



Récupération d'énergie à partir de piles à combustible microbiennes benthiques

Armande Capitaine

► To cite this version:

Armande Capitaine. Récupération d'énergie à partir de piles à combustible microbiennes benthiques. Physique [physics]. Université de Lyon - INSA Lyon, 2017. Français. NNT : . tel-01678777

HAL Id: tel-01678777

<https://hal.science/tel-01678777>

Submitted on 22 Mar 2018

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



N° d'ordre : 2017-xxx

THESE de DOCTORAT DE L'UNIVERSITE DE LYON
opérée au sein de
L'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon

Ecole Doctorale 160
Electronique, Electrotechnique, Automatisme (EEA)

Spécialité/ discipline de doctorat :
Electronique, micro et nanoélectronique, optique et laser

Soutenue publiquement le 30/11/2017, par :
Armande CAPITAINE

**Récupération d'énergie
à partir de piles à combustible
microbiennes benthiques**

Devant le jury composé de :

Lefeuvre, Elie Professeur des Universités Université Paris Sud **Rapporteur**
Vasic, Dejan Maître de Conférence HDR Université de Cergy-Pontoise **Rapporteur**
Achouak, Wafa Directrice de recherche CEA-CNRS-AMU **Examinatrice**
Erable, Benjamin Chargé de Recherche CNRS – LGC **Examineur**
Allard, Bruno Professeur des Universités HDR INSA Lyon **Directeur de thèse**
Pillonnet, Gaël Chercheur HDR CEA-LETI DACLE/LGECA **Co-directeur de thèse**
Ondel, Olivier Maître de conférence Ecole centrale de Lyon **Invité**
Urard, Pascal Ingénieur ST Microelectronics **Invité**

Département FEDORA – INSA Lyon - Ecoles Doctorales – Quinquennal 2016-2020

SIGLE	ECOLE DOCTORALE	NOM ET COORDONNEES DU RESPONSABLE
CHIMIE	CHIMIE DE LYON http://www.edchimie-lyon.fr Sec : Renée EL MELHEM Bat Blaise Pascal 3 ^e etage secretariat@edchimie-lyon.fr Insa : R. GOURDON	M. Stéphane DANIELE Institut de Recherches sur la Catalyse et l'Environnement de Lyon IRCÉLYON-UMR 5256 Équipe CDFA 2 avenue Albert Einstein 69626 Villeurbanne cedex directeur@edchimie-lyon.fr
E.E.A.	ELECTRONIQUE, ELECTROTECHNIQUE, AUTOMATIQUE http://edeea.ec-lyon.fr Sec : M.C. HAVGOUDOUKIAN Ecole-Doctorale.eea@ec-lyon.fr	M. Gérard SCORLETTI Ecole Centrale de Lyon 36 avenue Guy de Collongue 69134 ECULLY Tél : 04.72.18 60.97 Fax : 04 78 43 37 17 Gerard.scorletti@ec-lyon.fr
E2M2	EVOLUTION, ECOSYSTEME, MICROBIOLOGIE, MODELISATION http://e2m2.universite-lyon.fr Sec : Sylvie ROBERJOT Bât Atrium - UCB Lyon 1 04.72.44.83.62 Insa : H. CHARLES secretariat.e2m2@univ-lyon1.fr	M. Fabrice CORDEY CNRS UMR 5276 Lab. de géologie de Lyon Université Claude Bernard Lyon 1 Bât Géode 2 rue Raphaël Dubois 69622 VILLEURBANNE Cédex Tél : 06.07.53.89.13 cordey@univ-lyon1.fr
EDISS	INTERDISCIPLINAIRE SCIENCES-SANTE http://www.ediss-lyon.fr Sec : Sylvie ROBERJOT Bât Atrium - UCB Lyon 1 04.72.44.83.62 Insa : M. LAGARDE secretariat.ediss@univ-lyon1.fr	Mme Emmanuelle CANET-SOULAS INSERM U1060, CarMeN lab, Univ. Lyon 1 Bâtiment IMBL 11 avenue Jean Capelle INSA de Lyon 696621 Villeurbanne Tél : 04.72.68.49.09 Fax : 04 72 68 49 16 Emmanuelle.canet@univ-lyon1.fr
INFOMATHS	INFORMATIQUE ET MATHEMATIQUES http://edinfomaths.universite-lyon.fr Sec : Renée EL MELHEM Bat Blaise Pascal, 3 ^e étage Tél : 04.72. 43. 80. 46 Fax : 04.72.43.16.87 infomaths@univ-lyon1.fr	M. Luca ZAMBONI Bâtiment Braconnier 43 Boulevard du 11 novembre 1918 69622 VILLEURBANNE Cedex Tél : 04 26 23 45 52 zamboni@maths.univ-lyon1.fr
Matériaux	MATERIAUX DE LYON http://ed34.universite-lyon.fr Sec : Marion COMBE Tél: 04-72-43-71-70 –Fax : 87.12 Bat. Direction ed.materiaux@insa-lyon.fr	M. Jean-Yves BUFFIERE INSA de Lyon MATEIS Bâtiment Saint Exupéry 7 avenue Jean Capelle 69621 VILLEURBANNE Cedex Tél : 04.72.43 71.70 Fax 04 72 43 85 28 Ed.materiaux@insa-lyon.fr
MEGA	MECANIQUE, ENERGETIQUE, GENIE CIVIL, ACOUSTIQUE http://edmega.universite-lyon.fr/ Sec : Marion COMBE Tél: 04-72-43-71-70 –Fax : 87.12 Bat. Direction mega@insa-lyon.fr	M. Philippe BOISSE INSA de Lyon Laboratoire LAMCOS Bâtiment Jacquard 25 bis avenue Jean Capelle 69621 VILLEURBANNE Cedex Tél : 04.72 .43.71.70 Fax : 04 72 43 72 37 Philippe.boisse@insa-lyon.fr
ScSo	ScSo* http://ed483.univ-lyon2.fr/ Sec : Viviane POLSINELLI Brigitte DUBOIS Insa : J.Y. TOUSSAINT Tél : 04 78 69 72 76 viviane.polsinelli@univ-lyon2.fr	M. Christian MONTES Université Lyon 2 86 rue Pasteur 69365 LYON Cedex 07 Christian.montes@univ-lyon2.fr

*ScSo : Histoire, Géographie, Aménagement, Urbanisme, Archéologie, Science politique, Sociologie, Anthropologie

Résumé

La récupération d'énergie ambiante est une solution prometteuse pour alimenter de manière autonome des noeuds de capteurs en remplacement des batteries chimiques. Néanmoins, dans certains milieux tels que les fonds océaniques, l'absence de radiations lumineuses, de vibrations mécaniques ou de gradients de température suffisants interdit le recours à la récupération d'énergie conventionnelle. La pile microbienne benthique (BMFC pour *Benthic Microbial Fuel Cell*), est un système permettant de valoriser électriquement l'énergie stockée dans les sédiments à l'aide du métabolisme électro-actif des bactéries qui y sont naturellement présentes. La BMFC ouvre ainsi la voie à la récupération d'énergie en milieu marin et promet un apport d'énergie théoriquement illimité du fait du renouvellement constant de l'écosystème. Les niveaux de puissance (autour de $5 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ d'électrode) et de tension (environ 0,6 V en circuit ouvert) engagent à mener une réflexion sur la conception d'une interface électronique de récupération afin d'extraire le maximum d'énergie et élever sa tension au minimum requis par une électronique conventionnelle utilisée dans les capteurs environnementaux (quelques volts).

Le premier chapitre de cette thèse détaille la conception de BMFCs de taille centimétrique faites en laboratoire en maintenant des conditions proches du milieu naturel. Les BMFCs sont confectionnées avec des électrodes d'au minimum 20 cm^2 afin de générer une puissance « brute » d'environ $100 \mu\text{W}$. Plusieurs piles sont caractérisées électriquement, mettant en valeur un point de puissance maximal (MPP) puis permettant de quantifier les puissances délivrées suivant les configurations (notamment lors d'une connexion en parallèle de BMFCs). Les variabilités dont sont sujettes les BMFCs se divisent en deux catégories : les premières sur le long terme (après plusieurs heures) et les secondes sur le court terme (inférieur à la seconde). La puissance au MPP peut ainsi varier de plus ou moins une décade en quelques semaines et lors d'une polarisation AC, la BMFC révèle un régime transitoire (dont l'origine sera déterminée au chapitre suivant).

Le deuxième chapitre s'intéresse à caractériser et modéliser le comportement électrique de la pile en vue de concevoir de manière appropriée le circuit de récupération pour le dédier à une BMFC centimétrique dans son environnement naturel. Dans un premier temps, la BMFC est caractérisée dans le domaine « statique ». Dans un second temps, la BMFC est caractérisée dans le domaine « dynamique » (d'une microseconde à une heure) par spectroscopie d'impédance. Le modèle met ainsi en lumière deux branches RC parallèles auxquelles sont associées deux constantes de temps. Ce modèle dynamique est directement corrélé aux variabilités court-terme évoquées au chapitre 1.

A l'aide du modèle « statique » équivalent d'une BMFC, une interface de récupération est définie et optimisée de manière à extraire le maximum d'énergie et maximiser le rendement de conversion aux chapitres 3 et 4. Le choix se porte sur le convertisseur hacheur à liaison indirecte isolée, dit *flyback*, en mode de conduction discontinue (MCD). Une étude de l'influence des différents paramètres a montré l'importance de travailler avec des valeurs d'inductance supérieures à plusieurs mH pour limiter la fréquence de découpage à quelques kHz et ainsi éviter une augmentation des pertes par commutation engendrées par l'oscillateur et le transistor de puissance. Un modèle prédisant les pertes du *flyback*, validé expérimentalement, a également permis de mettre en évidence la prédominance des pertes dues à l'hystérésis du matériau magnétique des inductances couplées. Cette observation a permis de proposer une fabrication sur mesure d'inductances couplées. En utilisant une électronique discrète, un convertisseur *flyback* a été conçu atteignant 82% de rendement pour une BMFC délivrant $90 \mu\text{W}$. L'utilisation d'inductances couplées à l'air a également été étudiée, permettant d'atteindre un rendement de 62%, inférieur au rendement précédent en partie du fait de son inductance de fuite. Pour finir, l'analyse est étendue à des puissances trois fois plus faibles. Un rendement de 64% a ainsi été atteint à $30 \mu\text{W}$.

Un dernier chapitre s'intéresse à optimiser l'interface de récupération en prenant en compte les différentes variabilités de la BMFC (présentées au chapitre 1). Du fait de son comportement commuté, le convertisseur *flyback* impose un courant AC en sortie de la BMFC susceptible d'engendrer des pertes dites « dynamiques » supplémentaires au sein de la BMFC. Ces pertes représentent environ la moitié de la puissance délivrée au *flyback*. Elles deviennent néanmoins négligeables lors de l'ajout d'une capacité de découplage de quelques μF en sortie de la BMFC. Dans un second temps, l'intérêt du suivi du MPP est discuté dans le cas de nos BMFCs. Cette stratégie d'extraction ne permet pas de maximiser le rendement de conversion du *flyback*. Une BMFC de 20 cm^2 d'électrode a démontré pouvoir délivrer suffisamment d'énergie ($95 \mu\text{W}$) pour alimenter un capteur environnemental qui, toutes les 4 s, mesure la température ambiante et l'accélération et transmet ces données par protocole *bluetooth* à un récepteur.

Table des matières

Résumé	i
Table des matières	ii
Liste des abréviations et symboles	iv
Introduction	1
Contexte et objectif de la thèse	4
CHAPITRE 1. La pile microbienne benthique (BMFC)	8
1.1 Etat de l'art	8
1.2 Conception de BMFCs en laboratoire	15
1.3 Validation expérimentale de nos BMFCs	21
1.4 Etude des variabilités de nos BMFCs	24
1.5 Conclusion	27
CHAPITRE 2. Modélisation électrique de la BMFC	30
2.1 Etat de l'art	30
2.2 Modélisation statique de nos BMFCs	40
2.3 Modélisation dynamique de nos BMFCs	42
2.4 Conclusions et perspectives	49
CHAPITRE 3. Choix de l'interface de récupération & Eléments dimensionnant	51
3.1 Etat de l'art	52
3.2 Stratégie d'étude	59
3.3 Le convertisseur <i>flyback</i> en mode de conduction discontinue	63
CHAPITRE 4. Le convertisseur en mode de conduction discontinue sous la centaine de μW	71
4.1 Choix des composants	71
4.2 Choix des paramètres	74
4.3 Etude des inductances couplées	76
4.4 Etude du rapport cyclique	83
4.5 Maximisation du rendement à une dizaine de μW	84
4.6 Etude d'un <i>flyback</i> sans matériau magnétique	89
4.7 Conclusion	91

CHAPITRE 5. Prise en compte de la dynamique de la BMFC dans l'optimisation du convertisseur.....	93
5.1 Variations court-terme de la BMFC : influence du <i>flyback</i> sur les pertes dynamiques de la BMFC...	93
5.2 Variations long-terme de la BMFC : pertinence du suivi du maximum de puissance ?	105
Postface. Validation expérimentale	114
Conclusion et perspectives	116
Bibliographie.....	119
Annexe A	127
Annexe B	129
Annexe C	131

Liste des abréviations et symboles

BMFC	Pile microbienne benthique (plus connue sous le nom anglais <i>Benthic Microbial Fuel Cell</i>)
CA	Chronoampérométrie
CP	Chronopotentiométrie
EPC	Elément à Phase Contant
MCC	Mode de Conduction Continue
MCD	Mode de Conduction Discontinue
MFC	Pile microbienne (plus connue sous le nom anglais <i>Microbial Fuel Cell</i>)
MPP	Point de puissance maximum (plus connu sous le nom anglais <i>Maximum Power Point</i>)
MPPT	Suivi du point de puissance maximum (de l'anglais <i>Maximum Power Point Tracking</i>)
OCV	Mesure de la tension en circuit ouvert (en anglais <i>Open Circuit Voltage measurement</i>)
P&O	Perturbation & Observation
SIE	Spectroscopie d'Impédance Electrochimique
VC	Voltamétrie Cyclique

A_{électrode}	Surface d'une électrode
Ca	Calcium
C_A	Capacité double couche à l'anode
C_C	Capacité double couche à la cathode
C_{DS}	Capacité drain-source du transistor MOSFET
C_{GS}	Capacité de grille du transistor MOSFET
C_j	Capacité de jonction de la diode
d	Densité
D	Rapport cyclique du <i>flyback</i>
F_{sw}	Fréquence de découpage du <i>flyback</i>
H	Champ magnétique
KH	Hydruure de potassium

I_{flux}	Distance parcourue par le flux magnétique au travers du matériau magnétique
l_{spire}	Longueur d'une spire
L_1	Inductance primaire des inductances couplées du <i>flyback</i>
L_f	Inductance de fuite
Mg	Magnésium
n	Rapport de conversion des inductances couplées
N_1	Nombre de spire au primaire des inductances couplées
O_2	Dioxygène
$P_{densité}$	Densité de puissance (<i>i.e.</i> puissance par unité de surface)
P_{IN}	Puissance en entrée du <i>flyback</i>
P_{MPP}	Puissance au MPP
P_{OUT}	Puissance en sortie du <i>flyback</i>
Q_G	Charge de grille du transistor MOSFET
R_A	Résistance anodique
R_{ACT}	Résistance d'activation
R_C	Résistance cathodique
R_{DC}	Résistance statique
R_{DIFF}	Résistance de diffusion
R_{DS_ON}	Résistance drain-source du transistor MOSFET à l'état passant
R_{IN}	Résistance d'entrée du <i>flyback</i>
REF	Référence
R_Ω	Résistance ohmique
T°	Température
TiO_2	Dioxyde de titane
T_{SW}	Période de découpage du <i>flyback</i>
U_{CO}	Tension en circuit ouvert
V_A	Potentiel à l'anode
V_C	Potentiel à la cathode
V_D	Tension de seuil de la diode
V_{IN}	Tension d'entrée du <i>flyback</i>

LISTE DES ABREVIATIONS ET SYMBOLES

V_{OUT}	Tension de sortie du <i>flyback</i>
V_{TH}	Tension de seuil du transistor
α	Gain en tension du convertisseur
η_{EXTR}	Rendement d'extraction
η_{CONV}	Rendement de conversion
$\eta_{FLYBACK}$	Rendement du <i>flyback</i> , produit du rendement d'extraction et du rendement de conversion
μ	Permittivité
ϕ	Flux magnétique

Introduction

Grâce aux progrès rencontrés dans le monde des microtechnologies, ces dernières années ont vu l'émergence de réseaux de capteurs sans-fil destinés notamment à la surveillance environnementale, utiles dans le domaine sécuritaire par exemple pour détecter des feux de forêt ou contrôler la pollution de l'air et de l'eau, mais également dans le domaine de l'océanographie, de l'agriculture, de l'industrie et de plus en plus dans celui lié aux bâtiments intelligents (*smart buildings*). Ces capteurs sont généralement déployés avec l'objectif de suivre et communiquer des données pendant plusieurs années, de manière autonome.

Actuellement, la problématique liée à leur besoin énergétique paralyse le développement de ces réseaux. Les capteurs sont majoritairement alimentés par des piles ou des batteries chimiques, dont la durée de vie n'excède pas quelques mois, ce qui nécessite leur remplacement lorsqu'elles sont totalement déchargées. Une telle maintenance est difficilement envisageable si l'on considère la quantité de capteurs déployés, d'autant plus lorsque leurs régions d'implantation sont difficiles d'accès. Le volume et le coût d'une batterie représentant respectivement quelques cm³ (ex : environ 3 cm³ pour une pile AA) et une dizaine de centimes, sont des contraintes supplémentaires pour certaines applications. La dispersion massive de ces piles et batteries chimiques soulève également des inquiétudes concernant leur répercussion environnementale. La dissémination de nombreux nœuds de capteurs dit « oubliés » nécessite en effet que l'on prenne en compte la pollution engendrée par les matériaux potentiellement nocifs composant les piles et batteries, conformément à la directive *cadre de l'eau* [Directive2000].

En conclusion, il existe aujourd'hui un besoin de réseaux de capteurs sans-fil pérennes, autonomes sur plusieurs années, à bas coût et sans conséquence sur l'environnement en cas de dégradation ou de perte du dispositif. Récupérer l'énergie ambiante proche du capteur s'inscrit comme une alternative avantageuse aux batteries, qui permettrait de favoriser leur développement tout en respectant l'environnement.

La récupération d'énergie

Ces dernières années, la recherche en énergies alternatives s'est surtout orientée sur des infrastructures permettant la production massive d'énergie afin de remplacer les énergies fossiles et d'ainsi appréhender l'épuisement des ressources non renouvelables, en cherchant à ralentir le réchauffement climatique. Le développement de ces énergies dites renouvelables aspire à la génération de puissances importantes pour une distribution à grande échelle. Parmi elles, on recense notamment l'énergie solaire, hydraulique, géothermique et l'énergie hydrolienne.

La récupération d'énergie (connue sous le nom d'*energy harvesting* en anglais) est une branche de la recherche scientifique qui vise à subvenir aux besoins de capteurs disposés dans l'environnement, en « grappillant » (*energy scavenging*) une certaine quantité de l'énergie ambiante disponible (de quelques $\mu\text{W}/\text{cm}^3$ à des dizaines de mW/cm^3). On dénombre quatre grandes sources d'énergie potentielle récupérable directement dans l'environnement :

- Les radiations électromagnétiques. L'énergie contenue dans le rayonnement solaire par exemple peut être récupérée par des panneaux photovoltaïques de quelques cm² qui, une fois exposés, fournissent un courant électrique selon le principe de la photoélectricité. Leur densité de puissance lors d'une exposition en pleine lumière est de l'ordre de 10 mW/cm² [Shaikh2016].
- Le mouvement. Un objet en mouvement ou soumis à une vibration emmagasine une énergie dite cinétique. Elle peut être collectée par exemple par des piezoéléments. Il a été prouvé expérimentalement que la densité de puissance de ces derniers peut atteindre de 0,01 à $8 \cdot 10^3 \mu\text{W}/\text{cm}^3$ pour une accélération de 1 à 160 m/s² [Khan2016].
- Le flux thermique engendré par une différence de température. Selon le principe de la thermoélectricité, un courant électrique peut naître au sein d'un matériau conducteur soumis à un gradient de température. La technologie qui en découle permet d'atteindre des densités de puissance de l'ordre de 10 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ pour des gradients de l'ordre 5°C (que l'on peut typiquement retrouver dans le corps humains) [Shaikh2016].

- La biomasse. La biomasse renferme une quantité importante d'énergie chimique. Leur densité de puissance est de l'ordre de $10 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ [Saba2017].

Il existe une large palette de capteurs fonctionnant par intermittence et consommant quelques μWatts en moyenne suivant leur fréquence d'opération. Les sources d'énergie ci-dessus, malgré leur faible production, s'inscrivent ainsi comme des alternatives prometteuses aux batteries chimiques si l'on se place dans un horizon d'utilisation pour des capteurs oubliés de plusieurs années voire de dizaines d'années.

La récupération d'énergie à partir de la biomasse

La biomasse représente l'ensemble de la matière organique morte ou vivante, qu'elle soit d'origine végétale ou animale. Elle peut être issue des milieux agricoles, aquatiques et forestiers. Elle peut également provenir des eaux usées, des effluents d'élevage ou encore des déchets créés par les particuliers et les industries. Cette matière est toujours composée d'éléments carbonés dont les liaisons chimiques se révèlent être un réservoir potentiellement important d'énergie.

Cette énergie peut être récupérée par combustion, convertissant ainsi cette énergie chimique en énergie thermique qui peut elle-même être convertie en énergie électrique grâce par exemple aux turbines à gaz. Par ailleurs, la biomasse peut être transformée en biogaz (*e.g.* méthane) ou en biocarburant (*e.g.* éthanol) par le biais de divers procédés (fermentation, digestion, pyrolyse...). Le produit de ces réactions peut ensuite être converti en électricité par combustion comme précédemment.

Les biopiles sont des systèmes électrochimiques convertissant l'énergie disponible dans la biomasse directement en énergie électrique grâce à la séparation spatiale de réactions chimiques appartenant au même couple d'oxydo-réduction. Ces réactions requièrent la présence de catalyseurs (chimiques, enzymatiques ou bactériens) pour augmenter leur cinétique naturelle. On distingue deux grands types de biopiles :

- *Les biopiles enzymatiques.* Elles emploient des enzymes (extraites ou synthétisées) pour catalyser les réactions. Les piles à glucose en font par exemple partie. Néanmoins, leur stabilité dépend grandement de l'immobilisation des enzymes à la surface des électrodes. De ce fait, elles souffrent actuellement d'une faible durée de vie (7-10 jours [Minteer2007]) endiguant leur utilisation à long-terme.
- *Les piles microbiennes (MFC).* Elles utilisent des micro-organismes comme catalyseurs. Elles intéressent particulièrement la communauté scientifique grâce à leur potentielle longévité. Elles ont en effet déjà démontré des durées de vie de l'ordre de plusieurs années (3 ans avec un prototype conçu par une *spin-off* de la *US Naval Research* [Bandyopadhyay13]). De plus ces piles permettent de convertir directement la biomasse en électricité, sans nécessiter une pré-transformation par fermentation ou tout autre procédé chimique.

Les piles microbiennes

La pile microbienne (appelée dans la suite du manuscrit MFC pour *Microbial Fuel Cell* en anglais) est un système récupérant l'énergie chimique de la matière organique à l'aide du métabolisme de certaines bactéries pour produire de l'énergie électrique. L'énergie présente dans la biomasse, bien que très abondante, est encore très largement sous-exploitée faute de technologie adaptée. La MFC offre un moyen de mettre en valeur ce stock d'énergie pour ainsi permettre l'alimentation autonome de capteurs que ce soit dans le monde agricole, marin ou encore dans les milieux urbains avec l'émergence de capteurs distribués et autonomes.

En outre, la MFC peut être considérée sous un autre angle que celui de source d'énergie. Elle peut être envisagée comme :

- **Bio-remédiateur.** En plus de pouvoir générer une énergie électrique, les MFCs sont capables de décontaminer des sols pollués ou des eaux usées par dégradation chimique. Elles sont d'ailleurs majoritairement étudiées dans le cadre du traitement des eaux [He2017, Modin2017].
- **Bio-capteur.** Les MFCs peuvent être utilisées pour rendre compte, grâce au suivi de l'énergie produite, de l'évolution d'un paramètre environnemental (*e.g.* la demande biochimique en oxygène qui permet d'évaluer la pollution d'une eau) [Yang2015, Liu2002].

- **Bio-batteries.** A l'instar des batteries, les MFCs peuvent également être appréhendées comme réservoir intermédiaire d'énergie [Molenaar2016].

Les piles microbiennes benthiques

Les piles microbiennes benthiques (BMFC pour *Benthic Microbial fuel cell* en anglais) sont des MFCs récupérant l'énergie des sédiments marins constituant la biomasse aquatique. Les BMFCs peuvent être déployées dans toute sorte de milieux aquatiques dotés d'un substrat riche en matière carbonée où des bactéries électro-actives se développent. Les BMFCs bénéficient ainsi d'un large champ d'applications et sont en particulier avantageuses dans les zones difficiles d'accès, comme par exemple les eaux profondes, où des dispositifs ont besoin d'être implantés sur de longues durées et alimentés par intermittence, là où le remplacement des batteries et la maintenance régulière sont problématiques. Leur fonctionnement sera plus amplement décrit au premier chapitre. En résumé, la BMFC offre un moyen de valoriser électriquement les sédiments marins.

Cette thèse fait le choix de s'intéresser aux BMFCs en tant que source d'énergie pour l'alimentation autonome et pérenne de réseaux de capteurs sous-marins.

Contexte et objectif de la thèse

La surveillance de paramètres environnementaux en mer sur de longues périodes et à partir d'un maillage dense de sites d'acquisition de données, est une nécessité croissante des océanographes pour mieux appréhender le fonctionnement des océans et son rôle majeur sur le climat de la planète. Plusieurs programmes internationaux ont pour objectif de proposer des réseaux de capteurs afin de fournir des données distribuées et précises aux océanographes [Argo, Emso]. Par exemple, le projet ARGO réunissant plus de 30 pays est le premier réseau mondial d'observation *in situ* des océans en temps réel (Fig. 1(a)). Le programme EMSO (*European Multidisciplinary Seafloor Observation*) est également un des projets de la feuille de route ESFRI (*European Strategy Forum on Research Infrastructures*) des grandes infrastructures de recherche européennes, qui comporte plusieurs sites observatoires sur le pourtour européen (Fig. 1(b)). Ces observatoires visent à acquérir en mer des paramètres physico-chimiques, biologiques et géologiques sur plusieurs années et sur plusieurs sites, depuis la surface jusqu'aux grands fonds océaniques. Ils ont pour dessein d'identifier les corrélations entre l'évolution de ces paramètres physico-chimiques et leur impact sur le réchauffement climatique et sur les écosystèmes marins profonds (maillage décimétrique sur des surfaces de centaines de m² permettant la modélisation éco-systémique du *benthos*). En outre, la surveillance des événements géologiques est un enjeu majeur pour prévenir des risques naturels (maillage tous les 100 m sur 10 km²). La multiplication de ces réseaux permettrait par conséquent un échantillonnage spatial et temporel plus fin des données recueillies. En plus de la surveillance environnementale, ces capteurs peuvent également apporter une intelligence renforcée pour les opérations navales ou encore être utilisés à des fins militaires (*e.g.* surveillance stratégique).

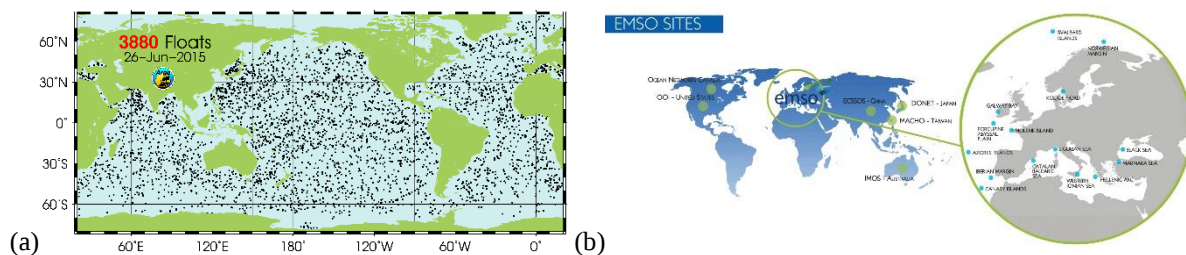


Fig 1. (a) Déploiement de 3000 balises flottantes autonomes mesurant la température et la salinité des océans dans le cadre du projet ARGO. (b) Différents observatoires établis sur les côtes européennes dans le cadre du projet EMSO.

Bien que le récent progrès des systèmes de communication aquatique ait permis le développement d'une grande variété de capteurs sous-marins, le déploiement de ces réseaux, précieux à la fois à la communauté navale et scientifique, est actuellement freiné par le besoin d'une source énergétique fiable et durable pour son alimentation électrique.

En effet, les batteries actuellement utilisées, dont le coût de production est faible à l'origine, requièrent souvent une enceinte sous pression lorsqu'elles sont installées dans des zones à pression élevée telles que les fonds océaniques, ce qui élève inévitablement leur prix initial. De plus, leur durée de vie limitée (environ trois ans maximum) contraint à des opérations de maintenance régulières. Par exemple, pour des capteurs installés dans les eaux profondes, la location d'un bateau et d'une équipe pour remplacer les batteries peut excéder les 400 k€ par nœud de capteur [Guzman2010]. Ce coût est d'autant plus prohibitif lorsque le déploiement dans des zones hostiles et difficile d'accès appelle à des mesures particulières de sécurité. C'est pourquoi ces capteurs sont aujourd'hui abandonnés en fin de vie [Argo], ce qui pollue inévitablement l'environnement. A ces contraintes économiques viennent également s'ajouter des restrictions liées au transport des batteries dont celles imposées par les frontières régionales et la réglementation des masses maximales [UPS2016]. Le recours à la récupération d'énergie en mer est donc préconisé pour alimenter des capteurs sous-marins.

Dans la plupart des zones sous-marines, l'absence de lumière et de gradients de température suffisants interdit le recours à la récupération d'énergie solaire et thermique. Les courants marins sont réguliers, continus et cycliques. Ils présentent ainsi un certain potentiel grâce à leur énergie cinétique pour alimenter des applications sous-marines. Des hydroliennes sont ainsi implantées dans des emplacements où les flux marins sont particulièrement importants (notamment à proximité des côtes avec les courants de marée) par soucis d'efficacité et de coût. Ces lourdes infrastructures s'intéressent à la production massive d'énergie et présentent des problématiques telles que leur interaction avec la faune aquatique. Le grappillage de l'énergie cinétique contenue dans les courants marins est encore peu étudié bien que prometteur en particulier avec les courants de surface (représentant environ 10% de la totalité des océans) engendrés principalement par le vent et la différence de température entre les océans. La circulation en eaux profondes existe également. Elle est due à la différence de salinité entre les pôles et l'équateur (courants thermohalins). Elle est néanmoins très mal connue (car difficile à mesurer directement) et très peu étudiée. Quelques prototypes de turbines connectées en réseau ont été testés, mais cette technologie en reste encore au stade de développement [USenergy2009]. Par ailleurs, la flore bactérienne et organique est présente partout dans les sols marins, ce qui rend la technologie des BMFCs prometteuse pour envisager le maintien d'une activité sur le long terme d'un réseau de capteurs en milieu marin.

Ainsi, récupérer l'énergie directement des fonds marins grâce aux BMFCs permettrait une alimentation pérenne et un fonctionnement autonome des capteurs sous-marins et de leurs moyens de communication.

Problématique de la thèse

Les BMFCs s'inscrivent comme un substitut intéressant aux batteries coûteuses, lourdes et potentiellement polluantes. Néanmoins, elles rencontrent certaines limitations qui entravent leur utilisation directe par des nœuds de capteurs. Parmi ces limitations (que nous détaillerons dans ce manuscrit), on note (i) les tensions générées (environ 0,6 V en circuit ouvert) inférieures au seuil requis par l'électronique conventionnelle utilisée dans les capteurs et (ii) les faibles puissances (environ 100 μ W à 0,3 V pour des largeurs de BMFCs de l'ordre de la dizaine de cm^2) insuffisantes pour envisager une alimentation continue des capteurs. Par conséquent, une interface électronique de récupération est indispensable pour adapter et stocker cette énergie électrique avant de la délivrer aux capteurs.

La Fig. 2 propose une schématisation de l'alimentation d'un capteur sous-marin par une BMFC. Le travail est divisé en trois pans regroupant différentes disciplines :

- **Biologique-Electrochimique.** Une pile microbienne benthique récupère l'énergie chimique dégagée par un couple d'oxydoréduction grâce au métabolisme des bactéries présentes dans le milieu. Elle est composée de deux électrodes : l'anode enfouie dans les sédiments et la cathode placée dans l'eau surnageant la couche sédimentaire.
- **Electronique.** Une interface électronique est destinée à extraire de façon optimale l'énergie de la pile, à la transférer dans un élément de stockage non chimique et à l'adapter en vue de l'adresser correctement au système à alimenter.
- **Technologique.** Un capteur sous-marin mesurant des paramètres physico-chimiques (température, accélération, conductivité, taux d'oxygène, pH...) et de faible consommation.

Jusqu'à présent, les chercheurs ont majoritairement axé leur travail sur la partie biologique des BMFCs pour approfondir la compréhension des phénomènes chimiques et physiques participant à la génération de l'énergie, ainsi que pour optimiser leur conception (*e.g.* matériau des électrodes, distance inter-électrodes, dimensionnement, population bactérienne...) et produire plus d'énergie électrique. Au contraire, la valorisation électrique et l'étude de l'électronique associée, bien qu'indispensable pour une mise en application des BMFCs, restent des sujets partiellement couverts dans la littérature.

Cette thèse s'intéresse ainsi à la valorisation électrique des BMFCs en étudiant leur comportement électrique et en concevant une électronique de récupération dédiée, en vue d'autoalimenter des capteurs environnementaux consommant en moyenne quelques 100 μ W.

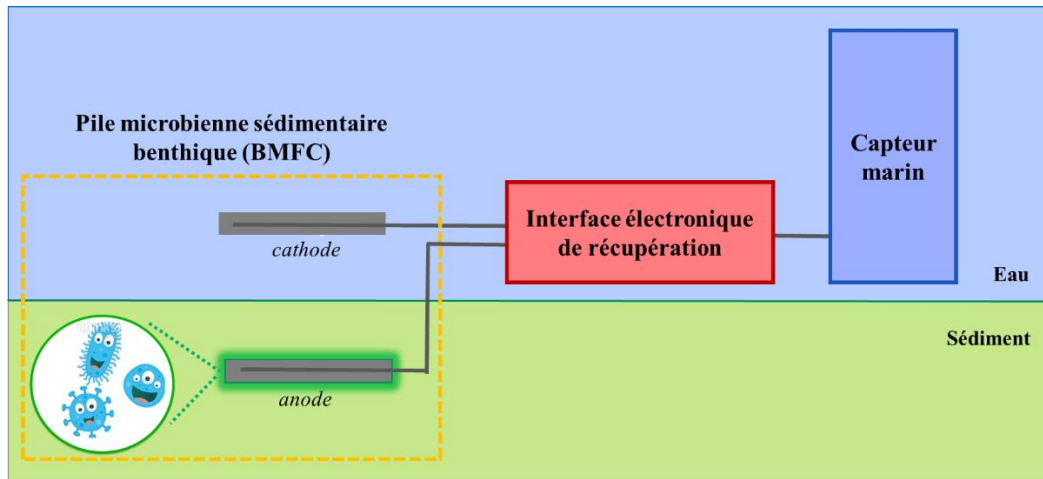


Fig 2. Schéma global du projet

Objectifs et plan de la thèse

Les objectifs de cette thèse sont :

- Développer un modèle électrique de la BMFC exploitable pour la conception d'une interface électronique de récupération dédiée.
- Comprendre les interactions BMFC/électronique
- Maximiser l'extraction d'énergie électrique par le biais d'une étude « système » incluant la BMFC et son électronique
- Définir la structure de l'interface électronique et de son contrôle en cherchant à maximiser son rendement de conversion

Après une brève présentation de l'état de l'art actuel des BMFCs, le premier chapitre introduira les éléments de conception qui ont mené à l'élaboration de nos prototypes de BMFCs en laboratoire. Il sera complété par de premières observations sur leur comportement électrique statique et sur leurs variabilités, observations menées en s'inspirant des travaux classiques trouvés dans la littérature sur les MFCs. Ce chapitre permettra ainsi de comparer les caractéristiques de nos prototypes à l'état de l'art actuel des piles microbiennes.

La conception d'une interface électronique dédiée nécessite de caractériser et modéliser de manière pertinente le comportement électrique des BMFCs. Suite à un résumé de la littérature consacrée aux méthodes de caractérisation et aux modèles électriques dans le cas des MFCs, le chapitre 2 s'intéressera à caractériser nos prototypes de BMFCs dans le domaine statique puis dans le domaine dynamique, et valorisera ces résultats en modélisant les BMFCs sous forme d'un circuit électrique équivalent statique puis dynamique. En plus d'être essentiel pour la suite du travail, ces deux modèles statiques et dynamiques apporteront un nouveau regard sur les mécanismes physiques de nos piles.

Au chapitre 3, nous devons choisir une interface électronique ayant pour objectif d'extraire le maximum d'énergie de la BMFC et de la convertir en une énergie électrique compatible avec un capteur environnemental typique. Après un état de l'art des méthodes d'extraction et de conversion de l'énergie dans le cas des MFCs, notre choix se portera sur le convertisseur *flyback* en mode de conduction discontinue. En utilisant le modèle électrique statique de nos BMFCs déterminé au chapitre précédent, une méthodologie de conception sera développée afin d'appréhender correctement l'optimisation du dimensionnement du *flyback* à un niveau de puissances similaire à celui délivré par nos BMFCs (dans notre cas environ 100 μ W). Cette optimisation concernera en particulier (i) l'extraction du maximum de puissance délivré par nos BMFCs et (ii) le rendement de conversion du *flyback*, *i.e.* la quantité de pertes engendrée par les éléments composant ce convertisseur.

Le chapitre 4 mettra en œuvre la méthodologie préalablement établie pour optimiser la conception du *flyback* en mode de conduction discontinue. Pour cela, en s'assurant d'une extraction optimale, nous étudierons l'influence de différents paramètres (fréquence de commutation du *flyback*, rapport cyclique...) sur le rendement de

conversion du *flyback*. L'importance du choix des inductances couplées sera notamment mise en évidence. L'étude sera approfondie en étendant la gamme de puissance de 100 μ W à des dizaines de μ W.

Pour finir, le chapitre 5 étudiera le *flyback* (optimisé au chapitre 4 avec un modèle de BMFC statique et fixé) associé à deux types de variabilités électriques rencontrées par nos BMFCs. Tout d'abord, l'adaptation du contrôle du *flyback* sera analysée au regard de la variabilité du comportement statique des BMFCs, *i.e.* du modèle statique. Pour finir, le *flyback* sera couplé au modèle dynamique de la BMFC (déterminé au chapitre 2) afin d'évaluer les conséquences du fonctionnement commuté du convertisseur sur les variabilités internes de la BMFC et sur ses pertes dynamiques.

Cadre de la thèse

Rattachée au laboratoire Ampère à Lyon, ma thèse s'est déroulée au Commissariat à l'Energie Atomique et aux Energies Alternatives (CEA) LETI à Grenoble dont l'activité est centrée sur les micro- et nano-technologies et leurs applications aux systèmes et composants de communication sans fil, à la biologie et à la santé, à l'imagerie et aux micro-nano systèmes. Ce pôle du CEA a déjà développé des plateformes de récupération d'énergie pour rendre autonome des noeuds de capteurs pour diverses applications. Mon travail a été supervisé au LETI par Gaël Pillonnet au sein du LGECA, laboratoire travaillant entre autre sur l'intégration en technologie microélectronique des interfaces de récupération d'énergie. C'est dans ce contexte que s'inscrit le sujet de ma thèse. Plusieurs travaux sur la récupération et la gestion d'énergie dans le cadre photovoltaïque, thermique et piezoélectrique ont déjà été effectués au sein du LGECA.

Le sujet des piles microbiennes étant nouveau au CEA LETI, Thibault Chailloux a été engagé en tant que post-doctorant sur le même sujet d'étude durant deux ans. Il m'a notamment été d'une grande aide lors de la mise en place du banc de test et de la conception des piles. Son travail était davantage focalisé sur la démonstration de l'alimentation d'un capteur avec un convertisseur du commerce (qui a donné lieu à une publication [Papier2]) et sur le couplage de la partie électrochimique à la partie biochimique avec l'appui d'une équipe de biochimistes au CEA DSV de Cadarache. Ces travaux ont ainsi mené à la collaboration entre deux directions du CEA-LETI : DRT (Direction de Recherche Technologique) - DSV (Direction des Sciences du Vivant).

Mon directeur de thèse, Bruno Allard ainsi que mon co-encadrant Olivier Ondel, ont déjà conduit plusieurs thèses dans le domaine des piles microbiennes au laboratoire Ampère. Nicolas Degrenne a travaillé sur la gestion d'énergie de piles microbiennes utilisant le métabolisme des bactéries présentes dans les eaux usées [Degrenne2012a], suivi de Firas Khaled qui a soutenu sa thèse l'année passée [Firas2016]. Mon choix d'interface électronique s'inspire fortement de leurs travaux.

Pour finir, cette thèse est en partenariat avec le LGC (Laboratoire de Génie Chimique) à Toulouse et l'IFREMER à Brest. Les connaissances biologiques et électrochimiques sur la pile microbienne benthique ont été apportées par le LGC qui travaille à développer et caractériser des prototypes de piles performants. L'IFREMER s'occupe de la partie instrumentation maritime. Elle est déjà fortement investie dans l'infrastructure de recherche EMSO et nous a fourni de précieux renseignements sur les capteurs marins.

Chapitre 1

La pile microbienne benthique (BMFC)

Sommaire

- 1.1 Etat de l'art
 - 1.1.1 Bref historique et premiers travaux in-situ
 - 1.1.2 Principe de fonctionnement
 - 1.1.3 Principe thermodynamique
 - 1.1.4 Pertes énergétiques
 - 1.1.5 Performances, limitations et tentatives d'optimisation
 - 1.2 Conception de BMFCs en laboratoire
 - 1.2.1 Choix des sédiments
 - 1.2.2 Choix des électrodes
 - 1.2.3 Concentration en dioxygène de l'eau
 - 1.2.4 Assemblage final
 - 1.2.5 Etude du dimensionnement des électrodes
 - 1.2.6 Bilan des BMFCs étudiées
 - 1.2.7 Protocole de démarrage
 - 1.3 Validation expérimentale de nos BMFCs
 - 1.3.1 Performances statiques des BMFCs
 - 1.3.2 Etude de leur mise en parallèle
 - 1.4 Etude des variabilités de nos BMFCs
 - 1.4.1 Variabilités au démarrage
 - 1.4.2 Variabilité due à l'environnement
 - 1.4.3 Régime transitoire lors d'une polarisation dynamique
 - 1.5 Conclusion
 - 1.5.1 Intérêts des BMFCs
 - 1.5.2 Limitations des BMFCs
-

1.1 Etat de l'art

1.1.1 Bref historique et premiers travaux in-situ

Les piles microbiennes (MFCs) ont pour la première fois été découvertes au début du XX^{ème} siècle. M.C. Potter observe en 1911 qu'une énergie électrique peut être générée à partir de la décomposition de la matière organique grâce au métabolisme de bactéries *E. Coli* [Potter1911]. Jusqu'à dans les années 60, l'intérêt porté aux MFCs s'est amoindri à cause notamment des faibles densités de puissance produites et du manque de compréhension des phénomènes physiques mis en jeu pour les améliorer. En 1963, les MFCs gagnent néanmoins en popularité lorsque la NASA propose d'alimenter des applications spatiales avec des MFCs créées à partir de déchets humains [Canfield1963]. Ce regain d'intérêt s'explique également par les avancées faites dans le monde de la biochimie et de la microbiologie. Cette dernière décennie, la compréhension des différents mécanismes régissant le fonctionnement des MFCs a permis d'optimiser leur conception et d'ainsi augmenter les puissances délivrées [Logan2006, Logan2008]. Les recherches ont ainsi mené au développement de MFCs récupérant l'énergie de différents substrats naturellement présents dans l'environnement, tels que les sols terrestres, les eaux usées ou les sédiments marins. Depuis le début des années 2000, on constate par conséquent une importante augmentation du nombre de publications consacrées aux MFCs (Fig. 1.1).

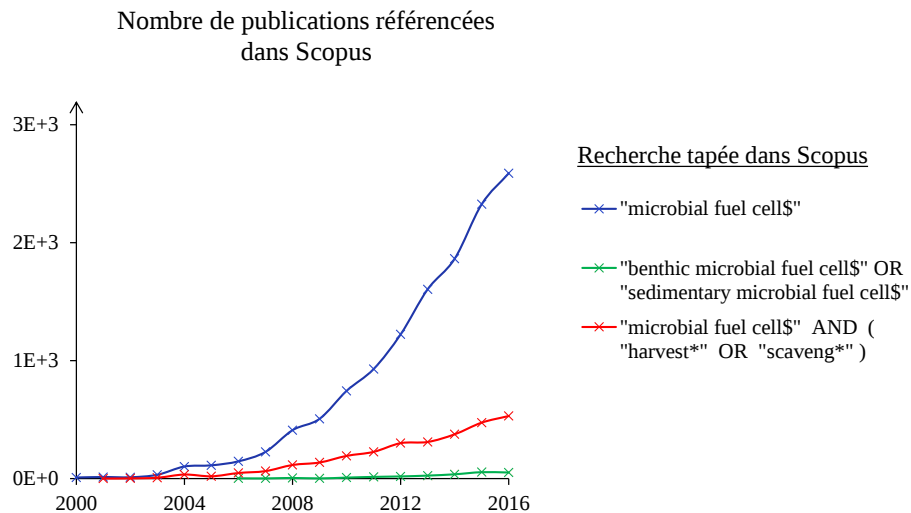


Fig. 1.1. Nombre de publications référencées dans Scopus depuis 2000.

Les MFCs benthiques (BMFCs) ont pour la première fois été étudiées en milieu réel par Reimers et al. [Reim2001]. En montrant qu'une BMFC implantée dans le canyon de Monterey (Californie) à 957 mètres de profondeur pouvait délivrer une puissance de 34 mW pour 1 m² d'électrode, cette équipe américaine de l'Oregon a prouvé que les bactéries et la matière organique présentes naturellement dans les sédiments suffisaient à générer une énergie électrique. La désactivation progressive de cette BMFC a été constatée 125 jours après son déploiement en raison d'une pollution des électrodes par un dépôt de soufre. Il faudra attendre l'équipe de Tender *et al.* en 2008 pour avoir une première démonstration en milieu réel de BMFCs utilisées en remplacement de batteries pour des applications à basse puissance [Tender2008]. Ces chercheurs du laboratoire NRL (*Naval Research Laboratory*) ont ainsi implanté des BMFCs capables de délivrer une puissance de 36 mW dans une rivière de Washington et les ont utilisées comme source d'énergie pour des bouées météorologiques composées de capteurs mesurant la température, la pression et l'humidité (Fig. 1.2(a)). En 2010, [Wotawa2010] conçoit une BMFC générant 60 mW dans la baie de San Diego, destinée à alimenter un hydrophone pour suivre le comportement des tortues de mer. Au cours de la même période, la collaboration entre le département de chimie et de génie électrique de *Washington State University* permet une nouvelle démonstration de mise en application [Donovan2008, Donovan2011] : pendant une année, une BMFC implantée dans une rivière et générant environ 4 mW, a alimenté de manière intermittente un capteur de température et sa télémétrie associée, permettant ainsi une transmission de l'information à plus de 15 km toutes les 30 min. Ces mêmes chercheurs ont également récemment réussi à alimenter un récepteur ultrasonique dont l'objectif est de surveiller les bancs de poissons [Donovan2013]. En 2014, [Thomas2013] utilise une BMFC pour alimenter un nœud de capteur comprenant un capteur piézomètre résistif. En 2017, Y. Arias-Thode *et al.* confectionnent cinq BMFCs d'une longueur de 30 m chacune et délivrant en totalité 38 mW dans la baie de Pearl Harbor (Fig. 1.2(b)) [Arias2017]. Ces BMFCs ont pu alimenter pendant 38 jours un magnétomètre sous-marin détectant le passage des bateaux (représentant une énergie électrique cumulée de 120 kJ en sortie des MFCs). Il s'agit de la première démonstration grande échelle de BMFCs alimentant un capteur dont les données sont réellement exploitées. Dans un futur proche, ce groupe de recherche vise à développer ces travaux dans de nombreux environnements, y compris les rivières, pour alimenter une plus grande variété de capteurs. Ce projet est soutenu notamment par la Navy.

Ces résultats expérimentaux en milieu réel démontrent ainsi la faisabilité du concept, *i.e.* l'utilisation des BMFCs pour l'alimentation autonome de capteurs environnementaux, et justifient le regain des recherches actuelles. Les interfaces électroniques de récupération utilisées dans ces démonstrateurs ne sont cependant pas toujours optimales (nous en reparlerons au chapitre 3, section 3.1.3).

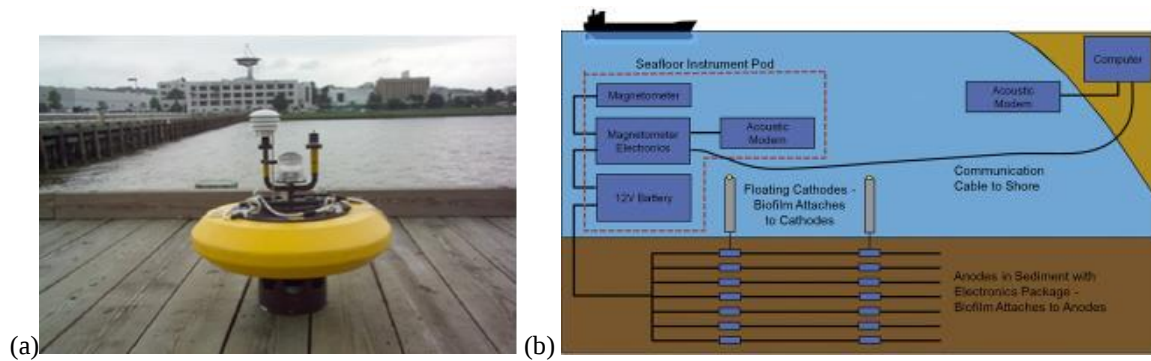


Fig. 1.2. (a) Bouée météorologique alimentée par une BMFC [Tender2008] et (b) Instrumentation dans le lit d'une rivière [Arias2017]

1.1.2 Principe de fonctionnement

Les bactéries sont omniprésentes dans notre environnement, que ce soit dans les sols agricoles, les fonds marins, les eaux usées ou encore au sein même de notre organisme (*e.g.* estomac). Parmi ces bactéries, il existe des espèces particulières, dites électro-actives, capables grâce à leur métabolisme d'oxyder des substances organiques en utilisant par exemple l'oxygène comme accepteur d'électrons. On dit que les bactéries *respirent* des électrons, à l'instar des êtres humains respirant de l'oxygène. Le principe de la MFC consiste à séparer les deux réactions d'oxydoréduction impliquées dans le mécanisme *respiratoire* des bactéries, en maintenant ces dernières dans un milieu anaérobie afin de récolter une partie de l'énergie libérée par ces réactions lors du transfert d'électrons.

1.1.2.1 La pile microbienne (MFC)

La MFC fonctionne sur un principe très similaire à celui d'une pile à combustible (par exemple à hydrogène). Elle est divisée en deux compartiments (Fig. 1.3). Le premier, dans lequel est plongée l'anode, contient le combustible (matière organique) et les micro-organismes dans un milieu pauvre en oxygène. Le second, dans lequel est plongée la cathode, est un milieu au contraire riche en oxygène. Les deux compartiments sont communément séparés par une membrane d'échange, perméable aux ions mais imperméable à l'oxygène. Dans le compartiment anodique, les micro-organismes présents dans le milieu vont spontanément adhérer à la surface de l'électrode et se développer pour former un biofilm bactérien. Les bactéries électro-actives vont y oxyder la matière organique environnante en l'absence d'oxygène et transférer les électrons à l'anode. Ce mécanisme de transfert exo-cellulaire des électrons n'est pas encore entièrement élucidé et reste un sujet très étudié par les microbiologistes. On en distingue pour l'instant trois types [Santoro2017, Abbas2017] : (i) le contact direct de la bactérie à l'électrode avec les cytochromes assurant le transfert des électrons depuis l'intérieur de la cellule, (ii) l'utilisation de composés chimiques mobiles appelés médiateurs remplissant le rôle de *navette* entre la bactérie et l'électrode et (iii) la synthèse de pilis conducteurs de courant (sorte de nano-fils organiques) par certaines bactéries qui transfèrent ainsi leurs électrons jusqu'à l'électrode. Une fois que les électrons sont transférés à l'anode, ils circulent via un fil conducteur jusqu'à la cathode où ils réagissent avec l'oxygène pour produire de l'eau (réduction de l'oxygène). Les deux électrodes sont conçues avec des matériaux conducteurs afin d'assurer la collecte et le transfert des électrons. En insérant une charge entre l'anode et la cathode, il est possible de convertir l'énergie chimique provenant de l'oxydation de combustibles organiques en énergie électrique. La puissance générée par la MFC est continue mais limitée par la réserve de matière organique, c'est-à-dire la vitesse de son renouvellement à proximité de l'anode, ou encore le transport des ions H^+ jusqu'à la membrane d'échange.

