Falk Harnisch, Uwe Schröder, Fritz Scholz, Peter Bogdanoff et Iris Herrmann. 2005. « Application of pyrolysed iron(II) phthalocyanine and CoTMPP based oxygen reduction catalysts as cathode materials in microbial fuel cells ». *Electrochemistry Communications*, vol. 7, n° 12, p. 1405-1410.