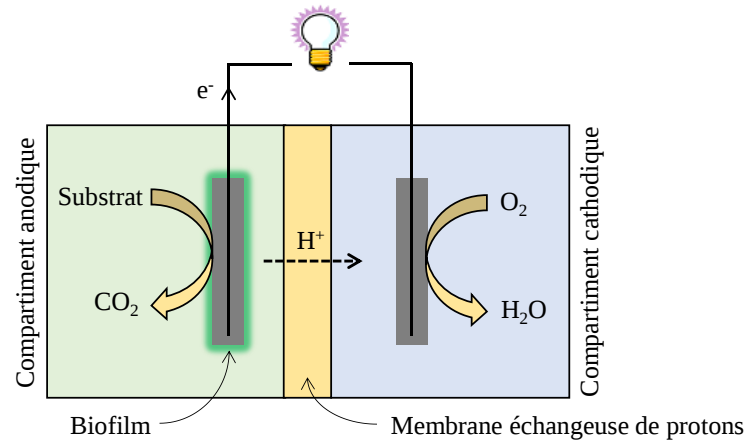


Fig. 1.3. Principe de fonctionnement d'une MFC

1.1.2.2 La pile microbienne benthique (BMFC)

Dans le cas de la BMFC (Fig. 1.4), le sédiment est apparenté au compartiment anodique et l'eau surnageant, au compartiment cathodique [Dewan2014, Guzman2010, Lovley2006]. L'interface naturellement créée entre l'eau et les sédiments joue le rôle de membrane d'échange. Cette interface laisse ainsi passer les ions et filtre l'oxygène présente dans l'eau. Cette filtration est d'autant plus efficace qu'une partie des bactéries présentes dans les couches superficielles sont aérobies, *i.e.* elles consomment de l'oxygène. Moyennant une implantation suffisamment profonde de l'électrode (*e.g.* quelques centimètres), le compartiment anodique est donc supposé anaérobie.

L'oxygène dissout dans l'eau provient à la fois (i) de l'oxygène de l'air en surface qui diffuse dans les couches superficielles et également (ii) de la photosynthèse assurée par les plantes proches de la surface [Fondriest2013]. La répartition de cet oxygène est assurée par le flux continu de l'eau grâce aux vagues et au vent notamment. Les couches proches de la surface sont ainsi généralement saturées en oxygène.

De plus, les fonds océaniques disposent d'une flore bactérienne très riche et très diverse parmi laquelle des bactéries électro-actives nécessaires au fonctionnement de la BMFC. Ils regorgent également de matières organiques provenant de la désintégration animale, végétale et bactérienne accumulée et sans cesse renouvelées. Cette profusion de combustible prête ainsi à la BMFC une durée de vie potentiellement infinie.

Pour finir, bien qu'il soit admis que le taux d'oxygène dans l'eau diminue avec la profondeur, il a été montré que le flux continu de l'eau assurait une circulation de l'oxygène suffisante pour maintenir un bon fonctionnement de la cathode à environ 1 km de profondeur [Nielsen2008].

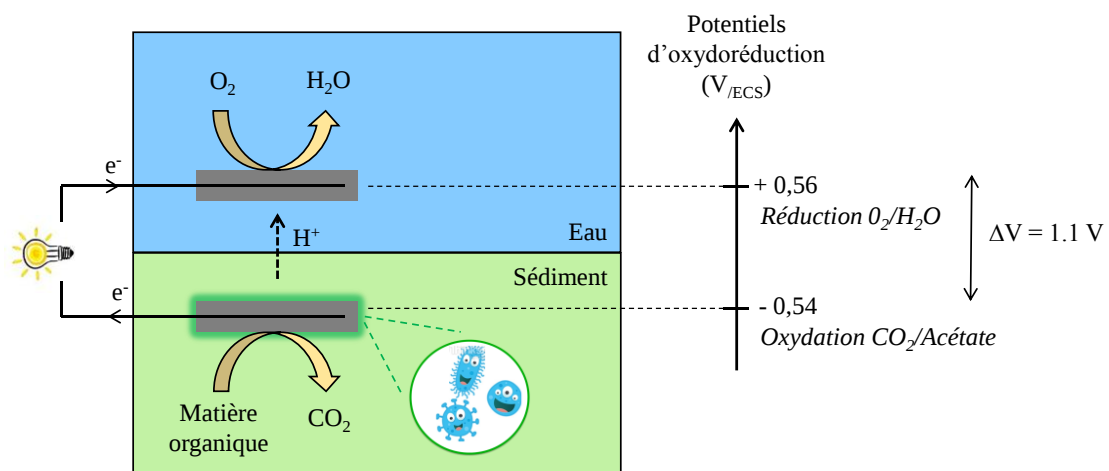
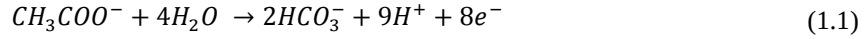


Fig. 1.4. Principe de fonctionnement d'une BMFC

1.1.3 Principe thermodynamique

La MFC met en jeu deux réactions chimiques. Dans un premier temps, la matière organique est oxydée à l'anode. Cette matière organique est souvent assimilée à l'acétate qui est un produit intermédiaire à la dégradation d'autres espèces organiques et très bien assimilé par les bactéries [Parkash2016]. L'oxydation de l'acétate produit du bicarbonate. Dans un second temps, l'oxygène est réduit à la cathode, contrebalançant la réaction précédente. Ces deux demi-réactions sont exprimées par les équations (1.1) et (1.2).



A une réaction quelconque, on peut associer un potentiel d'oxydo-réduction correspondant à sa force électromotrice. Ce potentiel se calcule, d'après l'équation de Nernst, comme suit :

$$E = E^0 - \frac{RT}{nF} \ln \left(\frac{[produits]}{[réactifs]} \right) \quad (1.3)$$

Où E^0 est le potentiel obtenu dans des conditions standard, R la constante des gaz parfaits, F la constante de Faraday et n le nombre d'électrons transférés dans la demi-réaction. Ce potentiel dépend ainsi de la température T et de la concentration des réactifs [réactifs] et des produits [produits].

On définit E_{anode} le potentiel associé au couple acétate/carbonate et $E_{cathode}$ celui du couple oxygène/eau. Le calcul de ces potentiels se fait comme suit :

$$E_{anode} = E_{anode}^0 - \frac{RT}{8F} \ln \left(\frac{[CH_3COO^-]}{[HCO_3^-]^2[H^+]^9} \right) \sim E_{anode}^0 - \frac{RT}{8F} \ln \left(\frac{[CH_3COO^-]}{[HCO_3^-]^2} \right) - 0,06pH \quad (1.4)$$

$$E_{cathode} = E_{cathode}^0 - \frac{RT}{4F} \ln \left(\frac{1}{pO_2[H^+]^4} \right) \sim E_{cathode}^0 - \frac{RT}{4F} \ln \left(\frac{1}{pO_2} \right) - 0,06pH \quad (1.5)$$

Où E_{anode}^0 et $E_{cathode}^0$ sont les potentiels dans des conditions standard. D'après [Logan2006], E_{anode}^0 vaut 0,187 V et $E_{cathode}^0$ 1,229 V. En reprenant les mêmes conditions que [Logan2006] (i.e. $T = 298 K$, $[CH_3COO^-] = 5 \text{ mM}$, $[HCO_3^-] = 5 \text{ mM}$, $pO_2 = 0,2$ et $pH = 7$), on obtient :

$$E_{anode} = -0,296 V_{/ENH} \quad (1.6)$$

$$E_{cathode} = 0,805 V_{/ENH} \quad (1.7)$$

Ces potentiels sont exprimés relativement à l'électrode normale à hydrogène (ENH) qui a un potentiel égal à zéro dans des conditions standard (298 K, $pH_2 = 1 \text{ bar}$, $pH = 7$). Ces potentiels peuvent également être exprimés relativement à l'électrode au calomel saturée en KCl (ECS) dont le potentiel vaut 0,241 V par rapport à l'ENH. D'où :

$$E_{anode} = -0,537 V_{/ECS} \quad (1.8)$$

$$E_{cathode} = 0,564 V_{/ECS} \quad (1.9)$$

La différence de potentiel atteinte aux bornes de la MFC en circuit ouvert est donc théoriquement :

$$E_{cathode} - E_{anode} = 1,101 V \quad (1.10)$$

Idealement, la MFC serait ainsi équivalente à une source de tension de 1,1 V en circuit ouvert. Néanmoins une MFC réelle met en œuvre des mécanismes physicochimiques complexes et un certain nombre de pertes énergétiques entravent son bon fonctionnement.

1.1.4 Pertes énergétiques

Tout d'abord, la tension mesurée en circuit ouvert U_{CO} , *i.e.* lorsque l'anode et la cathode sont déconnectées, se situe généralement autour de 0,7 V, ce qui est beaucoup plus faible que le 1,1 V théorique calculé précédemment. Ceci peut s'expliquer par le fait que les potentiels dépendent beaucoup de la concentration en réactifs. Or la concentration des réactifs au niveau de la surface des électrodes peut être très différente de celle considérée dans le milieu en général, en particulier au sein des biofilms. De plus, en circuit ouvert, les électrons résultant de l'oxydation du substrat peuvent réagir avec d'autres espèces environnantes. Ces réactions parasites contribuent à augmenter le potentiel de l'anode et à faire chuter U_{CO} .

Le comportement électrique d'une MFC est communément illustré à partir d'une courbe de polarisation représentant la tension U_{MFC} , équivalente à la différence de potentiel entre l'anode V_A et la cathode V_C , et le courant I_{MFC} circulant entre les deux électrodes, équivalente au flux d'électrons. La Fig. 1.5 représente la courbe de polarisation typique d'une MFC. La MFC ne se comporte visiblement pas comme une source idéale de tension, mais subit diverses pertes internes résultant en des chutes de tension. Ces chutes de tensions sont associées à trois grands types de perte :

- *Les pertes d'activation.* Caractérisées par une chute importante et non linéaire de la tension pour les faibles courants, elles sont dues à la faible cinétique des réactions chimiques à la surface des électrodes. Ces pertes contribuent à limiter la tension en circuit ouvert de la pile U_{CO} [Logan2006].
- *Les pertes ohmiques.* Caractérisées par une chute de tension proportionnelle à l'augmentation du courant, elles sont liées à la résistance du flux d'électrons à travers les électrodes et celle du flux des ions à travers l'électrolyte, ainsi qu'à la résistance du transfert de charge entre les électrodes et le milieu.
- *Les pertes par diffusion* (autrement appelées pertes par transport de masse). Caractérisées par une chute importante et non linéaire de la tension pour les forts courants, elles sont liées à la raréfaction des réactifs à la surface de l'électrode. En effet, la demande d'un fort courant I_{MFC} suppose un nombre important de réactions et donc une consommation rapide à la fois de la matière organique au niveau de l'anode et de l'oxygène au niveau de la cathode. Les réactions sont ainsi limitées par la vitesse de renouvellement de la matière organique et de l'oxygène autour de la MFC.

La courbe de polarisation peut ainsi être divisée en trois zones (Fig. 1.5), chacune caractérisant la prédominance d'un type de pertes : dans la 1^{ère} zone, les pertes par activation ; dans la 2nd, les pertes ohmiques ; dans la 3^{ème}, les pertes par diffusion. Néanmoins, pour une majorité de MFCs, on rencontre plus souvent des courbes linéaires où les brusques chutes de tension dues aux pertes par activation et diffusion sont peu notoires [Logan2006].

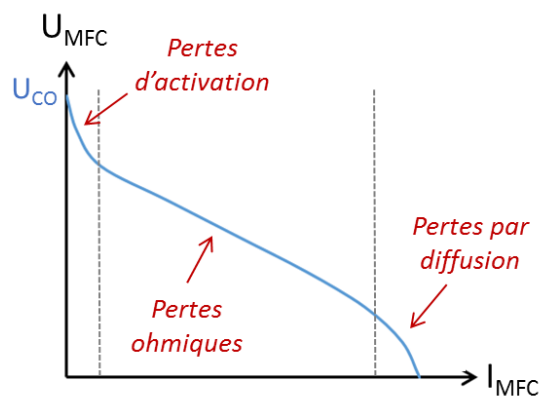


Fig. 1.5. Courbe de polarisation d'une MFC typique.

1.1.5 Performances, limitations et tentatives d'optimisation

Plus la MFC débite de courant en sortie, plus la tension à ses bornes chute. Il en résulte un point de fonctionnement où la puissance générée atteint son maximum. Ce point, représenté Fig. 1.6, est appelé MPP (en anglais : *maximum power point*). D'après les études de terrain (Table 1.1), la puissance à ce point de fonctionnement P_{MPP} pour les BMFCs se situe au maximum entre 10 et 100 mW pour 1 m² d'anode (la cathode

étant supposée non limitante) et la tension U_{MPP} entre 0,1 V et 0,3 V. Il est à noter que ces puissances dépendent énormément des surfaces des deux électrodes, de leur matériau et de la structure globale de la BMFC.

Au-delà des faibles valeurs de tension et puissance, le comportement électrique de la MFC souffre également d'une forte disparité dans le temps. Cette disparité est due aux changements environnementaux (température, pression, concentration en matière organique et oxygène...) impactant notamment l'activité électro-catalytique des organismes vivants. [Larrosa-Guerrero2010] montre ainsi que la température a une influence sur la puissance maximale générée P_{MPP} . Ainsi, le signal en sortie de la pile, en particulier le MPP, n'est pas stable mais varie au fil du temps.

De nombreux bio-électro-chimistes ont tenté d'augmenter la puissance générée par différents procédés reposant sur une modification de la structure physique de la pile. La première méthode consiste à accroître la taille des électrodes afin d'augmenter la surface effective d'échange d'électrons et ainsi leur transfert. Néanmoins [Hsu2013] a montré que la puissance volumique diminue avec l'augmentation des dimensions. A compter d'une certaine surface, la puissance générée atteint un palier et il devient inintéressant d'agrandir les électrodes. La seconde consiste à choisir des matériaux d'électrode plus conducteurs et présentant une meilleure interférence avec le biofilm tel que la platine. Cette méthode augmente grandement le coût du dispositif. Pour finir, certains ajoutent des agents catalytiques supplémentaires au sédiment de base présent dans les fonds océaniques, méthode qui pourrait difficilement être appliquée in situ et qui là encore est coûteuse [Mohan2014]. La question du coût et de la mise en œuvre dans un environnement marin sont des questions importantes car le projet vise à déployer des BMFCs pour un grand nombre de capteurs en réseaux.

La mise en série de piles, communément utilisée dans le cas des cellules élémentaires à hydrogène, a également été considérée pour à la fois augmenter la puissance générée et la tension en sortie. Néanmoins cette approche rencontre des difficultés dans le cas des BMFCs : les puissances observées sont très largement inférieures à celles attendues, *i.e.* à la somme des puissances de chaque pile obtenues séparément. Cette défaillance est la conséquence de deux phénomènes : le *cell reversal* [Oh2005] et le *ionic short circuit* [Zhuang2009]. Le *cell reversal* est un phénomène qui se produit lorsque plusieurs piles de caractéristiques électriques différentes sont connectées entre elles et où la pile la moins performante va puiser un complément d'énergie dans les autres piles. En supposant qu'une pile change de polarité et se mette à fonctionner en électrolyseur, ce déséquilibre de la distribution énergétique peut amener à un effondrement du système global. Le *ionic short circuit* est un phénomène rencontré lorsque les piles sont connectées en série et partagent le même électrolyte. Dans le cas des BMFCs, les cathodes sont toutes immergées dans le même électrolyte (l'eau de mer) qui est conducteur, si bien que lors de la mise en série de deux piles, une différence de potentiel va naître entre leurs cathodes et un courant parasite va circuler entre les deux, résultant en une perte considérable de l'énergie produite. La mise en parallèle de piles peut être préférée pour augmenter la puissance car elle permet de s'affranchir du phénomène d'*ionic short circuit*. Mais elle ne permet néanmoins pas d'élever la tension ni de se débarrasser du phénomène de *cell reversal*.

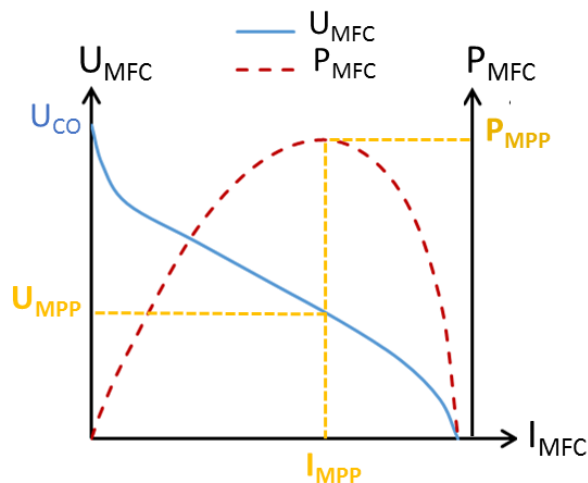


Fig. 1.6. Mise en évidence du point de puissance maximum (MPP)

Table 1.1. Performances de BMFCs dans la littérature.

Inoculum	Ajout de substrat organique	Densité surfacique de puissance (mW/m ²)	Références
Sédiment marin	Non	28	[Tender2002]
Sédiment marin	Non	34	[Reimers2006]
Sédiment marin	Oui (lait)	55	[Dumas2008]
Sédiment marin	Non	11	[Tender2008]
Sédiment marin	Non	10	[Guzman2010]
Sédiment marin	Non	10-15	[Richter2011]
Sédiment d'eau douce	Non	120	[Donovan2011]
Sédiment marin	Oui (acetate)	20	[Erable2013]
Sédiment marin	Non	15	[Bandyopadhyay2013]
Sédiment marin	Non	25	[Kagan2013]
Sédiment marin	Non	2,5	[Lee2015]
Sédiment marin	Non	30	[Umaz2017]
Sédiment marin	Non	50	Cette thèse

1.2 Conception de BMFCs en laboratoire

Nous allons dans cette section présenter les éléments de conception de nos BMFCs faites en laboratoire. L'enjeu de ce travail est double : (i) la BMFC doit être conçue de manière à présenter une densité de puissance la plus large possible et (ii) la construction d'une BMFC se doit d'être peu onéreuse, *i.e.* elle doit mener à un coût en *énergie grise* le plus faible possible.

L'élaboration d'une BMFC prête ainsi une attention particulière aux éléments suivants : le type de sédiment (qui a un fort impact sur les performances de la pile), le matériau des électrodes ainsi que le dimensionnement de ces dernières et pour finir la distance inter-électrodes.

1.2.1 Choix des sédiments

Des sédiments d'eau douce et d'eau de mer sont collectés à plusieurs endroits de France afin de concevoir différentes BMFCs et élargir le champ des applications possibles (océans ou rivières). Les sédiments choisis sont répertoriés à la Table 1.2. Afin de s'assurer de la présence de la matière organique et des bactéries anaérobies caractéristiques du fond marin, on rejette la matière en surface pour ne prélever que les sédiments des couches superficielles plus profondes, comme l'illustre la Fig. 1.7 dans le cas des sédiments de l'Etang de Berre. Lors de ce prélèvement, tout contact avec l'air est également évité afin de préserver la vie microbienne originelle.

Table 1.2. Zones de prélèvement des sédiments

	Etang de Berre	Plage du Gaou	Etang de Bolmon	Lac de l'Ovalie	Drac
Type d'eau	Eau de mer	Eau de mer	Eau douce	Eau douce	Eau douce
Description	Longue étendue d'eau voisine d'usines polluantes	Plage située près de l'Île des Embiez, zone protégée de la mer Méditerranée	Lagune alimentée en eau douce par un ruisseau et située au sud de l'Etang de Berre	Plan d'eau artificiel aménagé dans un parc proche de Grenoble	Torrent de montagne à débit très variable
Coordonnées GPS	43°27'17.2"N-5°6'22.1"E	43°04'13.7"N-5°47'37.6"E	43°25'8.9"N-5°11'24.5"E	45°12'42.6"N-5°40'06.2"E	45°11'46.8"N-5°42'02.7"E

**Fig. 1.7.** Prélèvement de sédiments à l'étang de Berre

1.2.2 Choix des électrodes

Dans une BMFC, l'électrode sert à collecter/délivrer les charges entre le milieu biologique et le milieu électrique. Afin d'assurer une stabilité des performances sur le long-terme, le matériau choisi doit ainsi être résistant à la corrosion et à la biodégradation, mais également biocompatible et peu cher. Dans la littérature, l'acier inoxydable [Dumas2007] et différents matériaux à base de carbone (tels que des plaques en graphite [Tender2002], du tissu en fibre de carbone [Scott2008a], du carbone vitreux [Lowy2006]) sont souvent utilisés. Bien que l'acier inoxydable présente l'avantage d'être hautement conducteur et de simplifier l'implantation de l'anode dans les sédiments grâce à sa rigidité, il n'est pas strictement imperméable à la corrosion. De même, le carbone vitreux ou le graphite sont trop chers pour envisager un déploiement de piles à grande échelle [Logan2006]. De plus, afin de catalyser la réduction de l'oxygène à la cathode, de nombreux chercheurs [Scott2008b, Li2015] choisissent d'imprégner les électrodes avec des métaux précieux tels que la platine, et alourdissent grandement le coût de la BMFC. Or, [Clauwaert2007] et [Guzman2010] montrent que, à l'instar des anodes, les cathodes utilisées dans les MFCs peuvent également se recouvrir d'un biofilm, permettant ainsi la catalyse de la réduction de l'oxygène à moindre coût. Ces cathodes facilitant la croissance d'un biofilm sont appelées « biocathodes ».

On fait le choix du feutre de carbone (Mersen RVG4000) pour chacune des électrodes dans la suite de ce manuscrit. Ce matériau présente l'avantage d'être peu cher et de ne demander aucun traitement supplémentaire. Sa structure sous forme « d'éponge » offre une grande surface effective et permet ainsi de maximiser la surface du biofilm pour un faible volume et donc un faible coût. [Chaudhuri2003] démontre en effet que le courant augmente lorsque la surface d'adhésion du biofilm augmente et qu'ainsi, pour un même volume, le feutre de carbone permet d'obtenir de meilleures puissances que la mousse de carbone ou le graphite.

Les électrons sont collectés depuis les électrodes avec des fils en titane isolés de diamètre 0,75 mm. Bien que le titane ne soit pas le meilleur conducteur électrique, sa haute résistance à la corrosion en fait un candidat intéressant (contrairement au cuivre qui s'oxyde très facilement). Cette résistance est en partie due à la couche d'oxyde isolante formée à sa surface TiO_2 lors d'un contact avec l'oxygène. Le titane est également un composant

moins rare et moins cher que la platine. Ce fil en titane est ainsi inséré en « serpent » dans chaque électrode afin d'assurer une bonne connexion électrique avec le feutre de carbone. La longueur de fils utilisée pour une BMFC représente une dizaine de centimètre. La conductivité du titane étant de $2,34 \cdot 10^6 \text{ S.m}^{-1}$, la résistance d'un mètre de fil est inférieure à 1Ω . Nous verrons par la suite que cette résistance est négligeable face à la résistance globale de la pile et que ces fils de connexion ne détériorent ainsi en rien les performances de nos BMFCs.

1.2.3 Concentration en dioxygène de l'eau

Le taux de dioxygène O_2 dissout dans l'eau est une caractéristique particulièrement importante car il va directement jouer sur les performances de la cathode et la rendre limitante vis-à-vis de l'anode. Une faible concentration d' O_2 dans l'eau peut dégrader drastiquement la densité de puissance d'une BMFC. Cette concentration dépend majoritairement de trois paramètres : la température, la pression et la salinité. Tout d'abord, la solubilité de l' O_2 décroît avec l'augmentation de la température et avec la diminution de la pression [Wetzel2001]. Ensuite, l' O_2 décroît exponentiellement avec l'augmentation du niveau de salinité. A la même pression et même température, l'eau salée contient environ 20% d' O_2 en moins que l'eau fraîche [Fondriest2013]. En résumé, une eau froide, profonde et non salée peut contenir davantage d' O_2 . Par ailleurs, dans les eaux très profondes, cette quantité d' O_2 peut s'avérer inférieure à ce que prédisent les études : le manque de diffusion depuis la surface et l'absence de lumière pour la photosynthèse ne permet pas un renouvellement optimal de l'oxygène, consommé entre temps par le benthos.

La littérature a montré que les eaux de rivières dépendent essentiellement de la température et qu'ainsi, relativement aux saisons, l' O_2 dissout varie entre 6 mg/L et 15 mg/L [Watt2000]. Les océans sont plus pauvres en O_2 du fait de leur salinité. Il a été estimé que la concentration en O_2 calculée en moyenne sur une année varie de 9 mg/L près des pôles à 4 mg/L près de l'équateur (la salinité est plus importante à l'équateur) [Todd2004].

Nous choisissons de travailler avec une concentration en O_2 d'environ 6,5 mg/L (en pratique, maintenue entre 6 et 7 mg/L). Dans le cas des sédiments en eaux salées, ce choix moyenne les concentrations rencontrées dans les océans. Dans le cas des sédiments en eau de rivière, ce choix est un pire cas. Dans tous les cas, travailler avec cette valeur de 6,5 mg/L ne limite pas les champs d'application de nos travaux. En effet, en condition réelle, si le taux d' O_2 est inférieur, à même condition de dimensionnement, le risque est de rendre la cathode limitante. Il sera alors nécessaire d'augmenter la taille de la cathode relativement à celle de l'anode.

Nous avons fait le choix de contrôler la concentration en O_2 grâce à un système de pompage et à des systèmes de bullage (qui permettent d'optimiser la diffusion de l' O_2 depuis l'air) et non par un système de refroidissement (qui contrôlerait la concentration d' O_2 en contrôlant la température) plus complexe dans notre cas. Le laboratoire a ainsi été laissé à la température ambiante de 24°C sur toute l'année.

1.2.4 Assemblage final

Les sédiments d'eau de mer, séparés par une surface plastique, sont placés dans un même aquarium de 360 L afin de se rapprocher des conditions réelles. Ce large volume sert à stabiliser les variations dans l'eau et à faciliter le maintien des conditions environnementales. L'électrolyte est composé d'une eau à laquelle sont ajoutés des minéraux pour émuler les caractéristiques de l'eau de mer. Les caractéristiques de l'eau sont listées dans la Table 1.3 et mensuellement ajustées pour prévenir toute modification importante du milieu.

Les sédiments en eau douce du lac d'Ovalie et du Drac ont été successivement placés dans un aquarium de 60 L avec une eau non salée présentant le même pH et taux d'oxygène que l'aquarium d'eau de mer. Différents bocal ont également été conçus avec les différents sédiments et leur eau associée.

Table 1.3. Caractéristiques de l'eau de mer

pH	O_2	KH	Ca	Mg	d
8	6,5 mg/L	7-10	260 mg/L	720 mg/L	1024

La Fig. 1.8 montre la structure finale d'une BMFC. L'anode est enfouie dans les sédiments à une profondeur d'environ 7 cm. A cette profondeur, il est supposé que le milieu est anaérobie. La cathode est placée dans l'eau surnageant, suffisamment proche de la surface sédimentaire pour limiter la distance inter-électrodes (~ 9 cm).

Afin de fixer cette distance inter-électrodes, une structure (grille + attaches) est utilisée pour fixer les électrodes à une tige en plastique. Cette structure est choisie en nylon afin d'éviter toute détérioration par oxydation à la cathode. Une complète oxydation de la structure avait été constatée lors de premiers tests utilisant de l'acier galvanisé, engendrant ainsi une cassure du dispositif ainsi que des réactions chimiques supplémentaires parasitant la réduction d'oxygène à la cathode.

Pour finir, aucun substrat supplémentaire (*e.g.* acétate) n'est ajouté, ni durant le démarrage de la pile ni ensuite, afin de se rapprocher des conditions réelles.

Le coût moyen d'une BMFC est estimé à environ 1 €, ce qui permet d'envisager un déploiement important de capteurs environnementaux autonomes dans les océans ou les rivières, alimentés par des BMFCs. Le faible coût de nos prototypes (comparé à de nombreux prototypes rencontrés dans la littérature des MFCs) s'explique du fait de la simple constitution de la structure, du choix du matériau d'électrode et surtout de la substitution de la membrane échangeuse (de conception très coûteuse dans le cas des MFCs en eaux usées par exemple) par l'interface naturelle sédiment/eau.

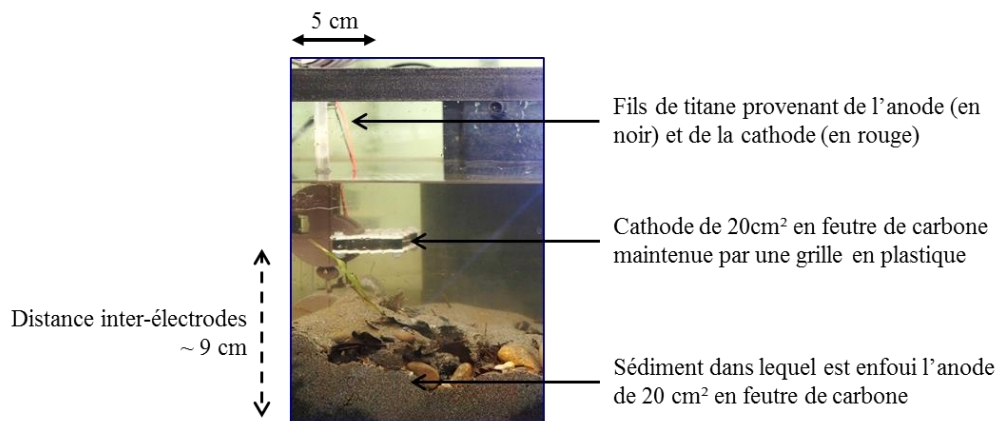


Fig. 1.8. BMFC réalisée dans un aquarium de 360 L en laboratoire

1.2.5 Etude du dimensionnement des électrodes

Dans la littérature, les chercheurs sont souvent confrontés à un compromis lors du dimensionnement pour concilier l'avantage qu'offrent des électrodes volumineuses et ceux qu'offrent des électrodes de petite taille. Choisir une large surface d'anode permet d'homogénéiser les performances des piles, *i.e.* de moyenner l'hétérogénéité de la composition des sédiments naturels et donc l'irrégularité de la population bactérienne, et évite ainsi qu'un défaut dans une zone du biofilm n'impacte considérablement la performance globale de la pile. Choisir une petite surface permet d'augmenter la densité surfacique de puissance, $P_{\text{densité}}$. [Dewan2008] et [Kagan2013] montrent en effet que la puissance produite par une pile ne suit pas une loi proportionnelle à la surface des électrodes et que $P_{\text{densité}}$ diminue lorsque la dimension des électrodes augmente.

Néanmoins, ces problématiques touchent essentiellement les auteurs qui travaillent avec des dimensions de l'ordre du m² et qui désirent atteindre des puissances de l'ordre de la dizaine de mW. La chute de $P_{\text{densité}}$ devient en effet notable pour des surfaces excédant les 0,1 m² (Fig. 1.7 tirée des résultats obtenus par [Kagan2013]). Pour des surfaces inférieures, $P_{\text{densité}}$ reste stable.

Nous choisissons de travailler avec des BMFCs dont les dimensions permettent de délivrer suffisamment d'énergie pour alimenter un capteur nécessitant quelques dizaines de μW . En anticipant les pertes liées à l'électronique de récupération ainsi que celles dues aux fluctuations biochimiques, la BMFC est dimensionnée pour délivrer théoriquement au minimum 50 μW . Les densités de puissance surfacique, que l'on retrouve généralement dans la littérature propre à nos conditions, sont d'environ 2,5 μW pour 1 cm² d'anode (Fig. 1.9).

Nous optons ainsi pour une surface d'anode minimale de 20 cm². Nous travaillerons également avec des surfaces deux fois (40 cm²) et quatre fois (80 cm²) plus grandes pour atteindre des puissances plus importantes, et vérifier la stabilité de $P_{\text{densité}}$.

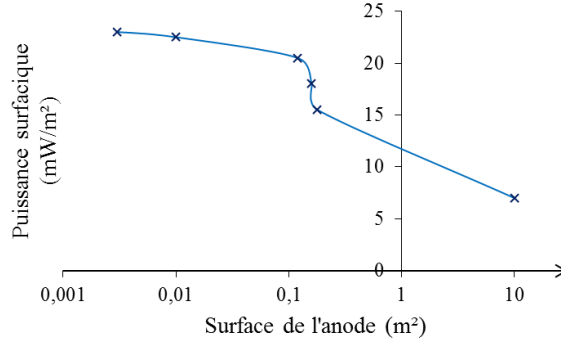


Fig. 1.9. Evolution de la densité de puissance surfacique de BMFCs faites avec des sédiments de la baie de San Diego (donnée tirée de [Kagan2013])

Le dimensionnement de la cathode est choisi relativement à celui de l'anode de manière à équilibrer les performances des deux électrodes et ainsi éviter qu'une électrode limite plus que l'autre les performances globales de la pile. Cette méthode de conception permet d'optimiser a priori la densité de puissance des BMFCs. Afin de distinguer les performances des deux électrodes, on utilise le dispositif illustré Fig. 1.10. Une électrode ECS est plongée dans l'électrolyte et permet de fixer un potentiel qui servira de référence pour mesurer indépendamment le potentiel à l'anode V_A et celui à la cathode V_C et non juste la différence de potentiel $V_C - V_A$. Les résultats obtenus pour deux électrodes de mêmes dimensions (20 cm²) sont présentés Fig. 1.11(a). Ces courbes sont obtenues par voltamétrie cyclique avec une vitesse de balayage de 10 mV/s en utilisant un potentiostat (dont le fonctionnement sera décrit au chapitre suivant). On constate que V_C diminue tandis que V_A augmente jusqu'à atteindre un certain courant I_{MAX} où les deux potentiels s'égalisent. A chaque courant, les deux courbes affichent une même pente (au signe près), ce qui signifie que les pertes subies à la cathode et à l'anode suivent la même évolution. On en déduit que les deux électrodes contribuent de manière égale aux pertes globales de la pile. Nous choisissons donc des surfaces de cathode et d'anode de mêmes dimensions afin qu'aucune ne soit plus limitante que l'autre. [Kagan2013] parvient aux mêmes résultats. Ces résultats ne sont néanmoins pas généralisables et dépendent des conditions environnementales (*e.g.* taux d'oxygène, T° ...) qui peuvent influencer sur les performances de l'une ou l'autre des électrodes. En conclusion, nous choisissons la surface de la cathode égale à 20 cm² (respectivement 40 cm² et 80 cm²) pour une anode de 20 cm² (respectivement 40 cm² et 80 cm²).

De surcroît, la caractéristique de la BMFC globale $U_{\text{MFC}}(I_{\text{MFC}})$ peut être déduite des deux courbes de potentiels précédentes en utilisant l'équation suivante :

$$U_{\text{MFC}} = V_C - V_A \quad (1.11)$$

Cette caractéristique est représentée Fig. 1.11(b). On notera ici que l'acquisition est trop rapide pour que cette courbe soit associée à la courbe de polarisation statique de la BMFC (cf. section 1.1.4).

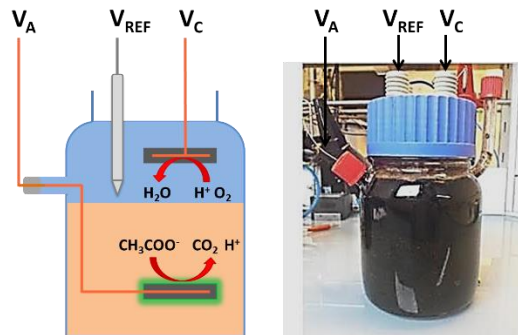


Fig. 1.10. Dispositif pour la mesure de V_A et V_C relativement à une électrode référence.

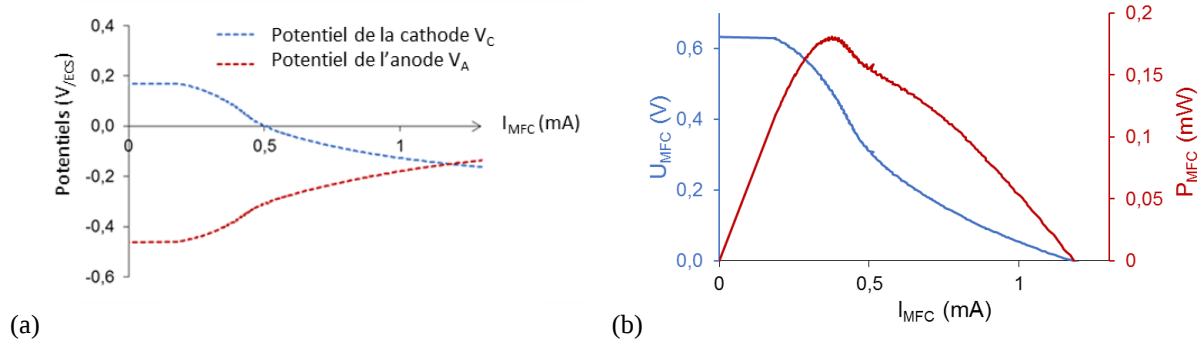


Fig. 1.11. (a) Potentiel des deux électrodes en fonction du courant I_{MFC} . (b) Courbe U_{MFC} vs. I_{MFC} associée

1.2.6 Bilan des BMFCs étudiées

La Table 1.4 fait l'inventaire des différentes BMFCs intervenant dans ce manuscrit. Pour plus de lisibilité, ces piles seront numérotées dans les sections suivantes.

Table 1.4. Liste des BMFCs étudiées

	Sédiments	Réacteur	Dimension des électrodes
BMFC #1	Etang de Berre	Aquarium	80 cm ²
BMFC #2	Plage du Gaou	Aquarium	40 cm ²
BMFC #3	Etang de Bolmon	Bécher	20 cm ²
BMFC #4	Plage du Gaou	Bécher	20 cm ²
BMFC #5	Etang de Berre	Aquarium	20 cm ²
BMFC #6	Etang de Berre	Aquarium	20 cm ²
BMFC #7	Plage du Gaou	Aquarium	20 cm ²
BMFC #8	Etang de Berre	Bécher	20 cm ²

1.2.7 Protocole de démarrage

Différentes techniques de polarisation lors du démarrage de la MFC ont été étudiées dans la littérature. [Aelterman2008] montre ainsi qu'une polarisation à $-0,20 \text{ V}_{/Ag/AgCl}$ (*i.e.* $-0,16 \text{ V}_{/ECS}$) de l'anode est optimale pour réguler l'activité et le développement du film bactérien durant la phase de démarrage et ainsi obtenir une densité de puissance plus élevée en régime établi. De son côté, [Zhang2017] choisit de charger la MFC avec différentes valeurs de résistances. Il constate qu'une MFC démarre plus rapidement avec une large résistance qui impose une faible demande en électrons à l'anode. Pour finir, [Molognoni2014] montre qu'un suivi du MPP permet à la fois de réduire le temps de démarrage et d'augmenter la puissance délivrée par la MFC en réduisant notamment les pertes liées à l'activation des réactions à l'anode et à la cathode. Ce travail au MPP favorise ainsi l'expansion et la bonne santé du biofilm. Il est à noter que ces études sont encore particulièrement délaissées par la recherche actuelle, fragilisant la fiabilité de ces résultats.

Des tests annexes ont été réalisés par Thibaut Chailloux et l'équipe de biochimistes au CEA de Cadarache pour vérifier l'étude de [Aelterman2008]. Ces tests ont été réalisés sur des BMFCs similaires aux nôtres. Les résultats, après un démarrage ayant duré environ 2 mois, sont présentés Fig. 1.12.

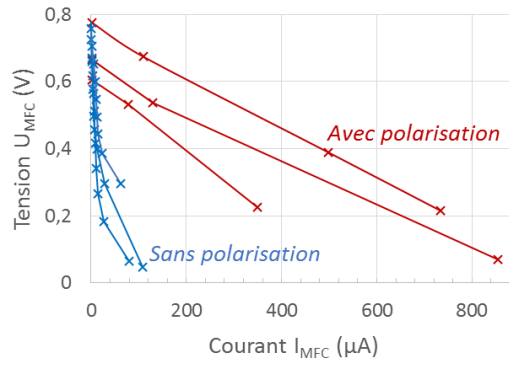


Fig. 1.12. Caractéristique de BMFCs annexes après un démarrage avec (rouge) ou sans (bleu) une polarisation de l'anode à $-0,2 \text{ V/Ag/AgCl}$

Ayant à disposition un potentiostat muni uniquement de deux voies et un nombre élevé de BMFCs à démarrer, nous écartons néanmoins cette première méthode et optons pour l'alternative d'insérer une résistance aux bornes des BMFCs. Ainsi, dès l'apparition d'une différence de potentiel entre les électrodes, un courant se met à circuler, favorisant l'activité bactérienne à l'anode et donc la croissance du biofilm. Après plusieurs tests, cette résistance est choisie à $3 \text{ k}\Omega$ car supposée être une bonne estimation de la résistance interne de la BMFC au démarrage, *i.e.* elle permet de fixer le point de fonctionnement de la pile au MPP.

1.3 Validation expérimentale de nos BMFCs

Cette section cherche tout d'abord à valider la conception de nos BMFCs en vérifiant la similitude entre leur comportement électrique et celui décrit par la littérature. Elle s'intéresse ensuite à quantifier les puissances que les BMFCs peuvent délivrer suivant leur configuration (*e.g.* en fonction de leur dimension ou lorsqu'elles sont connectées en parallèle).

1.3.1 Performances statiques des BMFCs

Les BMFCs confectionnées avec les sédiments du Drac et du lac d'Ovalie n'ont pu fournir que de très faibles puissances (inférieures à $5 \mu\text{W}$) suite à leur démarrage. On suppose que ces faibles performances sont dues à la pauvreté en matière organique et à la faible concentration en bactéries adéquates dans le substrat. Ces BMFCs n'interviendront ainsi pas dans la suite des travaux.

Les courbes de polarisation obtenues pour les BMFCs conçues à partir des autres sédiments sont représentées à la Fig. 1.13(a). La tension en circuit ouvert U_{CO} varie autour de $0,5 \text{ V}$ et $0,8 \text{ V}$ tandis que le courant maximal peut monter jusqu'à plus de 1 mA selon le substrat utilisé et les dimensions des électrodes. La Fig. 1.13(b) représente les courbes de puissance associées aux courbes de polarisation. Les caractéristiques de ces courbes sont reportées à la Table 1.5. Les puissances maximales obtenues au MPP peuvent varier d'une dizaine de μW jusqu'à plus d'une centaine de μW pour des tensions U_{MPP} avoisinant $0,3 \text{ V}$.

Afin de comparer correctement les performances de chaque pile, les densités surfaciques de puissance $P_{\text{densité}}$ sont calculées de la manière suivante :

$$P_{\text{densité}} = \frac{P_{MPP}}{A_{\text{électrode}}} \quad (1.12)$$

Où $A_{\text{électrode}}$ est la surface de chacune des électrodes indiquée dans la Table 1.4 pour chaque BMFC.

D'après la Table 1.5 précédente, les densités de puissance obtenues sont voisines de celles rencontrées dans la littérature.

En comparant $P_{\text{densité}}$ pour des piles conçues à partir des mêmes sédiments mais de dimensions différentes, on observe que $P_{\text{densité}}$ augmente lorsque la surface des électrodes diminue. Ainsi, en passant d'une surface de 80 cm² avec BMFC #1 à 20 cm² avec BMFC #8, la densité de puissance est multipliée par 2. De même, en passant de 40 cm² avec BMFC #2 à 20 cm² avec BMFC #4, la densité de puissance passe de 32,5 à 40,0 mW/m². De plus, ces résultats nous permettent également de hiérarchiser la « qualité » du sédiment. Pour une même surface d'électrode de 20 cm², le sédiment de Bolmon (BMFC #3) permet de générer uniquement 30 μ W tandis que ceux de la plage du Gaou (BMFC #4) et de l'étang de Berre (BMFC#8) présente une puissance maximale P_{MPP} de 80 μ W et 94 μ W respectivement. Néanmoins, bien que ces observations puissent illustrer des tendances, elles sont difficilement généralisables du fait des variations temporelles des BMFCs (voir partie suivante) et mériteraient une étude plus approfondie. Effectuer cette étude nécessiterait une reproduction des travaux sur plusieurs BMFCs identiques (au minimum trois piles), comme le font habituellement les biologistes, ce qui suppose des caractérisations extrêmement chronophages par conséquent soustraites au temps consacré à l'électronique qui est le sujet principal de cette thèse.

Pour finir, on constate, conformément aux travaux trouvés en littérature, que la tension U_{MFC} chute approximativement linéairement avec le courant I_{MFC} . Les phénomènes d'activation et de diffusion, caractérisés dans la littérature aux faibles et forts courants respectivement, sont ainsi difficilement appréciables dans le cas de nos prototypes. On peut ainsi faire l'hypothèse que les pertes ohmiques prédominent et que les pertes par activation et diffusion sont négligeables. L'hypothèse concernant les pertes d'activation est cohérente avec l'idée que les piles généralement caractérisées dans la littérature présentent des puissances de plusieurs ordres de grandeurs supérieures aux nôtres. Etant donné que les électrodes sont le siège des mêmes réactions d'oxydoréduction et donc que les pertes d'activation varient peu entre ce que l'on trouve dans la littérature et notre cas, ceci suppose que les pertes ohmiques de nos BMFCs sont beaucoup plus importantes que dans la littérature et ainsi masque le phénomène d'activation. En conséquence, les pertes ohmiques sont supposées majoritaires.

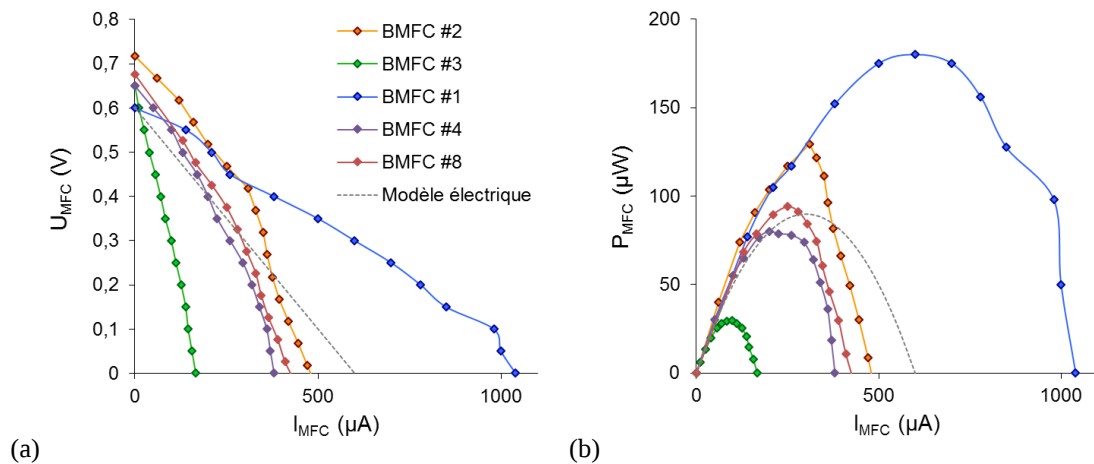


Fig. 1.13. Courbes (a) U_{MFC} vs. I_{MFC} et (b) P_{MFC} vs. I_{MFC} obtenues sur différentes BMFCs construites en laboratoire

Table 1.5. Caractéristiques déduites des courbes Fig. 1.13

	U_{MPP} (V)	P_{MPP} (μ W)	$P_{\text{densité}}$ (mW/m ²)
BMFC #1	0,30	180	22,5
BMFC #2	0,40	130	32,5
BMFC #3	0,30	30	15,0
BMFC #4	0,35	80	40,0
BMFC #8	0,36	94	47,0

1.3.2 Etude de la mise en parallèle

L'impact de la mise en parallèle sur les performances des BMFCs est difficile à étudier car elle suppose de caractériser chacune des BMFCs individuellement dans un premier temps et d'ensuite caractériser l'association parallèle de ces BMFCs. Etant donné le caractère très chronophage des caractérisations, les BMFCs peuvent évoluer entre leur caractérisation individuelle et leur caractérisation après la mise en parallèle. Les résultats peuvent ainsi être difficilement interprétables.

Une étude a cependant été menée sur l'évolution de la tension en circuit ouvert U_{CO} des BMFCs #5 et #6 lors de leur mise en parallèle. Les résultats sont présentés Fig. 1.14. On remarque que le potentiel des cathodes est identique, ce qui est cohérent puisqu'elles partagent le même électrolyte (l'eau de mer) qui est un milieu conducteur. La mise en parallèle n'a ainsi aucune incidence sur l'évolution de ces deux potentiels. La différence de tension en circuit ouvert U_{CO} entre les deux piles provient donc d'une disparité de leurs potentiels d'anode. Lors de leur mise en parallèle, le potentiel d'anode le plus faible va augmenter et le plus élevé va diminuer, engendrant ainsi une chute de la tension U_{CO} pour BMFC #5 et une augmentation de U_{CO} pour BMFC #6. On notera que le U_{CO} final après mise en parallèle est plus proche du U_{CO} le plus faible initialement, *i.e.* celui de BMFC #6. La mise en parallèle a ainsi un impact immédiat sur le potentiel des anodes. Elle fait davantage augmenter le potentiel d'anode le plus bas que diminuer le plus faible et détériore ainsi davantage l'anode la plus performante qu'elle n'améliore l'autre, ce qui laisse en particulier présager des changements irréversibles dans la structure des biofilms.

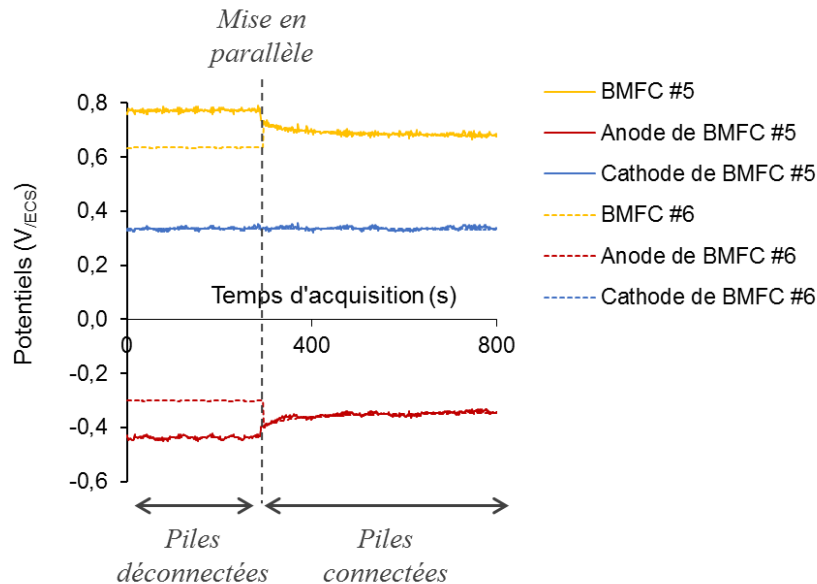


Fig. 1.14. Evolution des potentiels en circuit ouvert de la cathode et de l'anode des piles BMFC #5 et BMFC #6 lors de leur mise en parallèle.

Ces travaux de mise en parallèle n'ont pas été davantage approfondis, mais ils confirment les observations faites dans l'état de l'art [An2016] et motivent les études suivantes sur la conception d'une interface de récupération pour augmenter la puissance instantanée générée par les piles de façon individuelle.

Ces résultats peuvent également être rapprochés des observations précédentes liées au dimensionnement des électrodes et à la densité de puissance. Mettre en parallèle deux piles d'un même milieu de même dimension et suffisamment proches l'une de l'autre est équivalent à multiplier la taille des électrodes par deux. Or il a été montré que la densité de puissance diminuait dans ce cas, *i.e.* la puissance générée par les deux piles en parallèle est inférieure à la somme des puissances générées par les piles individuellement.

1.4 Etude des variabilités de nos BMFCs

Cette section s'intéresse à étudier l'ensemble des variations électriques que nos BMFCs peuvent présenter. On distingue deux grands types de variabilité : (i) les variabilités sur le long terme caractérisées par une évolution du comportement électrique statique (*i.e.* de la courbe de polarisation) rencontrées au démarrage des BMFCs puis ensuite celles dues aux fluctuations environnementales et (ii) les variabilités sur le plus court terme qui se manifestent lors d'une polarisation dynamique de la BMFC et qui sont dues aux mécanismes physico-chimiques mis en jeu au sein de la pile. Les premières variabilités dites DC (car elles concernent le comportement statique de la pile) ont été étudiées sur des plages de temps allant de quelques heures à plusieurs mois. Le second type de variabilités dites AC (car elles concernent le comportement dynamique de la pile) présente des constantes de temps plus petites et ont été étudiées de la microseconde à quelques heures (cf. chapitre 2, section 2.3). Cette distinction des variabilités est représentée à la Fig. 1.15.

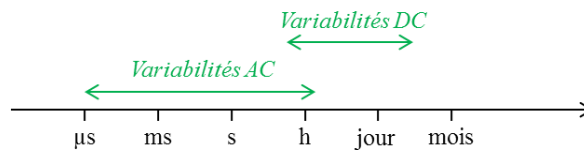


Fig. 1.15. Représentation des constantes de temps associées aux variabilités dites DC et à celles dites AC.

1.4.1 Variabilité au démarrage

La Fig. 1.16 montre l'évolution de la puissance générée par la pile BMFC #7 polarisée avec une résistance de 3 k Ω . Après une période d'environ 10 semaines, la pile se met à produire une puissance qui augmente jusqu'à 50 μ W au bout de 16 semaines. Cette période de démarrage varie entre 2 et 4 mois suivant les piles. La Fig. 1.17 représente le démarrage observé par une BMFC faite avec des sédiments du lac de l'Ovalie après environ 13 semaines. Cette pile ne parvient néanmoins à atteindre que 5 μ W après 5 mois puis se met à décroître. Cette pile ne fournira ensuite plus d'énergie. On fait l'hypothèse que cette brève production est due à l'absence de bactéries adéquates dans les sédiments du lac d'Ovalie, *i.e.* bactéries électro-actives participant aux réactions à l'anode dans les BMFCs, et non à l'épuisement de la matière organique car l'ajout d'acétate n'a pas provoqué d'amélioration des performances.

Cette période de démarrage est dépendante de la croissance du biofilm à l'anode. La Fig. 1.18 montre l'évolution du potentiel d'anode V_A de BMFC #4, 70 jours après sa conception. Les caractéristiques sont obtenues par voltamétrie cyclique avec une vitesse de balayage suffisamment rapide (1 mV/s) pour ne pas impacter le démarrage de la pile. La caractéristique obtenue ne reflète donc pas le comportement statique de l'anode mais permet plutôt de dégager une tendance de son évolution. On constate ainsi une diminution du potentiel de l'anode V_A avec le temps. En particulier, son potentiel en circuit ouvert, *i.e.* lorsque I_{MFC} est nul, se rapproche petit à petit du potentiel théorique E_{anode} calculé précédemment (section 1.1.3) à -0,537 V/ECS. On en déduit que la colonie bactérienne se développe progressivement. La Fig. 1.19 présente les résultats obtenus à la cathode durant la même période. De la même manière, le potentiel V_C augmente progressivement, témoignant d'une augmentation de la réduction d'oxygène au niveau de l'électrode. Cette croissance peut s'expliquer, à l'instar de l'anode, par le développement d'un biofilm aérobie à la surface de la cathode catalysant les réactions [Guzman2010].

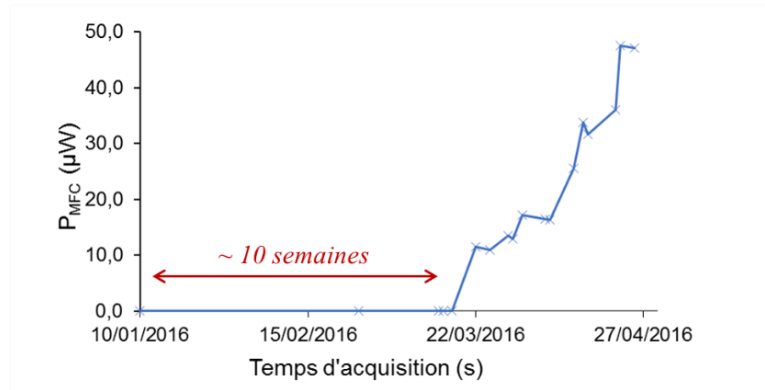


Fig. 1.16. Puissance générée par la BMFC #7 lors de son démarrage avec une résistance de 3 k Ω à ses bornes

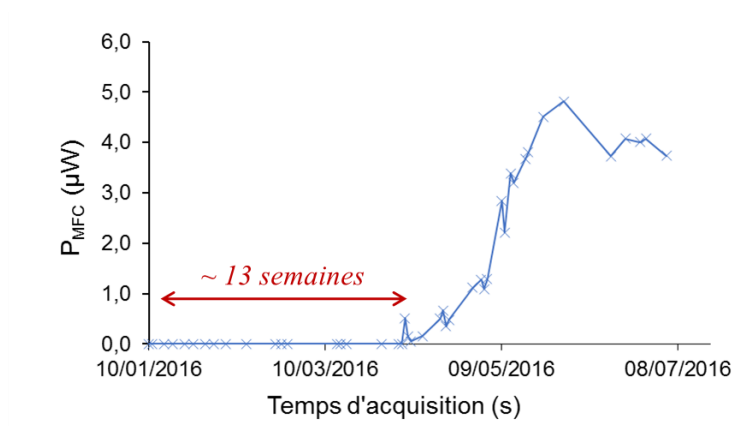


Fig. 1.17. Puissance générée par une BMFC conçue avec les sédiments du lac de l'Ovalie lors de son démarrage avec une résistance de 3 k Ω à ses bornes

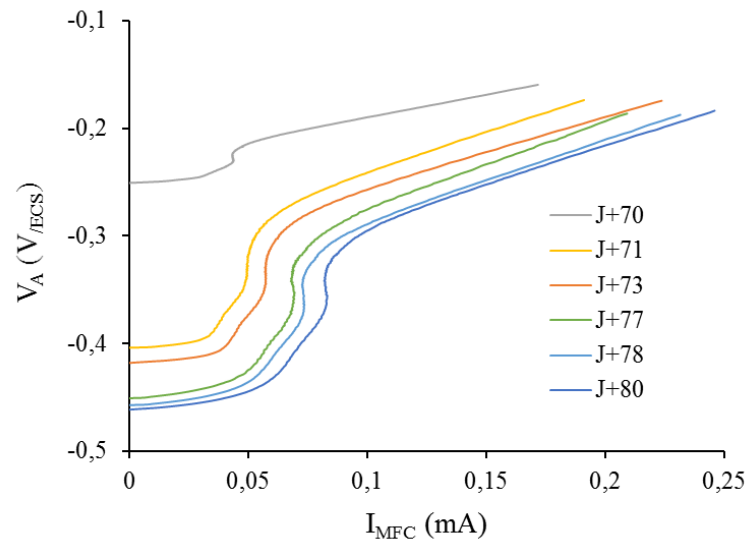


Fig. 1.18. Evolution du potentiel de l'anode de BMFC #4 au démarrage.

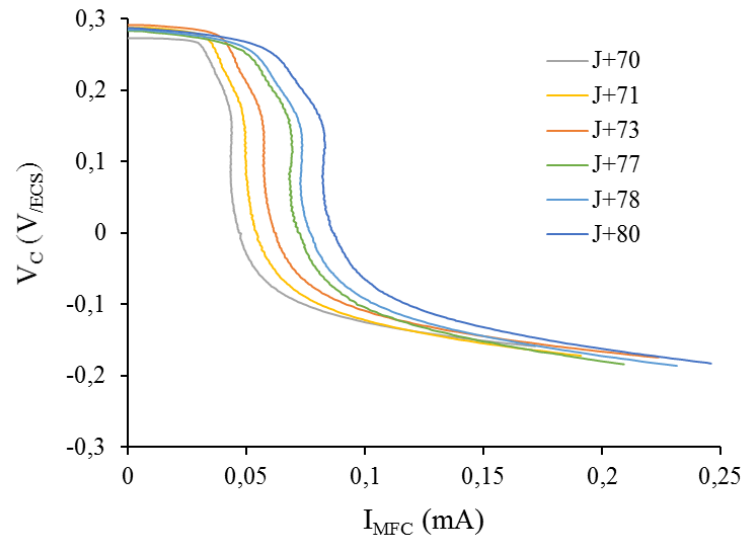


Fig. 1.19. Evolution du potentiel de la cathode de BMFC #4 au démarrage

1.4.2 Variabilité due à l'environnement

La Fig. 1.20 représente l'évolution du comportement électrique d'une BMFC au cours du temps après son démarrage. Elle met en évidence une fluctuation du comportement électrique de la pile sur un mois, qui peut être attribuée à une légère variation du milieu (T° , concentration des combustibles, pH, concentration en O_2 ...) et de l'activité bactérienne.

Il est aussi probable que les variations rencontrées par la BMFC dépendent des différentes polarisations imposées au préalable. Par exemple, la demande d'un fort courant I_{MFC} suppose un appauvrissement de la matière organique rapide comparé au cas où la MFC fonctionne proche de la tension en circuit ouvert U_{CO} .

En résumé, en supposant des conditions expérimentales stables, sous 2-3 jours les variations comportementales des BMFCs sont généralement négligeables. Ces variations peuvent néanmoins devenir considérables au-delà, leur puissance maximale P_{MPP} pouvant augmenter ou diminuer d'une décade en l'espace de quelques semaines. L'origine de ces changements est difficile à déterminer et, en l'état actuel, impossible à prévoir.

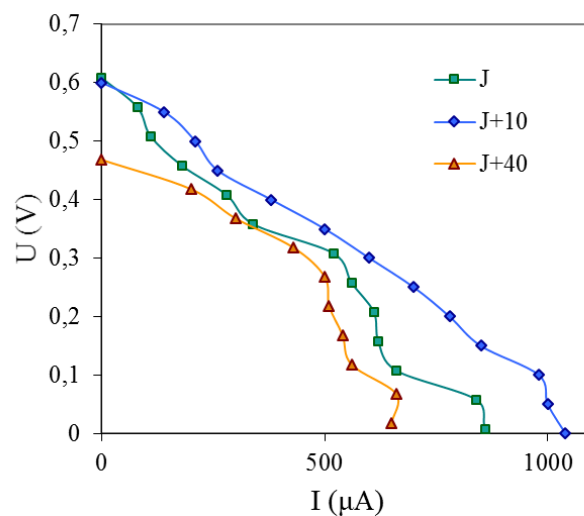


Fig. 1.20. Mise en évidence des fluctuations rencontrées par BMFC #1 au cours du temps.

1.4.3 Régime transitoire lors d'une polarisation dynamique

La BMFC a un comportement dynamique très lent qui peut être mis en évidence par un enregistrement de la réponse électrique de la pile à un brusque changement de charge. La Fig. 1.21 représente la tension U_{MFC} mesurée aux bornes de la BMFC #8 suite à l'imposition soudaine d'un courant I_{MFC} de 24 μA . On observe trois périodes. La première période T_1 est très brève et correspond à l'augmentation instantanée des pertes ohmiques, d'où une chute immédiate de la tension. La seconde période T_2 suggère une diminution de la tension suivant une loi du 1^{er} ordre approximativement. Cette chute plus lente de la tension (de l'ordre de 30 min, variable selon l'échelon de courant imposé) provient d'un comportement capacitif intrinsèque à la pile, qui représente le phénomène de double couche électrique aux abords de la surface des électrodes [Larminie2003]. Cette capacité équivalente est très dépendante du milieu et en particulier du biofilm. La constante de temps qui lui est associée est ainsi de l'ordre de la minute. Durant la troisième période T_3 , la tension diminue très lentement, n'atteignant sa valeur stabilisée qu'après plusieurs heures. Cette lente décroissance peut s'expliquer par l'appauvrissement du milieu en combustible et du temps mis par la matière organique à diffuser jusqu'à l'électrode. Selon [Bonnani2012], cela pourrait également manifester de la capacité des bactéries à stocker temporairement des charges dans leurs cytochromes en réduisant des ions Fer pour ensuite les délivrer.

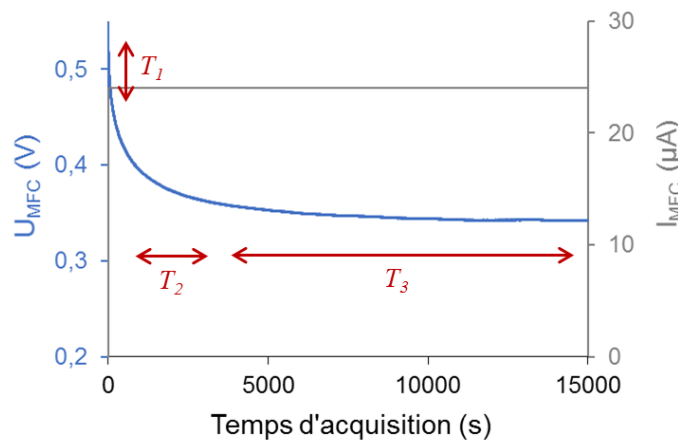


Fig. 1.21. Mise en évidence du régime transitoire de BMFC #8

1.5 Conclusion

1.5.1 Intérêts des BMFCs

La BMFC présente des atouts intéressants pour envisager son utilisation en remplacement de batteries pour l'alimentation d'instruments en milieu marin :

- Elle est de conception simple et peu coûteuse. La catalyse des réactions est assurée par le milieu bactérien naturel évitant ainsi l'emploi de catalyseurs inorganiques onéreux tels que la platine. De plus, la barrière naturelle formée par l'interface eau/sédiment permet de s'affranchir de la conception souvent très coûteuse et peu fiable dans le temps d'une membrane échangeuse de protons.
- Elle est peu polluante et produit peu de déchets. L'impact sur l'environnement est minime comparé aux batteries qui présentent un haut risque de pollution dans le cas où les systèmes ne sont pas récupérés ou bien s'ils sont détériorés (problème qui limite actuellement le projet EMSO). Le dioxyde de carbone qu'elle rejette par oxydation de la matière organique est une conséquence qui suit l'évolution naturelle du milieu, *i.e.* sans la présence de la pile la matière organique serait malgré tout oxydée (utilisant d'autres accepteurs d'électron environnant que l'oxygène de l'eau, par un processus dit de fermentation). Ce dégagement de CO_2 fait ainsi partie des émissions naturelles. Elle peut aussi aller jusqu'à dépolluer le sol océanique par bio-remédiation selon l'état du milieu dans lequel elle demeure.

- Elle permet de générer de l'énergie électrique dans des zones (e.g. les fonds océaniques) où les autres sources d'énergie plus conventionnelles sont très difficilement exploitables. L'énergie solaire est par exemple peu envisageable étant donné la faible intensité lumineuse présente au fond des mers. De même, les gradients de température ne sont pas suffisamment élevés pour utiliser des générateurs thermoélectriques. On suppose que les mouvements marins sont également trop lents pour en tirer une énergie marémotrice rentable. Cette dernière hypothèse n'est néanmoins pas toujours vérifiable et les courants peuvent être importants notamment dans les rivières.
- Le biofilm catalyseur peut se régénérer naturellement, et ainsi être stable durant une longue période. De plus, la matière organique peut être très abondante dans les sédiments et est sans cesse renouvelée par l'écosystème ambiant. En supposant cet approvisionnement en combustible organique ainsi que l'apport en oxygène constants, la BMFC est donc théoriquement capable de fournir de l'énergie sur un très long horizon de temps et en toute autonomie [Dewan2014]. A défaut d'avoir pu démontrer cette longue durée de vie, la littérature mentionne un ordre de grandeur de plusieurs années. Un prototype issu d'une «Spin off» de l'*US Naval Research* a réussi à fonctionner 3 ans sans modulation ni altération de ses performances [Bandyopadhyay2013]. Si l'on suppose qu'une BMFC génère en moyenne 100 μ W toute sa vie, l'énergie qu'elle fournira deviendra supérieure à celle emmagasinée dans une pile AAA (1,5 V et 1250 mAh) au bout d'environ 2 ans. Pour une BMFC générant 1 mW, elle le sera au bout d'environ 2 mois et demi.

La BMFC présente donc un nombre important d'avantages pour envisager son exploitation comme réservoir d'énergie d'instruments de mesure en fond marin : autonomie de fonctionnement, longue durée de vie potentielle, pas d'impact environnemental néfaste, faible coût...

1.5.2 Limitations des BMFCs

La BMFC est capable de délivrer des puissances allant de la dizaine à la centaine de μ W pour des surfaces d'électrodes de l'ordre de 10 cm². Ces performances, bien que trop faibles pour considérer les BMFCs comme de potentiels producteurs massifs d'énergie, sont prometteuses pour l'alimentation autonome et pérenne de capteurs environnementaux. Toutefois, une utilisation concrète de ces piles n'est pour l'instant pas envisageable du fait de certaines limitations :

- Les tensions générées sont inférieures à 0,7 V et en particulier, de l'ordre de 0,3 V au MPP. Or l'électronique conventionnelle utilisée dans les capteurs requiert au minimum le volt.
- Les puissances générées sont prometteuses si on considère de stocker l'énergie et de l'utiliser de manière intermittente afin d'élever la puissance instantanée disponible. Les BMFCs ne sont donc pas directement utilisables pour alimenter un capteur en continu.
- Du fait des fluctuations électriques liées en partie à l'activité bactérienne, les BMFCs ne sont pas directement exploitables par les capteurs qui demandent un signal régulé à leur entrée.
- Les mécanismes biologiques intervenant dans le fonctionnement d'une BMFC sont encore largement méconnus, ce qui rend difficile la prévision de ces fluctuations.
- Les piles peuvent également être victimes de ce qu'on appelle le *biofouling*, c'est-à-dire la colonisation des électrodes par des éléments parasitant le biofilm de l'anode (e.g. coquillages, biofilm « inactif »...). De la même manière, la cathode est exposée au benthos (ensemble des organismes marins qui vivent dans les fonds aquatiques) et est susceptible d'être dégradée (e.g. en se faisant bousculer ou manger par des poissons) si elle n'est pas protégée au sein d'une structure solide.

Une interface électronique de récupération entre la BMFC et le capteur est donc nécessaire pour pallier ces restrictions. Elle a pour objectif de :

- 1) Elever et réguler la tension en sortie de la BMFC
- 2) Extraire le maximum d'énergie généré par la BMFC, autrement dit, travailler au MPP
- 3) Stocker de manière intermittente l'énergie dans un élément de stockage intermédiaire (e.g. condensateur).

En considérant les résultats obtenus lors de l'agrandissement des électrodes et la mise en parallèle, on préférera à l'avenir concevoir une électronique dédiée à des piles de 20 cm² individuellement, quitte ensuite à travailler sur la mise en parallèle des sorties d'interface si une puissance plus importante que celle délivrée par une pile est

nécessaire. Ce choix permet ainsi d'optimiser la densité de puissance et donc d'avoir un impact économique et écologique positif. De plus les BMFCs sont des sources énergétiques variables et imprévisibles. En fonction des conditions aux électrodes, *e.g.* présence plus ou moins importante d'oxygène au niveau de la cathode, les BMFCs peuvent présenter de faibles performances. Travailler avec de « petites » piles gérées individuellement plutôt qu'avec une large pile permet d'améliorer la robustesse du réseau de piles et ainsi d'éviter l'effondrement du système entier à cause d'un défaut dans une zone particulière [Umaz2017], surtout si les applications visées doivent fonctionner plusieurs années.

Chapitre 2

Modélisation électrique de la BMFC

Sommaire

- 2.1 Etat de l'art
 - 2.1.1 Techniques de caractérisation d'une MFC
 - 2.1.2 Instrument de caractérisation électrochimique : le potentiostat
 - 2.1.3 Electrochimie statique pour la MFC
 - 2.1.4 Electrochimie dynamique pour la MFC
 - 2.1.5 Conclusion de l'état de l'art
 - 2.2 Modélisation statique de nos BMFCs
 - 2.2.1 Caractérisation statique
 - 2.2.2 Modèle électrique statique associé
 - 2.2.3 Mise en application
 - 2.3 Modélisation dynamique de nos BMFCs
 - 2.3.1 Caractéristique dynamique
 - 2.3.2 Modèle électrique dynamique associé
 - 2.3.3 Mise en application
 - 2.4 Conclusions et perspectives
-

Concevoir de manière appropriée le circuit de récupération pour le dédié à la BMFC implique de caractériser et modéliser de manière pertinente le comportement électrique de la pile.

Afin d'obtenir des modèles pertinents de MFCs, il est indispensable d'utiliser des méthodes de caractérisation adaptées. La première partie s'intéresse aux méthodes de caractérisation et aux modèles des MFCs rencontrés jusqu'à présent dans la littérature. La seconde partie présentera le modèle statique déduit de la caractérisation de nos BMFCs en vue de l'utiliser aux chapitres 3 et 4 pour la conception de l'interface électronique. La dernière partie s'intéressera à la modélisation dynamique d'une BMFC, en vue cette fois de l'utiliser au chapitre 5 pour étudier l'influence du comportement commuté de l'interface sur les pertes au sein de la pile.

2.1 Etat de l'art

2.1.1 Techniques de caractérisation d'une MFC

Les MFCs peuvent être caractérisées en utilisant différentes techniques dont le choix dépend de la propriété physique que l'on cherche à étudier.

Les techniques de caractérisation **morphologique**, telles que la microscopie électronique à balayage, la microscopie fluorescente, la microscopie confocale à balayage laser, sont utilisées pour caractériser les biofilms bactériens créés à la surface de l'anode. Elles permettent de déterminer les conditions expérimentales favorisant le développement de ces colonies bactériennes. Elles aident également à comprendre les spécificités de la formation du biofilm ou encore à évaluer sa densité, son épaisseur et son degré d'homogénéité [Ren2016].

Les techniques de caractérisations **biochimiques** (chromatographie, séquençage ADN...) sont utilisées pour avoir un regard aussi bien sur la nature du biofilm, sa composition chimique, sur les bactéries participant au processus de la pile, que sur la concentration des réactifs/produits/médiateurs des réactions d'oxydo-réduction mises en jeu au sein de la MFC [Hsu2017].

Les techniques de caractérisation **électrochimiques** s'intéressent davantage au comportement électrique de la MFC. Elles sont nombreuses et théoriquement non-destructives (contrairement aux techniques morphologiques et

biochimiques qui nécessitent un prélèvement d'échantillon et perturbent/détruisent donc le système). La MFC y est appréhendée comme une « boîte noire » (Fig. 2.1). Les variables accessibles sont : la tension aux bornes des deux électrodes U_{MFC} , le courant débité I_{MFC} , mais également, moyennant une référence, le potentiel de l'anode V_A et celui de la cathode V_C . Par un ensemble de polarisations/mesures de ces variables (*e.g.* on fixe U_{MFC} et on mesure I_{MFC}), le comportement électrique de la MFC peut être évalué. L'acquisition de ces données se fait en utilisant un instrument de mesure communément utilisé dans le monde de l'électrochimie : le potentiostat aussi appelé galvanostat.

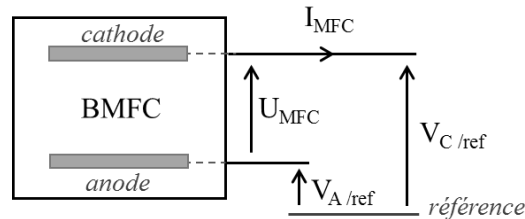


Fig. 2.1. MFC représentée sous forme de « boîte noire »

2.1.2 Instrument de caractérisation électrochimique : le potentiostat

Bien qu'un voltmètre (ou multimètre) suffise à mesurer correctement des différences de potentiels, le potentiostat offre une gamme plus large de caractérisations possibles. En plus d'être apte à imposer et/ou mesurer avec précision des tensions/courants/potentiels, cet instrument peut également contrôler ces variables de manière à étudier la réponse électrochimique de la MFC sous certaines conditions.

2.1.2.1 Principe de fonctionnement

Le potentiostat (Fig. 2.2) est un instrument contrôlant le potentiel d'une électrode de travail par rapport à une électrode de référence chimiquement inerte (au potentiel fixé). Ces deux électrodes doivent être installées dans une même cellule électrochimique pour assurer une connexion ionique. Une troisième électrode, dite électrode auxiliaire, est nécessaire pour récupérer le courant I délivré par l'électrode de travail lors de sa polarisation. Ainsi, le potentiostat peut par exemple caractériser l'anode en contrôlant le potentiel V_A de l'anode (électrode de travail) par rapport à un potentiel fixé par la référence et en mesurant le courant I_{MFC} résultant circulant entre l'anode et la cathode (électrode auxiliaire). Lors de ce type de mesures, on est ainsi assuré que l'électrode auxiliaire n'est pas limitante car le courant I est fixé uniquement par la différence de potentiel entre l'électrode de travail et l'électrode de référence. Par conséquent, ce montage à trois électrodes permet de distinguer les performances de l'anode de celle de la cathode et de déterminer l'électrode limitant le plus les performances de la MFC.

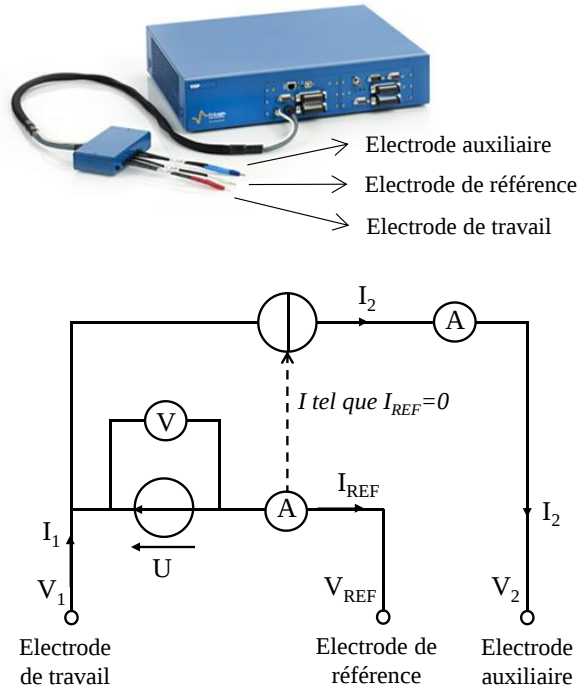
En reliant la référence à l'électrode auxiliaire, on obtient un montage à deux électrodes où l'électrode de travail est contrôlée par rapport à l'électrode auxiliaire. Cette configuration est davantage adoptée pour étudier la réponse électrochimique de la MFC dans son ensemble.

2.1.2.2 Stratégies de mesure

La Table 2.1 recense les stratégies de mesure les plus utilisées par les électrochimistes et les caractéristiques pouvant être obtenues dans le cas des MFCs. On nomme I le courant sortant de l'électrode de travail, et U la différence de potentiel entre cette dernière et la référence. La Fig. 2.3 schématise la chronoampérométrie (CA) et la voltamétrie cyclique (VC) avec un montage à trois et deux électrodes. La méthode de spectroscopie d'impédance électrochimique (SIE) sera plus amplement décrite à la section 2.1.3.2.

Ces caractérisations peuvent se diviser en deux groupes :

- Les caractérisations statiques pour lesquelles on impose un signal DC continu à la MFC (OCV, CA, CP)
- Les caractérisations dynamiques pour lesquelles on impose un signal variable à la MFC (VC, SIE, échelons de tension)



Cas où U est imposé et I est mesuré

U et V_{REF} sont fixés
respectivement par le potentiostat
et l'électrode référence

↓
↓

V_1 est fixé

↓

I_1 est imposé par la réaction se
produisant à un potentiel V_1 sur
l'électrode.

Le potentiostat impose I_{REF} égal à
0 avec une boucle contrôlant le
courant I_2

↓

Le courant I_2 est égal à I_1

↓

Le courant I_2 impose un potentiel
 V_2 à l'électrode auxiliaire

Fig. 2.2. Le potentiostat (VSP, Biologic) et son principe de fonctionnement

Table. 2.1. Liste non exhaustive des stratégies de mesure proposées par le potentiostat

Stratégie de mesure	Acronyme	Conditions expérimentales	Résultats pouvant être obtenus avec une MFC
Mesure de la tension en circuit ouvert	OCV	I est fixé à 0 U est mesuré pendant une certaine durée	U_{CO} vs. Temps $V_A(I_{MFC}=0)$ vs. Temps $V_C(I_{MFC}=0)$ vs. Temps
Chronoampérométrie	CA	U est fixé à une certaine valeur I est mesuré pendant une durée choisie	I_{MFC} vs. Temps @ U_{MFC} fixé I_{MFC} vs. Temps @ V_A fixé I_{MFC} vs. Temps @ V_C fixé
Chronopotentiométrie	CP	I est fixé à une certaine valeur U est mesuré pendant une durée choisie	U_{MFC} vs. Temps @ I_{MFC} fixé V_A vs. Temps @ I_{MFC} fixé V_C vs. Temps @ I_{MFC} fixé
Voltamétrie cyclique	VC	U balaie linéairement une fourchette de tension préalablement choisie, à une certaine vitesse de balayage (mV/s) I est mesuré	I_{MFC} vs. V_A @ mV/s I_{MFC} vs. V_C @ mV/s I_{MFC} vs. V_{MFC} @ mV/s
Spectroscopie d'impédance électrochimique	SIE	Un signal AC est appliqué à U à un point de polarisation donné La composante AC de I est mesurée	Diagramme de Nyquist et diagramme de Bode @ U_{MFC} et I_{MFC} constants
Echelon de tension	-	Succession de CA	$I_{MFC}(U_{MFC})$ vs. Temps
Echelon de courant	-	Succession de CP	$U_{MFC}(I_{MFC})$ vs. Temps

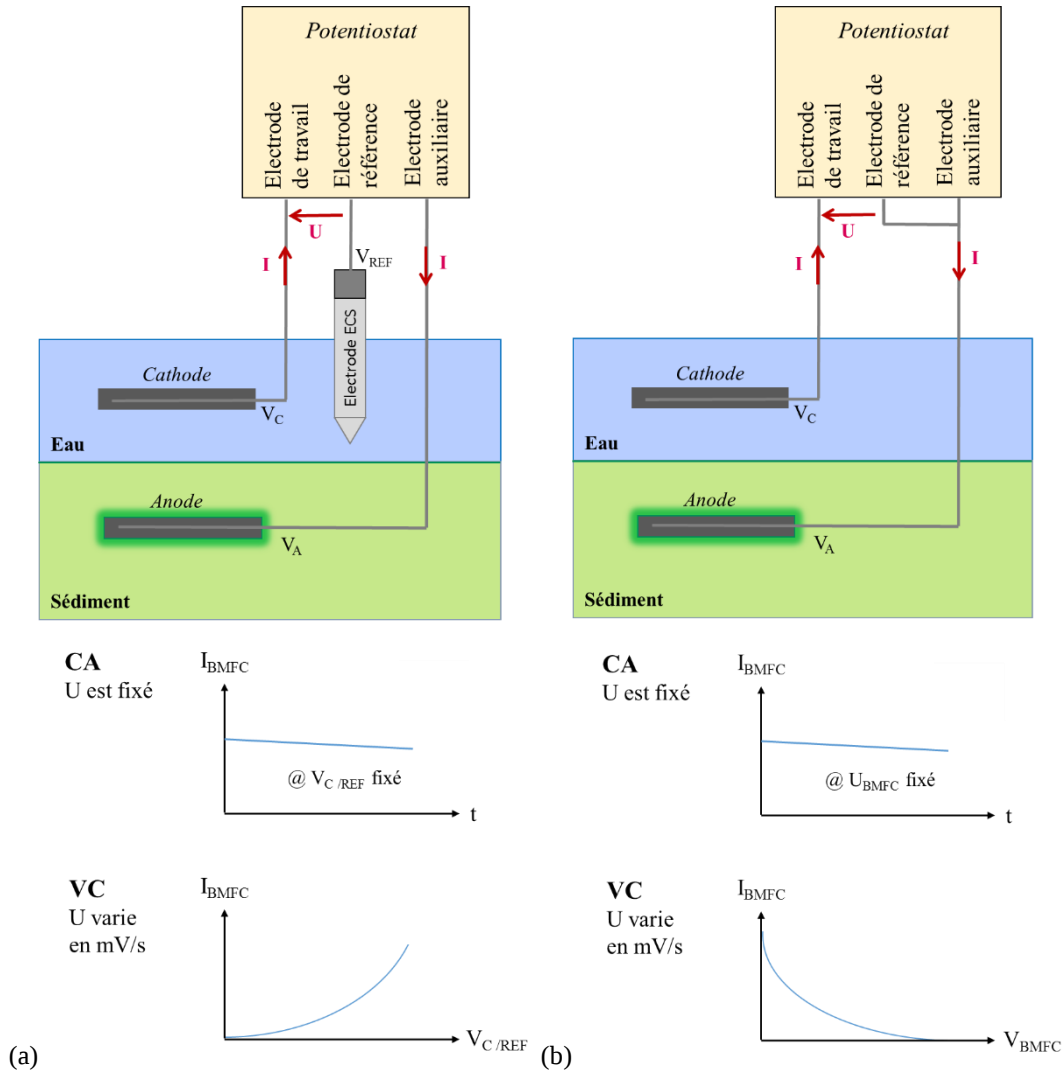


Fig. 2.3. Exemple de stratégies de mesures (CA et VC) obtenues avec un montage (a) à trois électrodes et (b) à deux électrodes.

2.1.3 Electrochimie statique pour la MFC

La CA et la CP sont des techniques de caractérisation qui imposent à la MFC une polarisation fixée dans le temps. Elles peuvent être utilisées pour suivre la formation du biofilm à l'anode (caractérisée par une augmentation du courant les premières semaines suivant la conception de la pile) ou pour étudier l'impact de facteurs environnementaux sur la production énergétique des MFCs (influence de la température, de la concentration en O_2 , du pH...) [Erable2011, Salvin2012].

Moyennant des conditions environnementales fixes et un démarrage de la MFC achevé (*i.e.* formation du biofilm achevée), ces techniques de mesure peuvent également servir à obtenir la caractérisation statique de la MFC sur toute sa plage de fonctionnement, *i.e.* pour toute tension U_{MFC} comprise entre U_{CO} et 0 V.

2.1.3.1 La courbe de polarisation

La caractéristique statique d'une MFC est communément présentée sous forme d'une courbe $U_{MFC}(I_{MFC})$, dite courbe de polarisation statique (Fig. 1.5 présentée Chap. 1). Cette courbe peut être obtenue par différentes méthodes : (i) en mesurant le courant I_{MFC} pour différentes tensions de polarisation U_{MFC} (équivalant à une succession de CA ou à une VC à la vitesse de balayage suffisamment faible pour éviter tout phénomène dynamique) ou (ii) en mesurant la tension U_{MFC} pour différents courants de polarisation I_{MFC} (équivalant à une succession de CP). En l'absence de potentiostat, cette courbe peut également être obtenue en mesurant la tension U_{MFC} pour différentes résistances de charge et en en déduisant le courant I_{MFC} par la loi d'Ohm [Degrenne2012a].

Cette courbe de polarisation peut être séparée en deux courbes, l'une représentant le potentiel de l'anode $V_{A/ECS}$ en fonction du courant, l'autre le potentiel de la cathode $V_{C/ECS}$ en fonction du courant. Ces deux caractérisations permettent de distinguer le comportement des deux électrodes tel qu'il a été montré précédemment au chapitre 1 (section 1.2.5).

Le chapitre 1 a également mis en évidence une zone transitoire due au comportement capacitif double couche à la surface des électrodes lors de la polarisation d'une MFC. De ce fait, l'acquisition de chaque point DC de la courbe requiert un temps de stabilisation relatif au comportement électrique de la pile pour pouvoir s'affranchir de l'effet de charge et décharge de cette capacité. Ce temps de stabilisation est très variable et dépend à la fois de la MFC considérée et de l'amplitude du changement de polarisation. Pour une MFC en eaux usées, ce temps se situe généralement entre une dizaine et une centaine de secondes.

2.1.3.2 Modélisation statique

De la courbe de polarisation découle deux modélisations possibles. La première choisie de représenter le comportement de la MFC sous la forme d'une relation algébrique $U_{MFC} = f(I_{MFC})$. La tension à vide U_{CO} de la MFC est déduite des potentiels de chacune des électrodes, donnés par les équations de Nernst (équation dépendant entre autre de la température et de la concentration des réactifs à l'anode et cathode). L'expression analytique de la courbe de polarisation est ainsi obtenue en soustrayant les trois types de perte décrits précédemment (activation, ohmique, diffusion) à cette tension U_{CO} (2.1). Ces trois pertes suivent trois équations (2.2)-(2.4) dont les paramètres (A , α , R_{OHM} , B , n) peuvent être obtenus par ajustement expérimental [Larminie2003]. La tension d'activation suit une loi logarithmique et est prédominante pour les faibles courants, tandis que la tension de diffusion suit une loi exponentielle et explique la brusque chute de tension pour les forts courants.

$$U_{MFC} = U_{CO} - U_{activation} - U_{ohmique} - U_{diffusion} \quad (2.1)$$

$$U_{activation} = A \cdot \ln(\alpha I_{MFC}) \quad (2.2)$$

$$U_{ohmique} = R_{OHM} I_{MFC} \quad (2.3)$$

$$U_{diffusion} = B \cdot \exp(n I_{MFC}) \quad (2.4)$$

Ce type de modèle offre l'avantage de prendre en compte certains paramètres environnementaux sur l'évolution de la caractéristique interne de la MFC.

La seconde modélisation représente la MFC sous la forme d'un circuit électrique (Fig. 2.4). Ce circuit est composé d'une source de tension correspondant à la tension en circuit ouvert U_{CO} de la pile mise en série avec une impédance électrique Z . Cette impédance symbolise les pertes internes de la pile. L'impédance Z_{DC} extraite d'une caractéristique statique est inéluctablement résistive. Cette résistance R_{DC} est déterminée par ajustement avec la courbe de polarisation. Pour chaque point de polarisation, elle correspond à la pente de la tangente à ce point.

La résistance R_{DC} peut se diviser en trois résistances, chacune se référant à un des trois types de perte évoqués précédemment : la résistance ohmique R_{OHM} , la résistance d'activation R_{ACT} et la résistance de diffusion R_{DIFF} [Fan2008]. Ces deux dernières résistances sont, d'après les modèles mathématiques (2.2) et (2.4), variables suivant le point de fonctionnement. La résistance R_{OHM} est constante et fréquemment représentée comme la somme de (i) la résistance R_{Ω} qui modélise la difficulté des ions à migrer à travers l'électrolyte et de celle des électrons à circuler à travers les électrodes et de (ii) la résistance dite de transfert de charge R_{TC} qui est associée à la vitesse de transfert

des électrons et des ions à l'interface électrolyte/anode et cathode/électrolyte respectivement. Les résistances R_{TC} , R_{ACT} et R_{DIFF} , illustrant à la fois un phénomène anodique et cathodique, peuvent chacune être divisée en deux. L'ensemble de ces résistances est représenté à la Fig. 2.5. R_{ACT_A} et R_{ACT_C} sont ainsi associées aux pertes d'activation de l'oxydation à l'anode et de la réduction à la cathode, tandis que R_{DIFF_A} et R_{DIFF_C} représentent les pertes par diffusion de la matière organique jusqu'à l'anode et de l'oxygène jusqu'à la cathode respectivement [Dhirde2010].

Les conditions dans lesquelles le système évolue (température, pression, concentration de certaines espèces chimiques, activité et communauté bactérienne...) ont un impact direct sur ces résistances (vitesse de réactions, résistivité de l'électrolyte...) [Kashyapa2014]. De ce fait, la résistance interne totale $R_{DC}(t)$ est susceptible de varier dans le temps du fait des fluctuations environnementales.

Il est à noter que la courbe de polarisation des MFCs s'apparente souvent en pratique à une droite (cf. chapitre 1, section 1.1.3). Les phénomènes d'activation et de diffusion, normalement mis en évidence par les chutes de tension dans les faibles et forts courants, peuvent être supposés négligeables face aux pertes ohmiques. On peut également supposer que la chute de tension liées à ces deux phénomènes décroît linéairement avec le courant et peuvent être assimilés à des résistances fixes. La résistance R_{DC} est dans ce cas fixée [Logan2006], ce qui rend peu utile l'utilisation de la première modélisation mathématique.

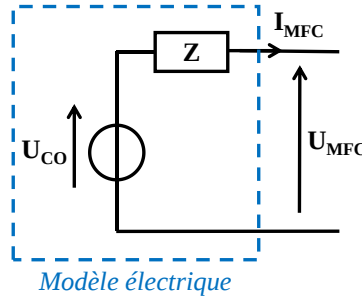


Fig. 2.4. Modélisation électrique générique de la MFC

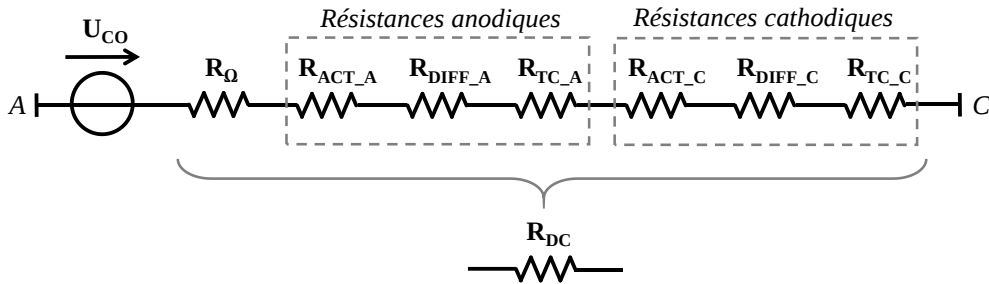


Fig. 2.5. Modélisation électrique statique de la MFC

L'analyse statique est une première approche intéressante pour étudier le comportement électrique d'une MFC dans son régime stable. La courbe de polarisation permet de connaître la tension en circuit ouvert U_{CO} , l'impédance interne R_{DC} et la puissance maximale P_{MPP} pouvant être extraite de la pile. Lorsque la courbe de polarisation s'apparente à une droite, cette puissance P_{MPP} est directement reliée à U_{CO} et R_{DC} par l'équation suivante :

$$P_{MPP} = \frac{U_{CO}^2}{4R_{DC}} \quad (2.5)$$

Néanmoins, la caractérisation statique rencontre plusieurs limitations. Tout d'abord, elle ne permet pas de quantifier et distinguer les résistances R_O , R_{TC} , R_{ACT} et R_{DIFF} précédemment évoquées et donc de faire la distinction entre les différentes contributions aux pertes. Ces données sont indispensables pour envisager une optimisation efficace de la conception des piles d'un point de vue électrochimique. C'est principalement pour cette raison que la littérature autour des MFCs s'est également intéressée aux méthodes de caractérisations dynamiques qui permettent d'acquérir une connaissance plus approfondie des phénomènes internes à la pile.

Ensuite, à elle seule, la caractérisation statique ne reflète pas l'intégralité du comportement électrique de la pile. Evoquée à la section 1.4.3 (Fig. 1.21), une zone transitoire est visible lorsque l'on change brusquement la polarisation de la MFC mettant en évidence un caractère dynamique de la pile. L'impédance Z de la MFC ne saurait donc être strictement résistive, *i.e.* à l'impédance résistive Z_{DC} obtenue en statique doit s'ajouter des éléments complexes. Dans la mesure où l'objectif de cette thèse est de coupler la MFC à une interface électronique commutée, la détermination de ce modèle dynamique peut s'avérer très utile. Des caractérisations dynamiques appropriées doivent ainsi être adoptées pour compléter le modèle électrique recueilli sur le plan statique.

2.1.4 Electrochimie dynamique pour la MFC

L'étude dynamique d'une MFC peut se faire à l'aide (i) d'une analyse dite grand signal associée à des changements brutaux de polarisation et à l'observation d'un régime transitoire ou (ii) d'une analyse dite petit signal où la MFC subit une petite perturbation autour d'un point de fonctionnement.

Parmi les études grand signal, on retrouve celles utilisant des échelons de tension ou de courant pour mettre en évidence un régime transitoire plus ou moins long selon les MFCs. Ce régime transitoire a été décrit précédemment au chapitre 1 à la section 1.4.3. La durée de ce régime transitoire dépend du type de MFC analysée, de son environnement et du changement de polarisation effectué. Par exemple, celle associée à une BMFC est généralement une décade plus longue que celle associée à une MFC en eaux usées. Ce régime transitoire est souvent associé aux phénomènes illustrés par les résistances anodiques et cathodiques (Fig. 2.5). Autrement dit, la résistance ohmique R_Ω est la seule à n'être liée à aucun élément dynamique. Cette dernière idée est mise en valeur dans la littérature avec la méthode dite d'interruption de courant qui permet de déterminer rapidement R_Ω [Liu2010, Fan2016]. Le principe de cette méthode est illustré à la Fig. 2.6. Lorsque l'on déconnecte brusquement une MFC préalablement en charge à un courant fixe I_0 , dans un premier temps la tension aux bornes de cette MFC augmente d'une valeur ΔU durant un très bref instant Δt , puis plus lentement jusqu'à U_{CO} . R_Ω est directement déduit en divisant ΔU par I_0 . Cette méthode a l'avantage d'être simple et facile à mettre en oeuvre. Néanmoins, elle nécessite d'imposer une forte perturbation à la MFC engendrant un temps de recouvrement potentiellement long. De même, le choix de la durée Δt à considérer est arbitraire car la première augmentation rapide de la tension ne se distingue pas facilement du reste de la montée. La résistance mesurée manque par conséquent de précision.

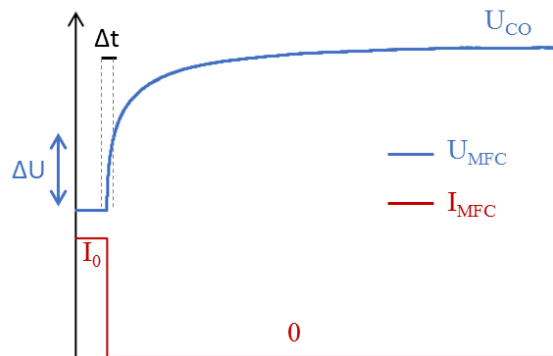


Fig. 2.6. Schématisation de la méthode d'interruption de courant

La SIE est une technique de caractérisation dite petit signal qui, en imposant une perturbation à un point de fonctionnement DC, permet de distinguer et de quantifier les différents éléments contribuant au comportement statique et dynamique de la MFC.

2.1.4.1 La SIE dans la littérature à propos des MFCs

La SIE est une technique de caractérisation non-intrusive fréquemment rencontrée dans la littérature apparentée à l'analyse des systèmes bio-électrochimiques [Hernandez2014, Sacco2015], notamment celle des MFCs [Dominguez-Benetton2012, Yoho2015]. Encore peu exploitée dans le cas des MFCs benthiques, elle se présente pourtant comme une technique prometteuse permettant de comprendre le comportement interne des piles avec davantage de précision que ne le permettent les caractéristiques statiques. Les spectres mesurés livrent une information substantielle sur la contribution de différents phénomènes physiques (activation des réactions, transport de masse, effet de charge de la double couche...) sur les pertes au sein de la pile et évaluent ainsi leur impact sur son efficacité à convertir l'énergie chimique disponible en énergie électrique utilisable. Distinguer ces contributeurs individuels peut aider à optimiser les performances de la pile ou encore à identifier les origines d'une défaillance [Sekar2013, Orazem2008]. Ainsi, les caractérisations à l'EIS ont récemment permis d'apporter une connaissance approfondie sur les mécanismes de transfert d'électrons au niveau de l'anode [Jung2012], sur la croissance du biofilm bactérien [Manohar2008, Ramasamy2008] ou encore sur les différents paramètres pouvant affecter les performances des piles (matériau de l'électrode [Karthikeyan2015], le pH [Jung2011], la concentration en substrat [Heijne2015]).

2.1.4.2 Principe de fonctionnement de la SIE

Le principe de fonctionnement de la SIE est schématisé à la Fig. 2.7. A un point de polarisation donné (U_{DC} , I_{DC}), on impose une perturbation sinusoïdale de fréquence variable f . Si l'on choisit de contrôler la tension, cela revient à imposer aux bornes de la MFC la tension suivante :

$$U_{MFC} = U_{DC} + u_{AC}(t) = U_{DC} + u_0 \sin(2\pi f t) \quad (2.6)$$

où U_{DC} est la composante statique et u_{AC} la perturbation AC sinusoïdale d'amplitude u_0 et de fréquence f variable.

Pour chaque fréquence f , le courant mesuré peut ainsi être divisé en une valeur DC I_{DC} et une valeur AC i_{AC} déphasée de ϕ par rapport à u_{AC} .

$$I_{MFC} = I_{DC} + i_{AC}(t) = I_{DC} + i_0 \sin(2\pi f t + \phi) \quad (2.7)$$

L'impédance dynamique Z_{AC} mesurée par la SIE est :

$$Z_{AC} = \frac{u_{AC}}{i_{AC}} \quad (2.8)$$

Cette impédance est mesurée pour différentes fréquences de perturbation f . Elle peut s'exprimer sous forme complexe avec une partie réelle et une partie imaginaire :

$$Z_{AC} = a + jb \quad (2.9)$$

On définit son module $|Z_{AC}|$ et sa phase ϕ_{AC} de la manière suivante :

$$|Z_{AC}| = \sqrt{a^2 + b^2} \quad (2.10)$$

$$\phi_{AC} = -\arctan\left(\frac{b}{a}\right) \quad (2.11)$$

Le résultat final est représenté sous la forme d'un diagramme de Nyquist (b vs. a) ou d'un digramme de Bode ($|Z_{AC}|$ vs. f & ϕ_{AC} vs. f). Ces différents spectres mettent en évidence plusieurs phénomènes électriques visibles à différentes gammes de fréquence.

Néanmoins, la SIE ne peut être utilisée que sous certaines conditions : le système caractérisé doit être (i) linéaire et (ii) en régime établi [Manohar2008, Jung2012]. La première condition suppose de travailler avec une perturbation AC d'amplitude u_0 suffisamment faible pour garantir un comportement linéaire au système, tout en

la gardant raisonnablement élevée par soucis de précision de mesure. La seconde condition demande à ce que le système fonctionne en régime stationnaire. Pour cette raison, la SIE requiert au préalable un temps de polarisation pour stabiliser le système à un point de fonctionnement choisi. Ce temps de stabilisation est directement relié à celui choisi pour tracer la courbe de polarisation statique (cf. section 2.1.3.1).

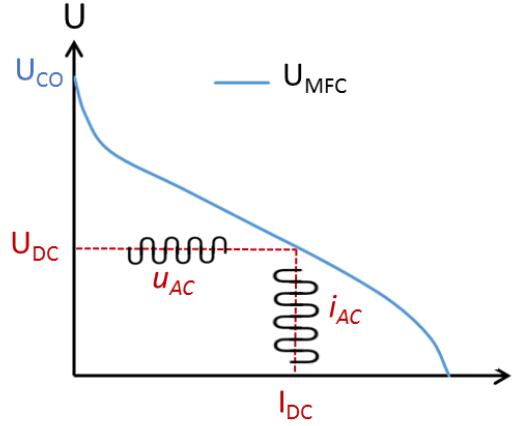


Fig. 2.7. Schématisation du principe de mesure de la SIE.

2.1.4.3 Spectres SIE dans la littérature

La majorité des papiers scientifiques focalise leur travail sur une électrode spécifique (anode ou cathode) et la caractérise ainsi par rapport à une électrode de référence indépendamment de l'électrode auxiliaire [Kashyapa2014, Agostino2017, Lepage2012]. Ces études visent avant tout à comprendre les phénomènes physico-chimiques liés à cette électrode. Peu s'intéressent donc directement à la MFC dans sa globalité.

Le diagramme de Nyquist est majoritairement choisi dans la littérature relative à la SIE bien que l'information en fréquence y soit « masquée ». Dans le cas des MFCs, les diagrammes de Nyquist obtenus pour une électrode sont souvent constitués d'une somme de deux demi-cercles, chacun de ces cercles étant généralement associé à un phénomène : le premier, caractérisable dans les hautes fréquences (HF), a un diamètre beaucoup plus petit que le second et représente les pertes liées au transfert de charge à la surface des électrodes, tandis que le second, caractérisable dans les basses fréquences (BF), représente les pertes par diffusion [Dhirde2010].

2.1.4.4 Modélisation dynamique

La Fig. 2.8 représente un circuit dit de Randles souvent utilisé pour modéliser le comportement électrique de chaque électrode [Sekar2013, Fan2016, Cetinkaya2015]. La résistance $R_{\text{électrode}}$ regroupe les pertes d'activation, de diffusion et de transfert de charge liées à l'électrode considérée. La capacité C_{DCE} représente la capacité dite « double couche électrique » à l'interface électrode/électrolyte. C_{DCE} est corrélée au biofilm et à sa faculté à stocker des charges. Elle est d'autant plus importante que la surface d'interface est grande, *i.e.* que la porosité du matériau utilisé pour les électrodes est élevée [Agostino2017]. Parfois, un composant dynamique est ajouté au modèle pour illustrer la dynamique des pertes par diffusion distinguables aux faibles fréquences [Fan2016]. Ce composant dynamique peut par exemple être un élément à phase constante (EPC) dont l'impédance électrique est exprimée par (2.12) ou plus spécifiquement un élément de Warburg (qui est un EPC avec un rapport α de 0,5).

$$Z_{\text{EPC}} = \frac{1}{Q(j\omega)^\alpha} \quad \text{avec } 0 \leq \alpha \leq 1 \quad (2.12)$$

Le modèle d'une MFC, illustré Fig. 2.9, est ainsi déduit des caractérisations respectives de l'anode et de la cathode. C_A et C_C représentent la capacité double couche à la surface de l'anode et de la cathode respectivement [Cetinkaya2015]. R_A (resp. R_C) est la somme des résistances anodiques (resp. cathodiques) vues précédemment, à savoir R_{TC_A} , R_{ACT_A} et R_{DIFF_A} (resp. R_{TC_C} , R_{ACT_C} et R_{DIFF_C}). La valeur des différents éléments composant le modèle est calculée par ajustement au spectre SIE obtenu expérimentalement. Ainsi, cette modélisation de la MFC permet de déterminer les éléments de conception à l'origine des pertes majeures. Le matériau de l'électrode et son interaction avec le biofilm bactérien joue par exemple un rôle important sur la R_{TC_A} [Huang2011]. En remplacement d'une simple capacité, certains travaux [Cetinkaya2015, Dhirde10, Sekar2013] utilisent des EPCs pour modéliser la nature distributive de l'effet de charge des doubles couches électriques. Des effets inductifs en très basses fréquences peuvent également être observables pour des courants élevés et sont modélisés par des inductances. De même, la configuration en circuit de Randles (Fig. 2.8) n'est pas l'unique modèle utilisé dans la littérature. Une autre combinaison de différentes capacités et résistances permet parfois d'obtenir des résultats plus convaincants (Fig. 2.10).

Cette caractérisation dynamique peut être corrélée aux données statiques précédemment obtenues : la valeur de l'impédance obtenue lorsque la fréquence f est proche de 0 correspond à l'impédance statique Z_{DC} .

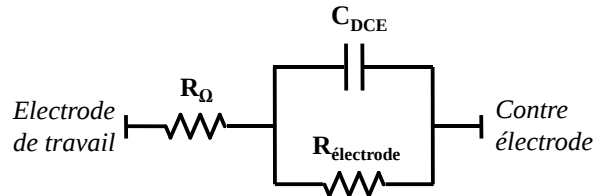


Fig. 2.8. Circuit de Randles modélisant le comportement dynamique d'une électrode (anode ou cathode)

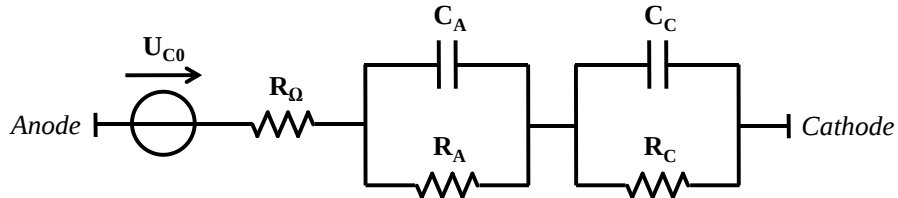


Fig. 2.9. Circuit modélisant le comportement dynamique d'une MFC

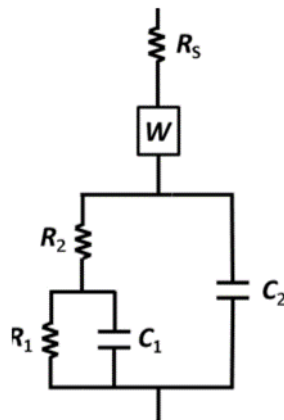


Fig. 2.10. Modèle dynamique de l'anode d'une MFC déterminé à partir de résultats SIE par [Agostino2017].

2.1.5 Conclusion de l'état de l'art

Cet état de l'art concerne les caractérisations mises en œuvre dans le cadre des MFCs. Les MFCs benthiques (BMFCs) sont encore relativement absentes de ces travaux, en particulier vis-à-vis de SIE. De plus, les caractérisations électriques ont jusqu'à présent été menées afin de comprendre le fonctionnement interne des piles et pour identifier les mécanismes physiologiques contribuant aux pertes, ce en vue d'améliorer leur conception [He2006, Aaron2010]. Elles ont ainsi une visée davantage axée sur la compréhension des phénomènes biologiques plus que sur la valorisation électrique, et les modélisations électriques ne sont pas encore exploitées dans le dessein de coupler ces piles à une interface électrique de récupération.

Par la suite, on appliquera ces méthodes de caractérisation à la BMFC en les adaptant à ses caractéristiques propres (sa puissance est plus faible de plusieurs ordres de grandeurs que celle des autres systèmes bio-électrochimiques usuellement caractérisés, *e.g.* environ cent fois plus faible que la puissance générée par une MFC en eaux usées). Dans un premier temps, on cherchera à obtenir un modèle équivalent statique de la BMFC en mesurant sa courbe de polarisation. Dans un second temps, on s'intéressera au modèle équivalent dynamique de la BMFC à partir de mesures obtenues par SIE.

2.2 Modélisation statique de nos BMFCs

Cette partie s'intéresse à caractériser statiquement les BMFCs que nous avons conçues et évaluées électriquement au chapitre 1, pour ensuite les modéliser sous forme d'un circuit électrique statique.

2.2.1 Caractérisation statique

2.2.1.1 Conditions expérimentales

On cherche à déterminer la courbe de polarisation de nos BMFCs en utilisant un potentiostat multi-voies VSP (Biologic) avec la configuration à deux électrodes (la cathode comme électrode de travail et l'anode comme électrode de référence et électrode auxiliaire). Cette courbe de polarisation est obtenue (i) en mesurant la tension en circuit ouvert (OCV) puis (ii) en effectuant plusieurs CAs successives, chacune décrémentant la tension aux bornes de la pile U_{MFC} par pas de 0,1 V par rapport à la précédente (Fig. 2.11). Chaque CA dure environ 1h afin de laisser le temps au courant mesuré d'atteindre un régime stable. La caractérisation d'une BMFC demande approximativement une journée d'acquisition.

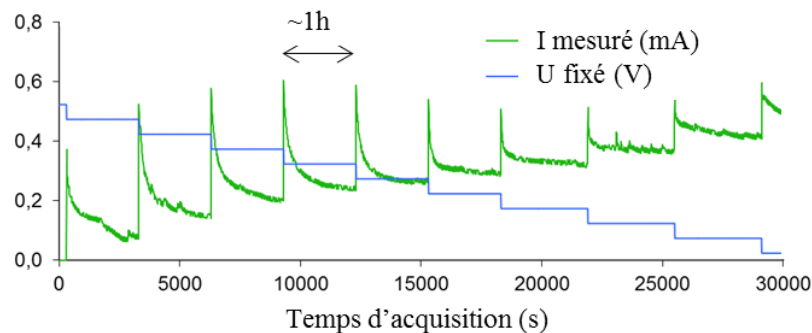


Fig. 2.11. Succession de CAs effectuées sur BMFC #5 en vue d'obtenir sa courbe de polarisation

2.2.1.2 Résultats

Les courbes de polarisation obtenues ont été préalablement présentées au chapitre 1 et reportées Fig. 1.13. Au regard de la tendance générale des courbes, le comportement de la BMFC peut être approximé par une droite dans le plan U-I.

2.2.2 Modèle électrique statique associé

Une droite dans le plan U-I correspond à la caractéristique d'un circuit de Thévenin, c'est-à-dire une source de tension associée à une résistance en série. La source de tension équivaut à la tension en circuit ouvert U_{CO} et la résistance à la pente de la courbe. On nommera cette résistance R_{DC} , la résistance interne équivalente de la BMFC en régime statique. La puissance maximum P_{MPP} que l'on peut extraire de ce modèle est calculée avec l'équation suivante :

$$P_{MPP} = \frac{U_{CO}^2}{4R_{DC}} \quad (2.13)$$

La Table 2.2 indique les valeurs obtenues pour le modèle équivalent propre à chaque MFC représentée à la Fig. 1.13 précédente. La puissance P_{MPP} du modèle y est déduite et comparée à la puissance maximale réelle extraite des courbes de polarisation. On note des erreurs relatives ε inférieures à 10%, ce qui soutient la pertinence des modèles.

Table 2.2. Modèles équivalents statiques de chaque BMFC

	BMFC #1	BMFC #2	BMFC #3	BMFC #4	BMFC #8
U_{CO}	0,60 V	0,72 V	0,65 V	0,66 V	0,70 V
R_{DC}	0,5 k Ω	1,1 k Ω	3,6 k Ω	1,4 k Ω	1,4 k Ω
P_{MPP} (modèle)	180 μ W	118 μ W	29 μ W	78 μ W	88 μ W
P_{MPP} (réel)	180 μ W	129 μ W	30 μ W	80 μ W	94 μ W
ε	0%	9%	3%	3%	7%

Néanmoins, comme expliqué au Chap. 1, la MFC souffre de fluctuations comportementales du fait des variations environnementales. Pour une même pile, ces changements se manifestent dans le temps par des courbes de polarisation de pentes différentes. Le modèle statique considéré est donc un modèle qui évolue dépendamment du temps, en particulier pour la résistance série R_{DC} qui peut varier de plus ou moins une décade en l'espace de quelques semaines.

En général, en considérant les différentes courbes de polarisation mesurées sur nos BMFCs au cours de la thèse, la tension en circuit ouvert U_{OC} varie peu et subsiste généralement dans la plage [0,4 V ; 0,8 V] suivant les piles considérées. Néanmoins, ses variations jouent au carré sur la puissance maximale disponible (2.13). La résistance R_{DC} offre des changements plus importants et peut valoir de 100 Ω à 100 k Ω . On choisit de travailler avec le modèle d'une BMFC représentant une moyenne des différentes courbes de polarisation mesurées sur plusieurs BMFCs au cours des travaux de thèse : $U_{CO} = 0,6$ V et $R_{DC} = 1$ k Ω (Fig. 2.12). Ce modèle délivre une puissance maximum P_{MPP} de 90 μ W (2.13). La caractéristique de ce modèle est également représentée à la Fig. 1.13 au chapitre 1 pour mettre en évidence son allure moyennant celles des autres courbes.

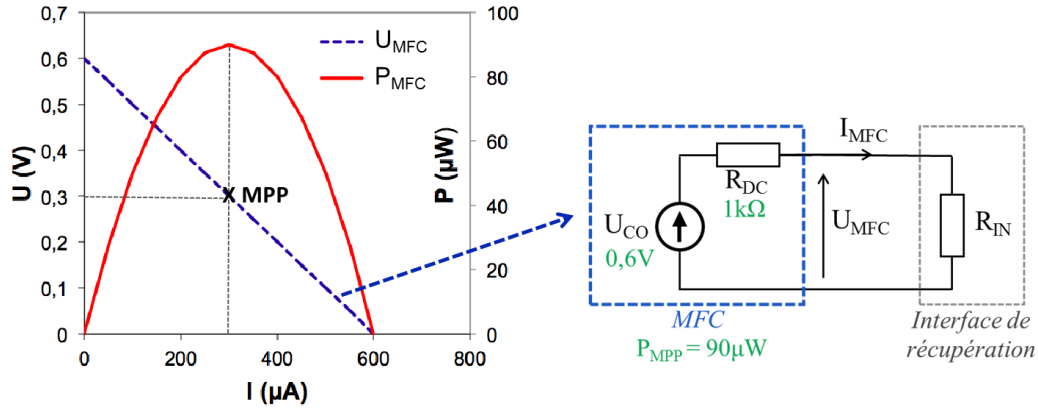


Fig. 2.12. Courbe de polarisation moyenne considérée et son modèle électrique statique équivalent.

2.2.3 Mise en application

Cette vision simplifiée du comportement électrique de la BMFC est utile pour la conception de l'interface de récupération. En effet, l'un des principaux objectifs de cette interface est d'extraire le maximum de puissance P_{MPP} que la BMFC soit en mesure de délivrer. Conformément à la technique d'adaptation d'impédance, ceci suppose que la résistance en sortie de la BMFC, *i.e.* l'impédance d'entrée de l'interface R_{IN} (Fig. 2.12), soit égale à la résistance interne R_{DC} de la pile. La puissance transférée serait alors théoriquement égale à P_{MPP} calculée à partir de U_{CO} et R_{DC} (2.13). L'identification des deux paramètres U_{CO} et R_{DC} est ainsi une étape cruciale à l'appréhension du choix et du dimensionnement de l'interface électrique. Ce modèle électrique statique sera utilisé aux Chap. 3 et Chap. 4 suivants pour étudier la conception de l'interface de récupération dédiée aux BMFCs.

Néanmoins, ce modèle statique présente certaines limitations. Le comportement électrique de la BMFC est en réalité variable et comprend au moins une composante dynamique comme le souligne la Fig. 2.11 qui met en évidence un régime transitoire des BMFCs lors du changement de polarisation imposé par les CAs successives. Or tenir compte de cette dynamique peut s'avérer essentiel en récupération d'énergie étant donné que l'interface électrique que l'on cherche à coupler à la BMFC fonctionne par commutation et impose donc une polarisation dynamique.

2.3 Modélisation dynamique de nos BMFCs

Toutes les BMFCs n'ont pu être caractérisées dynamiquement du fait du côté chronophage qu'implique la SIE. Pour cette raison et également par soucis de simplification, cette partie présentera les résultats obtenus avec la BMFC #4.

2.3.1 Caractérisation dynamique

2.3.1.1 Conditions expérimentales

La méthode SIE est adoptée pour appréhender le comportement dynamique de la BMFC à différents points de polarisation DC (U_{DC} , I_{DC}). Comme pour la caractérisation statique, l'acquisition est faite en utilisant un potentiostat multi-voie VSP (Biologic) avec la configuration à deux électrodes (la cathode comme électrode de travail et l'anode comme électrode de référence et électrode auxiliaire), puis à trois électrodes pour faire une distinction sommaire entre la contribution de l'anode et celle de la cathode sur le spectre global de la MFC.

Afin de garantir la stabilité de la BMFC lors de l'acquisition du spectre à un point de polarisation (U_{DC} , I_{DC}), on procède à une CA de deux heures à la tension U_{DC} avant le début de la SIE et on vérifie que le courant I_{DC} mesuré reste bien constant au cours des mesures.

L'amplitude de la perturbation sinusoïdale u_{AC} est fixée à 50 mV, amplitude suffisamment élevée pour assurer une précision des mesures et suffisamment faible pour estimer la MFC comme un système linéaire.

La plage de fréquence [f_{MIN} ; f_{MAX}] est choisie large pour avoir une information à la fois dans les basses et les hautes fréquences et ainsi obtenir un modèle dynamique le plus complet possible. En effet, des éléments caractérisables uniquement dans les basses fréquences peuvent avoir un impact significatif sur le fonctionnement de la pile, même dans les hautes fréquences. La fréquence maximale f_{MAX} est limitée par le potentiostat à 1 MHz. f_{MIN} peut atteindre 100 μ Hz, mais en contrepartie, travailler à si faible fréquence impose des durées d'acquisition importantes.

Il est essentiel de noter que l'acquisition d'une courbe par EIS est très chronophage. Afin d'obtenir un spectre précis, nous choisissons de travailler avec 20 points/décade. De plus, chacun de ces points est calculé sur trois périodes pour fiabiliser les résultats. Sachant que l'acquisition commence à une fréquence de 100 μ Hz, les premiers points contribuent majoritairement à augmenter le temps de mesure. Les derniers points dans les hautes fréquences sont au contraire très rapides. Le temps d'acquisition d'une courbe est calculé à l'aide de l'équation (2.14) et estimé à 76,6 heures, soit un peu plus de trois jours, ajouté à cela les 2 heures de pré-stabilisation au point de polarisation.

$$t = \sum_{k=0}^{200} 3 \times \frac{1}{10^{-4+0,05k}} = 76,6 \text{ heures} \quad (2.14)$$

2.3.1.2 Résultats

Les spectres SIE obtenus à différents points de polarisation (U_{DC} , I_{DC}) pour la BMFC #4 sont représentés à la Fig. 2.13 sous la forme de diagrammes de Bode afin de visualiser les fréquences de travail. L'étude se faisant sur six points de polarisation, *i.e.* six spectres, ce travail représente une acquisition d'environ 20 jours (2.14).

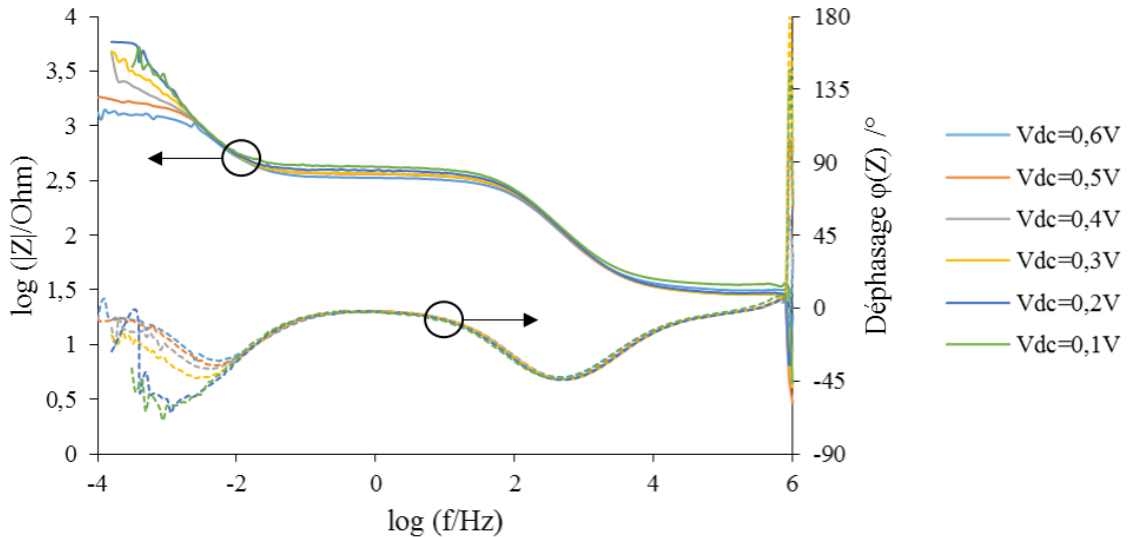


Fig. 2.13. Diagramme de Bode d'une BMFC à différentes tensions de polarisation U_{DC} . Le module $|Z|$ est en trait plein, le déphasage $\phi(Z)$ en pointillé.

Pour des fréquences supérieures à 10 mHz, on remarque une superposition des diagrammes. Ainsi, quelle que soit la polarisation appliquée aux bornes de la pile, son comportement dynamique reste constant. Au contraire, des divergences sont observées aux très faibles fréquences compris dans la plage [100 μ Hz ; 2 mHz], c'est-à-dire lorsque l'on se rapproche d'un fonctionnement DC de la BMFC. Ces divergences peuvent s'expliquer de deux façons :

- La courbe de polarisation de la pile obtenue en régime statique n'est pas une droite parfaite. Ainsi, à chaque point de polarisation peut correspondre une composante R_{DC} différente.
- L'acquisition de chacune des courbes étant successivement séparée de 2 jours, le comportement statique, *i.e.* la composante statique R_{DC} , de la pile a pu évoluer. Cette hypothèse est d'autant plus probable que la composante DC augmente avec la durée des mesures, *e.g.* la courbe associée à la polarisation à 0,2 V est obtenue après 8 jours d'acquisition et donc de sollicitation de la pile.

On observe deux zones de coupures, la première dans les environs de 10 mHz et la seconde autour de 1 kHz. L'allure de ce diagramme de Bode est équivalente à deux demi-cercles dans le diagramme de Nyquist comme souvent retrouvée dans la littérature. La coupure dans les BF serait caractéristique des phénomènes de diffusion tandis que celle en HF due à un effet de capacité double couche. Afin de corréler nos résultats à ceux de l'état de l'art, on distingue la contribution des deux électrodes. La Fig. 2.14 représente les spectres obtenus pour l'anode puis pour la cathode d'une BMFC relativement à l'électrode de référence ECS. On remarque que l'anode présente bien les deux coupures. Celle en BF serait relative à la dynamique de diffusion du substrat organique jusqu'à l'anode tandis que celle en HF représenterait l'effet double couche entre le sédiment et la surface anodique. La cathode présente quant à elle uniquement une coupure dans les HF qui serait caractéristique d'une dynamique liée à un effet double couche à la surface de la cathode. L'absence de singularité dans les BF laisse supposer que la cathode ne souffre pas de la diffusion de l'oxygène dans l'eau.

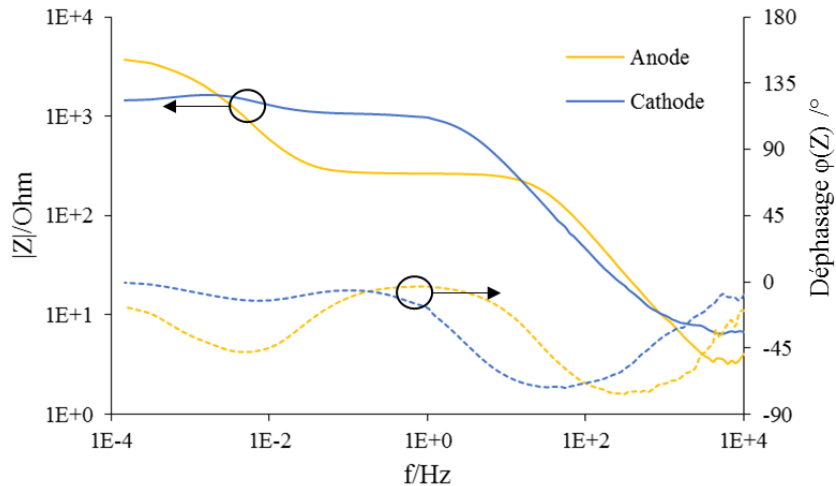


Fig. 2.14. Diagramme de Bode de l'anode et de la cathode d'une BMFC relativement à une électrode de référence ECS. Le module $|Z|$ est en trait plein, le déphasage $\phi(Z)$ en pointillé.

2.3.1.3 Interprétation électrique

Cette étude met ainsi en évidence le caractère très stable de la composante AC de la pile et celui relativement plus instable de sa composante DC du fait des fluctuations liées aux changements environnementaux (précédemment évoquées lors de la caractérisation statique). Cette caractérisation SIE va servir de fondement à l'obtention d'un modèle électrique, dit dynamique, englobant la partie DC (supposée relativement constante pour tout point de polarisation précédemment, mais sujette à des variations dans le temps) et la partie AC (constante dans le temps et pour tout point de polarisation). On fait ainsi la conjecture d'un modèle dynamique identique quelle que soit la polarisation de la BMFC. Cette hypothèse revient à considérer ce modèle non uniquement comme un modèle dit en petit signal mais également comme un modèle dit en grand signal, *i.e.* valable lorsque l'on impose des changements de polarisation importants.

La déduction de ce modèle est cruciale car elle permet de mettre en lumière des pertes supplémentaires aux pertes résistives déduites du modèle statique, qui peuvent naître lors d'une polarisation dynamique de la BMFC. De prime abord, en observant l'allure générale de l'impédance Z_{AC} , on constate une diminution de son amplitude $|Z_{AC}|$ avec l'augmentation de la fréquence f . L'amplitude de la tension u_{AC} étant fixée, ceci signifie que celle du courant i_{AC} augmente, ce qui laisse envisager une augmentation des pertes induites par les éléments parasites AC au sein de la BMFC.

2.3.2 Modèle électrique dynamique associé

2.3.2.1 Modèle inspiré de la littérature

La Fig. 2.15 représente le modèle électrique de la BMFC prenant exemple des résultats obtenus dans l'état de l'art. R_{Ω} représente la résistance du flux des charges dans les sédiments et dans l'eau. La cathode est modélisée par un circuit de Randles associé à la coupure HF et composé du couple $C_{DCE,C}$ et R_C représentant respectivement la capacité double couche à la cathode et la résistance due au transfert de charge à la surface de l'électrode et à l'activation de réaction de réduction d'oxygène. L'anode est modélisée par un couple identique $C_{DCE,A}$ étant la capacité double couche à l'anode et R_A la résistance de transfert de charge et d'activation de la réaction d'oxydation à l'anode. A ce circuit, on ajoute un autre couple $C_{diff,A}$ et $R_{diff,A}$ associé à la coupure BF et représentant les pertes dues à la lente diffusion du combustible organique jusqu'à la surface anodique.

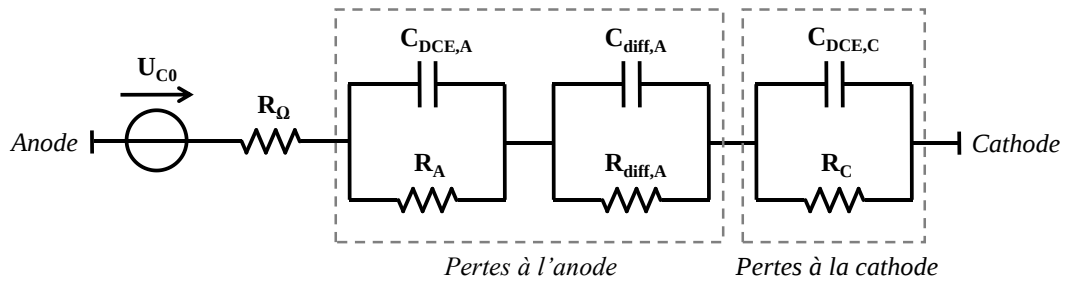


Fig. 2.15. Modèle électrique de la BMFC inspiré de la littérature.

Les coupures HF de l'anode et de la cathode se situant dans la même région fréquentielle (autour de 100 mHz d'après le diagramme de Bode Fig. 2.14), les deux circuits de Randles associés peuvent être regroupés en un seul comme représenté à la Fig. 2.16. Ce modèle illustre correctement le diagramme de Bode de la BMFC caractérisée. La coupure en BF est essentiellement due à l'effet de diffusion à l'anode tandis que la coupure HF est une contribution de phénomènes ayant lieu à la fois à l'anode et à la cathode.

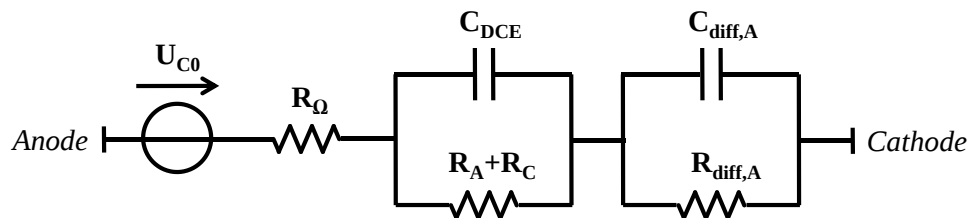


Fig. 2.16. Modèle électrique simplifié de la BMFC inspiré de la littérature.

2.3.2.2 Choix du modèle

Le modèle obtenu présente l'avantage de pouvoir donner une réalité physique à chacun de ses composants. Néanmoins il ne permet pas de distinguer clairement les éléments contribuant aux pertes électriques AC et ceux contribuant aux pertes DC, ce qui est l'objectif de notre travail au Chap. 5. On cherche à obtenir cette distinction en choisissant un modèle s'apparentant à la Fig. 2.17 dans lequel on ajoute à la composante statique R_{DC} précédemment obtenue une impédance dynamique Z_{AC} en parallèle engendrant un courant purement AC. La distinction des pertes est limpide dans ce modèle : la résistance R_{DC} est responsable des pertes DC tandis que le courant I_{AC} contribue aux pertes AC supplémentaires.

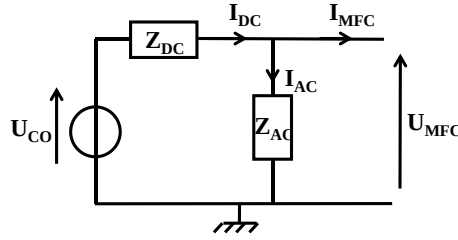


Fig. 2.17. Schéma du modèle électrique désiré pour l'étude des pertes dynamiques

Pour déterminer Z_{AC} , nous rappelons le diagramme de Bode d'une branche RC quelconque dont la fréquence de coupure est $f_{coupure} = \frac{1}{2\pi RC}$ à la Fig. 2.18(a). On l'interprète de la manière suivante :

- $f < f_{coupure}$:
Z est équivalent à un circuit ouvert
Le courant ne passe pas : $I \sim 0$
- $f > f_{coupure}$:
Z est équivalent à R
Le courant est passant : $I \sim \frac{U}{R}$

Les diagrammes obtenus dans le cas d'une BMFC (Fig. 2.13) présentent deux coupures. Par conséquent, Z_{AC} peut être représentée par l'association parallèle de deux branches RC : l'une ayant une fréquence de coupure « basse fréquence » f_{BF} et l'autre une fréquence de coupure « haute fréquence » f_{HF} comme illustré par la Fig. 2.18(b).

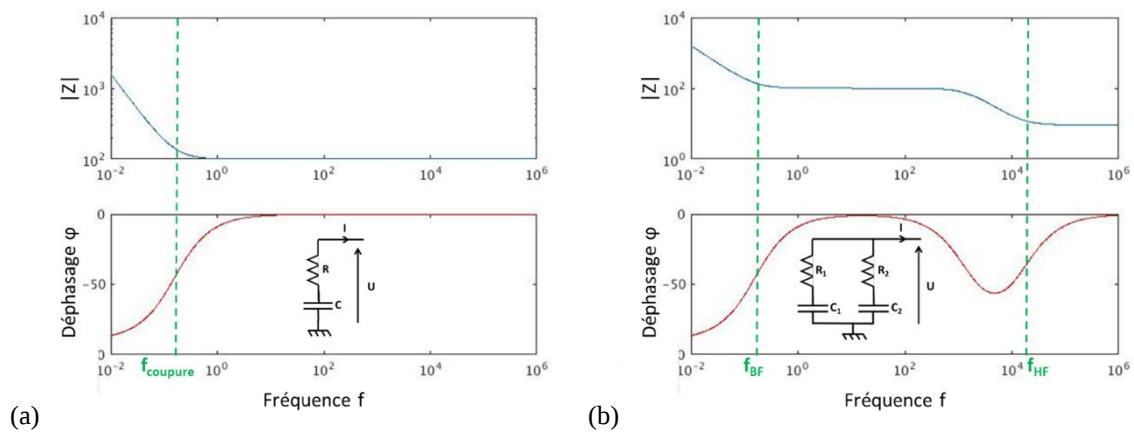


Fig. 2.18. Diagramme de Bode (a) d'un circuit RC quelconque (b) de deux branches RC en parallèle aux fréquences de coupure différentes.

Le modèle dynamique global de la BMFC (comprenant à la fois la composante statique Z_{DC} et la composante dynamique Z_{AC}) est ainsi résumé à la Fig. 2.19 avec son diagramme de Bode associé. Le début de plateau observé

pour les très basses fréquences correspond à la composante DC (ce plateau est difficilement caractérisable au vu du temps nécessaire à l'acquisition des données).

Nous nommerons par la suite les deux branches parallèles responsables des pertes AC comme suit : la branche n°1 composée de R_1 et C_1 et la branche n°2 composée de R_2 et C_2 .

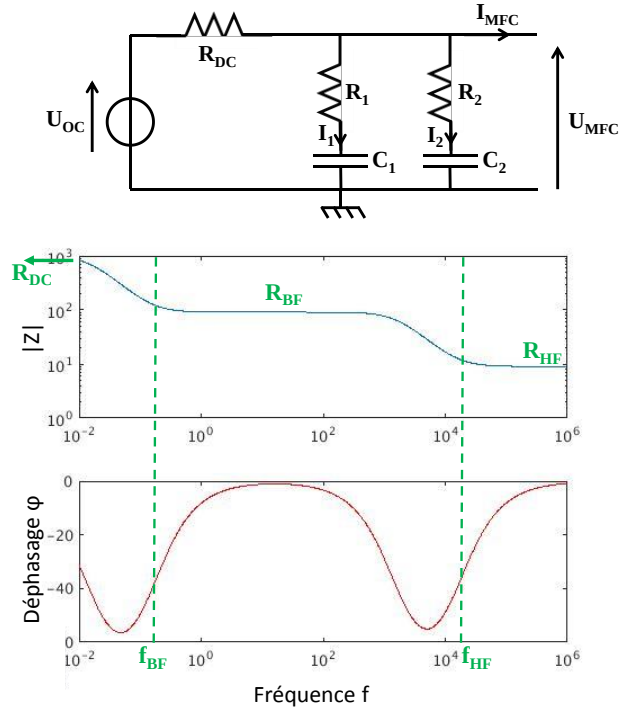


Fig. 2.19. Modèle dynamique de la BMFC et allure de son diagramme de Bode associé.

2.3.2.3 Identification des paramètres électriques à partir des spectres SIE

On cherche à obtenir le modèle de la BMFC en travaillant avec le diagramme de Bode expérimental représenté par la courbe bleue à la Fig. 2.20.

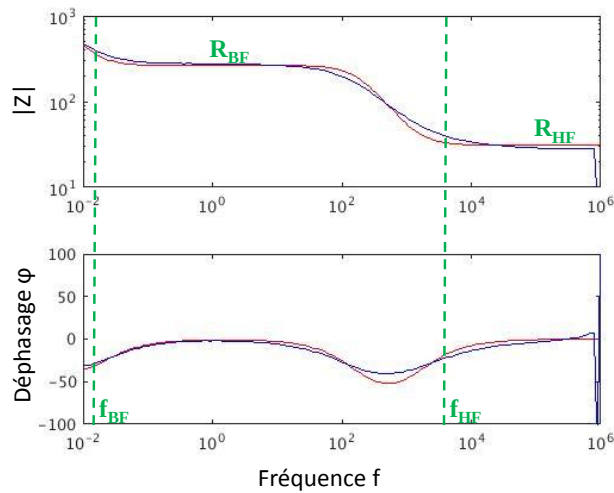


Fig. 2.20. Diagramme de Bode de la MFC obtenu expérimentalement avec le potentiostat pour une polarisation à $U_{DC} = 0,3$ V (en bleu) et du modèle équivalent (en rouge).

On détermine les quatre paramètres suivant : $\{R_{BF} ; R_{HF}\}$ les valeurs des impédances obtenues au niveau des deux plateaux et $\{f_{BF} ; f_{HF}\}$ les fréquences de coupure évoquées précédemment (cf. Fig. 2.20). De ces mesures, peuvent être déduites par le calcul les composantes R_1 , C_1 , R_2 , C_2 du modèle équivalent (2.15)-(2.18), R_{DC} étant déterminée pour plus de précision, avec la caractérisation statique faite au chapitre précédent.

$$R_1 = \frac{R_{BF}R_{DC}}{R_{DC} - R_{BF}} \quad (2.15)$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{BF}R_1} \quad (2.16)$$

$$R_2 = \frac{R_{HF}R_{DC}}{R_{DC} - R_{HF}} \quad (2.17)$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_{HF}R_2} \quad (2.18)$$

Dans le cas de la caractérisation de la BMFC obtenue à la Fig. 2.20 en bleu, et après ajustement sous Matlab, on obtient les valeurs reportées dans la Table 2.3. Le diagramme de Bode correspondant est tracé en rouge à la Fig. 2.20.

Table 2.3. Valeurs des éléments composant le modèle électrique dynamique de la BMFC.

R_{DC}	R_1	R_2	C_1	C_2
1000 Ω	347 Ω	35 Ω	30 mF	3,0 μ F

2.3.2.4 Interprétation

De cette première étude, on peut déduire trois grandes plages de fonctionnement :

- $f < f_{BF}$
Les deux branches AC ne laissent passer aucun courant : $I_1 \sim 0$ A et $I_2 \sim 0$ A.
- $f_{BF} < f < f_{HF}$
La branche n°1 ne laisse passer aucun courant : $I_1 \sim 0$ A.
La branche n°2 laisse passer du courant engendrant des pertes $P_{pertes} = R_2 I_{2_RMS}^2$.
- $f_{HF} < f$
Les deux branches laissent passer du courant engendrant des pertes $P_{pertes} = R_1 I_{1_RMS}^2 + R_2 I_{2_RMS}^2$.

Cette stratégie de modélisation se fait cependant au détriment d'une meilleure lisibilité des phénomènes physico-chimiques contribuant aux pertes. Néanmoins aux composants R_1 , R_2 , C_1 , C_2 peuvent être associés les phénomènes physiques modélisés par les éléments R_Ω , R_A , R_C , $R_{diff,A}$, C_{DCE} , $C_{diff,A}$ dans le modèle précédent inspiré des travaux de la littérature (Fig. 2.16) en suivant les égalités suivantes :

$$R_{DC} = R_\Omega + R_A + R_C + R_{diff,A} \quad (2.19)$$

$$R_1 = \frac{(R_A + R_C)(R_\Omega + R_{diff,A})}{R_\Omega + R_A + R_C + R_{diff,A}} \quad (2.20)$$

$$R_2 = \frac{R_{diff,A}(R_\Omega + R_A + R_{diff,A})}{R_\Omega + R_A + R_C + R_{diff,A}} \quad (2.21)$$

$$C_1 = C_{DCE} \quad (2.22)$$

$$C_2 = C_{diff,A} \quad (2.23)$$

En accord avec la littérature, la résistance R_{DC} obtenue en statique est équivalente à la somme de l'ensemble des résistances R_O , R_A , R_C et $R_{diff,A}$. Les capacités C_1 et C_2 correspondent aux capacités double couche à la surface des électrodes et à la capacité de diffusion respectivement. Tandis que les résistances R_1 et R_2 sont une combinaison des résistances dues à la résistivité de l'électrolyte R_O , à la résistance de diffusion à l'anode et aux résistances anodiques R_A et cathodiques R_C . Elles n'ont ainsi pas de réelle interprétation physique.

Chacune des branches est associée à une constante de temps différente : la branche n°1 à une constante de temps τ_1 de 41 s (2.24) tandis que la branche n°2 à une constante plus faible τ_2 de 3 ms (2.25). La branche n°1 a une constante de temps plus importante car elle est associée au phénomène de diffusion à l'anode tandis que τ_2 est relié à la dynamique plus rapide due aux capacités double couche.

$$\tau_1 = C_1(R_{DC} + R_1) \quad (2.24)$$

$$\tau_2 = C_2(R_{DC} + R_2) \quad (2.25)$$

Pour finir, la constante de temps du modèle dynamique global peut être approximé par la constante de temps τ_1 prédominante, ce qui représente un temps de stabilisation 5τ égale 3min 24s lors de l'application d'un échelon de tension. Ce résultat est environ dix fois plus faible que la durée du régime transitoire des CAs présentées à la Fig. 2.11. Cette différence peut provenir d'un phénomène évoqué à la section 1.4.3 dans laquelle il est fait référence à [Bonnani2012]. Ce papier suppose que l'évolution rémanente après un bref et significatif régime transitoire, est due à une réaction parasite à la surface de l'anode (réduction des ions fer). Cette observation remet donc en question l'hypothèse faite précédemment qui élargissait l'utilisation du modèle dynamique validé pour des polarisations en petits signaux à des polarisations dites en grands signaux. Le fait d'imposer une perturbation plus brutale telle qu'un échelon de tension peut engendrer des phénomènes au sein de la BMFC qui ne sont pas pris en compte dans le modèle dynamique petit signal.

2.3.3 Mise en application

Ce modèle dynamique met en lumière des éléments résistifs (R_1 et R_2) susceptibles d'engendrer des pertes supplémentaires dans la MFC, des pertes qui n'étaient pas visibles avec une caractérisation uniquement statique. Le Chap. 5 s'intéressera à analyser l'impact de l'interface de récupération sur ces pertes.

2.4 Conclusions et perspectives

Ce chapitre s'est intéressé à évaluer le comportement électrique de la BMFC et à représenter cette dernière sous forme de modèle électrique équivalent. Il s'agit d'un travail préliminaire indispensable à la conception d'une électronique de récupération dédiée.

Tout d'abord, les caractérisations statiques effectuées nous permettent de connaître les performances d'une BMFC, de comprendre son comportement électrique et ainsi d'anticiper la stratégie de récupération de son énergie.

Ces caractérisations peuvent ensuite être exploitées pour modéliser la BMFC sous forme de circuit électrique. L'obtention de ce modèle est essentielle à la conception ultérieure de l'interface électronique. En effet, travailler avec un modèle connu et fixe, plutôt qu'avec une pile réelle aux variations imprévisibles, permet d'optimiser de

manière pertinente l'interface en appréhendant le choix de ses paramètres (pour assurer l'adaptation d'impédance par exemple) et en calculant ses rendements au regard des performances de la pile. Surtout, ce modèle équivalent peut être inclut dans un logiciel de simulation électrique permettant ainsi d'étudier le système global {BMFC + interface}, travail indispensable pour différencier les pertes de l'interface en vue d'augmenter son rendement.

Pour finir, la caractérisation des BMFCs nous apporte des informations enrichissantes sur les phénomènes pouvant contribuer à des pertes supplémentaires au sein de la pile lorsqu'elle est polarisée dynamiquement. Ces informations ont été modélisées dans un circuit électrique équivalent, dit circuit dynamique, qui sera utilisé au Chap. 5 en vue d'étudier l'impact du fonctionnement commuté de l'interface de récupération sur les pertes internes de la pile.

Chapitre 3

Choix de l'interface de récupération & Eléments dimensionnant

Sommaire

- 3.1 Etat de l'art
 - 3.1.1 Extraction de l'énergie
 - 3.1.2 Circuit de conversion
 - 3.1.3 Etat de l'art des circuits de conversion appliqués aux MFCs
 - 3.2 Stratégie d'étude
 - 3.2.1 Facteurs de mérite
 - 3.2.2 Conditions de travail
 - 3.3 Le convertisseur *flyback* en MCD
 - 3.3.1 Avantage
 - 3.3.2 Fonctionnement
 - 3.3.3 Optimisation de l'extraction
 - 3.3.4 Optimisation de la conversion
-

La tension générée par les BMFCs est de l'ordre de 0,3 V dans les conditions MPP. Or les tensions nécessaires au fonctionnement de l'électronique conventionnelle utilisée dans les capteurs est au minimum du volt voire quelques volts. Une interface élevant la tension à une tension minimum définie par le capteur choisi, est donc requise.

Les capteurs environnementaux enregistrent et transmettent des données par intermittence, alternant entre des phases d'éveil, durant lesquelles la puissance instantanée dépasse typiquement la dizaine de mW, et des phases de repos où la puissance instantanée est plus faible et peut être égale à quelques dizaines μ Ws. En choisissant un cycle adéquat, la puissance moyenne demandée en entrée des capteurs peut ainsi être adaptée à la puissance moyenne délivrée par une BMFC (de l'ordre de 100 μ W). Une interface électronique composée d'un élément de stockage (par exemple une supercapacité) est donc nécessaire pour emmagasiner ponctuellement l'énergie produite en continue par la BMFC puis la délivrer par intermittence au capteur lors de ses phases d'éveil.

Finalement, une interface électronique est nécessaire pour fixer le point de fonctionnement de la BMFC qui permettra une extraction optimale de l'énergie.

En résumé, une interface électrique de récupération est nécessaire pour :

- Elever la tension à celle requise par le capteur
- Stocker et délivrer par intermittence l'énergie au capteur
- Extraire le maximum d'énergie de la BMFC

Après un état de l'art de l'électronique de récupération rencontrée pour les MFCs, nous présenterons l'architecture choisie pour cette thèse ainsi qu'une méthodologie de conception.

3.1 Etat de l'art

3.1.1 Extraction de l'énergie

Une grande majorité des études sur les MFCs s'intéresse à la conception de leurs constituants afin d'augmenter sa densité de puissance, sans réellement se soucier de la valorisation électrique de celle-ci. Les publications étudiant l'extraction de cette énergie en vue d'alimenter un capteur sont peu nombreuses (cf. Fig. 1.1 au chapitre 1) et beaucoup se résument à la simple connexion d'un élément de stockage (supercapacité, batterie) directement en sortie de la MFC [Shantaram2005, Dewan2009]. Or cette stratégie d'extraction ne permet pas d'optimiser la quantité d'énergie récupérée. Au lieu de fixer le point de fonctionnement en sortie de la pile au MPP, l'élément de stockage absorbe l'énergie et fait varier le point de fonctionnement de la pile du court-circuit (lorsque la capacité est totalement déchargée) jusqu'au circuit ouvert (lorsque la capacité est totalement chargée).

La Fig. 3.1 montre la puissance moyenne récoltée par une capacité selon son mode opératoire, depuis une BMFC dont le modèle statique est modélisé sur la même figure. Le mode opératoire est caractérisé par deux variables : (i) U_{MOYEN} la tension autour de laquelle on choisit de faire varier la tension aux bornes de la capacité U_C , et (ii) ΔV la plage de tension parcourue par la capacité. La Fig. 3.1 montre les résultats obtenus en théorie, en supposant que la capacité se décharge en un temps infiniment court et qu'elle présente le comportement d'une capacité idéale (*i.e.* sans ESR). La charge de la capacité se caractérise ainsi pas une constante de temps RC et la puissance moyenne récoltée est maximale lorsque ΔV tend vers zéro et U_{MOYEN} vers la tension au MPP ($U_{\text{MPP}} = U_{\text{CO}} / 2$). La puissance récoltée est donc maximale lorsque l'on fonctionne en continue au MPP et est égale à P_{MPP} . Au contraire lorsque l'on choisit un ΔV de 0,59 V, c'est-à-dire une charge et décharge quasiment totale de la capacité, la puissance moyenne récoltée est égale à 41% de P_{MPP} *i.e.* moins de la moitié de P_{MPP} est en réalité récupérée. Utiliser une capacité en sortie de la BMFC n'est ainsi pas l'option optimale pour maximiser la puissance aux bornes de la MFC. Au contraire, fixer le point de fonctionnement au MPP permet de récolter le maximum de puissance P_{MPP} .

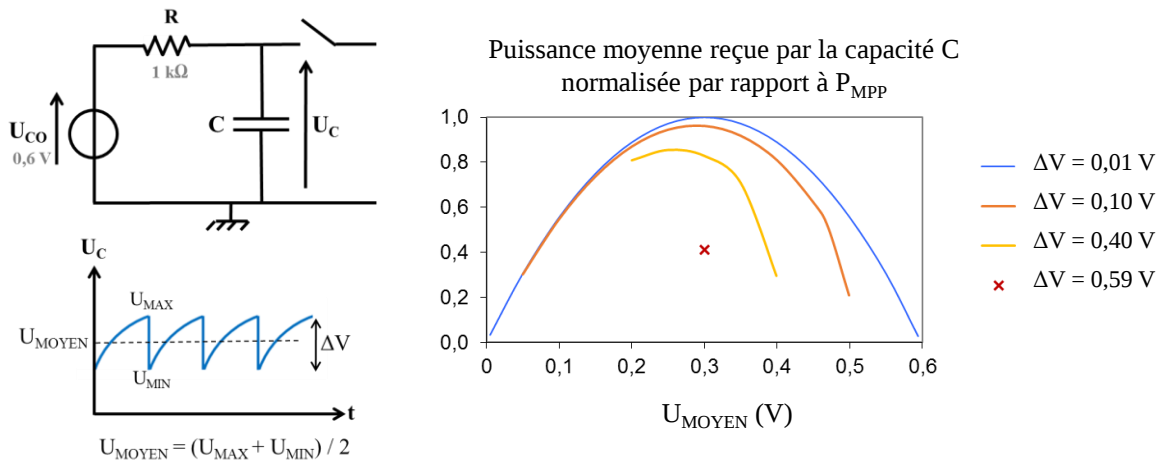
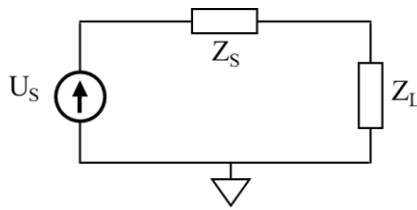


Fig. 3.1. Puissance moyenne récupérée dans une capacité idéale de valeur quelconque C , normalisée par rapport à la puissance maximale P_{MPP} réellement disponible dans le modèle statique de la BMFC.

3.1.1.1 Extraction au MPP

Le fonctionnement au MPP est garanti en procédant à une adaptation d'impédance. Cette méthode est abondamment rencontrée dans les autres systèmes de récupération d'énergie, en particulier dans le cadre des cellules photovoltaïques ou dans le domaine des radiofréquences. Elle stipule que la puissance transmise par une source d'impédance Z_S à une charge d'impédance Z_L est maximale si les deux impédances sont conjuguées (Fig. 3.2).



Adaptation d'impédance
 La charge Z_L reçoit un maximum de puissance
si et seulement si
 $Z_L = Z_S^*$

Fig. 3.2. Principe de l'adaptation d'impédance.

Transposé au contexte des BMFCs, cela revient à dire que, en assimilant l'impédance d'entrée du récupérateur à une résistance R_{IN} , la pile fournira son maximum de puissance P_{MPP} si la résistance R_{IN} est égale à la résistance interne de la pile R_{DC} (préalablement déterminée au Chapitre 2). La Fig. 3.3 montre l'évolution de la puissance transmise au récupérateur P_{IN} au regard du rapport entre sa résistance d'entrée R_{IN} et R_{DC} . Cette étude montre la nécessité d'un système d'adaptation d'impédance afin de maximiser les performances des BMFCs.

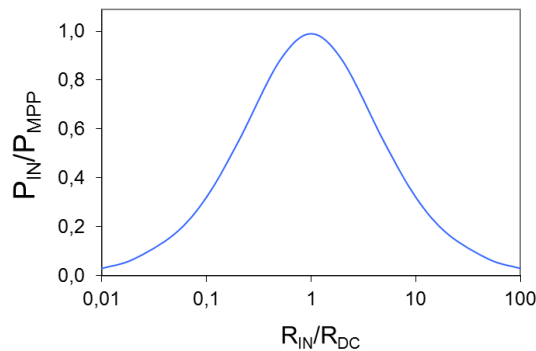


Fig. 3.3. Mise en évidence de l'importance de l'adaptation d'impédance.

Parce que le MPP varie avec le temps du fait des variations environnementales (cf. chapitre 1, section 1.4.2), il est nécessaire de suivre temporellement ce point de fonctionnement. Plusieurs algorithmes de suivi du MPP (connus sous l'abréviation MPPT pour *Maximum Power Point Tracking* en anglais) sont communément utilisés dans le cadre des panneaux photovoltaïques. Leur application aux MFCs, essentiellement celles en eaux usées, a également commencé à se développer ces dernières années.

3.1.1.2 Méthodes de MPPT directes

Ces types d'algorithme agissent de manière dynamique sur la polarisation de la source en réalisant en permanence des mesures du niveau de puissance instantanée produite par cette source.

La méthode la plus connue est la méthode de *perturbation et observation* (P&O). Son principe est d'imposer une perturbation au système et d'observer les variations relatives de la puissance. Cette perturbation peut consister en une variation de la tension ou du courant de polarisation ou encore en une variation de la résistance en sortie. La Fig. 3.4 illustre le fonctionnement de P&O avec une perturbation en tension. Cette technique requiert un capteur de tension et de courant pour mesurer la puissance instantanée. Par conséquent, son utilisation est souvent réservée aux applications de moyenne et forte puissance. On identifie deux compromis importants à considérer. Le premier doit choisir un pas d'incrément ΔU qui soit à la fois suffisamment faible pour atteindre le MPP avec précision et également suffisamment élevé pour garantir de parvenir au MPP avant qu'il ne change d'emplacement du fait du caractère instable de la source. Le deuxième doit choisir une durée entre les itérations suffisamment longue pour éviter de perdre trop d'énergie dans les circuits de mesure et de contrôle, et suffisamment faible pour atteindre rapidement le MPP. Ces compromis concernent par conséquent la rapidité, la précision et l'efficacité énergétique.

La méthode du gradient est similaire à la précédente si ce n'est que son pas d'incrément, à la place d'être fixé initialement, varie en fonction du gradient de puissance entre deux cycles. Ceci permet d'atteindre plus rapidement le MPP et ce avec plus de précision [Xiao2004].

La méthode *incremental conductance* (IC) est basée sur le fait trivial que la pente de la puissance est nulle au MPP, positive à sa gauche et négative à sa droite. Son avantage vis-à-vis de la méthode P&O est qu'une fois le MPP atteint, les oscillations s'arrêtent. Néanmoins son implémentation est beaucoup plus complexe.

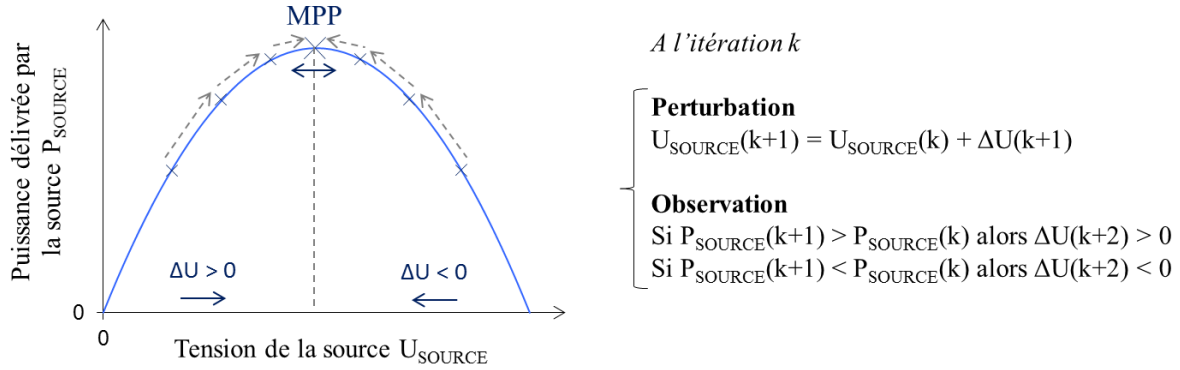


Fig. 3.4. Fonctionnement de la méthode directe de MPPT : P&O.

3.1.1.3 Méthodes de MPPT indirectes

Le travail au MPP peut se faire de manière indirecte. Dans ce cas, l'algorithme ne réalise pas une recherche permanente du MPP mais s'appuie sur certaines caractéristiques de la source pour le déterminer.

La méthode de la *tension en circuit ouvert fractionnée* (TCOF) fonde son algorithme sur le postulat selon lequel la tension au MPP est toujours proportionnelle à la tension en circuit ouvert U_{CO} . Le rapport de proportionnalité k est déterminé par une étude préliminaire de la source. Le principe consiste donc à régulièrement déconnecter la source pour mesurer la tension U_{CO} et à ensuite réguler la tension de polarisation à U_{CO} multiplié par k . [Degrenne2012b] observe ainsi que la tension au MPP d'une MFC en eaux usées semble toujours égale à un tiers de la tension U_{CO} . Cette méthode est intéressante bien qu'elle soit basée sur un postulat non expliqué et non généralisable à d'autres types de piles. De plus, à l'instar des méthodes de MPPT directes, elle nécessite un capteur de mesure qui peut s'avérer énergivore.

La méthode du *tableau de consultation* (TC) est une méthode qui nécessite une caractérisation préliminaire de la source. Les caractéristiques importantes sont reportées dans un tableau. Le principe consiste ensuite à mesurer régulièrement la puissance délivrée par la source et à la comparer aux résultats du tableau. Cette technique nécessite un circuit de mesure et de contrôle. De plus, il est impératif de connaître la zone de fonctionnement de la source et de la calibrer dans cette dynamique sinon le tableau devient faux.

3.1.1.4 Comparaison des méthodes de MPPT et limitations pour les BMFCs

Peu de travaux sont encore effectués sur le suivi du MPP pour les BMFCs. Certains chercheurs se sont néanmoins intéressés à comparer plusieurs méthodes de MPPT dans le cas des MFCs en eaux usées. C'est ainsi que [Woodward2010] a comparé deux méthodes de MPPT sur des MFCs nourries à l'acétate : la méthode P&O et la méthode dite du gradient. Il a ainsi observé que, bien que la méthode du gradient permette théoriquement une convergence plus rapide que celle de P&O, cette méthode est difficile à mettre en place et ne permet pas de stabiliser les performances. De l'autre côté, la méthode P&O montre une plus grande facilité de mise en œuvre et

une meilleure stabilité des résultats. [Degrenne2012b] compare la méthode P&O à la méthode TCOF. Cette dernière fixe la tension de la MFC à un tiers de sa tension en circuit-ouvert. Il a ainsi montré que cette méthode permet d'extraire une puissance moyenne aussi importante que celle récupérée par la méthode P&O. Elle requiert également un circuit de contrôle moins complexe.

En conclusion, les méthodes de MPPT directes présentent l'inconvénient d'être très énergivores. En effet, les circuits de mesure et de contrôle demandent généralement plus de puissance que la pile ne peut fournir. Concernant les méthodes de MPPT indirectes, la méthode TCOF est difficilement compatible avec la lente dynamique des BMFCs. En effet, une mesure de la tension en circuit ouvert U_{CO} demanderait au minimum plusieurs dizaines de minutes contrairement aux MFCs en eau usée, qui présentent des régimes transitoires environ dix fois plus courts. Or ce temps de mesure est précieux car il suppose une déconnexion de la pile et donc une interruption de la récupération d'énergie. Pour finir, la méthode TC est inappropriée pour les BMFCs car les variations de ces dernières sont trop importantes pour pouvoir s'appuyer sur une pré-caractérisation fixée.

En raison de toutes ces difficultés, le chapitre 5 étudiera l'intérêt d'une MPPT dans le cas des BMFCs et présentera les spécifications énergétiques du circuit de contrôle requises pour lui garantir un intérêt.

3.1.1.5 Extraction intermittente

Plusieurs publications [Ren2013, Dewan2009, Liang2011] étudiant les bénéfices d'une extraction intermittente de l'énergie d'une MFC mènent à envisager la possible existence d'un point de fonctionnement « dynamique », *i.e.* l'existence d'une stratégie de récupération intermittente, permettant d'atteindre des puissances supérieures à celles atteintes par une extraction au MPP « statique ».

Ainsi, en vue d'augmenter la quantité d'énergie disponible en sortie de la pile, [Dewan2009] propose de connecter une capacité de manière intermittente à ses bornes et de comparer la puissance à celle obtenue lors d'une extraction continue. Il observe un gain significatif de la puissance instantanée lors de la connexion de la capacité (Fig. 3.5(a)). Ce gain est une conséquence directe de la capacité interne de la pile (section 1.4.3) qui stocke de l'énergie lorsque la pile est déconnectée et la restaure brusquement lorsqu'elle est connectée, comportement mis également en évidence par [Fradler2014] (Fig. 3.5(b)). Néanmoins, la comparaison des deux méthodes est discutable, le gain exprimé par [Dewan2009] concerne la puissance moyenne uniquement lors de la connexion de la capacité, sans prendre en compte le temps de repos où la puissance instantanée est alors nulle, réduisant la puissance moyenne totale. Cette étude a toutefois le mérite de mettre en exergue le possible effet bénéfique d'un temps de repos de la pile qui utilise ce moment de recouvrement pour stocker des charges dans sa capacité double couche. Ceci permet également d'envisager l'utilisation de cette capacité intrinsèque en remplacement d'un élément de stockage intermédiaire pour générer une puissance instantanée supérieure à la puissance moyenne maximale (P_{MPP} , la puissance au MPP) qu'une MFC peut délivrer en continue.

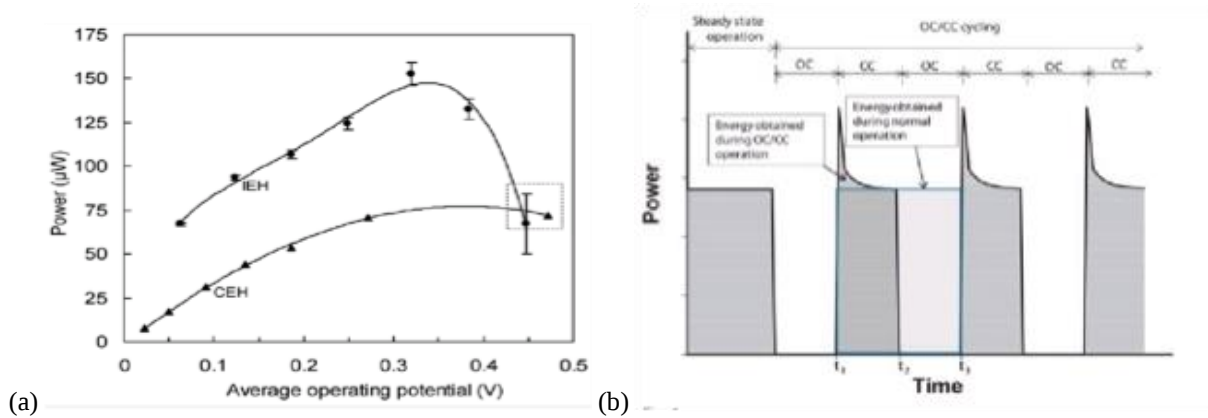


Fig. 3.5. (a) Puissance délivrée par une pile lorsqu'elle est connectée en continue à une capacité (CEH) et lorsqu'elle débite en discontinue dans une capacité [Dewan2009]. (b) Puissance délivrée par une MFC lorsqu'elle est mise en court-circuit (CC) puis en circuit ouvert (OC) de manière intermittente [Fradler2014].

Ainsi, les protocoles expérimentaux jusqu'alors mis en œuvre sont discutables car ils ne permettent pas de conclure sur la question du possible gain énergétique apporté par une extraction intermittente comparée à une extraction au MPP. Une stratégie d'étude satisfaisante pourrait être de comparer (i) la puissance moyenne lors d'une extraction classique au MPP en fixant le courant I_{MFC} au courant I_{MPP} en conditions de MPP à (ii) celle obtenue lorsque la MFC est polarisée de manière intermittente à un courant I_{int} et mise en circuit ouvert le reste du temps, ceci avec une fréquence F_{int} et un rapport cyclique D_{int} . Ce protocole expérimental est schématisé à la Fig. 3.6. Les résultats d'une telle étude pourraient permettre de comparer les puissances moyennes obtenues pour différents I_{int} , F_{int} et D_{int} . Arriver à tirer des conclusions fiables de ces expériences implique de travailler avec des temps d'échantillonnage $T_{\text{échantillonnage}}$ relativement longs et de réitérer l'expérience sur plusieurs MFCs. En considérant la durée du régime transitoire de nos BMFCs (de plusieurs dizaines de minutes, cf. section 1.4.3 et 2.2.1.1) et la complexité du protocole, cette méthode d'extraction n'a pas été étudiée durant cette thèse par manque de temps, mais elle reste intéressante à considérer pour de futurs travaux.

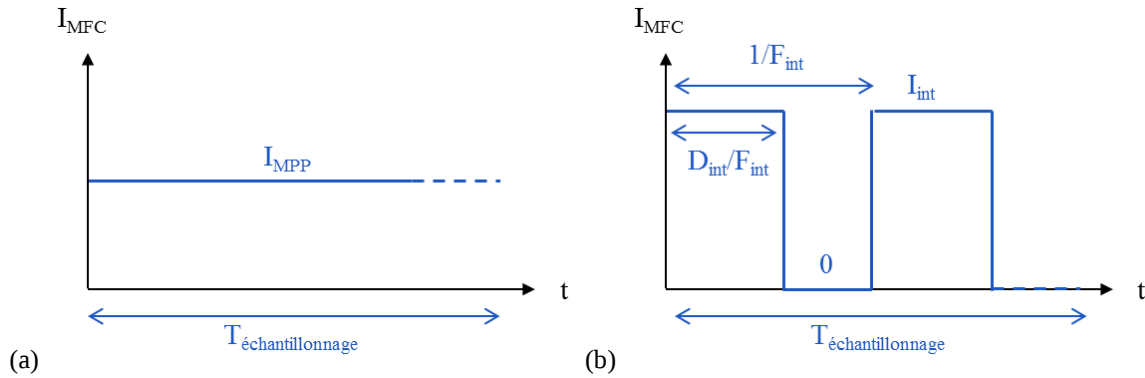


Fig. 3.6. Protocole expérimental envisagé pour comparer la puissance moyenne récupérée (a) lors d'une extraction classique au MPP et (b) lors d'une extraction intermittente.

3.1.2 Circuit de conversion

Extraire le maximum d'énergie ne suffit pas à rendre la pile concrètement exploitable. Une conversion est nécessaire pour élever la tension générée par la BMFC (environ 0,3 V) à celle requise par l'électronique régissant les opérations du capteur (de 1 à 3 V).

Les convertisseurs élévateurs DC-DC sont communément utilisés en électronique de puissance pour élever les tensions. Ces convertisseurs fonctionnent avec des éléments commutés (*e.g.* transistor MOSFET) commandés par un signal répétitif à une fréquence F_{sw} (généralement largement supérieure au kHz). Ces commutations induisent des phases opératoires au court desquelles l'énergie délivrée par la source est emmagasinée dans un élément de stockage intermédiaire puis transférée en sortie.

3.1.2.1 Convertisseurs DC-DC capacitifs

Les convertisseurs capacitifs utilisent des condensateurs comme élément de stockage intermédiaire. Dans le cas des pompes de charge, des bancs de capacités sont dans un premier temps chargées par la source puis connectées suivant différentes combinaisons pour générer une tension égale à la tension en entrée multipliée par un rapport m/n (m et n entiers).

L'entrée des convertisseurs capacitifs est comparable à une source de tension. Le comportement électrique d'une BMFC étant également similaire à une source de tension (non parfaite), le choix de ces convertisseurs se révèle peu intuitif car ne respectant pas la règle de connexion classique qui veut qu'une source de tension soit connectée à une source de courant, et ainsi de suite.

Par ailleurs, le rapport de conversion entre l'entrée et la sortie est à pas discret et fixé par la structure des bancs de capacités et les réseaux d'interrupteurs associés, ne permettant pas une bonne précision statique et encore moins une flexibilité. En outre, une élévation du rapport de conversion suppose un nombre plus élevé de bancs et par conséquent des pertes énergétiques plus importantes.

3.1.2.2 Convertisseurs DC-DC inductifs

Les convertisseurs inductifs utilisent une inductance comme élément de stockage intermédiaire. Leur entrée se comporte comme une source de courant, ce qui, au contraire des convertisseurs capacitifs, permet de mieux envisager leur couplage à des BMFCs.

Parmi ces convertisseurs, on recense les architectures dites *boost*, *buck* ou encore *buck-boost* et *Zeta* et *Cùk*. Leur conception est très simple et ils sont largement utilisés en mode de conduction discontinue (MCD ou *Discontinuous Conduction Mode*, DCM, en anglais) en vue d'émuler une impédance d'entrée en relation avec la résistance interne d'une source, comme un travail au MPP le requiert. Le MCD se distingue du mode de conduction continue (MCC, ou *Continuous Conduction Mode*, CCM, en anglais) pour lequel une partie de l'énergie accumulée dans les éléments magnétiques « stagne », tout au long des différentes phases imposées par sa fréquence d'opération. Au contraire, pour le MCD, la totalité de l'énergie accumulée dans les éléments magnétiques lors d'une période de fonctionnement est délivrée en sortie du convertisseur dans les autres phases de fonctionnement.

La technique d'émulation de l'impédance interne de la source implique de maîtriser l'impédance d'entrée R_{IN} équivalente du convertisseur. La Table 3.1 donne l'expression de R_{IN} pour les trois architectures évoquées plus haut, en MCD. Cette impédance est proportionnelle à la fréquence d'opération F_{SW} du convertisseur et ainsi, en commandant F_{SW} , le MPPT peut être implémenté. Toutefois, dans le cas des architectures *boost* et *buck*, l'impédance d'entrée dépend du rapport de conversion α du convertisseur, *i.e.* du rapport entre la tension de sortie V_{OUT} et la tension d'entrée V_{IN} . Cette dépendance peut devenir négligeable lorsque ce rapport α est très important. Dans le cas contraire, la tension de sortie V_{OUT} peut influencer sur cette impédance et entraver le travail au MPP. L'architecture *buck-boost* ne souffre pas de ce désavantage et le fait de faire varier la tension de sortie V_{OUT} ne changera pas les conditions de MPP.

Table 3.1. Impédance d'entrée R_{IN} de différents convertisseurs inductifs en MCD

	Boost	Buck	Buck-Boost
R_{IN}	$\frac{2LF_{SW}}{D^2} \frac{\alpha}{\alpha + 1}$	$\frac{2LF_{SW}}{D^2} \frac{\alpha}{1 - \alpha}$	$\frac{2LF_{SW}}{D^2}$

3.1.2.3 Convertisseurs DC-DC inductifs isolés

Une isolation entre l'entrée et la sortie du convertisseur peut être désirée pour découpler les BMFCs lorsque l'on envisage d'augmenter la puissance en connectant plusieurs piles entre elles sans influencer le potentiel de chaque électrode.

L'isolation galvanique est assurée par des inductances couplées. Ces inductances couplées présentent la même structure physique qu'un transformateur. On leur préfère néanmoins le nom d'inductances couplées car, contrairement au cas du transformateur où le courant circule à la fois dans la bobine primaire et la bobine secondaire, dans le cas de ces convertisseurs ces deux courants circulent successivement.

Les convertisseurs *full-bridge*, *half-bridge* et *forward* sont des versions du convertisseur *buck* avec une isolation galvanique. Ces convertisseurs sont généralement utilisés pour des applications de puissances supérieures au Watt. Le *flyback* est la version isolée du *buck-boost*. Notre choix s'arrêtera sur cette architecture, elle sera plus amplement expliquée à la section 3.3 prochaine.

3.1.3 Etat de l'art des circuits de conversion appliqués aux MFCs

3.1.3.1 Circuits du commerce

A défaut de pouvoir concevoir leur propre circuit, certains chercheurs choisissent d'utiliser des circuits du commerce dédiés à d'autres sources énergétiques que les MFCs.

Le S-882Z (Seiko Instruments), équivalent à une pompe de charge, est un circuit qui a été largement utilisé pour les MFCs [Donovan2011, Meehan2011, Zhang2012]. Il demande une entrée de 0,3 V et permet de générer en sortie une tension entre 1,8 V et 2,4 V. Cette tension de sortie n'est toutefois pas fixée et dépend de la tension d'entrée. Une fois démarré, il consomme au minimum une puissance de 150 μ W pour une entrée à 0,3 V, ce qui limite le rendement de conversion pour les BMFCs délivrant quelques centaines de μ Watts et le rend inexploitable pour celles générant des puissances inférieures.

La plupart des convertisseurs du commerce basés sur la topologie du *boost* demande une tension d'entrée de 0,7 V (max1797evkit, Maxim semiconductor) ou 0,8 V (L6920DB, STMicroelectronics), ce qui les rend inutilisables par les MFCs dont la tension maximale est soit égale soit inférieure à ces valeurs. Un circuit nécessitant une tension moins importante (0,02 V) se distingue néanmoins : le LTC3108 (Linear Technology). Il connaît une certaine notoriété chez les MFCs [Yang2012, Thomas2013, Zhang2012], mais demande toutefois un courant de quelques mA pour fonctionner, ce qui est difficilement envisageable avec nos BMFCs de laboratoire (les meilleures allant jusqu'à 1 mA de courant maximal).

Finalement le BQ25570 (Texas Instrument) semble être un candidat potentiel pour gérer l'énergie provenant des BMFCs. Il requiert une faible tension (> 100 mV) et une faible puissance (> 5 μ W). Cette interface a été testée avec une de nos BMFCs générant une puissance maximale de 100 μ W sous 0,32 V [Papier2]. Lors d'un travail au MPP, le BQ25570 a ainsi permis de délivrer environ 47 μ W sous 3 V, ce qui représente un rendement de 47%. Néanmoins, ce circuit requiert une source externe pour fixer la tension d'entrée et ainsi procéder à un quasi-MPPT. Ce circuit n'est donc pas auto-suffisant. De plus, le BQ25570 présente une architecture se rapprochant du *boost* et ne permet pas d'isoler galvaniquement la sortie de l'entrée.

Ces circuits ciblent des sources dites conventionnelles (solaires, vibratoires, thermiques) mais sont peu adaptés aux BMFCs et présentent de faibles rendements lorsqu'ils leur sont appliqués. Il est ainsi préconisé de concevoir un récupérateur spécifiquement dédié à la BMFC, s'auto-alimentant à partir d'un faible niveau de tension et pouvant s'adapter aux faibles puissances présentées par la source ainsi qu'aux variations des conditions de MPP.

3.1.3.2 Circuits dédiés

La Table 3.2 présente différentes architectures conçues pour des circuits de valorisation électrique de MFCs depuis 2011.

La topologie *boost* en MCD est choisie dans plusieurs études récentes. Comme expliqué précédemment, il permet d'extraire le maximum d'énergie de la MFC par émulation de sa résistance tout en élevant la tension. Cependant son architecture souffre d'une limitation intrinsèque : un étage de conversion ne peut satisfaire à la fois l'extraction au point de puissance maximum (MPP) et un gain en tension fixé, même en travaillant en mode de conduction discontinue (MCD), à moins de travailler avec des tensions en sortie très élevées. [Park2012] choisit ainsi de disposer deux topologies *boosts* en série, le premier pour adapter l'impédance d'entrée et travailler au MPP, le second pour adapter son gain en tension. Cette topologie en deux étages limite grandement le rendement de conversion de l'interface de récupération.

Le *flyback* utilisé en MCD permet de s'affranchir de ces restrictions en décorrélant l'adaptation d'impédance de la tension de sortie (Table 3.1). Ce convertisseur connaît un regain d'intérêt dans le domaine des MFCs grâce à son isolation galvanique, caractéristique recherchée lors de l'association de piles.

La littérature concerne essentiellement les MFCs utilisant l'eau usée comme substrat. On trouve peu de travaux sur les interfaces de récupération pour les BMFCs spécifiquement (cf. Fig. 1.1 au chapitre 1). Mais bien que le comportement électrique des BMFCs présente les mêmes tendances que les MFCs en eaux usées, leurs densités de puissance sont au moins dix fois plus faibles et leurs dynamiques dix fois plus lentes.

Table 3.2. Tableau comparatif des convertisseurs élaborés pour des MFCs dans la littérature.

Spécifications	[Carreon-Bautista2014]	[Wang2012]	[Degrenne2011]	[Zhang2012]	[Thomas2013]	[Alaraj2014]	Cette thèse
Substrat de la MFC	Eaux usées	Eaux usées	Eaux usées	Eaux usées	Composte	Eau enrichie	Sédiment marin
P_{MPP}	320 μ W	5.21 mW ^a	10 mW	-	2.5 mW	1 mW	90 μ W
PMU	Boost en MCD	PC ^b +Boost	Boost en MCD	PC ^b +Boost	<i>Flyback</i>	<i>Flyback</i> en MCC	<i>Flyback</i> en MCD
Stratégie de MPPT	Oui ^c	Oui ^d	Non	-	-	Oui ^d	Non ^e
Implémentation	IC 0.5 μ CMOS	Discrète	Discrète	Discrète et issue du commerce	Discrète et issue du commerce	Discrète	Discrète
Sortie	Capteur de T° sans-fil alimenté sous 2.5 V	Capacité de 24F chargée de 0 V à 2.5 V	Résistance de 500 Ω	Capteur d'humidité et de T° alimenté sous 3.3 V	Capteur sans-fil alimenté sous 3.3 V	Capacité de 1F chargée de 0 V à 2.2 V	Capteur d'accélération et de T° alimenté sous 2.1 V
$\eta_{FLYBACK}$	58%	35.9%	73%	4.29%	1% ^a	50%	70%

^a Extrait des données

^b Pompe de charge

^c En ajustant régulièrement la tension d'entrée à une fraction de la tension mesurée en circuit ouvert de la MFC

^d En ajustant régulièrement la tension d'entrée à la tension de MPP initialement mesurée, grâce à un contrôleur à hystérésis

^e En fixant initialement l'impédance d'entrée du convertisseur à l'impédance interne de la MFC, mesurée initialement

3.2 Stratégie d'étude

Afin d'adapter et stocker la puissance générée par la BMFC, une interface de récupération est requise, *i.e.* un convertisseur DC-DC. Cette interface a deux objectifs : (i) extraire le maximum de puissance disponible depuis la pile et (ii) élever la tension dans un élément de stockage intermédiaire. La structure globale du système est illustrée à la Fig. 3.7. Le système doit s'autogérer et donc ne nécessiter aucune source extérieure afin de garantir son autonomie.

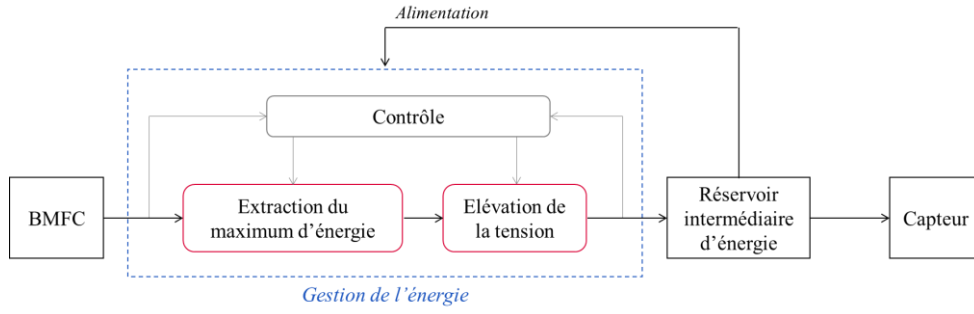


Fig. 3.7. Représentation schématique du circuit électronique d'interface entre la pile et le capteur.

3.2.1 Facteurs de mérite

On cherche à concevoir une interface avec un transfert énergétique maximal, *i.e.* la puissance reçue par le capteur à alimenter P_{OUT} doit se rapprocher de la puissance maximale P_{MPP} délivrée par la BMFC. Afin de quantifier ce transfert énergétique, on définit deux rendements : le rendement d'extraction et le rendement de conversion.

3.2.1.1 Rendement d'extraction η_{EXTR}

On définit le rendement d'extraction η_{EXTR} le rapport entre la puissance délivrée à l'entrée de l'interface de récupération P_{IN} et le maximum de puissance que la BMFC peut délivrer P_{MPP} . Ce rendement η_{EXTR} est proche de l'unité lorsque l'adaptation d'impédance est respectée, *i.e.* lorsque l'impédance interne de la BMFC R_{DC} est égale à l'impédance d'entrée de l'interface R_{IN} .

$$\eta_{EXTR} = \frac{P_{IN}}{P_{MPP}} \quad (3.1)$$

3.2.1.2 Rendement de conversion η_{CONV}

L'interface électrique engendre nécessairement des pertes énergétiques (par conduction ou commutation). On définit ainsi le rendement de conversion de l'interface électrique η_{CONV} comme le rapport entre la puissance délivrée par l'interface de récupération P_{OUT} et la puissance P_{IN} . Ce rendement quantifie globalement les pertes au sein de l'interface P_{Pertes} .

$$\eta_{CONV} = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{(P_{IN} - P_{Pertes})}{P_{IN}} \quad (3.2)$$

3.2.1.3 Rendement total du *flyback* $\eta_{FLYBACK}$

On définit le rendement total du *flyback* $\eta_{FLYBACK}$ comme la combinaison du rendement d'extraction η_{EXTR} et du rendement de conversion de l'interface électrique η_{CONV} . On cherche ainsi à concevoir une interface électronique présentant un rendement total $\eta_{FLYBACK}$ le plus grand possible, ceci en optimisant à la fois η_{EXTR} et η_{CONV} .

$$\eta_{FLYBACK} = \eta_{EXTR} \times \eta_{CONV} = \frac{P_{IN}}{P_{MPP}} \times \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{P_{OUT}}{P_{MPP}} \quad (3.3)$$

En conclusion, la présente étude cherche à concevoir un circuit d'interface dédié à la récupération d'énergie d'une BMFC et en particulier à optimiser sa conception par soucis d'économie d'énergie. Ceci signifie optimiser le rendement total η_{FLYBACK} .

3.2.2 Conditions de travail

3.2.2.1 Source d'entrée

Au vu du caractère variable des performances des BMFCs, étudier l'optimisation de l'interface électrique à l'aide des prototypes conçus en laboratoire est difficilement envisageable. Afin de mener une étude reproductible, nous choisissons de travailler avec un modèle électrique équivalent de la BMFC. La prochaine partie utilisera le modèle statique (cf. chapitre 2, section 2.2.2) qui tient uniquement compte de la résistance interne R_{DC} et s'affranchit de l'effet dynamique de la pile. Le modèle statique est préféré au modèle dynamique par soucis de simplification mais pour également éviter les temps de simulation trop importants qu'induirait les branches RC parallèles du modèle dynamique (cf. les constantes de temps exprimées au chapitre 2, section 2.3.2.4). On fera l'hypothèse que le comportement dynamique de la BMFC a peu d'influence sur le fonctionnement global du convertisseur. Le modèle dynamique sera utilisé au chap. 5. L'influence du fonctionnement par commutation de l'interface de récupération sur les pertes internes de la BMFC y sera étudiée. Il y sera ainsi montré que l'approximation utilisée aux chapitres précédents avait lieu d'être, en raison de la configuration de l'interface électronique choisie.

3.2.2.2 Capteur en sortie

Le suivi des facteurs environnementaux dans les fonds marins est essentiel aux océanographes pour comprendre le fonctionnement des océans ou encore analyser les mécanismes géologiques et ainsi appréhender les risques naturels ou encore l'évolution du climat de la planète. Ce travail nécessite de déployer des réseaux de capteurs dont la fonction est de mesurer des paramètres physico-chimiques, biologiques et géologiques sur de longues périodes. Ces données sont ensuite transmises du sol marin à l'utilisateur grâce à un modem acoustique, le récepteur étant placé soit sur un bateau pour des transmissions occasionnelles ou sur une bouée qui relaie l'information vers un serveur sur la rive [ESONET2017]. En plus d'analyser les changements climatiques, l'objectif de ces mesures peut être d'étudier l'écosystème marin, les mécanismes géologiques et d'appréhender les risques naturels (séismes, tsunamis...). De nos jours, ces capteurs sont alimentés avec des batteries chimiques dont la durée de vie ne dépasse pas 3 ans et qui polluent une fois abandonnées dans l'environnement. Les BMFCs sont ainsi prometteuses pour remplacer ces batteries, offrant un accès à une énergie théoriquement infinie dans des zones où les autres sources d'énergies sont difficilement exploitables (solaire, thermiques...).

N'ayant pas accès à des capteurs sous-marins dédiés au suivi de paramètres en fonds de mer, nous choisissons de travailler avec un capteur développé au sein du CEA-Leti [Perez2015]. Ce capteur est capable de faire des mesures ponctuelles de la température et d'accélération puis de transmettre les données par Bluetooth à un smartphone. A l'exception du mode de communication qui se fait dans l'air et à courte distance, ce capteur présente des caractéristiques se rapprochant du fonctionnement des capteurs sous-marins visés, ce qui le rend pertinent pour notre étude. Ce capteur requiert une tension de 3 V et une énergie de 300 μJ pour démarrer. Une fois le capteur démarré, la température et l'accélération peuvent être relevées par intermittence, demandant une énergie de 100 μJ en l'espace de 8 ms (équivalent à une puissance instantanée de 12,5 mW) pour chaque mesure. Le capteur cesse de fonctionner dès que la tension devient inférieure à 1,8 V.

Au regard de la faible tension générée par la BMFC, un circuit d'interface est indispensable pour élever la tension. De même, la BMFC est capable de fournir en continue une puissance de 100 μW environ. Cette interface est donc également nécessaire pour accumuler l'énergie de la BMFC dans un élément de stockage intermédiaire et la délivrer par à-coups au capteur pour accroître sa puissance instantanée.

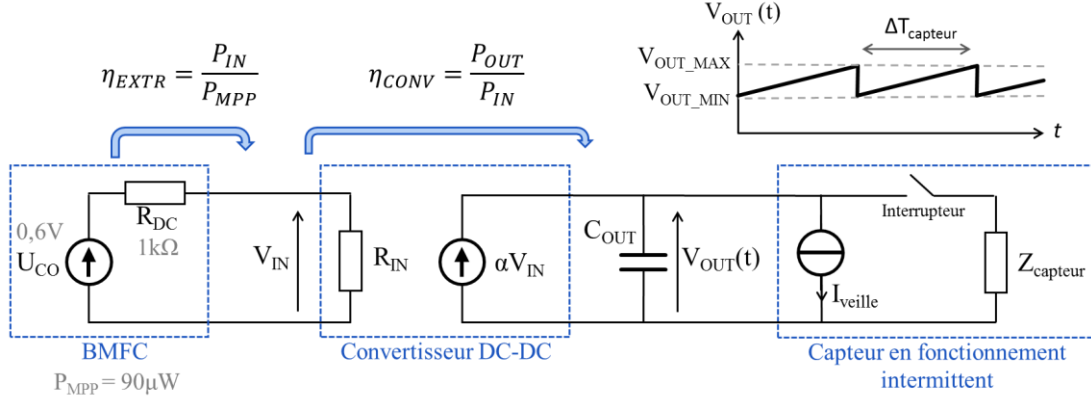


Fig. 3.8. Modèle électrique du système étudié.

Le système global considéré est schématisé à la Fig. 3.8. L'interface de récupération que nous considérons extrait l'énergie de la BMFC et la transfère à un condensateur de sortie C_{OUT} . Une partie de l'énergie accumulée dans ce condensateur $\Delta E_{\text{capteur}}$ est ensuite délivrée par intermittence au capteur grâce à un interrupteur. Cette énergie $\Delta E_{\text{capteur}}$ est exprimée par (3.4), où V_{OUT_MAX} est la tension maximale atteinte aux bornes de C_{OUT} lorsque l'interrupteur est ouvert et V_{OUT_MIN} la tension minimale lorsque l'interrupteur s'est fermé et que l'énergie a été délivrée au capteur. V_{OUT_MIN} doit impérativement être supérieure à la tension minimale requise par le capteur pour assurer un fonctionnement durable. Nous introduisons ainsi un rapport cyclique de fonctionnement du capteur, ce qui, en contrôlant la période $\Delta T_{\text{capteur}}$ de ce cycle, nous permet d'adapter sa consommation P_{capteur} à la puissance générée par la BMFC (3.5). P_{veille} est la puissance consommée par le courant de veille consommé par le capteur.

$$\Delta E_{\text{capteur}} = \frac{1}{2} C_{OUT} V_{OUT_MAX}^2 - \frac{1}{2} C_{OUT} V_{OUT_MIN}^2 \quad (3.4)$$

$$P_{\text{capteur}} = \frac{\Delta E_{\text{capteur}}}{\Delta T_{\text{capteur}}} + P_{\text{veille}}(V_{OUT}) \quad (3.5)$$

La valeur de la capacité de sortie C_{OUT} est choisie de manière à ce que la quantité d'énergie stockée durant $\Delta T_{\text{capteur}}$ corresponde au moins à l'énergie $\Delta E_{\text{capteur}}$ requise par un cycle complet du capteur (3.6). En supposant un choix de C_{OUT} suffisamment élevé, on peut considérer les oscillations de sortie entre V_{OUT_MAX} et V_{OUT_MIN} négligeables et donc la tension de sortie V_{OUT} quasiment continue. De ce fait, par la suite, nous simplifierons l'étude en travaillant avec une source de tension V_{OUT} en sortie fonctionnant en récepteur.

$$C_{OUT} > \frac{2\Delta E_{\text{capteur}}}{V_{OUT_MAX}^2 - V_{OUT_MIN}^2} \quad (3.6)$$

La tension V_{OUT} est choisie à 2 V pour s'éloigner suffisamment de la tension minimale 1,8 V tout en travaillant avec une tension de sortie faible pour minimiser les pertes lors de la conversion (qui sont d'autant plus élevées que le gain en tension est grand). A cette tension, le capteur présente un courant de veille de 20 μA , ce qui représente une consommation continue P_{veille} de 40 μW .

3.2.2.3 Expérimentation et simulation

Afin d'optimiser cette interface de récupération, nous conjugons un travail expérimental à un travail de simulation.

L'étude expérimentale s'intéresse à mesurer le rendement d'extraction et de conversion sous différentes conditions. Le banc de test est représenté à la Fig. 3.9. Deux sources de tension Keithley sont utilisées pour générer la tension U_{CO} à 0,6 V en entrée et la tension V_{OUT} à 2 V en sortie. La puissance P_{MPP} et P_{IN} sont déduites des équations (3.7) et (3.8) respectivement, où la tension V_{IN} est la tension moyenne de la tension d'entrée de l'interface mesurée à l'oscilloscope. La tension de sortie P_{OUT} est lue sur la source Keithley qui permet de mesurer des puissances avec une précision de l'ordre de 0,1 μW . Par ailleurs, le comportement commutant du convertisseur engendre des variations brutales du courant à sa sortie. Afin de lisser ce courant et ainsi aider la source Keithley à moyennner la puissance de sortie P_{OUT} , une capacité de 10 μF a été rajoutée à la sortie du convertisseur.

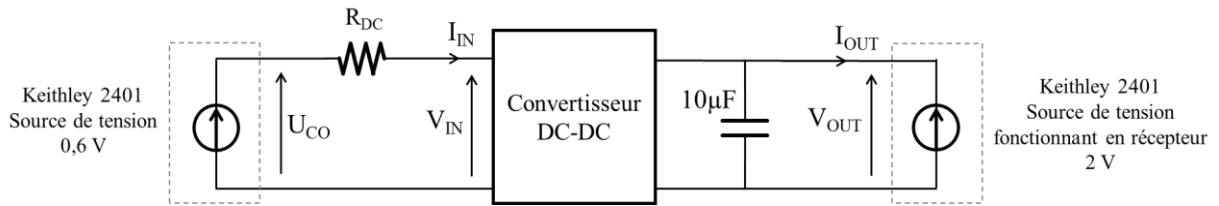


Fig. 3.9. Schématisation du banc de test.

$$P_{MPP} = \frac{U_{CO}^2}{4R_{DC}} \quad (3.7)$$

$$P_{IN} = \frac{V_{IN}(U_{CO} - V_{IN})}{R_{DC}} \quad (3.8)$$

Une étude en simulation est ensuite menée afin de différencier les pertes et d'identifier les éléments contribuant majoritairement à la diminution du rendement de conversion. Un modèle précis du convertisseur est ainsi déterminé, permettant une quantification des pertes au sein de chaque composant lors des simulations. Ces simulations sont exécutées à l'aide d'un simulateur SPICE sous l'environnement CADENCE.

3.3 Le convertisseur *flyback* en MCD

3.3.1 Avantage

L'interface de récupération est communément réalisée avec un convertisseur DC-DC. On choisit ici le hacheur à liaison indirecte isolée, plus connu sous son dérivé anglais *flyback*.

A l'instar du convertisseur buck-boost, lors d'un travail en MCD, son impédance d'entrée R_{IN} peut être adaptée dynamiquement à R_{DC} en contrôlant sa fréquence de commutation F_{SW} , sans impacter son gain en tension α :

$$\alpha = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (3.9)$$

Ainsi, la structure du *flyback* permet d'adapter l'extraction aux conditions de MPP malgré les variations électriques d'une BMFC et indépendamment de la tension de sortie. Moyennant une tension de sortie raisonnable

(quelques volts), cette structure ne nécessite pas de redimensionnement lorsque l'on choisit de changer cette tension et reste ainsi compatible avec différentes applications.

Les inductances couplées assurent une isolation galvanique entre l'entrée et la sortie du convertisseur, ce qui permet, dans le cas où plusieurs BMFCs sont associées chacune à un *flyback* adapté à leur performance propre, d'envisager une augmentation de la puissance totale en connectant la sortie des différents convertisseurs tout en assurant un découplage des BMFCs. Ce découplage permet ainsi (i) une connexion des puissances de sortie sans que l'effondrement d'une BMFC n'impacte sur le fonctionnement des autres et n'engendre une chute drastique de la puissance totale récoltée, et (ii) une connexion série des tensions de sortie, ce qui n'est pas envisageable pour les BMFCs directement du fait de la connexion hydraulique des cathodes dans l'eau. Une connexion multi-primaire de BMFCs peut également être envisagée (Fig. 3.10).

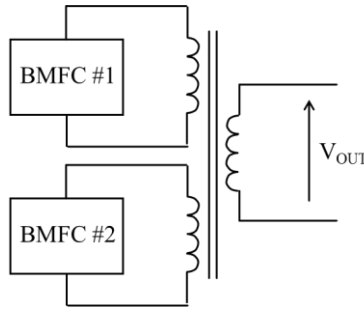


Fig. 3.10. Exemple d'une connexion multi-primaire de deux BMFCs.

3.3.2 Fonctionnement

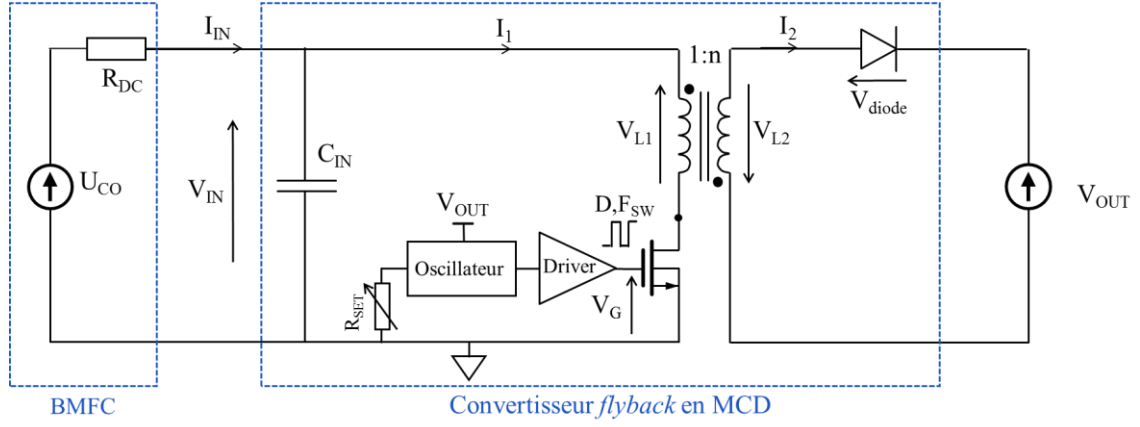
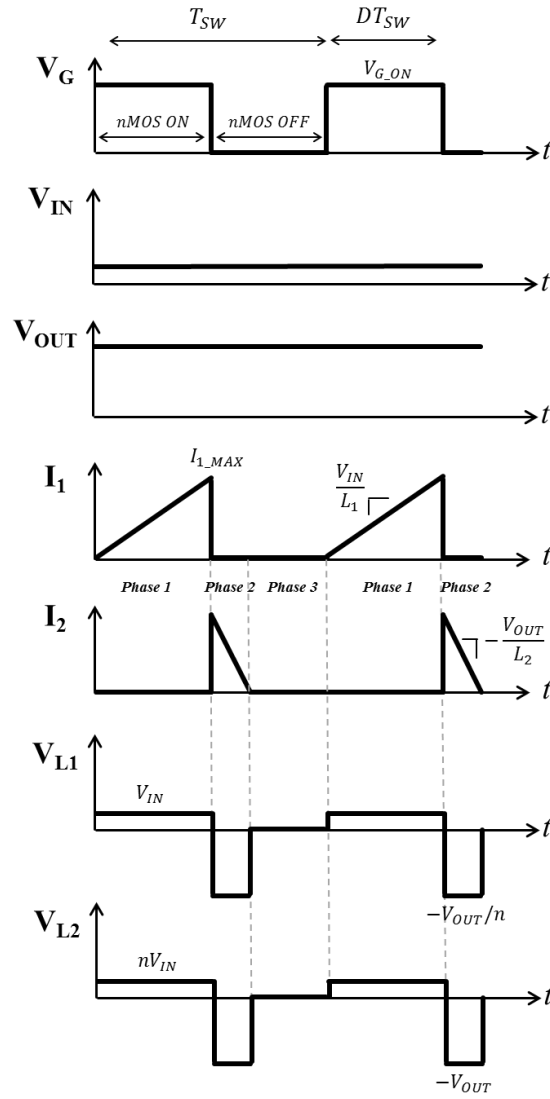
Le *flyback* est représenté Fig. 3.11. Il se compose essentiellement d'un transistor MOSFET de type N, d'une diode de redressement, de deux inductances couplées de rapport n et d'un circuit de commande pour la grille du transistor. Les inductances couplées sont composées d'une inductance L_1 au primaire et L_2 au secondaire. Le rapport de conversion n se déduit de ces deux valeurs :

$$n = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (3.10)$$

La diode de redressement peut être remplacée par un transistor, ce qui permet en général de réduire les pertes de conduction dues à la tension de seuil de la diode. Néanmoins, ce fonctionnement synchrone exige l'ajout d'un circuit de commande complexifiant le convertisseur et augmentant sa consommation. Etant donné les faibles puissances auxquelles nous travaillons, nous nous contenterons d'utiliser une diode présentant une faible tension de seuil pour minimiser les pertes supplémentaires d'un circuit de contrôle.

Une capacité C_{IN} est ajoutée en entrée pour obtenir une tension V_{IN} quasi-constante et lisser le courant I_{IN} délivré par la source d'énergie.

Pour finir, afin de garantir un fonctionnement autonome, une fois le *flyback* démarré, le circuit de commande (oscillateur et driver) ne doit pas nécessiter de source extérieure. Il sera ainsi uniquement alimenté par la sortie V_{OUT} .


 Fig. 3.11. Structure du convertisseur *flyback* en MCD.

 Fig. 3.12. Forme d'ondes typiques du convertisseur *flyback* en MCD.

3.3.2.1 Phases opératoires

La Fig. 3.12 présente les formes d'onde des signaux obtenus théoriquement pour le *flyback* opérant en MCD. V_{IN} et V_{OUT} sont considérés stables. La tension de grille V_G du transistor est rectangulaire, passant d'une tension nulle à une tension positive V_{G_ON} . Elle est périodique de rapport cyclique D et de période T_{SW} . A cette dernière est associée la fréquence d'opération F_{SW} :

$$F_{SW} = \frac{1}{T_{SW}} \quad (3.11)$$

Cette tension V_G régit le fonctionnement du *flyback*. On distingue trois phases d'opération :

Phase 1 $\forall t \in [0; DT_{SW}]$

Lorsque qu'une tension positive V_{G_ON} est appliquée à la grille du transistor nMOS, celui-ci est fermé et laisse passer un courant dans la branche primaire. Si l'on néglige la résistance passante R_{DS_ON} du MOS, V_{L1} vaut V_{IN} et le courant I_1 augmente linéairement (3.12) jusqu'à un courant maximal I_{1_MAX} (3.13).

$$I_1(t) = \frac{V_{IN}}{L_1} t \quad (3.12)$$

$$I_{1_MAX} = \frac{V_{IN} D}{L_1 F_{SW}} \quad (3.13)$$

La tension aux bornes de la diode est exprimée par l'équation (3.14). Elle est négative et bloque donc le passage du courant I_2 qui reste égal à zéro.

$$V_{diode} = -(nV_{IN} + V_{OUT}) \quad (3.14)$$

Lors de cette première phase, l'énergie provenant de la BMFC est stockée dans l'inductance primaire L_1 .

Phase 2 $\forall t \in [DT_{SW}; D_2 T_{SW}]$

Lorsque V_G passe à une valeur nulle, le transistor nMOS s'ouvre et le courant I_1 chute brutalement à zéro. La conservation de l'énergie stockée dans L_1 provoque l'apparition d'un courant I_2 dans le secondaire entraînant une inversion de la polarité des tensions V_{L1} et V_{L2} . La diode devient ainsi passante. Si on néglige la tension de seuil de la diode, V_{L2} vaut V_{OUT} et le courant I_2 , initialement égal à I_{2_MAX} (3.15) décroît linéairement jusqu'à atteindre zéro (3.16).

$$I_{2_MAX} = \frac{I_{1_MAX}}{n} \quad (3.15)$$

$$I_2(t) = I_{2_MAX} - \frac{V_{OUT}}{L_2} t \quad (3.16)$$

Durant cette seconde phase, l'énergie au préalable stockée dans l'inductance primaire L_1 est transférée à la branche secondaire dans laquelle elle est stockée de manière intermédiaire dans la capacité C_{OUT} .

Phase 3 $\forall t \in [D_2 T_{SW}; T_{SW}]$

La dernière phase commence lorsque I_2 atteint zéro et s'achève lorsque le MOSFET se referme. Durant cette phase, le nMOS et la diode sont bloqués. I_1 et I_2 sont nuls et V_{L1} vaut V_{IN} .

3.3.2.2 Condition d'opération en MCD

Le mode MCD est garanti tant que I_2 a le temps d'atteindre 0 à la phase 2, c'est-à-dire :

$$t_2 \leq (1 - D)T_{SW} \quad (3.17)$$

Où t_2 est le temps que met le courant I_2 pour atteindre zéro :

$$t_2 = \frac{L_2}{V_{OUT}} I_{2_MAX} \quad (3.18)$$

En utilisant (3.15), (3.13) puis (3.10) :

$$t_2 = \frac{nV_{IN}}{V_{OUT}} \frac{D}{F_{SW}} \quad (3.19)$$

La condition d'opération en MCD (3.17) est ainsi équivalente à :

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \geq \frac{nD}{1 - D} \quad (3.20)$$

Par exemple, dans le cas où n et D valent 1 et 0,5 respectivement, le mode MCD est garanti lorsque la tension en sortie V_{OUT} est supérieure à la tension d'entrée V_{IN} .

Néanmoins, cette inégalité ne tient pas compte des pertes éventuelles au sein du *flyback*. En considérant le rendement de conversion η_{CONV} , l'inégalité devient :

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \geq \frac{nD\sqrt{\eta_{CONV}}}{1 - D} \quad (3.21)$$

3.3.3 Optimisation de l'extraction

L'extraction est optimale (η_{EXTR} est égal à l'unité) lorsque l'on adapte l'impédance interne de la BMFC R_{DC} à la résistance d'entrée du *flyback* R_{IN} .

3.3.3.1 Calcul de la résistance d'entrée du *flyback* R_{IN}

L'impédance d'entrée du *flyback* peut être approximée par une résistance R_{IN} s'exprimant de la manière suivante :

$$R_{IN} = V_{IN} \div \bar{I}_1 \quad (3.22)$$

$\bar{I}_1$ est le courant moyen au primaire :

$$\bar{I}_1 = \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} I_1(t) dt \quad (3.23)$$

D'après la forme du courant I_1 expliqué précédemment (Fig. 3.12), $\bar{I}_1$ peut se calculer comme suit :

$$\bar{I}_1 = \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{DT_{SW}} \frac{V_{IN}}{L_1} t dt = \frac{V_{IN}D^2}{2L_1F_{SW}} \quad (3.24)$$

On en déduit l'expression de R_{IN} :

$$R_{IN} = \frac{2L_1F_{SW}}{D^2} \quad (3.25)$$

Ce résultat montre que la résistance R_{IN} ne dépend ni de la tension d'entrée du *flyback* V_{IN} , ni de sa tension de sortie V_{OUT} . Elle est uniquement corrélée à l'inductance au primaire L_1 , à la fréquence d'opération du *flyback* F_{SW} et au rapport cyclique D .

3.3.3.2 Mode opératoire garantissant le travail au MPP

D'après la méthode d'adaptation d'impédance, la BMFC est garantie de travailler au MPP si la résistance R_{IN} est égale à la résistance interne de la BMFC R_{DC} :

$$R_{DC} = R_{IN} = \frac{2L_1 F_{SW}}{D^2} \quad (3.26)$$

Lorsque ces conditions sont satisfaites, la tension d'entrée du *flyback* V_{IN} et sa puissance d'entrée P_{IN} s'expriment de la manière suivante :

$$R_{DC} = R_{IN} \leftrightarrow V_{IN} = \frac{U_{CO}}{2} \quad \& \quad P_{IN} = P_{MPP} = \frac{U_{CO}^2}{4R_{DC}} \quad (3.27)$$

En supposant D et L_1 fixes, le MPPT consiste à faire varier la fréquence F_{SW} conformément aux fluctuations de l'impédance R_{DC} de la MFC :

$$F_{SW} = \frac{D^2 R_{DC}}{2L_1} \quad (3.28)$$

Le fonctionnement au MPP ne dépend ainsi que de trois paramètres L_1 , F_{SW} et D . Le MPPT est ainsi indépendant de la tension choisie en sortie du *flyback*.

3.3.4 Optimisation de la conversion

Evaluer les pertes dans le convertisseur *flyback* permet de déterminer η_{CONV} . Si l'on considère les conditions de fonctionnement et les caractéristiques réelles des composants électriques, le rendement de conversion peut vite devenir très faible, en particulier lorsque l'on travaille dans la gamme de puissance délivrée par nos BMFCs (moins de 100 μW). Déterminer l'origine de ces pertes est ainsi essentiel pour maximiser le rendement.

Les pertes peuvent être causées par le MOSFET et son circuit de commande, la diode et les inductances couplées. Ces composants sont à l'origine de pertes par conduction et/ou de pertes par commutation.

Les égalités suivantes présentent le calcul du courant efficace au primaire I_{1_RMS} qui sera utile par la suite pour exprimer certaines pertes :

$$\begin{aligned} I_{1_RMS}^2 &= \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} I_1(t)^2 dt \\ &= \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{DT_{SW}} \left(\frac{V_{IN}}{L_1} t \right)^2 dt \\ &= \frac{V_{IN}^2 D^3}{3L_1^2 F_{SW}^2} \\ &= \frac{4V_{IN}^2}{3R_{IN}^2 D} \end{aligned} \quad (3.29)$$

3.3.4.1 Pertes dues à la diode

La diode est modélisée par une tension de seuil V_D à partir de laquelle uniquement un courant peut circuler à ses bornes. Cette tension engendre des pertes par conduction lors de la phase 2. La puissance moyenne perdue est ainsi :

$$P_{diode} = V_D \bar{I}_2 \quad (3.30)$$

Où $\bar{I}_2$ est le courant moyen au secondaire. D'après les formes d'ondes précédemment illustrées, et en tenant compte de la tension V_D dans la décroissance du courant I_2 durant la phase 2, on obtient :

$$\bar{I}_2 = \frac{1}{2} I_{2_MAX} \frac{t_2}{T_{SW}} = \frac{V_{IN}^2 D^2}{2L_1 F_{SW} (V_{OUT} + V_D)} = \frac{V_{IN}^2}{R_{IN} (V_{OUT} + V_D)} \quad (3.31)$$

On en déduit que la puissance perdue par la diode est :

$$P_{diode_cond} = \frac{V_D V_{IN}^2}{R_{IN} (V_{OUT} + V_D)} \quad (3.32)$$

La diode présente également une capacité de jonction C_j . Cette capacité se charge sous une tension $nV_{IN} + V_{OUT}$ lors de la phase 1. La puissance moyenne perdue correspondante est ainsi :

$$P_{diode_comm} = \frac{1}{2} C_j (nV_{IN} + V_{OUT})^2 F_{SW} \quad (3.33)$$

3.3.4.2 Pertes dues au transistor MOSFET

Le MOSFET présente une résistance R_{DS_ON} à l'état passant susceptible d'engendrer des pertes par conduction P_{MOS_cond} lors de la phase 1 (3.34).

$$P_{MOS_cond} = R_{DS_ON} I_{1_RMS}^2 = \frac{4R_{DS_ON} V_{IN}^2}{3R_{IN}^2 D} \quad (3.34)$$

Le MOSFET est également à l'origine de pertes par commutation du fait de sa capacité C_{DS} entre le drain et la source. En effet, lors de la phase 2, le MOSFET est déconnecté et cette capacité peut se charger. La tension à ses bornes est alors de $V_{IN} + V_{L1}$ où V_{L1} vaut V_{OUT}/n . L'énergie accumulée est ensuite perdue lorsque le MOSFET repasse à l'état passant en phase 1. La puissance perdue moyenne est déterminée grâce à l'équation suivante :

$$P_{MOS_comm} = \frac{1}{2} C_{DS} \left(V_{IN} + \frac{V_{OUT}}{n} \right)^2 F_{SW} \quad (3.35)$$

3.3.4.3 Pertes dues à la commande de la grille

La commande est composée d'un oscillateur et d'un driver qui permettent de générer la tension V_G . On distingue trois sources de pertes au niveau de la commande : les pertes dues aux circuits internes de l'oscillateur P_{OSC} et du driver P_{DRIVER} , et les pertes par commutation P_G dues à la capacité de grille C_{GS} du MOSFET :

$$P_G = C_{GS} V_{G_ON}^2 F_{SW} \quad (3.36)$$

P_{OSC} et P_{DRIVER} dépendent de l'oscillateur et du driver choisis. Ces pertes sont essentiellement dues à la commutation et dépendent de la fréquence F_{SW} (signal V_G).

3.3.4.4 Pertes dues aux inductances couplées

Moins étudiées, les inductances couplées induisent des pertes non-négligeables dans le *flyback*, en particulier lorsque l'on travaille avec des puissances plus faibles que le milliwatt. La Fig. 3.13 représente le circuit électrique équivalent de deux inductances couplées de rapport 1:1 avec une valeur d'inductance primaire L_1 , décrit dans la thèse [Blache1995]. Les pertes joules dans le primaire et secondaire sont respectivement modélisées par les résistances R_1 et R_2 , les pertes du circuit magnétique, dues en majorité à l'hystérésis du matériau utilisé, par la résistance R_p , les courants de fuite par l'inductance L_f , les capacités inter-spires dans le primaire et secondaire respectivement par C_1 et C_2 , et la capacité entre le primaire et secondaire par C_3 . Les pertes engendrées par les éléments parasites des inductances couplées $P_{ind_couplées}$ sont difficiles à mettre en équation. Elles seront par la suite déterminées en simulation.

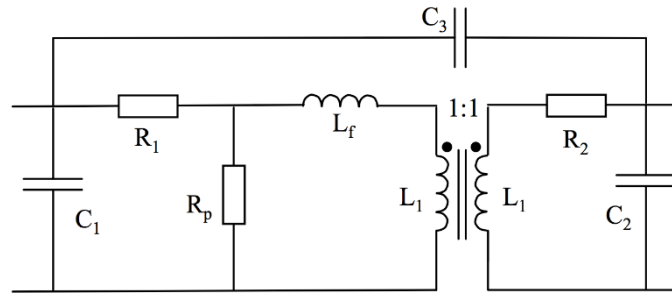


Fig. 3.13. Modèle électrique des inductances couplées.

3.3.4.5 Bilan des pertes

L'ensemble des pertes P_{MOS} , P_{diode} , $P_{commande}$ et $P_{ind_couplées}$ advenant dans un *flyback* en MCD est résumé dans la Table 3.3 suivante.

Table 3.3. Bilan des pertes dans le convertisseur *flyback* en MCD

	Pertes par conduction	Pertes par commutation
Diode	$\frac{V_D V_{IN}^2}{R_{IN}(V_{OUT} + V_D)}$	$\frac{1}{2} C_j (nV_{IN} + V_{OUT})^2 F_{SW}$
MOSFET	$\frac{4R_{DS_ON} V_{IN}^2}{3R_{IN}^2 D}$	$\frac{1}{2} C_{DS} \left(V_{IN} + \frac{V_{OUT}}{n} \right)^2$
Commande	-	$P_{OSC}(F_{SW}) + P_{DRIVER}(F_{SW}) + C_{GS} V_{G_ON}^2 F_{SW}$
Inductances couplées	$f(R_1, R_2, R_p)$	$f(C_1, C_2, C_3, L_f)$

Le rendement de conversion peut ainsi s'exprimer :

$$\eta_{CONV} = \frac{P_{IN} - (P_{MOS} + P_{diode} + P_{commande} + P_{ind_couplées})}{P_{IN}} \quad (3.37)$$

Chapitre 4

Le convertisseur *flyback* en MCD sous la centaine de μW

Sommaire

- 4.1 Choix des composants
 - 4.1.1 Le transistor MOS
 - 4.1.2 La diode
 - 4.1.3 Le circuit de commande
 - 4.2 Choix des paramètres
 - 4.2.1 La capacité d'entrée
 - 4.2.2 Le rapport cyclique
 - 4.2.3 La fréquence de commutation
 - 4.3 Etude des inductances couplées
 - 4.3.1 Modélisation des inductances couplées
 - 4.3.2 Validation du modèle et évaluation des pertes dans le *flyback* en MCD
 - 4.4 Etude du rapport cyclique
 - 4.5 Maximisation du rendement à une dizaine de μW
 - 4.5.1 Etude à 30 μW du *flyback* préalablement optimisé à 90 μW
 - 4.5.2 Conception d'inductances couplées
 - 4.5.3 Caractérisation des inductances couplées
 - 4.5.4 Intégration des inductances couplées dans le *flyback* pour une entrée à 30 μW
 - 4.5.5 Extension de l'étude de 9 μW à 90 μW
 - 4.6 Etude d'un *flyback* sans matériau magnétique
 - 4.7 Conclusion
-

Ce chapitre décrit le dimensionnement du convertisseur *flyback* en mode de conduction discontinue. En particulier plusieurs grandeurs ont une influence sur le rendement de ce convertisseur quand il est conçu pour une plage de puissance en dessous de la centaine de microwatts. Les inductances couplées jouent par exemple un rôle important ainsi que le rapport cyclique.

4.1 Choix des composants

Cette section décrit le choix du transistor MOSFET, de la diode et de l'oscillateur parmi des composants du commerce.

4.1.1 Le transistor MOS

4.1.1.1 Condition sur la résistance à l'état passant R_{DS_ON}

Afin d'assurer un fonctionnement correct du *flyback* en MCD, il existe une valeur maximale que la résistance du transistor à l'état passant, R_{DS_ON} , ne doit pas dépasser pour que la constante de temps τ associée à la montée du courant dans l'inductance au primaire, I_1 , soit largement supérieure à la durée DT_{SW} de la phase 1. Si R_{DS_ON} est trop importante, la montée du courant I_1 lors de la phase 1 ne peut être considérée comme quasi-linéaire. τ est exprimé par l'équation (4.1) où R_L représente la résistance équivalente aux pertes fer de l'inductance au primaire.

On considère qu'une valeur de τ supérieure à dix fois DT_{SW} est suffisante pour assurer un bon fonctionnement du *flyback* en MCD. On en déduit l'expression de la valeur maximale que R_{DS_ON} ne doit pas excéder (4.2).

$$\tau = \frac{L_1}{R_{DS_ON} + R_L} \quad (4.1)$$

$$\tau \geq 10 \times DT_{SW} \Leftrightarrow R_{DS_ON} \leq \frac{L_1 F_{SW}}{10D} - R_L \quad (4.2)$$

Si l'on considère R_L négligeable et $\{L_1; F_{SW}; D\} = \{18 \text{ mH}; 6,9 \text{ kHz}; 0,5\}$ (conditions correspondant à des travaux considérés plus tard), R_{DS_ON} doit être inférieure à 25Ω . Cette condition sera vérifiée par la suite.

4.1.1.2 Choix du transistor FDV301N

Le MOSFET doit être choisi par rapport à R_{DS_ON} mais également C_{DS} et C_{GS} pour minimiser les pertes par commutation du transistor et de la commande. Réduire ces trois éléments simultanément n'est néanmoins pas possible car la résistance R_{DS_ON} évolue toujours en sens inverse aux deux capacités. En effet, agrandir la largeur du canal drain-source W permet de diminuer R_{DS_ON} mais augmente C_{DS} . De même, accroître W entraîne une augmentation de la surface de l'oxyde de grille et donc de C_{GS} . Le choix du MOSFET repose ainsi sur un compromis entre les pertes par conduction engendrées par R_{DS_ON} et les pertes par commutation dues à C_{DS} et C_{GS} .

Plusieurs transistors, dont les caractéristiques sont présentées à la Table 4.1, ont été sélectionnés car ayant les facteurs de mérite $R_{DS_ON} \cdot Q_{GS}$ les plus faibles du marché, à notre connaissance, dans le domaine de tension qui nous intéresse ici.

Table 4.1. Paramètres des transistors comparés

Symbole	Description	FDV301N ^a	DMN3730 ^b	DMN2004 ^c	IRLM ^d	MGSF ^e
V_{TH} (V)	Tension de seuil	1	0,7	0,75	> 1	1
R_{DS_ON} (Ω)	Résistance drain-source à l'état passant @ $V_{GS} = 2 \text{ V}$	5	0,54	0,58	> 0,4	0,10
C_{DS} (pF)	Capacité drain-source @ $V_{DS} = 2 \text{ V}$	90	15	32	90	170
Q_G (pC)	Charge de grille @ $V_{GS} = 2 \text{ V}$	180	650	400	450	250
C_{GS} (pF)	Capacité grille-source équivalente Q_G/V_{GS}	100	325	200	225	150
P_{MOS} (μW)	Puissance théorique perdue dans le MOS	4,0	9,2	5,7	> 6,4	4,2

^a N-channel MOSFET FDV301N (Fairchild Semiconductor)

^b DMN3730UFB4 (Diodes Incorporated)

^c DMN2004K (Diodes Incorporated)

^d IRLML2803 Hexfet Power MOSFET (International Rectifier)

^e Power MOSFET MGSF2N02EL (Semiconductor Components Industries)

La puissance totale théorique P_{MOS} perdue dans le MOSFET est égale à la somme de $P_{\text{MOS_cond}}$, $P_{\text{MOS_comm}}$ et P_G (cf. chapitre 3, section 3.3.4). Si l'on considère les conditions précédemment présentées au chapitre 3 $\{V_{\text{IN}}; V_{\text{OUT}}; R_{\text{IN}}\} = \{0,3 \text{ V}; 2 \text{ V}; 1 \text{ k}\Omega\}$, $P_{\text{MOS_cond}}$ vaut $2,4 \cdot 10^{-7} \cdot R_{\text{DS_ON}}$ (3.34), $P_{\text{MOS_comm}}$ vaut $2,6 \cdot C_{\text{DS}}$ (3.35) et P_G vaut $2,8 \cdot 10^4 \cdot C_{\text{GS}}$ (3.36). La puissance totale perdue correspondante P_{MOS} est reportée dans la Table 4.1 pour chaque transistor. L'ordre de grandeur de $R_{\text{DS_ON}}$ étant de quelques Ω au maximum (donc $P_{\text{MOS_cond}}$ de l'ordre de $10^{-7} \mu\text{W}$) et celui des capacités d'une centaine de pF (donc $P_{\text{MOS_comm}}$ et P_G respectivement de l'ordre de $10^{-10} \mu\text{W}$ et $10^{-6} \mu\text{W}$), P_{MOS} dépend principalement des pertes dans la grille P_G .

Le choix se porte ainsi sur le transistor FDV301N qui privilégie un faible C_{GS} au détriment d'une $R_{\text{DS_ON}}$ plus élevée que pour les autres transistors. Ce transistor est également utilisé par [Adami2013] puis [Khaled2016].

Afin de conforter ce choix, les différents transistors ont été comparés au sein de l'architecture *flyback* dont la conception sera par la suite détaillée. Le FDV301N a permis d'atteindre les rendements de conversion les plus élevés.

4.1.2 La diode

La diode est sélectionnée principalement en fonction de sa tension de seuil, V_D . La diode Schottky référencée BAT54 est choisie car elle présente une tension de seuil très faible et une faible capacité de jonction. La Table 4.2 compare ces deux derniers paramètres avec celles rencontrées pour une autre diode du commerce.

Table 4.2. Caractéristiques de diodes.

Symbole	Description	BAT54	HSMS286
V_D	Tension de seuil	0,2 V	0,3 V
C_j	Capacité de jonction	10 pF	10 pF

4.1.3 Le circuit de commande

Le circuit de commande se composera dans notre cas uniquement d'un oscillateur. Au regard des puissances mises en jeu, la consommation de cet oscillateur P_{OSC} ne doit pas dépasser quelques μWatts .

L'oscillateur TS3004 (Silicon Labs, circuit intégré à base de CMOS) est choisi car à notre connaissance, il est le seul dans le commerce à présenter des conditions d'opération adaptées à notre travail tout en présentant des pertes inférieures à la dizaine de μW : il peut être alimenté sous 2 V (*i.e.* la valeur de la tension de sortie V_{OUT} utilisée comme source pour l'oscillateur) et sa plage de fréquence s'étend de 5 mHz à 300 kHz. Il s'agit d'un oscillateur à relaxation, qui fait intervenir une référence et qui est stable en tension (fréquence variable de 0,17%/V pour une tension d'alimentation comprise entre 1,55 V et 5,25 V) et en température (fréquence variable de 0,02%/°C pour une température entre -40°C et 85°C).

Le fonctionnement de l'oscillateur est schématisé à la Fig. 4.1. La fréquence d'opération est modulable avec une résistance extérieure R_{SET} . Le rapport cyclique peut également être adapté avec une capacité C_{SET} . L'oscillateur présente ainsi deux sorties rectangulaires passant de zéro à V_{OUT} : la première présentant un rapport cyclique de 0,5 et dont la fréquence est fixée par R_{SET} ; la deuxième présentant un rapport cyclique et une fréquence fixés respectivement par R_{SET} et C_{SET} .

La consommation de l'oscillateur P_{OSC} est représentée à la Fig. 4.2 en fonction de sa fréquence d'opération pour un rapport cyclique de 0,5. Le changement de décade dans la fréquence nécessite un changement de calibre de l'oscillateur, d'où les discontinuités dans l'évolution de P_{OSC} . Ainsi P_{OSC} augmente lorsque la fréquence augmente. Pour des fréquences inférieures à 12 kHz, P_{OSC} reste cantonné entre 2 et 5 μW . Néanmoins, au-delà de ces fréquences, P_{OSC} augmente d'environ 10 μW en une décade.

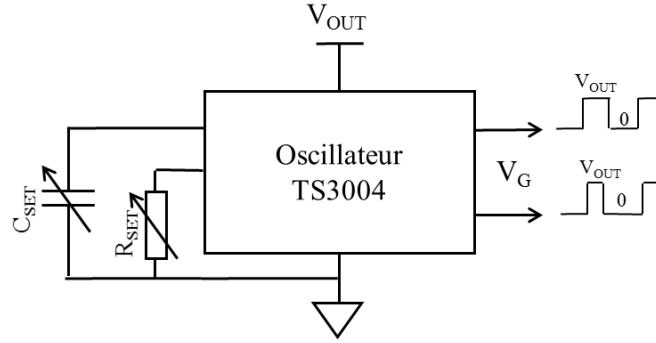


Fig. 4.1. Schéma de fonctionnement de l'oscillateur TS3004

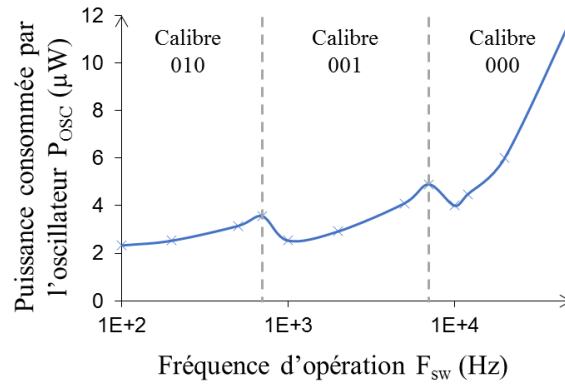


Fig. 4.2. Consommation de l'oscillateur lorsqu'il travaille avec un rapport cyclique D de 0,5 et une tension d'alimentation de 2 V.

4.2 Choix des paramètres

Cette section décrit les stratégies adoptées lors du choix de la valeur de la capacité d'entrée, du rapport cyclique et de la fréquence de commutation.

4.2.1 La capacité d'entrée

La capacité d'entrée C_{IN} est utilisée pour maintenir une tension V_{IN} stable en entrée du *flyback*. Sa valeur doit être suffisamment importante pour garantir une ondulation d'entrée ΔV_{IN} négligeable. (4.3) met en équation C_{IN} en fonction du taux d'ondulation $\frac{\Delta V_{IN}}{V_{IN}}$ que l'on choisit à 1% (voir Annexe A).

$$C_{IN} = \frac{V_{IN}}{\Delta V_{IN}} \times \frac{(2 - D)^2}{4R_{DC}F_{SW}} = 100 \times \frac{(2 - D)^2}{4R_{DC}F_{SW}} \quad (4.3)$$

4.2.2 Le rapport cyclique

En supposant les inductances couplées avec un rapport de conversion 1:1, le rapport cyclique D doit être minimisé afin de garder le *flyback* en MCD d'après la condition exprimée par (3.26), et maximisé afin d'éviter un courant maximal qui pourrait à la fois conduire les inductances couplées dans leur zone de saturation magnétique et également induire des pertes par conduction plus importantes dans le MOSFET. Fixer le rapport cyclique à 0,5 est le compromis pris dans ce travail. La section 4.4 s'intéressera à vérifier cette hypothèse.

4.2.3 La fréquence de commutation

La fréquence de commutation du *flyback*, F_{SW} , et l'inductance primaire L_1 offrent un certain degré de liberté. Afin de respecter la condition de MPP donnée par (3.26) et ainsi obtenir un rendement d'extraction η_{EXTR} proche de l'unité, le couple $\{L_1; F_{SW}\}$ est fixé. Augmenter L_1 implique donc de décroître F_{SW} .

Le *flyback* est dans un premier temps simulé en utilisant les modèles du MOSFET, de la diode et de l'oscillateur fournis par les fournisseurs et en considérant des inductances couplées idéales. En considérant le modèle statique de la BMFC présenté au chapitre 2 ($U_{CO} = 0,6 V$ et $R_{DC} = 1 k\Omega$), l'influence de L_1 (F_{SW} étant adaptée pour garder $R_{IN} = R_{DC}$) sur le rendement de conversion η_{CONV} du *flyback* est évaluée, η_{EXTR} étant fixé à 1 avec la condition de MPP. Le résultat est illustré par la courbe jaune à la Fig. 4.3. Lorsque l'inductance diminue, *i.e.* la fréquence augmente, les pertes par commutation, majoritairement dues au MOSFET et à l'oscillateur, dominent et dégradent le rendement du *flyback*. La fréquence F_{SW} doit être inférieure à 125 kHz et L_1 supérieure à 1 mH pour atteindre un rendement de conversion η_{CONV} au moins supérieure à 50%. Ces observations encouragent donc à un choix de F_{SW} le plus faible possible, *i.e.* à un choix de L_1 le plus élevé possible. Néanmoins un compromis doit être envisagé pour éviter un choix d'inductances couplées trop volumineuses et limiter le circuit à une taille appropriée par rapport aux dimensions de l'interface de récupération.

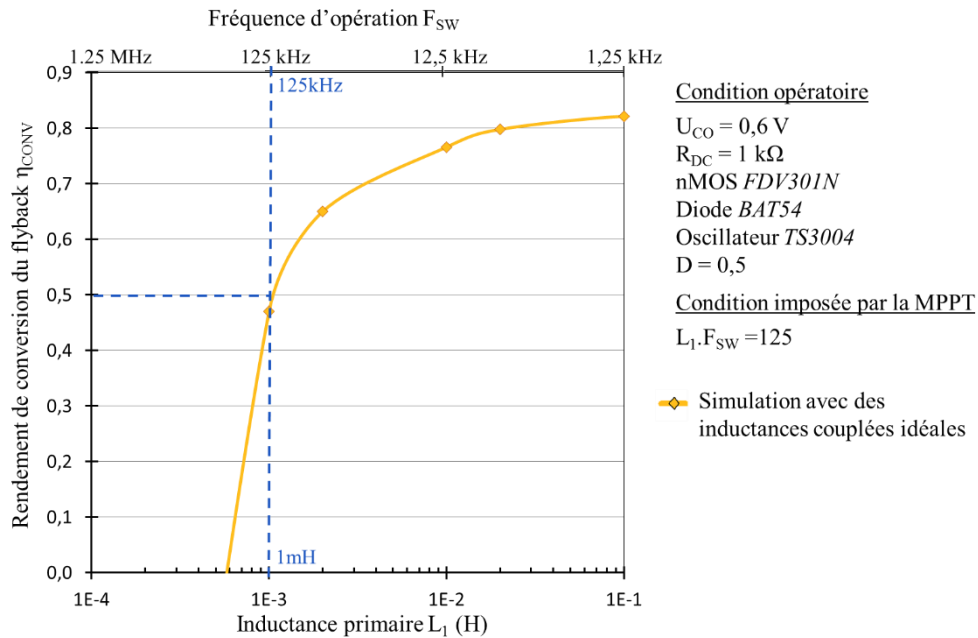


Fig. 4.3. Rendement de conversion du *flyback* η_{CONV} en fonction de l'inductance primaire L_1 lors d'un travail au MPP pour une puissance d'entrée de 90 μW .

Le *flyback* est souvent utilisé pour des transferts de puissances supérieures au watt avec des inductances couplées de l'ordre de la dizaine de μH (e.g. LT8300, Linear Technology). Les inductances que nécessite notre topologie de *flyback* sont étonnamment beaucoup plus élevées (supérieures au mH) pour des transferts de puissance plus faibles. En effet, au regard des faibles énergies transférées, les pertes par commutation sont rapidement prédominantes dès que la fréquence dépasse 100 kHz comme souligné au paragraphe précédent. Il est donc indispensable de travailler avec des inductances plus élevées que celles utilisées dans des applications classiques. Des inductances couplées d'une telle taille sont peu commercialisées car peu recherchées.

Cette première étude du rendement théorique a uniquement considéré les pertes du MOSFET, de la diode et de l'oscillateur. Nous allons à présent nous concentrer sur le comportement réel des inductances couplées et évaluer leur impact sur le rendement de conversion η_{CONV} .

4.3 Etude des inductances couplées

Comme l'a montré la section 4.2.3 précédente, le choix de l'inductance au primaire L_1 est crucial. En tenant compte de la stratégie imposée par la condition de MPP, ce choix va déterminer la fréquence de commutation F_{sw} et va ainsi influencer le rendement de conversion η_{CONV} .

Cinq inductances couplées de rapport 1:1 et respectant notre critère d'inductance supérieure au mH sont étudiées. Quatre, à l'origine conçues pour des applications de récupération d'énergie, ont été sélectionnées dans le commerce. Comme expliqué à la section 4.2.3, le choix est restreint compte tenu de la valeur d'inductance nécessaire. Une autre a été fabriquée à la main.

Afin de comparer les éléments parasites des différentes inductances couplées et les corréler aux pertes rencontrées dans le *flyback*, un modèle électrique de ces dernières est requis. Le circuit électrique correspondant au comportement d'inductances couplées de rapport 1 :1 en régime linéaire a été précédemment présenté à la section 3.3.4.4.

4.3.1 Modélisation des inductances couplées

4.3.1.1 Circuit électrique équivalent valable en régime linéaire

Afin de déterminer le modèle électrique équivalent des inductances couplées, les cinq inductances couplées ont été caractérisées avec un impédance-mètre (Agilent technologies E4990A). Le principe consiste, à l'instar de la spectroscopie d'impédance (chapitre 2 section 2.1.4.2), à imposer une tension AC sinusoïdale $v_{SIN}(t)$ et à mesurer le courant $i_{SIN}(t)$. L'impédance Z déduite est :

$$Z = \frac{v_{SIN}(t)}{i_{SIN}(t)} \quad (4.4)$$

L'amplitude de $v_{SIN}(t)$ est choisie à 10 mV, jugée par expérience comme un bon compromis entre précision et linéarité, tout en garantissant une non-saturation des inductances couplées. Nous choisissons de travailler avec un impédance-mètre plutôt qu'avec le potentiostat, car il permet de monter plus haut en fréquence (jusqu'à 50 MHz), mettant en évidence des points caractéristiques indispensables pour déterminer chaque élément parasite du modèle équivalent (en particulier les capacités).

Leur impédance au primaire (resp. secondaire) est mesurée avec leur secondaire (resp. primaire) en circuit ouvert puis en circuit fermé, sur une gamme de fréquence de [20 Hz; 50 MHz]. En évaluant les points caractéristiques des deux diagrammes de Bode obtenus, notamment les différentes fréquences de coupure et de résonance, les valeurs des éléments parasites composant le modèle électrique équivalent peuvent être déterminés. La stratégie de modélisation est fortement inspirée de celle décrite dans la thèse de F. Blache [Blache1995].

La Fig. 4.4 détaille le processus de caractérisation des inductances couplées 78601/9C (muRata), appelées par la suite inductances couplées #2. Dans un premier temps, l'impédance au primaire (resp. secondaire) est mesurée avec le secondaire (resp. primaire) en circuit ouvert. La Fig. 4.4(a) représente l'amplitude $|Z|$ et la phase obtenues au primaire. L'inductance mesurée au secondaire lorsque le primaire est en circuit ouvert se superpose parfaitement du fait de la symétrie de conception. Le rapport de conversion de ces inductances couplées est donc :

$$n = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = 1 \quad (4.5)$$

Cette première mesure permet de mettre en évidence une première phase où $|Z|$ augmente à +20dB/déc et la phase égale 90°. Cette phase est caractéristique de l'inductance au primaire L_1 . Cette inductance peut ainsi être déterminée :

$$L_1 = \frac{|Z|(f)}{2\pi f} \quad \text{avec } 100 \text{ Hz} < f < 10 \text{ kHz} \quad (4.6)$$

La phase suivante, lorsque $|Z|$ décroît à -20dB/déc et la phase égale -90°, caractérise la somme des capacités au primaire C_1 et au secondaire C_2 :

$$C_1 + C_2 = \frac{1}{2\pi f \times |Z|(f)} \quad \text{avec } 2 \text{ MHz} < f < 40 \text{ MHz} \quad (4.7)$$

Les résultats pour le secondaire étant identiques, on en déduit que :

$$C_1 = C_2 \quad (4.8)$$

La résistance R_p correspond à l'impédance maximale obtenue à la résonnance. Plus l'atténuation de la résonnance est importante, plus R_p est faible et plus les pertes par hystérésis au sein des inductances couplées sont importantes. Pour finir, la résistance R_1 (resp. R_2) est mesurée séparément avec un ohmmètre branché au primaire (resp. secondaire) suivant la même configuration, *i.e.* avec le secondaire (resp. primaire) en circuit ouvert. Ces deux résistances sont symétriques.

Dans un second temps, l'impédance au primaire (resp. secondaire) est mesurée avec le secondaire (resp. primaire) en circuit fermé sur la même plage de fréquence que précédemment [20 Hz; 50 MHz]. La Fig. 4.4(b) représente les spectres obtenus. La première phase, où $|Z|$ est constant et la phase nulle, correspond à la somme des résistances R_1 et R_2 . La deuxième phase, où $|Z|$ augmente à +20dB/déc et la phase égale 90°, est caractéristique de l'inductance de fuite L_f :

$$L_f = \frac{|Z|(f)}{2\pi f} \quad \text{avec } f = 10 \text{ MHz} \quad (4.9)$$

Pour finir, la capacité entre le primaire et le secondaire C_3 est mesurée en court-circuitant le primaire ainsi que le secondaire. Le spectre résultant est présenté à la Fig. 4.4(c). La chute de $|Z|$ en -20dB/déc et la phase fixée à -90° témoignent bien d'un comportement capacitif. La capacité C_3 est ainsi calculée :

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f \times |Z|(f)} \quad \text{avec } 10 \text{ kHz} < f < 50 \text{ MHz} \quad (4.10)$$

Ce travail est répété pour les quatre autres inductances couplées. La Table 4.3 répertorie les résultats obtenus pour les différentes inductances couplées.

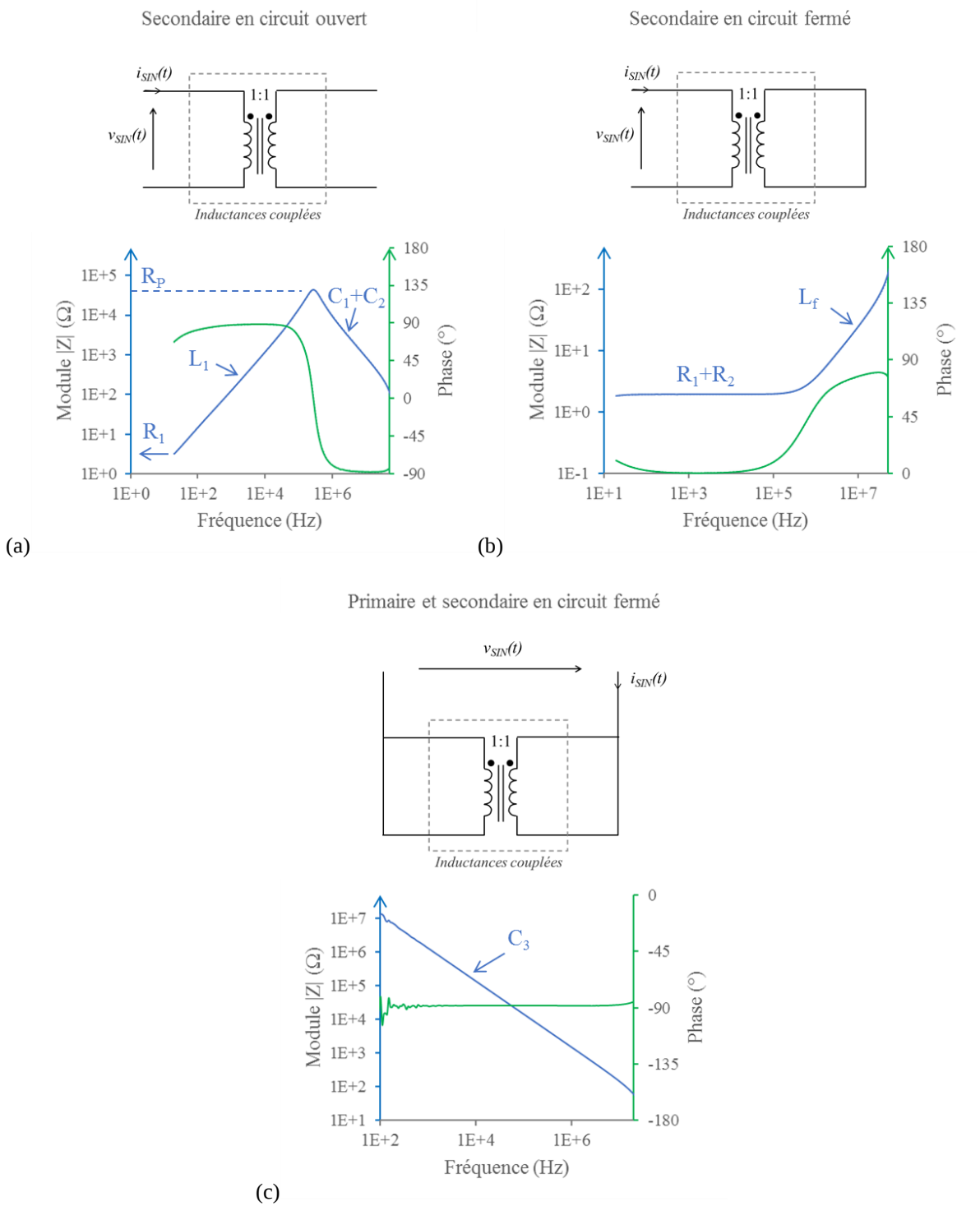


Fig. 4.4. Caractérisations à l'impédance-mètre du primaire des inductances couplées #2 avec le secondaire (a) en circuit ouvert et (b) en circuit fermé. (c) Caractérisation entre le primaire et secondaire, chacun étant court-circuité.

Table 4.3. Caractéristiques des inductances couplées

Inductances couplées	#1 ^a	#2 ^b	#3 ^c	#4 ^d	#5 ^e
Volume (cm ³)	0,49	0,49	5,63	0,84	0,57
L ₁ (mH)	1,8	18	1,8	15	8,1
L _f (μH)	0,16	0,45	1,40	2,18	43,1
R ₁ , R ₂ (Ω)	0,35	1,1	0,3	0,46	1,6
R _p (kΩ)	6	42	100	5.5	60
C ₁ , C ₂ (pF)	3	9	70	70	3
C ₃ (pF)	28	110	333	-	-
I _{SAT} (mA)	20	4	>11	15	>10

^a 78601/8C, 786 Series, muRata^b 78601/9C, 786 Series, muRata^c HPH6-2400L, Coilcraft^d WE-CMBNC 11mH, Würth Elektronik^e Fait à la main avec Ferrite core cylindrical T38 EPCOS & CUL 100/0.10 Block

4.3.1.2 Courant de saturation et cycle d'hystérésis

Une étape importante consiste à vérifier que les inductances couplées choisies ne saturent pas dans notre gamme d'opération, car dans le cas d'une saturation, les phases de fonctionnement décrites précédemment au chapitre 3, section 3.3.2, ne sont plus respectées et les pertes augmentent considérablement. Il existe ainsi un courant dit de saturation I_{SAT} (et un champ magnétique maximal, H_{SAT}) à partir duquel la perméabilité chute, entraînant une diminution de l'inductance. Ce courant de saturation peut être déterminé en traçant la courbe statique d'aimantation caractéristique du primaire des inductances couplées. La courbe d'aimantation est typiquement représentée par le flux magnétique ϕ en fonction du champ magnétique H , tous deux étant induits par la traversée du courant I_1 dans le bobinage au primaire. L'unité de ϕ est le Tesla équivalent à [V.s]. Le flux ϕ peut s'exprimer en fonction de la tension V_{L1} aux bornes de l'inductance primaire d'après (4.11). N_1 est le nombre de spires au primaire (égale au nombre de spires au secondaire dans notre cas car nous travaillons avec un rapport de conversion n égal à l'unité). Le champ magnétique H s'exprime en [A/m] et dépend du courant I_1 . La relation entre ces deux variables H et I_1 dans un tore est présentée par (4.12) où l_{flux} est la distance parcourue par le flux magnétique au travers du matériau magnétique.

$$\phi = -\frac{1}{N_1} \int V_{L1}(t) dt \quad (4.11)$$

$$H = \frac{N_1}{l_{flux}} I_1 \quad (4.12)$$

Afin d'obtenir la courbe d'aimantation des inductances couplées, une tension $V_{L1}(t)$ sinusoïdale (centrée en zéro avec une amplitude la plus élevée qu'une source de tension de laboratoire puisse nous fournir, *i.e.* 10 V) est appliquée aux bornes de l'inductance primaire et le courant $I_1(t)$ est simultanément mesuré. Pour chaque inductance primaire L_1 , la fréquence de la tension $V_{L1}(t)$ est fixée à la fréquence d'opération du *flyback* garantissant un travail au MPP (3.26). N'ayant pas accès aux valeurs de N_1 et l_{flux} pour toutes les inductances couplées, la courbe d'aimantation sera représentée par la fonction suivante :

$$\frac{\phi}{N_1} = f\left(\frac{l_{flux_1}}{N} H\right), \text{ i.e. } - \int V_{L1}(t) dt = f(I_1) \quad (4.13)$$

La Fig. 4.5 représente la courbe d'aimantation ainsi obtenues pour les inductances couplées #1 et #3, présentant chacune une valeur de L_1 de 1,8 mH. La fréquence F de la tension $V_{L1}(t)$ est de 69,4 kHz (3.26).

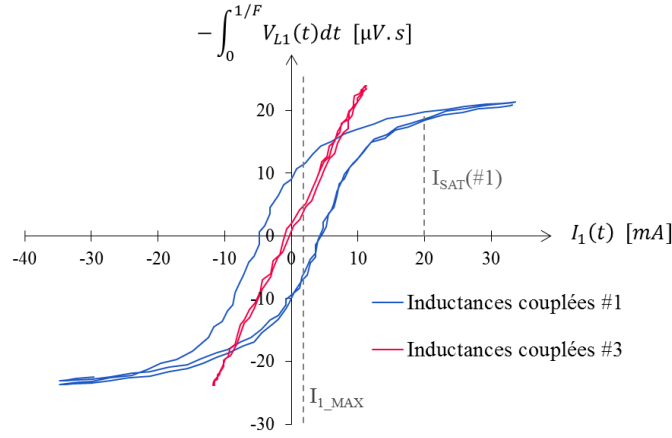


Fig. 4.5. Courbe statique d'aimantation des inductances couplées #1 et #3.

Le courant de saturation est défini comme le courant pour lequel l'inductance réelle mesurée est réduite de moitié par rapport à celle obtenue en régime linéaire. Dans le cas des inductances couplées #1, le courant de saturation $I_{SAT}(\#1)$ est évalué à 20 mA. Celui des inductances couplées #3 est supérieur à 11 mA.

Les courants de saturation des autres inductances couplées sont pareillement identifiés et exprimés à la Table 4.3. Par conséquent, le courant maximal atteint au primaire I_{1_MAX} n'excédant pas 1,2 mA dans notre *flyback* (3.13), aucune de ces inductances couplées ne doit saturer. A chaque courant de saturation I_{SAT} peut être associé un champ magnétique maximal H_{SAT} inhérent au matériau magnétique. H_{SAT} est exprimé par l'équation (4.14) découlant directement de l'équation précédente (4.12).

$$H_{SAT} = \frac{N_1}{l_{flux}} I_{SAT} \quad (4.14)$$

La courbe d'aimantation met également en évidence un cycle d'hystérésis dont la surface est directement proportionnelle aux pertes magnétiques [Beauclair1998]. Ce cycle est dû aux phénomènes irréversibles qui ont lieu lors du processus d'aimantation. La Fig. 4.5 permet ainsi de comparer les cycles d'hystérésis obtenus pour les inductances couplées #1 et #3. L'hystérésis des inductances couplées #3 est clairement négligeable face à celle rencontrée par les inductances couplées #1. Cette observation peut être corrélée aux mesures précédemment obtenues sur les résistances parallèles R_p à la Table 4.3 : les inductances couplées #1 ont une résistance parallèle (6 k Ω) quinze fois inférieure à celle des inductances couplées #3 (100 k Ω). Puisque une faible résistance parallèle traduit des pertes plus importantes, ces mesures s'accordent bien à dire que les pertes par hystérésis du matériau magnétique dans le cas des inductances couplées #1 sont beaucoup plus importantes.

4.3.2 Validation du modèle et évaluation des pertes dans le *flyback* en MCD

Le modèle équivalent des inductances couplées est ajouté au modèle de simulation du *flyback* précédemment simulé. Ce modèle englobe ainsi toutes les pertes survenant au sein du convertisseur : celles du MOSFET, de la diode, de la commande (oscillateur) et des inductances couplées.

Les résultats sont comparés aux données obtenues expérimentalement. Dans chaque cas, l'adaptation d'impédance est correctement réalisée car le rendement d'extraction est égal à un. La Fig. 4.6 représente les rendements de conversion obtenus en simulation (symbole de couleur rouge) et par l'expérience (symbole de couleur verte). Ces résultats attestent d'une bonne correspondance entre les données simulées et celles acquises expérimentalement. Notre modèle de perte du *flyback* peut donc être considéré comme fiable, en particulier, le

modèle des inductances couplées est assuré décrire correctement leur comportement électrique. Nous pouvons ainsi appuyer notre étude sur la répartition des pertes au sein du *flyback* représentée à la Fig. 4.7, obtenue par simulation de chacune des topologies.

En considérant les résultats précédents obtenus avec des inductances couplées idéales (courbe jaune à la Fig. 4.6), les éléments parasites des inductances couplées peuvent dégrader considérablement le rendement de conversion du *flyback*, en particulier pour le cas des inductances couplées #1 et #4 où ces dernières présentent plus de 70% des pertes totales (Fig. 4.7). Les inductances couplées sont ainsi un point sensible de dimensionnement de ce convertisseur.

Une étude annexe a par conséquent été menée pour déterminer les facteurs de pertes prédominant au sein des inductances couplées. Pour ce faire, pour toutes les inductances couplées, plusieurs éléments parasites de leur modèle ont tour à tour été éliminés en simulation afin de déterminer ceux qui jouent principalement sur les pertes. Dans le cas des inductances couplées #1, #2 et #5, le fait de conserver uniquement la résistance parallèle R_p et d'omettre les autres éléments parasites nous révèle un rendement du *flyback* identique (par simulation). L'hystérésis au sein du matériau magnétique pour ces deux inductances couplées est donc estimée être la principale source de perte. Dans le cas des inductances couplées #3 et #4, la résistance d'hystérésis R_p et les capacités inter-spices C_1 et C_2 se partagent la quasi-totalité des pertes. Les éléments parasites, facteurs principaux des pertes, sont résumés en gras dans la Table 4.3. Dans tous les cas, les pertes résistives dues à R_1 et R_2 n'ont pratiquement aucun impact sur le rendement de conversion η_{CONV} du *flyback*, tout comme les pertes induites par la capacité C_3 et l'inductance de fuite L_f .

De ce fait, les inductances couplées #3 dont la résistance parallèle R_p est quinze fois supérieure à celle des inductances couplées #1 permettent de passer d'un rendement d'environ 10% à 50% pour une même inductance primaire L_1 et une même fréquence de commutation F_{SW} . Les pertes par hystérésis des inductances couplées #3 sont en effet négligeables face à celles des inductances couplées #1, comme montré à la section 4.3.1.2 précédente. Néanmoins l'ajout du modèle des inductances couplées #3 fait malgré tout chuter le rendement de plus de 10% par rapport au rendement obtenu avec des inductances couplées idéales, à cause notamment des pertes capacitives C_1 et C_2 . Ces pertes capacitives sont d'autant plus importantes que la fréquence d'opération F_{SW} est élevée.

De la même manière, pour les inductances couplées #2 et #4 dont les valeurs d'inductance primaire sont relativement proches (18 mH et 15 mH respectivement), le rendement chute de 68% à moins de 30% (Fig. 4.6) et la contribution des inductances couplées dans les pertes totales passent de 43% à 83% (Fig. 4.7). Ceci s'explique à la fois par la résistance R_p qui diminue de 42 k Ω à 5,5 k Ω et par les capacités inter-spices C_1 et C_2 qui augmentent de 9 pF à 70 pF (Table 4.3).

Le meilleur rendement (68%) est obtenu avec les inductances couplées #2 et #5. Les inductances couplées #2 présentent une inductance (18mH) plus de deux fois supérieure à celle des inductances couplées #5 (8,1 mH), présageant ainsi une réduction des pertes par commutation du MOSFET et de la commande et donc un potentiel meilleur rendement. Pourtant, l'addition des éléments parasites des inductances couplées #2 fait chuter le rendement de 11% par rapport à la courbe jaune (inductances couplées idéales), ne permettant ainsi pas de dépasser le rendement des inductances couplées #5. Ces pertes sont principalement causées par les pertes associées à R_p .

Pour réduire ces pertes il faut s'intéresser à la nature du matériau ou encore limiter la plage parcourue par le champ magnétique $[0; H_{MAX}]$. Puisque le courant maximum en entrée I_{1_MAX} est fixé par la condition de MPP, limiter H_{MAX} plafonne le rapport entre le nombre de spires, N et la longueur parcourue par le champ magnétique I_{flux} d'après (4.12). Réduire H_{MAX} revient donc à diminuer N_1 et à augmenter I_{flux} .

Pour réduire les pertes capacitives dues à C_1 et C_2 , le nombre de spires N_1 doit également être faible et les dimensions géométriques du noyau en matériau magnétique limitées pour assurer une faible longueur de spire l_{spire} et une faible section S .

A ces critères de dimensionnement s'ajoutent ceux imposés par la valeur de L_1 . L'inductance L_1 est préalablement choisie la plus grande possible afin de diminuer les pertes par commutation dues en partie au MOSFET et à la commande. Si l'on approxime la structure de l'inductance primaire à un solénoïde, d'après (4.15), une large valeur d'inductance L_1 suppose utiliser un matériau magnétique à forte perméabilité μ tout en choisissant N_1 et S élevé ainsi que l_{spire} faible.

$$L_1 = \mu N_1^2 \frac{S}{l_{spire}} \quad (4.15)$$

En tenant compte de ces restrictions, la sélection des inductances couplées doit se porter sur celles présentant une très forte perméabilité μ , une l_{flux} élevée et une l_{spire} faible. Le choix de N_1 et S est le fruit d'un compromis entre (i) les pertes par commutation induites par le MOSFET et la commande et (ii) les pertes capacitives et les pertes par hystérésis engendrées par les inductances couplées.

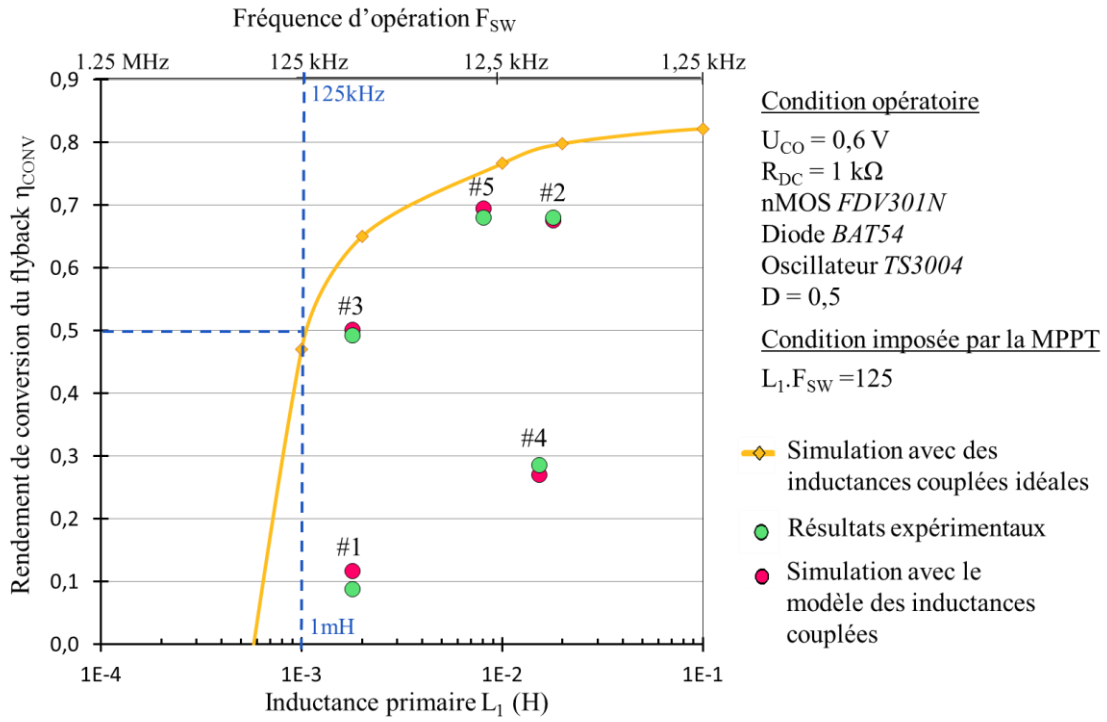


Fig. 4.6. Rendement de conversion du *flyback* η_{CONV} en fonction de l'inductance primaire L_1 lors d'un travail au MPP pour une puissance d'entrée de $90 \mu W$.

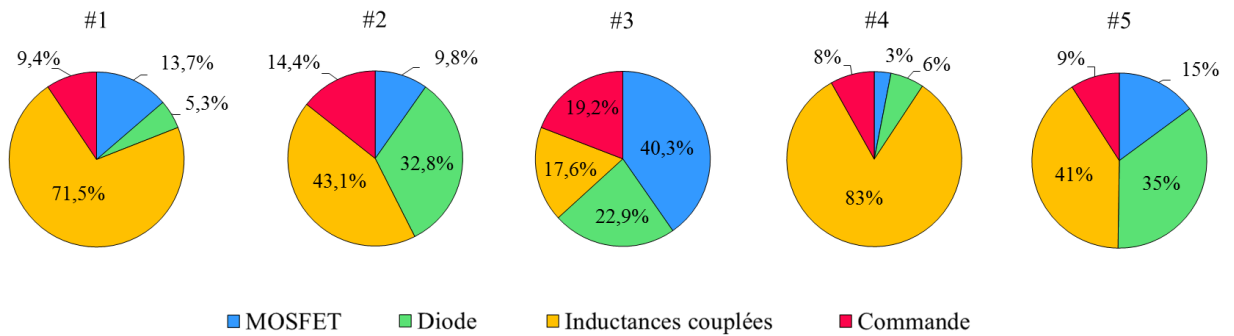


Fig. 4.7. Répartition des pertes au sein du *flyback* conçu avec les inductances couplées #1, #2, #3, #4 et #5 obtenues par simulation pour une puissance d'entrée de $90 \mu W$.

En conclusion, ces résultats soulignent l'intérêt de porter une attention particulière au choix des inductances couplées. Ce choix est d'autant plus crucial que la puissance mise en jeu est faible. La section 4.5, qui étendra la présente étude à des puissances dix fois plus faibles, s'intéressera ainsi à concevoir deux types d'inductances couplées en suivant les compromis énoncés précédemment.

Dans notre cas d'étude à $90 \mu\text{W}$, nous choisissons de sélectionner les inductances couplées #2 car elles permettent d'atteindre le rendement satisfaisant de 68% et de minimiser les pertes par commutation (du fait de la grande inductance L_1) qui peuvent s'avérer critiques lors d'un changement de paramètre (*e.g.* variation du rapport cyclique D analysée à la section suivante).

4.4 Etude du rapport cyclique

Cette partie s'intéresse à étudier l'influence du rapport cyclique D , précédemment fixé à 0,5, sur le rendement total η_{FLYBACK} . En accord avec les résultats précédents de la section 4.3.2, les inductances couplées #2 présentant l'inductance primaire L_1 la plus élevée (18 mH) sont choisies, car permettant d'atteindre le plus haut rendement pratique en minimisant notamment les pertes par commutation. Les mêmes conditions expérimentales sont utilisées, *i.e.* même source d'entrée $\{U_{\text{CO}}; R_{\text{DC}}\} = \{0,6 \text{ V}; 1 \text{ k}\Omega\}$ et de sortie $V_{\text{OUT}} = 2 \text{ V}$. Le couple $\{D; F_{\text{SW}}\}$ est fixé par (3.26) pour garantir un travail aux conditions de MPP ($R_{\text{IN}} = 1 \text{ k}\Omega$). L'augmentation de D s'accompagne ainsi d'une élévation de la fréquence d'opération F_{SW} .

Le *flyback* est simulé en adoptant le modèle validé précédemment incluant notamment celui des inductances couplées. Ce modèle est valide uniquement lorsque les inductances couplées fonctionnent en régime linéaire.

La Fig. 4.8(a) présente les performances simulées ainsi que celles acquises expérimentalement. Pour $D > 0,45$, les rendements obtenus en simulation et expérimentalement sont en adéquation, garantissant ainsi la pertinence de notre modèle dans cette zone. La chute de rendement lorsque l'on accroît D s'explique par le fait que F_{SW} augmente, engendrant ainsi des pertes par commutation plus importantes. D'après la Fig. 4.8(c), ces pertes sont essentiellement induites par l'oscillateur et les inductances couplées. Pour $D < 0,45$, on constate une divergence entre la simulation et la mesure, qui est d'autant plus importante lorsque D diminue. En effet, plus D diminue, plus le courant maximal $I_{\text{L_MAX}}$ atteint au primaire du *flyback* est important (Fig. 4.8(b)), entraînant une saturation au sein des inductances couplées ($I_{\text{L_MAX}} > I_{\text{SAT}}$). Cette saturation engendre des pertes par hystérésis importantes non prédites par la simulation et affecte l'extraction au MPP, d'où une chute de η_{FLYBACK} observée expérimentalement. Bien qu'ils ne correspondent pas à la mesure, les résultats de simulation nous permettent cependant d'envisager des rendements potentiellement plus importants lorsqu'on avoisine un rapport cyclique à 0,2, si l'on suppose travailler avec des inductances couplées dont le I_{SAT} est plus élevé. En effet, une diminution de D implique une diminution de f et donc une réduction des pertes par commutation (Fig. 4.8(c)).

Le rendement maximal obtenu est donc de 68% pour un rapport cyclique D de 0,5 qui permet de compenser les pertes par commutation dues à une augmentation de f (lorsque D augmente) et celles dues à la saturation des inductances couplées (lorsque D diminue). Le saut de rendement visible à la Fig. 4.8(a) s'explique par une caractéristique intrinsèque de l'oscillateur qui présente une sortie optimisée pour $D = 0,5$. Travailler avec $D \neq 0,5$ implique l'utilisation d'une sortie annexe ainsi que l'ajout de capacités (*cf.* la présentation de l'oscillateur à la section 4.1.3).

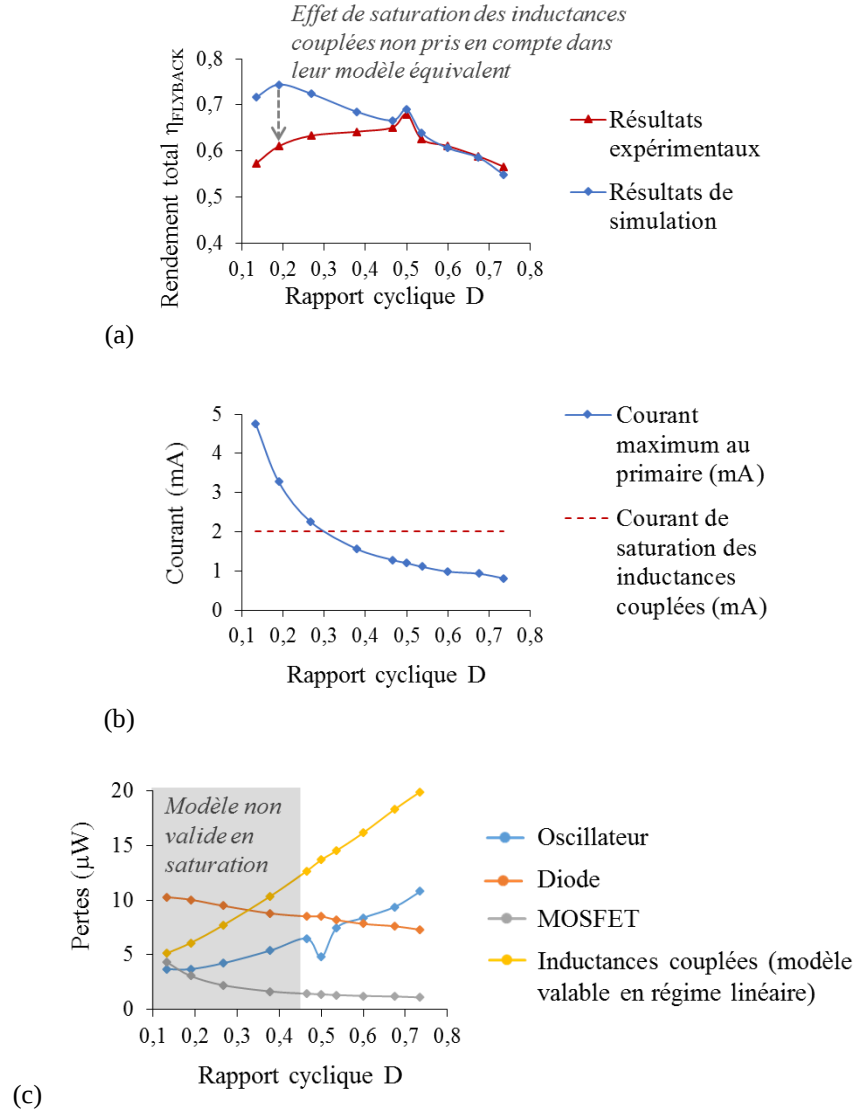


Fig. 4.8. Influence du rapport cyclique D sur : (a) η_{FLYBACK} en simulation et en expérimental, (b) la valeur du courant maximal au primaire I_{1_MAX} , (c) la distribution des pertes dans le *flyback* obtenue en simulation.

4.5 Maximisation du rendement à une dizaine de μW s

Le chapitre 1 a mis en évidence la forte disparité des puissances délivrées par des BMFCs conçues à l'identique. Cette puissance est susceptible d'être réduite à $30 \mu\text{W}$ (BMFC #3) pour 20 cm^2 d'électrodes sous certaines conditions.

De même, certains capteurs environnementaux prévus pour mesurer des paramètres sur de longues périodes avec des taux d'échantillonnage relativement faibles (*e.g.* une mesure par heure), peuvent fonctionner sur une plage de puissance moyenne allant de $1 \mu\text{W}$ à $10 \mu\text{W}$ [Perez2015], ce qui permettrait d'envisager une réduction de la surface des électrodes de la BMFC et donc de sa puissance délivrée.

Cette section s'intéresse ainsi à étendre l'utilisation du *flyback* conçu précédemment pour des puissances de l'ordre de la dizaine de μW .

4.5.1 Etude à $30\ \mu\text{W}$ du *flyback* préalablement optimisé à $90\ \mu\text{W}$

On choisit d'étudier le cas d'une BMFC présentant une résistance statique R_{DC} trois fois supérieure à celle considérée précédemment. Le modèle statique étudié est donc : $\{U_{\text{CO}}; R_{\text{DC}}\} = \{0,6\ \text{V}; 3\ \text{k}\Omega\}$. Ceci signifie travailler avec une puissance de $30\ \mu\text{W}$ au MPP à la tension V_{IN} de $0,3\ \text{V}$.

Ce changement de résistance R_{DC} impose des conditions de MPP différentes. En considérant, comme précédemment, un rapport cyclique D toujours fixé à $0,5$, le couple $\{L_1; F_{\text{SW}}\}$ doit respecter l'égalité suivante :

$$L_1 F_{\text{SW}} = 375 \quad (4.16)$$

Le rapport de proportionnalité liant L_1 à $1/F_{\text{SW}}$ est trois fois supérieur au rapport précédent (pour une résistance R_{DC} de $1\ \text{k}\Omega$). Ainsi en travaillant avec une même inductance L_1 , le travail au MPP est assuré avec une fréquence associée F_{SW} trois fois supérieure. En prenant l'exemple des inductances couplées #2 ($18\ \text{mH}$), en passant d'une résistance R_{DC} de $1\ \text{k}\Omega$ à $3\ \text{k}\Omega$, la fréquence F_{SW} passe de $6,9\ \text{kHz}$ à $20,1\ \text{kHz}$.

A l'instar de la section 4.3 (étudiant le rendement du *flyback* pour une puissance de $90\ \mu\text{W}$), la Fig. 4.9 représente le rendement de conversion du *flyback* en fonction de l'inductance L_1 , *i.e.* la fréquence F_{SW} , lors d'un travail au MPP ($\eta_{\text{EXTR}} = 1$) pour une puissance d'entrée de $30\ \mu\text{W}$. Dans un premier temps, la courbe jaune, représentant les résultats obtenus en simulation avec des inductances couplées idéales, est tracée. Cette fois-ci, l'inductance L_1 doit être supérieure à $12\ \text{mH}$ (f_{FLYBACK} inférieure à $31\ \text{kHz}$), soit une valeur dix fois plus grande qu'avant, pour obtenir un rendement supérieur à $50\ \%$.

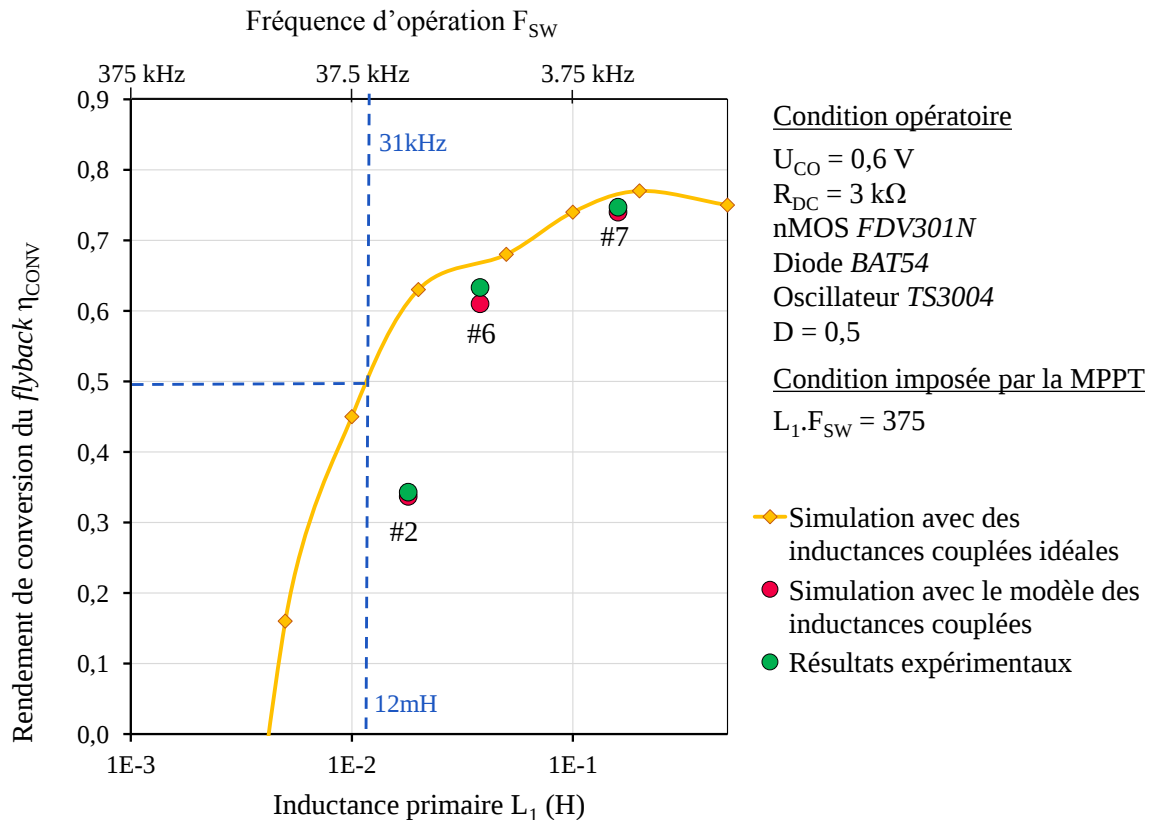


Fig. 4.9. Rendement de conversion du *flyback* η_{CONV} en fonction de l'inductance primaire L_1 lors d'un travail au MPP pour une puissance d'entrée de $30\ \mu\text{W}$.

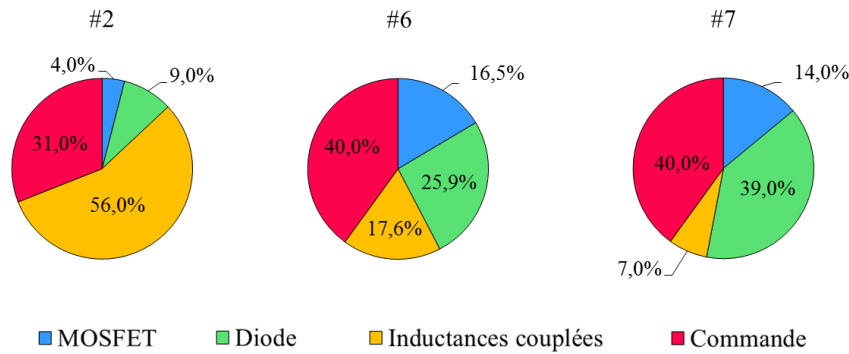


Fig. 4.10. Distribution des pertes au sein du *flyback* conçu avec les inductances couplées #2, #6 et #7 déterminées en simulation pour une puissance d'entrée de 30 μW .

Les seules inductances couplées précédemment caractérisées et respectant ce critère sont les inductances couplées #2. En les intégrant au *flyback*, le rendement de conversion n'est capable d'atteindre que 34% (Fig. 4.9). La répartition des pertes est déterminée par la simulation et présentée à la Fig. 4.10. La majorité des pertes se partage entre la commande (31%) et les inductances couplées (56%). Ces dernières sont majoritairement causées par hystérésis (R_p) et les capacités inter-spires C_1 et C_2 . Ces pertes qui avaient moindre impact à une puissance de 90 μW , se retrouvent non négligeables à 30 μW . Ceci est notamment dû à l'augmentation de la fréquence d'opération F_{sw} .

Il est par conséquent indispensable de travailler avec des valeurs d'inductances plus élevées pour minimiser la fréquence et viser des rendements plus élevés. De telles inductances couplées n'ont pas été trouvées dans le commerce. La partie suivante s'intéresse ainsi à en concevoir à la main.

4.5.2 Conception d'inductances couplées

On rappelle les spécifications que les inductances couplées doivent présenter pour minimiser les pertes au sein de l'architecture du *flyback* en MCD :

- La perméabilité du noyau magnétique μ et la longueur parcourue par le flux I_{flux} doivent être maximisées.
- La longueur d'une spire l_{spire} doit être minimisée.
- Le nombre de tours au primaire et secondaire N_1 et la section traversée par le flux S doivent être suffisamment élevés pour obtenir une inductance L_1 élevée, mais également majorés pour éviter une amplification des pertes capacitives. Cette majoration est d'autant plus importante pour N_1 qu'elle permet également d'éviter une saturation du matériau magnétique.

Deux stratégies de conception sont adoptées. La première choisit d'utiliser une structure de dimension comparable à celle des inductances couplées précédentes (de l'ordre du cm^3). Cette structure permet de limiter le coût et l'encombrement des inductances couplées mais limite la valeur de l'inductance. La seconde stratégie consiste à choisir une structure de plus large dimension (50 fois plus grande que la précédente) pour atteindre une valeur d'inductance plus élevée. Cette structure permet d'envisager un rendement du *flyback* plus important, mais présente le désavantage d'être volumineuse. En considérant des applications en fonds de mer, ce volume n'est pas handicapant en termes d'espace, mais peut le devenir en termes de coût (selon la longueur de cuivre nécessaire).

Les deux structures d'inductances couplées, que l'on appellera par la suite inductances couplées #6 et #7, sont représentées à la Fig. 4.11 avec leurs spécifications. Pour le choix du noyau magnétique, l'accent a été mis sur la forte perméabilité magnétique μ en cherchant ensuite à concilier les autres directives liées à S , l_{spire} et I_{flux} . Le nombre de tours N_1 a été choisi aussi large que la structure peut le permettre. Le choix du matériau de bobinage s'est porté sur un fil de cuivre émaillé car présentant une grande conductivité ($\sigma_{cuivre} = 59,6 \cdot 10^6 \text{ S/m}$). Le diamètre de ce fil $\varnothing$ influe grandement sur le nombre de tours maximal pouvant être bobiné, *i.e.* sur N_1 . Ce diamètre $\varnothing$ doit

également être majoré afin d'éviter des pertes résistives qui impacteraient le rendement énergétique. Cette majoration est d'autant plus élevée pour les inductances couplées #7 car la longueur d'une spire est environ trois fois plus grande que pour celle des inductances couplées #6. En conclusion, pour les inductances couplées #6, un diamètre $\varnothing$ de 0,1 mm permet d'effectuer $N_1 = 174$ tours au primaire et secondaire représentant, d'après (4.17), une résistance de bobinage R_{fil} de 17 Ω . Pour les inductances couplées #7, $\varnothing$ est choisi à 0,4 mm permettant de réaliser $N_1 = 128$ tours représentant une résistance R_{fil} de 3 Ω .

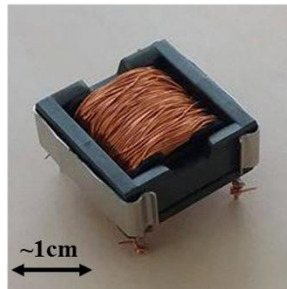
$$R_{fil} = \frac{1}{\sigma_{cuivre}} \frac{N_1 l_{spire}}{\pi (\varnothing/2)^2} \quad (4.17)$$

Inductances couplées #6

Volume de 2,80 cm³
 $N_1 = 174$ tours

Noyau magnétique
Ferrite core EFD20 N97
 $\mu = 1,90$ mH/m
 $S = 31$ mm²
 $l_{spire} = 47$ mm
 $l_{flux} = 60$ mm

Fil de bobinage
CUL 100/0.10 Block
 $\varnothing = 0,1$ mm
 $R_{fil} = 17$ Ω



Inductances couplées #7

Volume de 148 cm³
 $N_1 = 128$ tours

Noyau magnétique
Ferrite core E71 N87 EPCOS
 $\mu = 2,13$ mH/m
 $S = 683$ mm²
 $l_{spire} = 149$ mm
 $l_{flux} = 168$ mm

Fil de bobinage
CUL 100/0.40 Block
 $\varnothing = 0,4$ mm
 $R_{fil} = 3$ Ω

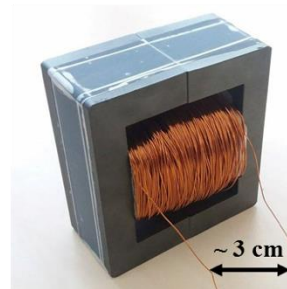


Fig. 4.11. Spécifications de conception des inductances couplées #6 et #7.

4.5.3 Caractérisation des inductances couplées

Les inductances couplées #6 et #7 sont caractérisées en suivant la même méthode que celle utilisée pour les inductances couplées précédentes (section 4.3.1). Les résultats sont regroupés à la Table 4.4.

Les inductances L_1 correspondent bien aux valeurs obtenues théoriquement (4.15). Les différences avec les caractéristiques des inductances couplées précédentes résident essentiellement dans la valeur de l'inductance de fuite (plus de cent fois supérieure) et dans celle de la résistance R_p beaucoup plus importante. Le courant de saturation pour chacune des deux structures est trop élevé pour pouvoir être mesuré avec nos équipements.

Table 4.4. Caractéristiques des inductances couplées (ter)

Inductances couplées	#2	#6	#7
Volume (cm^3)	0,49	1,20	161
L_1 (mH)	18	38	160
L_f (μH)	0,45	100	300
R_1, R_2 (Ω)	1,1	13	4
R_P (k Ω)	42	166	2000
C_1, C_2 (pF)	9	40	90
C_3 (pF)	110	140	350
I_{SAT} (mA)	4	$\gg 10$	$\gg 10$

4.5.4 Intégration des inductances couplées dans le *flyback* pour une entrée à 30 μW

Les rendements obtenus en simulation et expérimentalement avec les inductances couplées #6 et #7 sont représentés sur la Fig. 4.9 précédente. Ces rendements sont proches de ceux prédits par la courbe jaune, démontrant ainsi la faible contribution des inductances couplées sur les pertes globales du *flyback*. La répartition de ces pertes est représentée à la Fig. 4.10. Dans les deux cas, la majorité des pertes sont induites par la commande (40%) puis par la diode et le MOSFET. Celles dues aux inductances couplées sont effectivement négligeables, en particulier dans le cas des inductances #7 qui ne représentent que 7% des pertes totales.

Ces travaux confirment par conséquent les compromis faits lors du dimensionnement des inductances couplées. En perspective, une optimisation supplémentaire du *flyback* orienterait davantage l'étude sur les autres composants, en particulier la commande.

4.5.5 Extension de l'étude de 9 μW à 90 μW

La Fig. 4.12 représente la puissance en sortie du *flyback* en fonction de la puissance à son entrée (qui est P_{MPP} lors d'une extraction au MPP) pour chacune des trois architectures précédentes incluant les inductances couplées #2, #6 et #7. Ces résultats sont obtenus expérimentalement en variant la résistance statique R_{DC} de 1 k Ω à 10 k Ω , c'est-à-dire en faisant varier la puissance d'entrée de 90 μW à 9 μW . Les meilleurs rendements sont obtenus avec les inductances couplées #6 et #7 et les puissances en sortie P_{OUT} obtenues sont relativement similaires pour les deux. Si l'on envisage un déploiement à grande échelle de ce dispositif, le choix se porterait plutôt sur les inductances couplées #6 par soucis de coût et d'encombrement.

Si l'on suppose que la densité de puissance $P_{\text{densité}}$ délivrée par un type de BMFC a une valeur minimale, cette étude permet d'envisager une optimisation de la conception des BMFCs à l'aune de l'application visée. On prend l'exemple d'une valeur minimale égale à 15 mW/m² ($P_{\text{densité}}$ minimale obtenue pour nos BMFC d'après la Table 1.5 au chapitre 1) pour toute surface n'excédant pas 60 cm². Ainsi, si le capteur que l'on souhaite alimenter requiert 10 μW en moyenne, en sélectionnant les inductances couplées #6, le minimum de puissance à extraire de la pile P_{MPP} doit être de 20 μW et la BMFC devrait être conçue avec des électrodes d'au minimum 12 cm² chacune. En suivant le même raisonnement, travailler avec les inductances couplées #2 du commerce contraint à concevoir des électrodes d'au minimum 20 cm². Ainsi, le choix des inductances couplées #6 personnalisées permet de réduire presque de moitié la taille des électrodes.

La puissance d'entrée minimale à laquelle nous avons obtenu un rendement de 0% (P_{OUT} égal à 0 μW) est 7 μW avec les inductances couplées #7. Autrement dit, pour toute BMFC délivrant une puissance supérieure à 7 μW , le *flyback* est capable de transmettre une puissance positive sous une tension de 2 V.

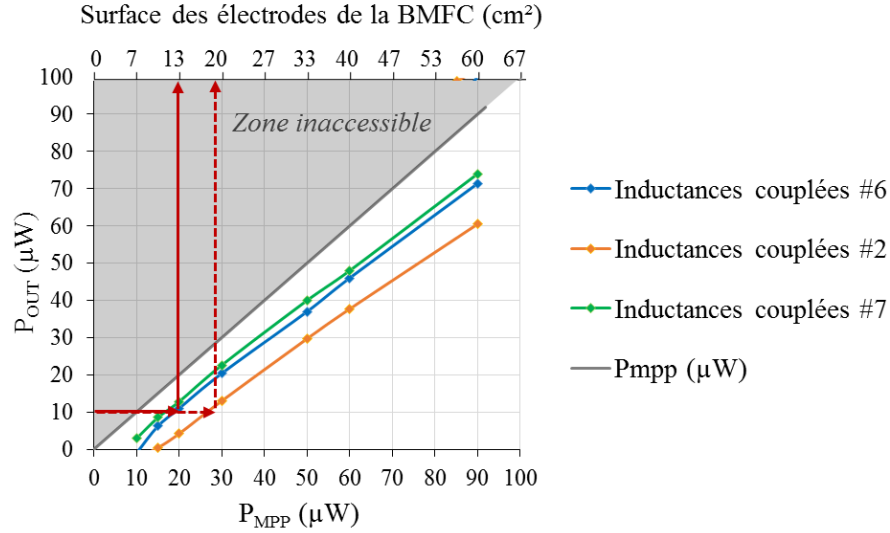


Fig. 4.12. Puissance disponible en sortie du *flyback* P_{OUT} en fonction de la puissance P_{MPP} à son entrée lors d'un travail au MPP, cette puissance pouvant être mise en relation avec la surface des électrodes de la BMFC en considérant une densité de puissance constante égale à 15 mW/m^2 .

4.6 Etude d'un *flyback* sans matériau magnétique

Les résultats précédemment obtenus à la section 4.3 ont mis en évidence le rôle prédominant des inductances couplées sur la diminution du rendement de conversion du *flyback*, en particulier à cause des pertes dues à l'hystérésis et à la saturation du matériau magnétique.

Cette partie propose de s'affranchir de ces pertes en utilisant des inductances couplées sans noyau magnétique *i.e.* utilisant l'air pour faire circuler le flux magnétique ϕ . La structure de ces inductances couplées est connue sous le nom de « transformateur à air ».

L'avantage de ces inductances couplées à l'air est qu'elles ne présentent pas de courant de saturation ni de pertes par hystérésis. En toute circonstance, l'inductance L_1 est fixée à :

$$L_1 = \mu_0 N_1^2 \frac{S}{l_{\text{spire}}} \quad (4.18)$$

μ_0 est la perméabilité de l'air égale 1,25 $\mu\text{H}\cdot\text{m}^{-1}$. La perméabilité de l'eau est identique, dans le cas où l'on considère implanter le dispositif dans le milieu marin.

Le désavantage des inductances couplées à l'air est la faible perméabilité du milieu utilisé pour faire circuler le flux magnétique, l'air (ou l'eau), comparée à celle des matériaux magnétiques (Table 4.5). De ce fait, pour une même topologie, l'inductance L_1 des inductances couplées à l'air est de plusieurs décades inférieure à celle calculée pour des inductances couplées avec un matériau magnétique. Pour obtenir une inductance L_1 comparable, la taille des inductances couplées à l'air doit par conséquent être plus de 100 fois plus importante. L'étendue spatiale offerte par les fonds océaniques abroge ces restrictions de taille.

L'étude précédente des inductances couplées utilisant un noyau magnétique ne négligeait pas la taille, avant tout car l'augmentation du volume impliquait une augmentation de la quantité de matériau magnétique utilisé et donc un accroissement potentiellement conséquent du coût du convertisseur.

Table 4.5. Perméabilité magnétique

Ferrite	Air	Eau
$> 100 \mu H/m$	$1,25 \mu H/m$	$1,25 \mu H/m$

Des inductances couplées à air (inductances couplées #8) sont conçues à la main, en utilisant le même matériau pour le fil de bobinage que les inductances couplées #5. Leurs caractéristiques sont présentées à la Fig. 4.13.

Par soucis pratique lié à la longueur du fil de cuivre disponible, nous limitons le nombre de tour à 37 pour une longueur de spire de 180 cm, ce qui limite par conséquent l'inductance primaire à environ 583 μH . Cette faible inductance suppose travailler avec une importante fréquence de découpage (plus de 200 kHz pour D fixé à 0,5), ce qui pourrait engendrer de larges pertes par commutation dans le MOSFET et dans l'oscillateur. Néanmoins, cette fréquence peut être réduite en diminuant le rapport cyclique D étant donné que la problématique liée à la saturation des inductances couplées observée précédemment (section 4.4) ne s'applique pas dans ce cas-ci.

Inductances couplées #8

Volume $\sim 2580 \text{ cm}^3 \times 1 \text{ cm}$

$N_1 = 37$ tours

Noyau « à air »

$\mu_0 = 1,25 \mu H/m$

$l_{\text{spire}} = 180 \text{ cm}$

Fil de bobinage

CUL 100/0.80 Block

$\varnothing = 0,8 \text{ mm}$

$R_{\text{fil}} = 2 \Omega$

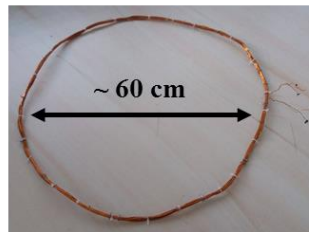


Fig. 4.13. Spécifications de conception des inductances couplées à air #8.

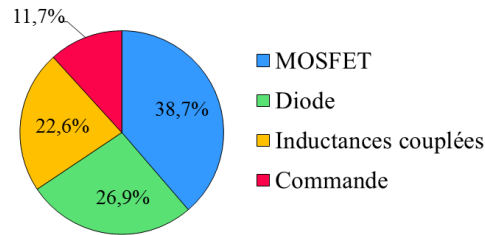
Le modèle électrique de ces inductances couplées est déterminé en utilisant la même méthode que pour les inductances couplées précédentes (cf. section 4.3.1.1). Les valeurs correspondant à chaque composant parasite sont listées à la Table 4.6. La valeur de R_p est infinie car aucune perte liée à l'hystérésis n'est présente dans ces inductances couplées.

Le couple $\{D ; F_{\text{sw}}\}$ permettant un travail au MPP (3.26) et menant le *flyback*, d'après l'expérimentation, à son rendement de conversion maximal est $\{0,07 ; 4.23 \text{ kHz}\}$. Le rendement de conversion η_{conv} atteint expérimentalement est ainsi de 61,9%. Le même résultat est obtenu en simulant le *flyback* avec le modèle des inductances couplées #8. La faible inductance L_1 présentée par les inductances couplées #8 pouvait laisser présager une fréquence d'opération démesurée de plus d'une centaine de kHz. Néanmoins, le fait de ne pas être limité par le courant maximal en entrée I_{1_MAX} nous permet de travailler avec un rapport cyclique très faible de 0,07, menant ainsi au choix d'une fréquence raisonnable de 5 kHz.

Table 4.6. Caractéristiques des inductances couplées (bis)

Inductances couplées	#8
Volume (cm ³)	~2580
L ₁ (mH)	0,583
L _f (μH)	160
R ₁ , R ₂ (Ω)	1,2
R _p (kΩ)	∞
C ₁ , C ₂ (pF)	391
C ₃ (pF)	810

La répartition des pertes sous ces conditions est représentée à la Fig. 4.14. Les pertes sont en majorité dues à la résistance R_{DS_ON} du MOSFET (car le courant RMS au primaire augmente) tandis que le choix des conditions d'opération de l'oscillateur permet d'obtenir des pertes de commande minimales. Les pertes restantes se partagent équitablement entre la diode et les inductances couplées. Les pertes des inductances couplées sont majoritairement dues aux capacités inter-spires au primaire C_1 et secondaire C_2 ainsi qu'à l'inductance de fuite L_f , entre cent et mille fois plus importantes que celles des inductances précédentes couplées avec un noyau magnétique. Cette inductance de fuite est une conséquence directe de la longueur des fils utilisés pour le bobinage du primaire et secondaire.

**Fig. 4.14.** Répartition des pertes au sein du *flyback* déterminée en simulation pour les inductances couplées #8.

En conclusion, l'utilisation d'inductances couplées à air ne nous ont pas permis d'atteindre des rendements plus élevés qu'avec les inductances couplées #2. Néanmoins cette étude confirme l'observation faite en simulation à la section 4.4 qu'un rapport cyclique faible permet d'atteindre de meilleurs rendements en l'absence de problèmes liés à la saturation du matériau magnétique.

4.7 Conclusion

Ce chapitre s'est intéressé à la conception d'un convertisseur *flyback* en MCD pour extraire et convertir l'énergie d'une BMFC présentant dans un premier temps une puissance maximale P_{MPP} d'environ 100 μW . Cette conception comprend deux objectifs : extraire la puissance P_{MPP} afin de garantir un rendement d'extraction η_{EXTR} égal à l'unité tout en maximisant le rendement de conversion du *flyback* η_{CONV} .

La condition du travail au MPP impose une corrélation entre trois paramètres : la fréquence de découpage F_{SW} , l'inductance primaire L_1 et le rapport cyclique D .

Nous avons dans un premier temps choisi de considérer D fixé à 0,5 pour étudier le choix du couple $\{L_1; F_{\text{SW}}\}$ permettant d'obtenir un rendement de conversion η_{CONV} maximal. Deux conditions essentielles de dimensionnement ont ainsi été mises en évidence : (i) la fréquence F_{SW} doit être choisie la plus faible possible (c'est-à-dire L_1 le plus grand possible) pour minimiser les pertes par commutation engendrées majoritairement par la commande et le MOSFET et (ii) les inductances couplées doivent être choisies de manière à minimiser les capacités inter-spices ($< 10 \text{ pF}$) et l'hystérésis due au noyau magnétique, tout en garantissant l'absence de saturation dans la zone de fonctionnement du *flyback*. Le rendement total η_{FLYBACK} maximal de 68% a ainsi été atteint pour $\{L_1; F_{\text{SW}}\} = \{18 \text{ mH}; 6,9 \text{ kHz}\}$.

Dans un second temps, nous avons fait le choix de fixer L_1 à 18 mH pour étudier le choix du couple $\{D; F_{\text{SW}}\}$. Nous avons abouti au compromis de dimensionnement suivant : (i) d'un côté une augmentation de D s'accompagnant d'une augmentation de F_{SW} , D doit être minimisé et (ii) d'un autre côté, la diminution de D s'accompagnant d'une augmentation du courant maximal atteint au primaire I_{1_MAX} , D doit être minoré pour éviter une saturation des inductances couplées (pouvant engendrer une chute drastique du rendement). Le rendement total η_{FLYBACK} maximal de 68% a ainsi été atteint pour $\{D, F_{\text{SW}}\} = \{0,5, 6,9 \text{ kHz}\}$ comme pour le cas précédent.

Pour finir, nous avons étendu l'analyse à des puissances d'une décade plus faibles en augmentant la résistance statique R_{DC} . Etant donné qu'une augmentation de R_{DC} impose une augmentation de la fréquence de découpage F_{SW} , une diminution de la puissance laisse envisager une augmentation des pertes par commutation et donc une diminution du rendement. Ainsi en passant à une puissance de $30 \mu\text{W}$, nous avons observé une chute du rendement total η_{FLYBACK} du *flyback*, précédemment optimisé à $90 \mu\text{W}$, de 68% à 34%. L'hystérésis due aux inductances couplées s'est avérée être le principal responsable des pertes. Deux structures d'inductances couplées ont par conséquent été conçues sur mesure en suivant un protocole d'optimisation. L'inclusion de ces inductances couplées au *flyback* nous ont permis d'atteindre des rendements de 73% à $30 \mu\text{W}$.

En supplément, un travail a été initié, étudiant l'utilisation d'inductances couplées à air pour s'affranchir des problèmes d'hystérésis et de saturation rencontrés avec des noyaux magnétiques. Un premier dimensionnement d'inductances couplées à air a permis d'atteindre un rendement η_{FLYBACK} de 62% pour une puissance d'entrée de $90 \mu\text{W}$.

Chapitre 5

Prise en compte de la dynamique de la BMFC dans l'optimisation de l'interface de récupération

Sommaire

- 1.1 Variations sur le court-terme de la BMFC : influence du *flyback* sur les pertes dynamiques de la BMFC
 - 5.1.1 Méthode de calcul des pertes dynamiques de la BMFC induites par le *flyback*
 - 5.1.2 Influence de la topologie du *flyback* sur les pertes dynamiques de la BMFC
 - 5.1.3 Influence d'une capacité de découplage sur les pertes dynamiques de la BMFC
 - 5.1.4 Conclusion
 - 1.2 Variation à long-terme de la BMFC : pertinence du suivi du maximum de puissance ?
 - 5.1.1 Etude du *MPP-tracking*
 - 5.1.2 Comparaison du *MPP-tracking* aux stratégies d'extraction $P_{OUT-MAX-tracking}$ et *no-tracking*
 - 5.1.3 Application à un capteur environnemental
 - 5.1.4 Conclusion
-

Le chapitre précédent a considéré le cas d'une BMFC délivrant une puissance invariable dans le temps en négligeant les différentes variabilités que son comportement électrique peut présenter. Néanmoins, comme expliqué aux premiers chapitres, la BMFC présente un comportement dynamique. On distingue deux horizons (cf. chapitre 1, section 1.4, Fig. 1.15) :

- Une dynamique sur le plus court terme (inférieure à la seconde) modélisée par le circuit « dynamique » équivalent (chapitre 2, section 2.3.2). Elle se manifeste lors d'une polarisation dynamique (e.g. courant variable imposé par l'entrée du *flyback*) de la BMFC. Elle est due aux mécanismes physico-chimiques internes à la pile.
- Une dynamique sur le long terme (supérieure à plusieurs heures) qui se caractérise par une évolution dans le temps de son comportement dit « statique », c'est-à-dire une variation de sa courbe de polarisation (en particulier de sa résistance statique R_{DC}) et des conditions de MPP. Ces variations sont dues à des changements environnementaux altérant le fonctionnement de la BMFC.

5.1 Variations sur le court-terme de la BMFC : influence du *flyback* sur les pertes dynamiques de la BMFC

Le convertisseur *flyback*, du fait de son comportement commuté, impose un courant pulsé à son entrée (cf. chapitre 3, section 3.3.2). Or comme l'a montré le chapitre 2, la BMFC présente un comportement dynamique modélisé par deux branches RC parallèles. Ce comportement dynamique est inévitable et provient des phénomènes de diffusion de la matière organique et de l'oxygène jusqu'aux électrodes ainsi que des pertes de transfert de charge entre le milieu marin et l'électrode. Le courant pulsé imposé aux bornes de la BMFC par le *flyback* pourrait ainsi induire des pertes supplémentaires.

Jusqu'à présent, en supposant que l'ajout de la capacité de lissage C_{IN} entre la BMFC et le *flyback* suffisait à annuler ces pertes, nous avons uniquement travaillé avec l'impédance statique R_{DC} du modèle de la BMFC en négligeant sa composante dynamique Z_{AC} (chapitre 2, Fig. 2.17). Dans cette partie, nous allons nous affranchir de cette capacité C_{IN} et étudier l'impact du comportement commuté du *flyback* sur les pertes de la BMFC. Nous chercherons également à analyser l'influence de la fréquence F_{SW} et du rapport cyclique D du *flyback* sur

l'évolution de ces pertes. Cette étude permettra de savoir dans quelle mesure l'ajout d'une capacité C_{IN} peut être évité et si l'hypothèse faite au cours des chapitres précédents est valable.

Dans cette partie nous nous appuyerons sur le modèle dynamique équivalent déterminé au chapitre 2, section 2.3.2.2. La Fig. 5.1 montre le modèle dynamique équivalent de la BMFC que l'on considérera pour cette étude dynamique (la source de tension DC de 0,6 V est omise car n'ayant pas de poids lors d'une analyse AC). La Table 5.1 rappelle les valeurs des composants associés déterminées au chapitre 2. On nommera par la suite $I_{FLYBACK}$ le courant en entrée du *flyback*, I_1 le courant traversant la branche avec R_1 et C_1 (branche n°1), et I_2 le courant traversant la branche avec R_2 et C_2 (branche n°2).

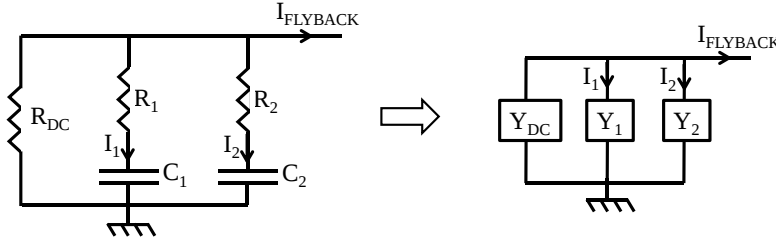


Fig. 5.1. Modèle dynamique de la BMFC utilisé pour l'analyse AC.

Table 5.1. Valeurs des éléments composant le modèle électrique dynamique de la BMFC.

R_{DC}	R_1	R_2	C_1	C_2
1000 Ω	347 Ω	35 Ω	30 mF	3,0 μF

L'intérêt de cette étude ne se limite pas aux BMFCs couplées au *flyback*, mais peut s'étendre à différentes sources couplées à des interfaces de récupération présentant un comportement par commutation tels que les convertisseurs.

5.1.1 Méthode de calcul des pertes dynamiques de la BMFC induites par le *flyback*

Au regard de la constante de temps d'environ 40 s qu'engendre la branche dynamique R_1C_1 de la BMFC (2.24) comparée à la fréquence d'opération du *flyback*, F_{SW} , de l'ordre du kHz, des simulations transitoires pourraient être très chronophages car le temps requis pour atteindre le régime établi est long (plus de 1 min par commutation). Une approche analytique basée sur une analyse fréquentielle est ainsi préférée pour évaluer les pertes P_1 et P_2 engendrées respectivement par les branches n°1 et n°2. Nous utiliserons pour cela le logiciel Matlab et une approche fréquentielle.

Afin de simplifier l'étude, le courant $I_{FLYBACK}$ en entrée du *flyback* sera considéré constant et indépendant de la production énergétique de la BMFC. Cette hypothèse est valable tant que le *flyback* a une faible influence sur l'énergie extraite.

De plus, les résultats présentés dans la suite concerneront le *flyback* muni des inductances couplées à air #8 associé aux conditions $\{L_1; D; F_{SW}\} = \{583 \mu H; 0,07; 4.23 \text{ kHz}\}$. Bien que cette topologie présente un rendement légèrement plus faible que celle avec les inductances couplées #2 (62% au lieu de 68%), elle permet de mettre davantage en évidence les pertes que peut subir la BMFC dues à la nature commutée du *flyback*. Les résultats obtenus dans le cas des inductances couplées #2 sont reportés à l'Annexe B. Dans chacun des cas, les tendances observées sont les mêmes.

La méthode permettant de calculer les pertes dynamiques dans la branche n°1 du modèle de la BMFC est résumée à la Fig. 5.2 (la méthode est identique pour la branche R_2C_2). Dans un premier temps, le courant $I_{FLYBACK}$ est défini dans le domaine temporel avec D et F_{SW} respectivement fixés à 0,07 et 4,23 kHz. Sa décomposition en

série de Fourier $TF(I_{FLYBACK})$ est ensuite déterminée. Grâce à l'expression de la fonction de transfert entre le courant I_1 dans la branche n°1 et la décomposition fréquentielle du courant $I_{FLYBACK}$, on déduit le courant I_1 dans le domaine fréquentiel. En repassant ensuite dans le domaine temporel, la puissance dissipée P_1 à travers la résistance R_1 de la branche n°1 est enfin calculée grâce au courant RMS de I_1 .

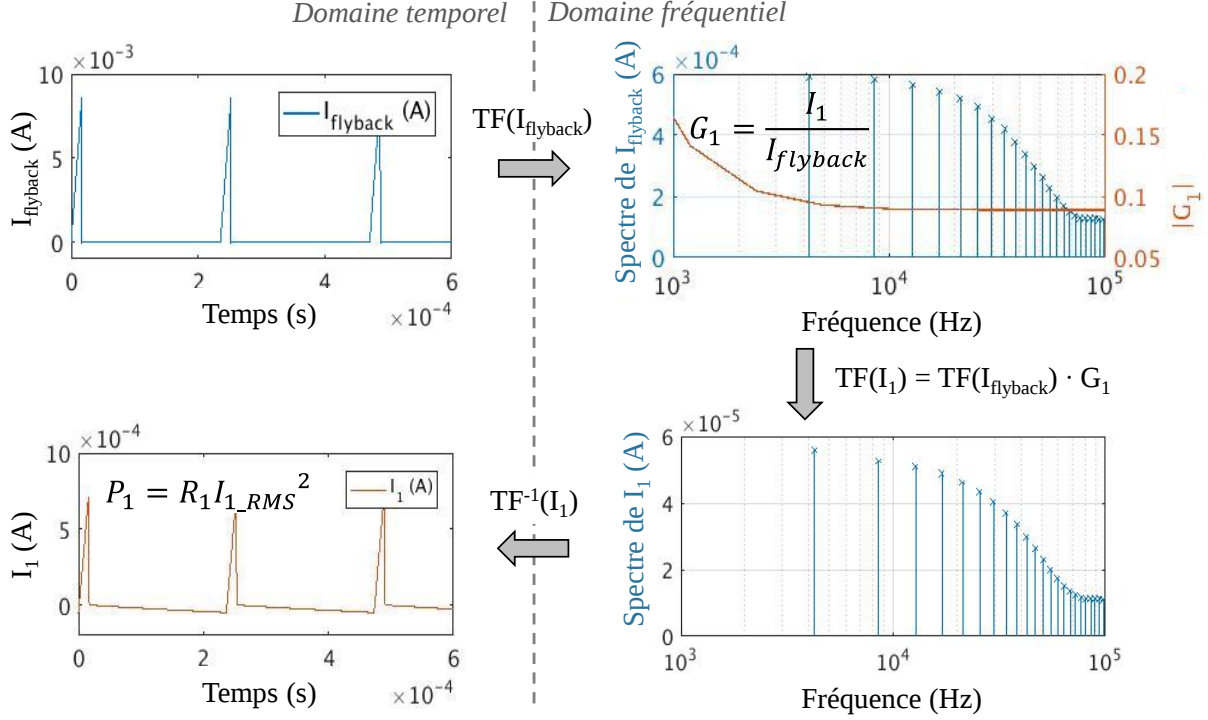


Fig. 5.2. Méthode de calcul des pertes dynamiques dans la BMFC à cause du comportement commuté du *flyback*

5.1.1.1 Décomposition en série de Fourier de $I_{FLYBACK}$

$I_{FLYBACK}$ est un signal périodique de période T_{SW} s'exprimant de la manière suivante :

$$I_{FLYBACK}(t) = \begin{cases} \chi t & \forall t \in [0; D \cdot T_{SW}] \\ 0 & \forall t \in [D \cdot T_{SW}; T_{SW}] \end{cases} \quad \text{avec } \chi = \frac{V_{IN}}{L_1} \text{ et } T_{SW} = \frac{1}{F_{SW}} \quad (5.1)$$

$I_{FLYBACK}$ peut ainsi se décomposer en une valeur moyenne a_0 et une somme d'harmoniques $I_{FLYBACK}(k)$, de rang k , de fréquence $k \times F_{SW}$ où $k \in N^*$ (5.2). L'harmonique de rang 1 est le fondamental du signal. A chaque harmonique sont associées une amplitude $|I_{FLYBACK}|(k)$ et une phase $\phi_{FLYBACK}(k)$.

$$I_{FLYBACK} = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} I_{FLYBACK}(k) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (|I_{FLYBACK}|(k) \times \cos(2\pi k t F_{SW} + \phi_{FLYBACK}(k))) \quad (5.2)$$

Chaque harmonique $I_{FLYBACK}(k)$ peut s'écrire sous forme de série de Fourier :

$$I_{FLYBACK}(k) = a_k \cos\left(\frac{2\pi k t}{T_{SW}}\right) + b_k \sin\left(\frac{2\pi k t}{T_{SW}}\right) \quad (5.3)$$

Avec :

$$a_0 = \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} f(t) dt = \frac{\chi \cdot D^2 \cdot T_{SW}}{2}$$

$$a_k = \frac{2}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} f(t) \cos\left(\frac{2\pi kt}{T_{SW}}\right) dt = A \sin(2\pi kD) + B \cos(2\pi kD) - B$$

$$b_k = \frac{2}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} f(t) \sin\left(\frac{2\pi kt}{T_{SW}}\right) dt = B \sin(2\pi kD) - A \cos(2\pi kD)$$

$$\text{Où } A = \frac{\chi \cdot D \cdot T_{SW}}{\pi k}$$

$$B = \frac{\chi \cdot T_{SW}}{2\pi^2 k^2}$$

On en déduit l'amplitude et la phase de chaque harmonique :

$$|I_{FLYBACK}|(k) = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \quad (5.4)$$

$$\varphi_{FLYBACK}(k) = -\arctan\left(\frac{b_k}{a_k}\right) \quad (5.5)$$

En utilisant les conditions précédemment choisies $\{L_1; D; F_{SW}\} = \{583 \mu\text{H}; 0,07; 4,23 \text{ kHz}\}$, les résultats pour les trente premiers harmoniques sont représentés à la Fig. 5.3(a). Le courant $I_{FLYBACK}$ dans le domaine temporel obtenu à partir de cette décomposition jusqu'au rang 1000 est représenté à la Fig. 5.3(b) (la limitation à des harmoniques de rang inférieur engendre des fluctuations non négligeables dans la représentation du courant $I_{FLYBACK}$ aux moments des commutations). Ce courant correspond bien à celui considéré au départ. On limitera ainsi l'étude aux mille premiers harmoniques pour le calcul des pertes P_1 et P_2 , les pertes dans la branche n°1 et respectivement branche n°2.

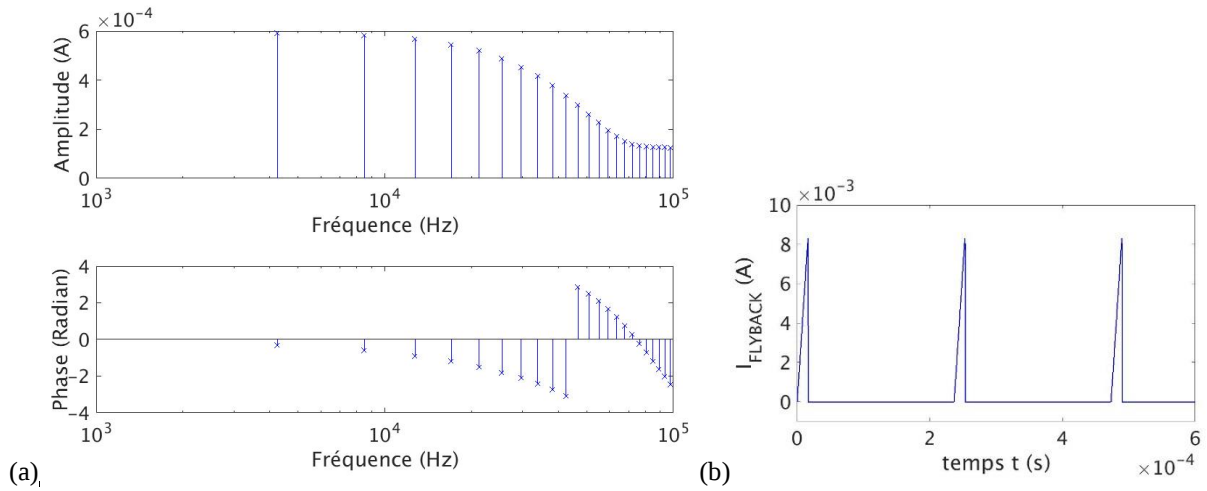


Fig. 5.3. (a) Spectre du courant $I_{flyback}$ et (b) sa représentation dans le domaine temporel.

5.1.1.2 Fonctions de transfert

Afin de déterminer les courants I_1 et I_2 , on définit les fonctions de transfert G_1 et G_2 suivantes :

$$G_1(f) = \frac{I_1(f)}{I_{FLYBACK}(f)} \quad (5.6)$$

$$G_2(f) = \frac{I_2(f)}{I_{FLYBACK}(f)} \quad (5.7)$$

Au vu du caractère symétrique des branches n°1 et n°2, on ne détaillera les calculs que pour le cas de la branche n°1. Les résultats pour la branche n°2 s'obtiennent en substituant R_1 et C_1 avec R_2 et C_2 .

On calcule G_1 à l'aide du pont diviseur de courant :

$$G_1(f) = \frac{Y_1}{Y_{DC} + Y_1 + Y_2} \quad (5.8)$$

Où Y_{DC} , Y_1 et Y_2 sont les admittances complexes de chacune des branches (Fig. 5.1).

On en déduit l'expression complète :

$$G_1 = \frac{j2\pi f C_1 R_{DC} (1 + j2\pi f R_2 C_2)}{1 + j2\pi f (C_1 R_{DC} + C_2 R_{DC} + R_1 C_1 + R_2 C_2) - (2\pi f)^2 C_1 C_2 (R_2 R_{DC} + R_1 R_{DC} + R_1 R_2)} \quad (5.9)$$

De manière à mettre en évidence les fréquences caractéristiques, on réécrit G_1 sous la forme suivante :

$$G_1 = \frac{j \frac{f}{f_0} \left(1 + j \frac{f}{f_1}\right)}{1 + 2jz \frac{f}{f_2} - \frac{f^2}{f_2^2}} \quad (5.10)$$

$$\text{Avec } f_0 = \frac{1}{2\pi C_1 R_{DC}}$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C_2 R_2}$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi C_1 C_2 (R_2 R_{DC} + R_1 R_{DC} + R_1 R_2)}$$

Les diagrammes de Bode de G_1 et G_2 sont représentés à la Fig. 5.4 en remplaçant les composantes par leur valeur (Table 5.1).

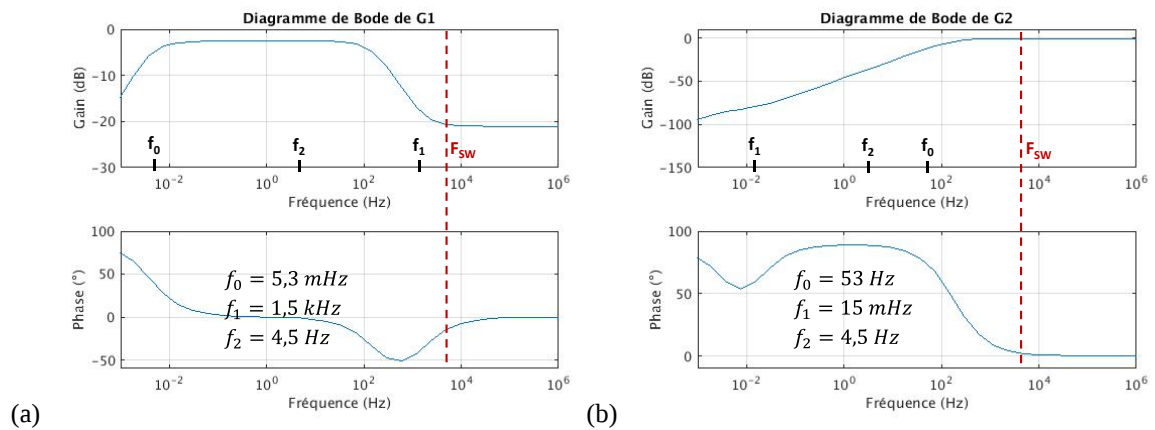


Fig. 5.4. Diagramme de Bode des fonctions de transfert (a) G_1 et (b) G_2

On observe qu'aux fréquences supérieures et égales à $F_{SW} = 4,2$ kHz, le module de G_1 est de -20 dB et sa phase proche de 0° . Autrement dit le courant I_1 aura la même allure que $I_{FLYBACK}$ avec une amplitude dix fois inférieure. Pour ces mêmes fréquences, le gain de G_2 est proche de 0 dB et sa phase de 0° . Le courant I_2 sera donc égal à $I_{FLYBACK}$, à la composante continue a_0 près.

5.1.1.3 Détermination des courants I_1 et I_2

A l'aide de la décomposition de $I_{FLYBACK}$ et du calcul de la fonction de transfert G_1 , on détermine I_1 :

$$I_1 = \sum_{k=1}^{\infty} I_1(k) = \sum_{k=1}^{\infty} I_{FLYBACK}(k) \times G_1(k \times F_{SW}) \quad (5.11)$$

En repassant dans le domaine temporel, on obtient les courants $I_1(t)$ et $I_2(t)$ illustrés à la Fig. 5.5. Les capacités C_1 et C_2 filtrant la composante DC de $I_{FLYBACK}$, les courants I_1 et I_2 sont centrés en 0. L'amplitude du courant I_1 est environ dix fois inférieure au courant maximal de $I_{FLYBACK}$ tandis que celle de I_2 y est pratiquement égal, ce qui vérifie les prévisions faites précédemment.

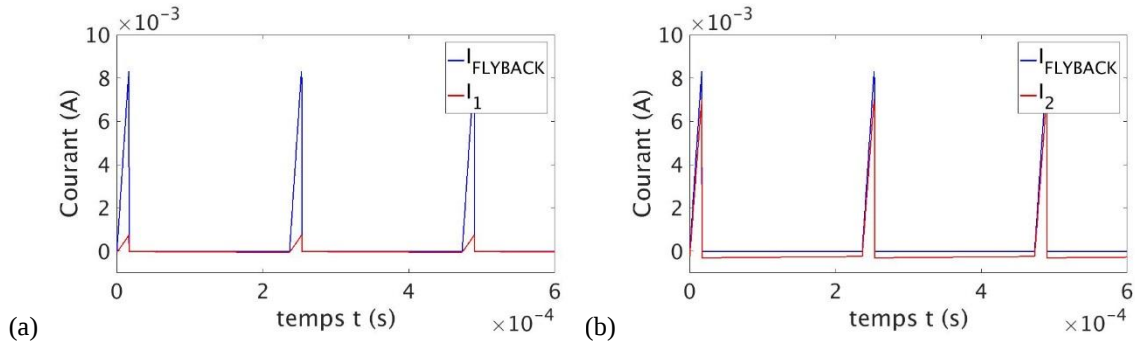


Fig. 5.5. Courant $I_{FLYBACK}$ comparé au courant : (a) I_1 dans la branche n°1 et (b) I_2 dans la branche n°2

5.1.1.4 Détermination des pertes P_1 et P_2

Les harmoniques engendrés par le courant en entrée du *flyback* induisent des pertes dans les résistances R_1 et R_2 . On a constaté que le courant traversant la branche n°1 est environ dix fois plus faible que celui traversant la branche n°2. Néanmoins, R_1 étant beaucoup plus importante que R_2 , on ne peut directement conclure sur le contributeur majoritaire aux pertes dynamiques de la BMFC.

On définit P_1 (respectivement P_2) les pertes dans la branche n°1 (respectivement branche n°2). Ces pertes peuvent se décomposer en la somme des pertes $P_1(k)$ engendrées par chaque harmonique $I_1(k)$ (démonstration à l'Annexe C) :

$$P_1 = \sum_{k=1}^{\infty} P_1(k) = \sum_{k=1}^{\infty} R_1 I_{1_RMS}^2(k) \quad (5.12)$$

$$\text{où } I_{1_RMS}(k) = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_{1_k}^2(t) dt}$$

La Fig. 5.6 représente la contribution des cinquante premiers harmoniques aux pertes totales dans le cas des deux branches. La majorité de la puissance perdue est contenue dans le fondamental, d'où l'importance du choix de la fréquence de découpage F_{SW} .

On obtient, après calcul sur les mille premiers harmoniques, une puissance totale P_1 de 4,4 μW et une puissance P_2 de 42,9 μW , ce qui représente respectivement 5% et 48% de la puissance P_{MPP} délivrée en sortie de la BMFC (90 μW). Les pertes totales engendrées par les composantes dynamiques du modèle de la BMFC sont donc de 47,3 μW dont 90% sont dues à la branche n°2. Ces pertes sont non négligeables comparées aux pertes de 90 μW dues à la composante DC de la BMFC. Ceci signifie qu'une puissance équivalente à 53% de celle délivrée au

convertisseur, dite utile, est perdue au sein de la BMFC, due au *flyback*, contribuant ainsi à un épuisement inutile des ressources en matière organique.

Lors d'un travail au MPP, les pertes DC, induites par la résistance série R_{DC} , sont inévitablement égales à 100% de la puissance utile P_{MPP} . Les pertes AC, quant à elles, sont engendrées par l'impédance parallèle Z_{AC} (Fig. 2.17 au chapitre 2) et dépendent du courant $I_{FLYBACK}$ imposé aux bornes de la BMFC. Afin de réduire ces pertes, nous allons par la suite modifier ce courant en faisant varier deux paramètres du *flyback* (l'inductance primaire L_1 et le rapport cyclique D) et ainsi évaluer l'impact de ces paramètres sur le spectre des courants I_1 et I_2 et donc sur les pertes engendrées par les résistances R_1 et R_2 .

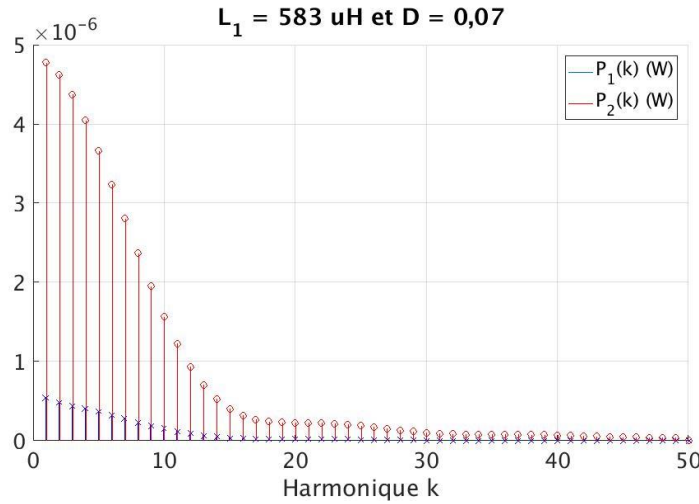


Fig. 5.6. Pertes dans la branche n°1 $P_1(k)$ et dans la branche n°2 $P_2(k)$ engendrées par chaque harmonique k

5.1.2 Influence de la topologie du *flyback* sur les pertes dynamiques de la BMFC

Le chapitre 4 a étudié l'influence de différents paramètres (inductance primaire L_1 et D) du *flyback* sur les pertes d'extraction et de conversion du convertisseur, sans se préoccuper de leur impact sur les pertes au sein de la BMFC. Ces pertes étaient réduites aux pertes statiques égales, au MPP, à la puissance fournie à l'entrée du *flyback*, P_{MPP} . Au vu de l'étude précédente, des pertes dynamiques supplémentaires non négligeables peuvent s'ajouter. Une augmentation importante de ces pertes n'influera pas nécessairement sur la puissance récupérée en sortie du *flyback*, P_{OUT} , mais signifiera un épuisement inutile des ressources de la BMFC.

Afin de quantifier ces pertes, on définit le rendement de la pile η_{BMFC} comme le rapport entre $P_{donnée}$, la puissance délivrée au *flyback* égale à P_{MPP} au MPP, et $P_{produite}$, la puissance totale produite intrinsèquement par la pile, i.e. la puissance fournie P_{MPP} sommée à celles perdues dans R_{DC} (égale à P_{MPP}) et dans les branches n°1 et n°2 :

$$\eta_{BMFC} = \frac{P_{donnée}}{P_{produite}} = \frac{P_{MPP}}{2P_{MPP} + P_1 + P_2} \quad (5.13)$$

Lors du travail au MPP, le rendement η_{BMFC} atteint au maximum 50% car les pertes DC valent constamment P_{MPP} . Lorsque P_1 et P_2 deviennent non-négligeables par rapport à P_{MPP} , ce rendement diminue.

Cette partie s'intéresse à mesurer l'impact de l'inductance primaire L_1 et du rapport cyclique D sur le rendement de la BMFC η_{BMFC} . Les résultats seront comparés au rendement $\eta_{FLYBACK}$. L'objectif est de garantir une puissance en sortie du *flyback* P_{OUT} optimale (i.e. $\eta_{FLYBACK}$ proche de 100%) tout en évitant un gaspillage inutile de l'énergie produite intrinsèquement par la BMFC (i.e. η_{BMFC} proche de 50%).

5.1.2.1 Influence de l'inductance primaire L_1

Dans un premier temps, cette section étudie l'influence de l'inductance primaire L_1 sur les pertes dynamiques de la BMFC. Similairement au chapitre 4 où l'étude portait sur le rendement du *flyback*, η_{FLYBACK} , D est fixé et F_{SW} adaptée pour respecter la condition de MPP (3.26).

En fixant D à 0,07, les pertes P_1 et P_2 sont calculées pour L_1 variant de 2 μF à 200 mF, ce qui correspond à une fréquence F_{SW} variant de 1,23 MHz à 12,3 Hz. Les pertes normalisées par rapport aux pertes DC (égales à P_{MPP}) sont représentées à la Fig. 5.7.

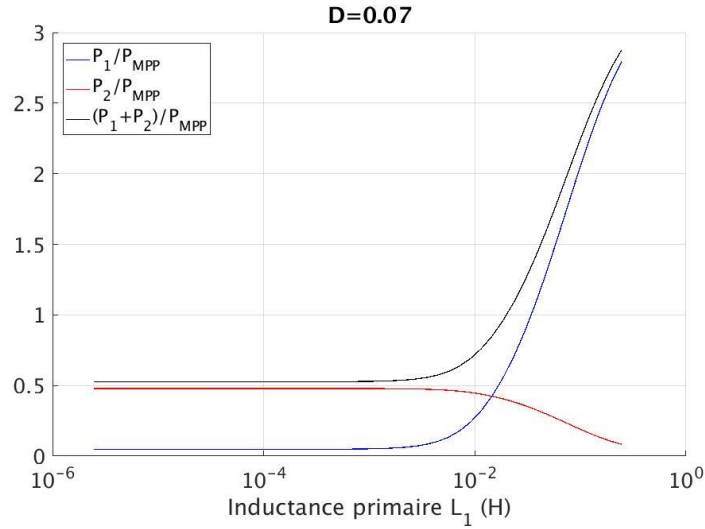


Fig. 5.7. Influence de l'inductance primaire L_1 du *flyback* sur les pertes P_1 et P_2 avec le rapport cyclique D fixé à 0,07

Lorsque l'on augmente L_1 , i.e. diminue F_{SW} , les pertes dynamiques augmentent considérablement, en particulier au-delà de 100 mH. D'un côté P_2 diminue car, avec la diminution de F_{SW} , le courant I_2 est davantage atténué d'après le diagramme de Bode de G_2 représenté à la Fig. 5.4(b). D'un autre côté, le courant I_1 est de moins en moins atténué d'après le diagramme de Bode de G_1 représenté à la Fig. 5.4(a). Etant donné que la résistance R_1 est dix fois plus importante que la résistance R_2 , l'augmentation de P_1 est plus significative que la décroissance de P_2 et les pertes dynamiques totales P_1+P_2 augmentent.

Pour des valeurs inférieures à 100 mH, les variations de L_1 n'ont aucun impact sur les pertes dynamiques qui restent égales à 53% de P_{MPP} . Le rendement η_{BMFC} est maintenu à 40%. Par conséquent, en considérant notre point de fonctionnement initial à 583 μH , aucune optimisation du rendement ne peut être envisagée en variant L_1 .

La Fig. 5.8 compare l'évolution du rendement de la BMFC à celui du *flyback* (obtenu en simulation en considérant des inductances couplées idéales, en fixant D à 0,07 et en faisant varier L_1 tout en adaptant F_{SW} selon la condition de MPP). Au-delà de 100 mH, η_{FLYBACK} offre peu d'augmentation tandis que η_{BMFC} connaît une décroissance plus marquée. La conclusion faite au chapitre 4, qui incitait à augmenter au maximum la valeur de L_1 pour atteindre de meilleurs rendements, est ainsi très discutable. Vaut-il mieux augmenter très faiblement la puissance en sortie du *flyback* P_{OUT} et augmenter fortement les pertes au sein de la BMFC ou se contenter d'un P_{OUT} égal à 80% du P_{MPP} (en travaillant à 3 mHz par exemple) tout en préservant les ressources de la BMFC avec η_{BMFC} égale à 40% ? On sent qu'il y a un optimum derrière la question mais dont l'étude échappe pour l'instant car la modélisation de l'épuisement des ressources de la BMFC est un problème complexe, au-delà des travaux présentés ici.

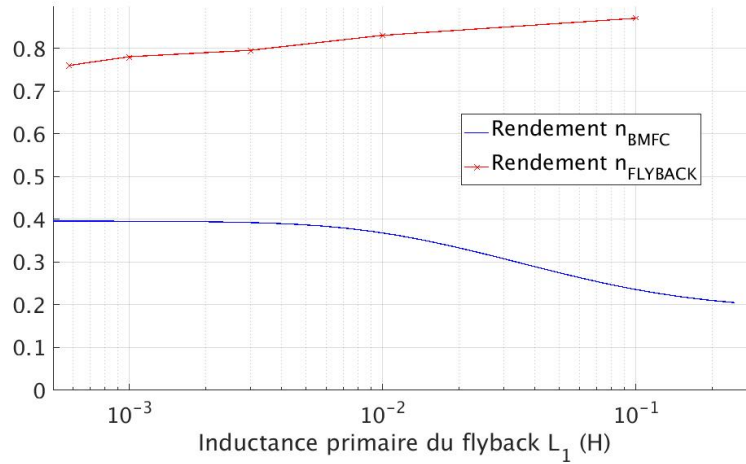


Fig. 5.8. Influence de l'inductance primaire L_1 du *flyback* sur les rendements η_{BMFC} et $\eta_{FLYBACK}$

5.1.2.2 Influence du rapport cyclique D

Un travail identique est effectué pour analyser l'influence du rapport cyclique. L'inductance L_1 est fixée à 583 μ H et D varie de 0 à 1 tout en adaptant la fréquence F_{SW} conformément à la condition de MPP (3.26). Les résultats sont représentés à la Fig. 5.9. Lorsque D diminue (*i.e.* F_{SW} diminue), les pertes dynamiques augmentent exponentiellement. La rapidité à laquelle ces pertes augmentent avec la diminution de la fréquence F_{SW} (comparée au cas rencontré où L_1 variait) s'explique par le fait que F_{SW} est proportionnel carré de D (et « seulement » proportionnel à L_1). Ces pertes sont particulièrement importantes lorsque l'on travaille à un rapport D inférieur à 0,2. A l'inverse, travailler avec D supérieur à 0,5 (*i.e.* F_{SW} supérieur à 214 kHz) garantit des pertes dynamiques négligeables et un rendement η_{BMFC} supérieur à 48% comme le montre la Fig. 5.10. Néanmoins, d'après cette même figure, le rendement $\eta_{FLYBACK}$ diminue significativement lorsque D est supérieur à 0,1 (ce rendement est obtenu en simulation en faisant varier D et en adaptant F_{SW} selon la condition de MPP avec le modèle des inductances couplées #8). Cette diminution du rendement s'explique par l'augmentation de la fréquence F_{SW} qui induit d'importantes pertes par commutation.

Ainsi, une augmentation de D pourrait permettre une maximisation du rendement η_{BMFC} . Mais cette action est inenvisageable étant donnée la chute de rendement qu'elle impose au *flyback* (Fig. 5.10).

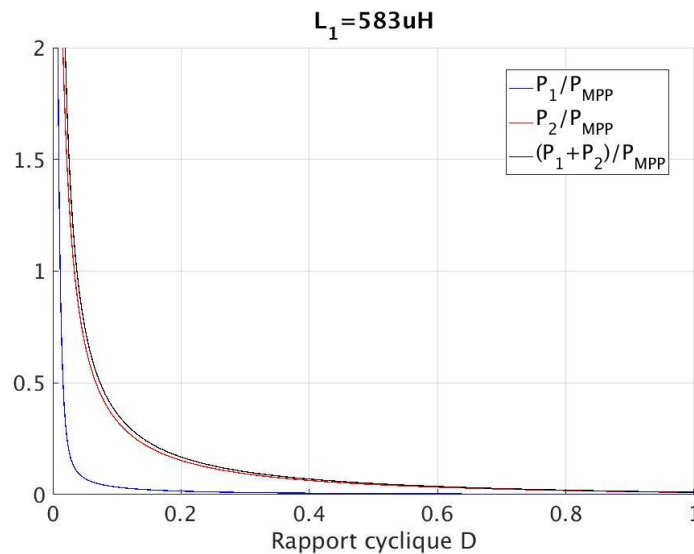


Fig. 5.9. Influence du rapport cyclique D du *flyback* sur les pertes P_1 et P_2 pour une inductance primaire L_1 fixée à 383 μ H

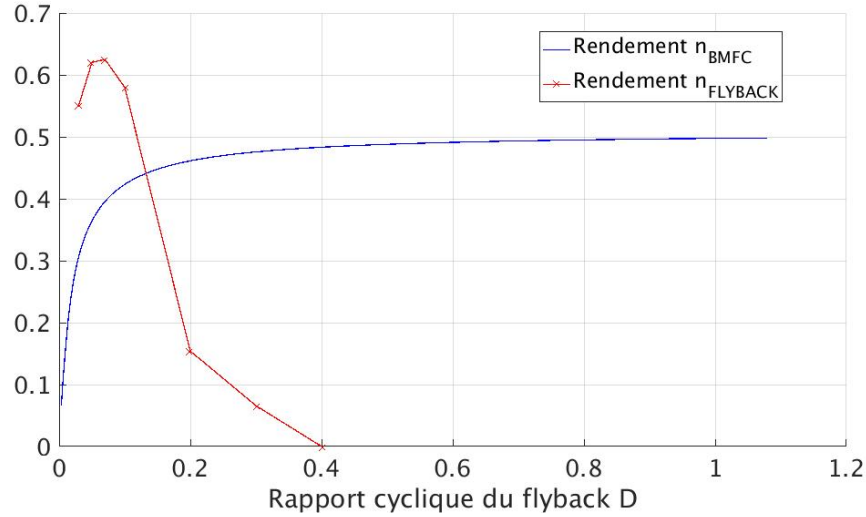


Fig. 5.10. Influence du rapport cyclique D du *flyback* sur les rendements η_{BMFC} et η_{FLYBACK}

5.1.3 Influence d'une capacité de découplage en entrée du *flyback* sur les pertes dynamiques de la BMFC

Variation de L_1 ne permet pas d'augmenter le rendement η_{BMFC} , tandis qu'augmenter D permettrait de rendre les pertes dynamiques négligeables, mais supposerait dans le même temps que l'on diminue drastiquement le rendement du *flyback* η_{FLYBACK} . C'est pourquoi cette partie s'intéresse à évaluer l'avantage que pourrait apporter une capacité de découplage C_{IN} en entrée du *flyback*.

5.1.3.1 Etude détaillée avec $C_{\text{IN}} = 10 \mu\text{F}$

Le circuit équivalent considéré est représenté à la Fig. 5.11. Il s'agit du même circuit que précédemment auquel a été ajoutée une capacité de découplage C_{IN} en sortie de la BMFC. Cette étude néglige la résistance ESR de cette capacité.

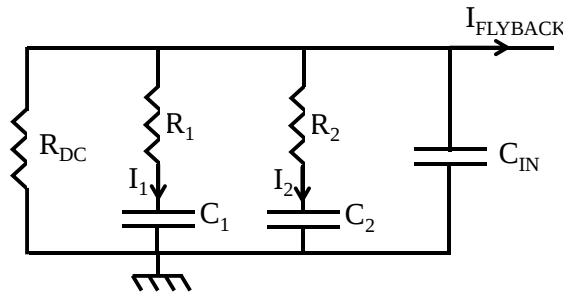


Fig. 5.11. Modèle dynamique de la BMFC avec ajout d'une capacité C_{IN} en entrée du *flyback*

La nouvelle fonction de transfert G_1 s'exprime de la manière suivante :

$$G_1 = \frac{I_1}{I_{\text{FLYBACK}}} = \frac{j\omega C_1 R_{\text{DC}} (1 + j\omega R_2 C_2)}{1 + j\omega [R_{\text{DC}}(C_1 + C_2 + C_{\text{IN}}) + R_1 C_1 + R_2 C_2] - \omega^2 [C_1 C_2 (R_2 R_{\text{DC}} + R_1 R_{\text{DC}} + R_1 R_2) + R_{\text{DC}} C_{\text{IN}} (R_1 C_1 + R_2 C_2)] - j\omega^3 R_{\text{DC}} R_1 R_2 C_{\text{IN}} C_1 C_2}$$

Comme précédemment, la fonction de transfert G_2 est déterminée par substitution, en remplaçant R_1 et C_1 par R_2 et C_2 . Les diagrammes de Bode correspondant sont représentés à la Fig. 5.12 pour différentes valeurs de C_{IN} . On remarque que l'influence de cette capacité est négligeable pour des fréquences inférieures à 100 Hz. Néanmoins, au-delà de cette valeur, plus la valeur de C_{IN} est importante, plus l'amplitude de G_1 et de G_2 diminue et plus les courants I_1 et I_2 ont des chances d'être atténués.

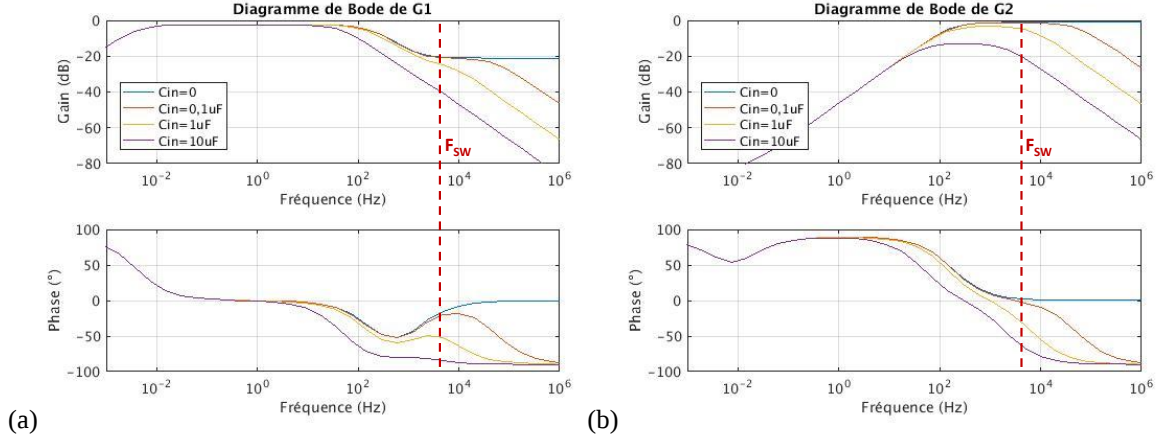


Fig. 5.12. Diagramme de Bode des fonctions de transfert (a) G_1 et (b) G_2 pour différentes valeurs de C_{IN}

Dans le cas où C_{IN} vaut 10 μ F, les courants $I_1(t)$ et $I_2(t)$ dans le domaine temporel sont illustrés à la Fig. 5.13. En comparaison avec la Fig. 5.5 où aucune capacité C_{IN} n'était utilisée, on remarque une importante atténuation des courants, en particulier pour $I_2(t)$ qui précédemment était le courant contribuant en majorité aux pertes dynamiques.

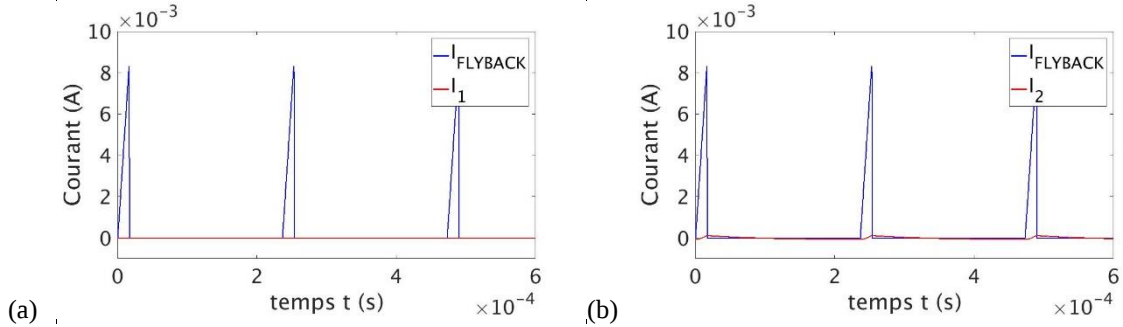


Fig. 5.13. Courants (a) I_1 dans la branche n°1 et (b) I_2 dans la branche n°2 avec C_{IN} valant 10 μ F

La Fig. 5.14 représente les pertes dynamiques pour différentes valeurs de C_{IN} allant de 1 nF à 100 μ F. On observe que l'ajout d'une capacité C_{IN} diminue les pertes dynamiques de la BMFC. Cette diminution est d'autant plus importante que la valeur de C_{IN} est grande. A 10 μ F (ce qui représente une surface supplémentaire encore négligeable sur le PCB), les pertes dynamiques sont égales à 0,1% de P_{MPP} et sont donc négligeables. A cette même valeur, le rendement η_{BMFC} atteint plus de 49,9% (Fig. 5.15). En comparaison, dans le cas du *flyback* muni des inductances couplées #2, ce même rendement est obtenu pour une valeur C_{IN} encore plus faible de 4 μ F (cf. Annexe B).

Ces observations s'expliquent par le fait que, avec l'ajout d'une capacité C_{IN} aux bornes de la BMFC, la plus grande partie du courant pulsé va traverser cette nouvelle branche et non les deux branches dynamiques de la BMFC, n'engendrant ainsi aucune perte puisque l'ESR de la capacité C_{IN} est négligée (et sans doute négligeable).

Si l'on prend l'exemple d'une capacité électrolytique (Rubycon Series YXF, 10 μ F) qui présente un ESR maximal de 1,5 Ω , l'intégration de cette résistance dans l'étude génère des pertes minimales et le fait de la négliger précédemment reste pertinent.

Pour finir, cette étude justifie l'approximation faite lors de l'étude de dimensionnement du *flyback* : avec une capacité C_{IN} de plusieurs μ F, le comportement dynamique de la pile n'influe pas sur le fonctionnement de l'interface et le modèle statique était donc bien suffisant pour mener une étude fiable.

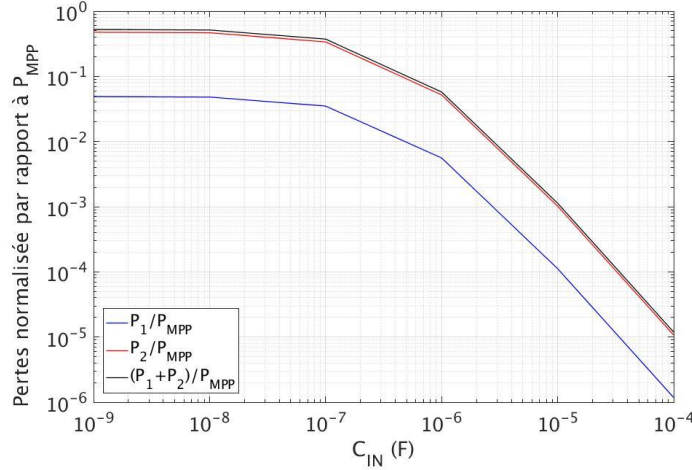


Fig. 5.14. Influence de C_{IN} sur les pertes dynamiques de la BMFC normalisées par rapport à P_{MPP}

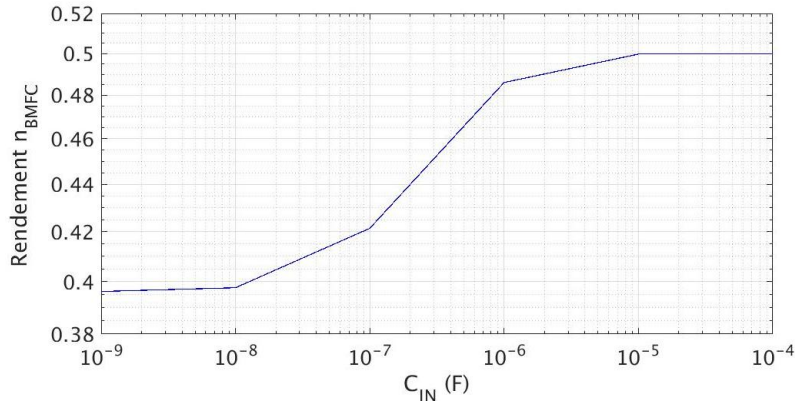


Fig. 5.15. Influence de C_{IN} sur le rendement η_{BMFC}

5.1.4 Conclusion

Dans cette partie, nous avons analysé l'influence du convertisseur *flyback* en MCD sur les pertes intrinsèques de la BMFC. Du fait de son comportement commuté, le convertisseur impose un courant pulsé à la BMFC qui pourrait induire des pertes dynamiques en son sein. Grâce au modèle dynamique déduit au chapitre 2, qui est composé de deux branches RC associées à des constantes de temps de l'ordre de 100 μ s et 10 s, nous avons étudié l'influence de la topologie du *flyback* sur les pertes engendrées par les deux branches RC. Tandis que varier l'inductance L_1 ne permet aucune optimisation en particulier, augmenter le rapport cyclique D pourrait réduire significativement ces pertes dynamiques. Néanmoins, augmenter D impose d'augmenter la fréquence F_{SW} ce qui fait chuter considérablement le rendement du *flyback*. Finalement, nous avons montré que l'ajout d'une capacité C_{IN} de quelques μ F en sortie de la BMFC permet de s'affranchir de ces pertes. Avec l'ajout d'une capacité de 10 μ F, les pertes dynamiques passent de la moitié de la puissance extraite P_{MPP} à une valeur négligeable.

5.2 Variation à long-terme de la BMFC : pertinence du suivi du maximum de puissance ?

Plusieurs études ont montré les bénéfices qu'apporte le suivi dynamique du MPP (que l'on appellera par la suite *MPP-tracking*) sur la vitesse de démarrage des MFCs et ont prouvé expérimentalement son aptitude à maximiser l'énergie extraite (*i.e.* maximisation de η_{EXTR}) [Premier2011]. D'autres études ont ensuite comparé l'efficacité de différentes méthodes de *MPP-tracking* dans le cas des MFCs [Degrenne2012b, Woodward10]. Enfin, plusieurs chercheurs du domaine de l'électronique ont intégré des algorithmes de *MPP-tracking* dans leur interface d'énergie connectée aux MFCs [Alaraj2014, Park2012].

Néanmoins aucune étude n'a été réalisée sur l'intérêt du *MPP-tracking* pour maximiser l'énergie récupérée en sortie des convertisseurs (*e.g.* maximiser η_{FLYBACK} dans notre cas). En effet, adopter un *MPP-tracking* modifie le rendement de conversion et requiert d'intégrer un circuit de contrôle au convertisseur qui ajoute des pertes énergétiques. Au regard des variations électriques rencontrées par les MFCs, surtout dans les fonds marins où les paramètres changent sur le long terme, le *MPP-tracking* n'est pas obligatoirement avantageux. Dans le cas de nos BMFCs, cette discussion est d'autant plus importante que les puissances mises en jeu sont de l'ordre de la centaine de μW (plus faible que pour les MFCs que l'on retrouve typiquement en littérature avec une dizaine de mW). De plus, étant donné le faible coût de production des BMFCs et la place à disposition pour certaines applications (*e.g.* fonds océaniques), il est pertinent de s'interroger sur la préférence d'agrandir la surface des électrodes au lieu de procéder au *MPP-tracking*.

Pour cette étude, nous reprenons le modèle statique équivalent de la BMFC utilisé au chapitre 4 et déterminé au chapitre 2 ($U_{\text{CO}} = 0,6 \text{ V}$, $R_{\text{DC}} = 1 \text{ k}\Omega$, $P_{\text{MPP}} = 90 \mu\text{W}$) accompagné du convertisseur *flyback* optimisé pour ce modèle, au chapitre 4, section 4.3 (inductances couplées #2).

Afin d'appréhender l'intérêt du *MPP-tracking*, nous étudierons dans un premier temps son impact sur le rendement total du *flyback* au regard des variations subies par la BMFC. Nous comparerons ensuite ces résultats à ceux obtenus avec deux autres stratégies d'extraction : la première suivant le point de puissance maximal en sortie du convertisseur, la seconde n'effectuant aucun suivi et fixant le point de fonctionnement à un MPP initialement mesuré.

5.2.1 Etude du *MPP-tracking*

Les variations électriques d'une BMFC impliquent une variation de son modèle équivalent statique, c'est-à-dire à la fois de sa tension en circuit ouvert U_{CO} et de sa résistance série équivalente R_{DC} . Afin d'étudier l'effet du *MPP-tracking* sur notre convertisseur, nous analyserons l'influence de U_{CO} puis de R_{DC} sur le rendement d'extraction η_{EXTR} et le rendement de conversion η_{CONV} lors d'un suivi du MPP. De la même manière que pour le chapitre précédent, les résultats expérimentaux seront analysés à la lumière des résultats obtenus en simulation.

5.2.1.1 Influence de la tension en circuit ouvert U_{CO} de la BMFC sur le rendement

Dans cette partie, l'étude porte sur l'impact des variations de la tension en circuit ouvert U_{CO} , la résistance R_{DC} étant fixée à la valeur nominale $1 \text{ k}\Omega$ (valeur utilisée lors de l'optimisation du *flyback* au chapitre précédent). Au chapitre 1 section 2.1.1, plusieurs BMFCs ont été caractérisées révélant une variation de cette tension entre $0,46 \text{ V}$ et $0,71 \text{ V}$ (Fig. 1.11). Cette variation de tension est directement liée aux potentiels d'oxydation à l'anode et de réduction à la cathode qui peuvent changer à cause d'une baisse de la concentration en réactif ou encore de réactions parasites. L'impact des variations de U_{CO} étendue à $[0,4 \text{ V} ; 0,8 \text{ V}]$ sur les différents rendements, obtenus expérimentalement, est représenté à la Fig. 5.16. Il est important de noter que la puissance P_{MPP} (*i.e.* puissance en entrée du convertisseur P_{IN} dans le cas du *MPP-tracking*) est proportionnelle au carré de U_{CO} (3.27). Autrement dit, une diminution par deux de U_{CO} induit une diminution par quatre de P_{IN} .

Tout d'abord, nous observons qu'une variation de U_{CO} n'influence aucunement le rendement d'extraction η_{EXTR} , ce qui est cohérent puisque R_{DC} est fixé et l'adaptation d'impédance est toujours respectée.

Au contraire, le rendement de conversion η_{CONV} dépend de manière significative des variations de U_{CO} . D'un côté, une diminution de U_{CO} , *i.e.* une diminution de P_{IN} , engendre une chute du rendement de conversion η_{CONV} . Bien qu'une décroissance de P_{IN} induise une diminution des pertes statiques (essentiellement dues à la diode et aux éléments parasites résistifs des inductances couplées), les pertes par commutation (majoritairement dues au MOSFET, à l'oscillateur et aux éléments capacitifs des inductances couplées) restent relativement inchangées (les pertes dans la grille et l'oscillateur ne dépendent pas de U_{CO} et celles dues à la capacité drain-source du transistor dépend de $V_{\text{OUT}} + V_{\text{D}} + U_{\text{CO}}/2$ où U_{CO} est largement inférieur à V_{OUT}). Les pertes par commutation deviennent par conséquent considérables au regard de P_{IN} . D'un autre côté, lorsque U_{CO} augmente, *i.e.* augmentation de P_{IN} , les pertes statiques deviennent prédominantes et le rendement de conversion atteint un plateau. Afin de vérifier ces explications et différencier l'origine des pertes, le *flyback* est simulé pour les cas extrêmes à 0,4 V et 0,8 V. Les rendements de conversion obtenus sont illustrés par des ronds jaunes à la Fig. 5.16 et coïncident à 1% près aux valeurs de rendement obtenues expérimentalement. Le modèle est ainsi toujours considéré comme valide. La répartition des pertes au sein du *flyback* est représentée par deux diagrammes circulaires. On observe ainsi que lors du passage de 0,4 V à 0,8 V (*i.e.* 40 μW à 160 μW), les pertes causées par la diode passent de 19% à 38% et surpassent celles causées par le MOSFET et l'oscillateur qui passent de 32% à 17%, ce qui confirme nos premières suppositions. Dans chacun des cas, les inductances couplées restent néanmoins le contributeur majoritaire aux pertes.

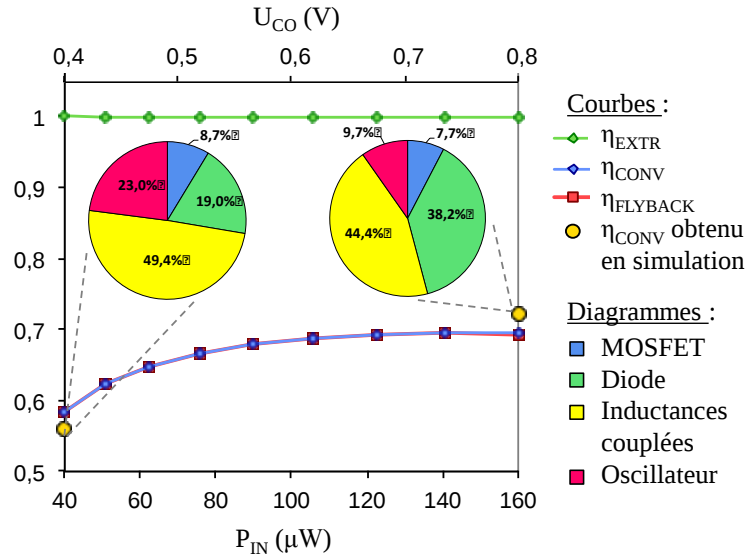


Fig. 5.16. Influence de la tension en circuit ouvert U_{CO} sur les rendements du *flyback* utilisant le *MPP-tracking* (résultats expérimentaux).

5.2.1.2 Influence de la résistance interne R_{DC} de la BMFC sur le rendement

Dans cette partie, l'étude porte sur l'impact des variations de la résistance statique R_{DC} , la tension en circuit ouvert U_{CO} étant fixée à la valeur nominale 0,6 V (valeur utilisée lors de l'optimisation du *flyback* au chapitre précédent). Au regard des variations de résistance observées sur les différentes BMFCs caractérisées au chapitre 1, Fig. 1.11, on choisit d'étudier ces variations sur deux décades centrées sur la valeur nominale de 1 k Ω . Les rendements obtenus expérimentalement sont représentés à la Fig. 5.17. L'axe des abscisses est normalisé par rapport à la résistance nominale de 1 k Ω . Pour chaque valeur de résistance, la fréquence F_{SW} est adaptée conformément à (3.26) de manière à respecter la condition de MPP (Fig. 5.18).

Tout d'abord, on observe qu'en doublant la valeur de R_{DC} par rapport à sa valeur nominale (abscisse à 2), le rendement de conversion η_{CONV} passe de 68% à 56%, puis chute de manière logarithmique jusqu'à une valeur très faible lorsque R_{DC} est multipliée par 4. Cette décroissance du rendement s'explique par l'augmentation des pertes par commutation liées à l'incrément de la fréquence F_{SW} conformément à la stratégie imposée par le *MPP-tracking*. Ainsi, bien que cette stratégie permette de maintenir un rendement d'extraction η_{EXTR} à 1, le rendement total du *flyback* η_{FLYBACK} (produit de η_{EXTR} et η_{CONV}) diminue à cause des pertes au sein du circuit.

De la même manière, lors d'une division par 2 de R_{DC} par rapport à sa valeur nominale (abscisse à 0,5), on observe une légère diminution du rendement de conversion qui passe de 68% à 62%. Cette décroissance s'avère ensuite plus drastique pour des résistances plus faibles jusqu'à atteindre des rendements de 27% lorsque R_{DC} est divisée par 10 (abscisse à 0,1). Cette observation s'explique par la saturation en flux magnétique des inductances couplées lors de l'opération du *flyback*. La Fig. 5.19 représente le courant maximal I_{L_MAX} calculé théoriquement (3.13) en considérant un travail au MPP. Lorsque la résistance R_{DC} diminue, le courant I_{L_MAX} atteint au primaire du *flyback* converge vers le courant de saturation I_{SAT} des inductances couplées #2 (cf. Table 4.3 au chapitre 4) engendrant une augmentation des pertes par hystérésis au sein du matériau magnétique. Lorsque I_{L_MAX} dépasse I_{SAT} , s'ajoute également une chute du rendement d'extraction η_{EXTR} qui s'explique de la manière suivante : l'inductance primaire L_1 , mesurée expérimentalement en régime linéaire et utilisée comme référence pour fixer la fréquence F_{SW} , ne reflète plus le comportement réel des inductances couplées et la fréquence F_{SW} ne permet plus un travail au MPP.

Par conséquent, avec la stratégie *MPP-tracking*, le rendement total du *flyback* $\eta_{FLYBACK}$ devient inférieur à 55% lorsque R_{DC} chute en-deçà de 0,5 fois la valeur nominale et augmente au-delà de 2 fois la valeur nominale. Autrement dit, dans notre cas où la résistance nominale choisie est de 1 k Ω , $\eta_{FLYBACK}$ reste supérieur à 55% tant que R_{DC} est maintenue dans la plage [500 Ω ; 2 k Ω]. Une optimisation des inductances couplées pourrait permettre d'accroître cette plage. En particulier, en sélectionnant des inductances couplées avec un courant de saturation I_{SAT} plus élevé, le phénomène de saturation observé pour les faibles résistances pourrait être évité. De la même manière, lors d'une augmentation de R_{DC} , les pertes par commutation dues à l'hystérésis pourraient être diminuées et la chute du rendement « retardée ».

Toutefois, il faut noter qu'une décroissance de R_{DC} s'accompagne d'une augmentation de la puissance délivrée en sortie de la BMFC. La partie « gauche » du graphique est donc moins critique que la partie « droite ». Par exemple, pour R_{DC} égal à 2 k Ω , le rendement est de 56% représentant une puissance de sortie P_{OUT} de 25 μW , alors que pour R_{DC} égal à 100 Ω , le rendement est inférieur et vaut 21% représentant une puissance P_{OUT} supérieure de 190 μW .

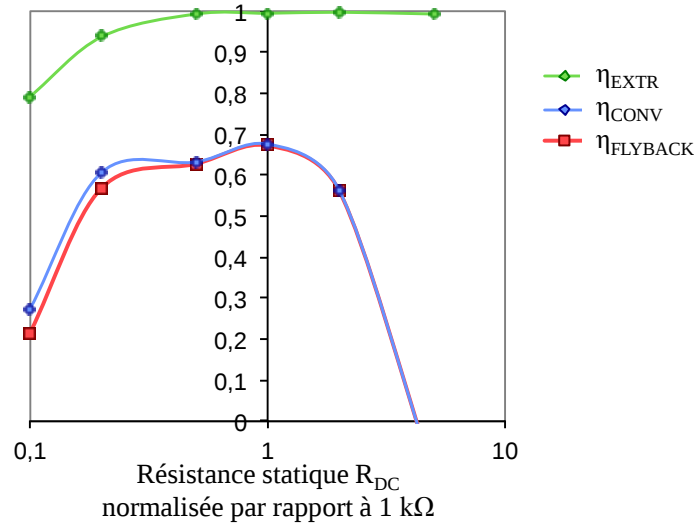


Fig. 5.17. Influence de la résistance statique R_{DC} sur les rendements du *flyback* utilisant le *MPP-tracking* (résultats expérimentaux).

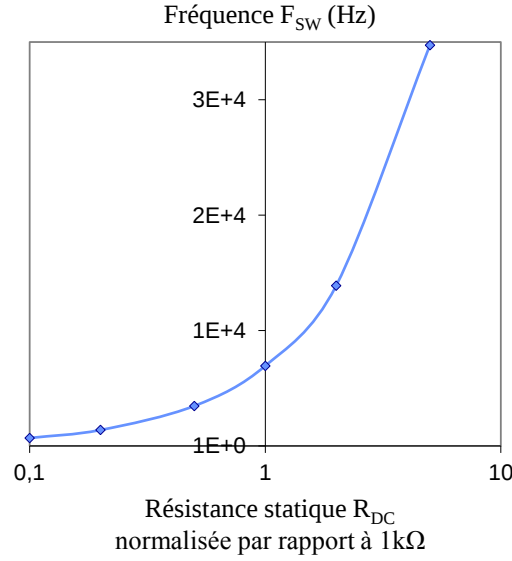


Fig. 5.18. Fréquence F_{sw} en fonction de la résistance statique R_{DC} à rapport cyclique D fixé à 0,5 pour maintenir les conditions de MPP.

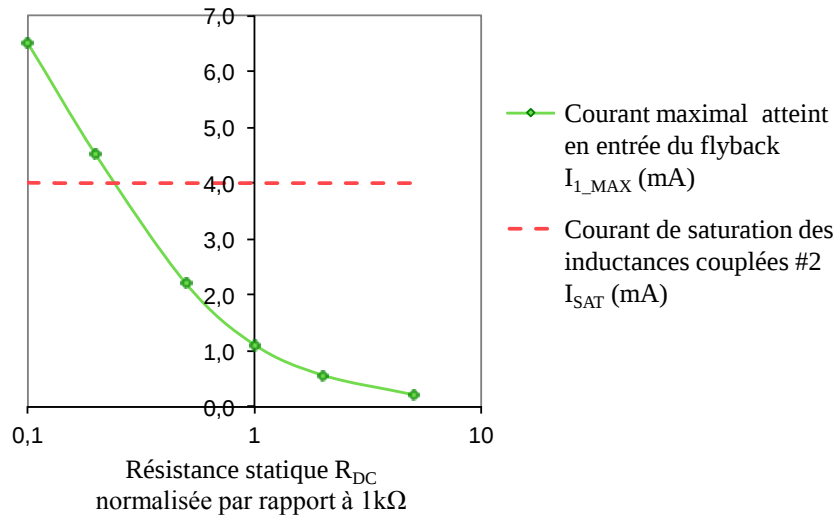


Fig. 5.19. Influence de la résistance statique R_{DC} sur le courant maximal atteint au primaire du *flyback*, I_{1_MAX}

5.2.2 Comparaison du *MPP-tracking* aux stratégies d'extraction *P_{OUT_MAX}-tracking* et *no-tracking*

Nous allons à présent discuter la pertinence du *MPP-tracking* en le comparant à deux autres stratégies d'extraction : *P_{OUT_MAX}-tracking* et *no-tracking*. *P_{OUT_MAX}-tracking* repose sur un principe similaire au *MPP-tracking* puisqu'il cherche à suivre un point de fonctionnement. Néanmoins, ce point de fonctionnement, au lieu d'être le point de MPP à l'entrée du convertisseur, qui permet de maximiser le rendement d'extraction η_{EXTR} , est le point de fonctionnement en sortie du convertisseur qui permet d'atteindre la puissance maximale en sortie P_{OUT_MAX} et donc de maximiser le rendement total du *flyback* $\eta_{FLYBACK} = \eta_{EXTR} \cdot \eta_{CONV}$. Cette stratégie nécessite d'adapter la fréquence de découpage F_{sw} (à rapport cyclique que l'on choisit fixe). La stratégie, que l'on appellera *no-tracking*, consiste à fixer le point de fonctionnement à l'entrée du convertisseur à un MPP initialement donné. Aucune adaptation n'est mise en œuvre et la fréquence F_{sw} est fixée. La Table 5.2 récapitule l'ensemble des trois stratégies d'extraction et leur condition d'opération.

Table 5.2. Stratégies d'extraction

Stratégie	Description	Condition sur	
		Rendement	Fréquence de découpage F_{SW}
<i>MPP-tracking</i>	Le point de fonctionnement à l'entrée du <i>flyback</i> suit dynamiquement le MPP de la BMFC.	$\max(\eta_{EXTR}) \quad \forall t$	F_{SW} est dynamiquement adaptée à la résistance R_{DC} variable conformément à la condition imposée par (3.26)
<i>P_{OUT_MAX}-tracking</i>	La puissance de sortie du <i>flyback</i> est dynamiquement maintenue à son maximum P_{OUT_MAX} .	$\max(\eta_{FLYBACK}) \quad \forall t$	F_{SW} est dynamiquement adaptée de manière à obtenir la puissance de sortie maximale, P_{OUT_MAX} .
<i>No-tracking</i>	Le point de fonctionnement en entrée du <i>flyback</i> est fixé au MPP initialement évalué pour la BMFC, dit MPP nominal.	$\max(\eta_{EXTR}) @ t_0$	F_{SW} est fixée et égale à la fréquence adaptée au R_{DC} initiale selon la condition de MPP (3.26)

Le rendement total du *flyback* $\eta_{FLYBACK}$ pour chacune des stratégies est représenté à la Fig. 5.20 en fonction de la résistance statique de la BMFC, R_{DC} . Comme dans la partie précédente, cette résistance est normalisée par rapport à la résistance nominale à 1 k Ω . Dans le cas du *MPP-tracking* et du *P_{OUT_MAX}-tracking*, la fréquence F_{SW} est adaptée manuellement en changeant la résistance R_{SET} de l'oscillateur (cf. chapitre 4, section 4.1.3). Afin d'assurer une opération autonome du suivi, une unité de contrôle permettant une adaptation automatisée de F_{SW} devrait être intégrée au dispositif final. La consommation énergétique de cette unité n'est pas prise en compte dans cette étude, si bien que les rendements de conversion η_{CONV} présentés par *MPP-tracking* et *P_{OUT_MAX}-tracking* sont surestimés par rapport à un cas réel. L'intérêt ici est d'évaluer l'éventuel gain en puissance de ces deux stratégies comparées au *no-tracking* afin de déterminer un budget maximal de consommation allouable à l'unité de contrôle.

D'après la Fig. 5.20, *P_{OUT_MAX}-tracking* présente le meilleur rendement pour toute résistance R_{DC} , ce qui est cohérent puisque cette stratégie consiste justement à maximiser $\eta_{FLYBACK}$ en choisissant la fréquence F_{SW} qui permet d'atteindre P_{OUT_MAX} . Cette fréquence F_{SW} est comparée à celle choisie dans le cas du *MPP-tracking* à la Fig. 5.21. Dans la plage proche de la résistance nominale (entre 500 Ω et 2 k Ω , i.e. abscisse entre 0,5 et 2), les fréquences sont relativement identiques (erreur de moins de 20%) et le *MPP-tracking* permet d'atteindre P_{OUT_MAX} . Lorsque R_{DC} dépasse de deux fois la résistance nominale (abscisse > 2), il est nécessaire de travailler à des fréquences F_{SW} inférieures à celles utilisées par le *MPP-tracking* pour maximiser $\eta_{FLYBACK}$, car ainsi la diminution des pertes par commutation permet d'augmenter η_{CONV} , même si cela signifie abaisser η_{EXTR} . Au contraire, lorsque R_{DC} est réduit de plus de la moitié par rapport à la résistance nominale (abscisse < 0,5), la fréquence F_{SW} doit être supérieure à celle du *MPP-tracking* afin de diminuer le courant I_{L_MAX} (3.13) et éviter la saturation des inductances couplées qui induit des pertes par hystérésis importantes. De cette manière, η_{EXTR} est également amélioré car l'augmentation de F_{SW} permet de contrebalancer la diminution significative de l'impédance d'entrée R_{IN} du *flyback* (3.25) due à la chute de l'inductance réelle vue au primaire causée par la saturation. Augmenter F_{SW} permet ainsi de se rapprocher du MPP. En conclusion, *P_{OUT_MAX}-tracking* est une stratégie la plus efficace que celle du *MPP-tracking* qui permet de récupérer le maximum de puissance en sortie du convertisseur.

La stratégie *no-tracking* qui s'affranchit de tout système de contrôle offre également de meilleures performances que le *MPP-tracking* sur certaines plages de variations R_{DC} . Dans la région proche de la résistance nominale (abscisse à 1), les valeurs du rendement $\eta_{FLYBACK}$ sont relativement identiques. Néanmoins, lorsque R_{DC} devient plus de deux fois plus grande (abscisse > 2), le *no-tracking* permet d'obtenir des valeurs de rendement légèrement supérieures et atteint presque les performances de *P_{OUT_MAX}-tracking*. La Fig. 5.22 complète la Fig. 5.20 en différenciant les rendements d'extraction η_{EXTR} et de conversion η_{CONV} dans le cas du *MPP-tracking* et du *no-tracking*. On observe ainsi que, malgré une dégradation de η_{EXTR} , lors d'une augmentation de R_{DC} , le rendement total $\eta_{FLYBACK}$ reste meilleur avec *no-tracking* car les pertes par commutation induites par l'augmentation de F_{SW} dans le cas du *MPP-tracking* a un sévère impact sur son rendement η_{CONV} . De la même manière, lorsque R_{DC}

diminue de dix fois (abscisse à 0,1), on préférera la stratégie *no-tracking* car le rendement de conversion η_{CONV} n'est pas affecté par le problème de saturation rencontré dans le cas du *MPP-tracking*. La Fig. 5.22 montre en effet que η_{CONV} chute beaucoup plus rapidement dans ce dernier cas.

Par conséquent, le *MPP-tracking* pourrait ne pas être la meilleure stratégie à adopter dans le cas des BMFCs. Une meilleure alternative serait d'utiliser le *P_{OUT_MAX}-tracking* qui requiert un circuit de contrôle identique (contrôlant la puissance en sortie du *flyback* au lieu de la puissance en entrée) et qui permet de récolter une quantité plus importante d'énergie, au moins sur le court terme. La stratégie *no-tracking* offre des performances relativement identiques pour des résistances R_{DC} proches de la résistance nominale de 1 k Ω , avec l'avantage de ne nécessiter aucun circuit de contrôle.

Une comparaison des valeurs de rendement obtenues expérimentalement et représentées à la Fig. 5.20 permet de quantifier un budget de puissance ΔP acceptable pour le circuit de contrôle afin de garder des performances plus élevées avec *P_{OUT_MAX}-tracking* comparé à *no-tracking*. En soustrayant la puissance de sortie de *P_{OUT_MAX}-tracking* à celle de *no-tracking*, on obtient la Fig. 5.23. Lorsque R_{DC} vaut sa valeur nominale (abscisse à 1), le budget est nul et il sera toujours plus intéressant de travailler avec *no-tracking*. Ensuite, en considérant les cas extrêmes, lorsque R_{DC} devient dix fois plus faible (abscisse à 0,1) ΔP vaut 292 μW , et lorsque R_{DC} est cinq fois plus grand (abscisse à 5) ΔP vaut 0,84 μW . Ainsi, en considérant R_{DC} variant entre 1 et 5 sur l'axe des abscisses, si la consommation du circuit de contrôle est supérieure à 0,84 μW , *no-tracking* sera inévitablement la stratégie permettant de récupérer le maximum d'énergie en sortie du *flyback*. Pour que *P_{OUT_MAX}-tracking* reste la stratégie la plus efficace, si l'on suppose que la résistance R_{DC} varie linéairement entre 1 et 5 fois sa valeur nominale et que l'on moyenne ΔP sur cette plage, le budget consacré au circuit de contrôle devra être au maximum de 1,20 μW . Une puissance de 1,20 μW permet d'animer un circuit électronique déjà complexe, mais s'agissant globalement d'un système destiné à un usage au fond des mers, l'ajout d'un circuit pèse un poids important dans le compromis efficacité/fiabilité/coût.

Dans le cas où R_{DC} varie linéairement entre 0,1 et 1 sur l'axe des abscisses, le budget ΔP est plus large et le circuit de contrôle peut consommer au maximum 42,6 μW .

Il est important de noter qu'une quantification du budget maximal alloué au circuit de contrôle dépend grandement de l'amplitude et de la vitesse des variations de R_{DC} . Dans le cas de nos BMFCs, des variations d'une décade de R_{DC} ne s'observe qu'après quelques semaines généralement (lorsque l'environnement ambiant n'est soumis à aucun changement radical). A l'échelle d'une journée, cette résistance varie typiquement entre 0,5 et 2 fois la valeur nominale. Le budget maximal du circuit de contrôle correspondant serait alors de 1,65 μW , ce qui réduit l'étendue des fonctions et les performances des circuits de commande (disponibles sur le marché).

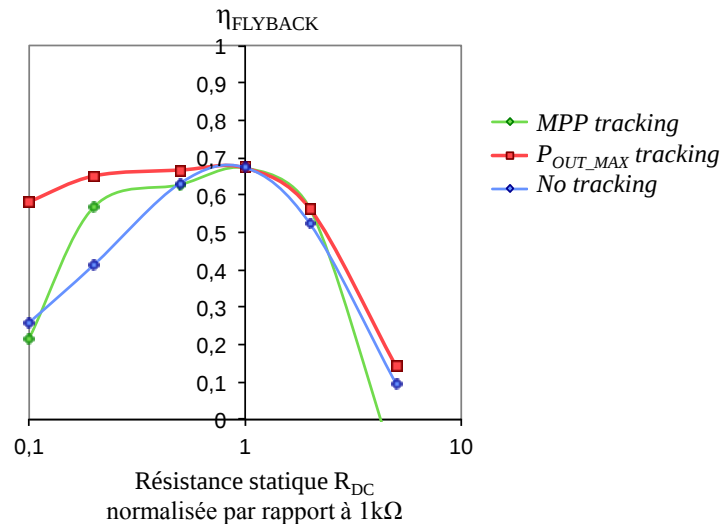


Fig. 5.20. Comparaison des valeurs de rendement du *flyback* obtenues expérimentalement en utilisant les 3 stratégies d'extraction.

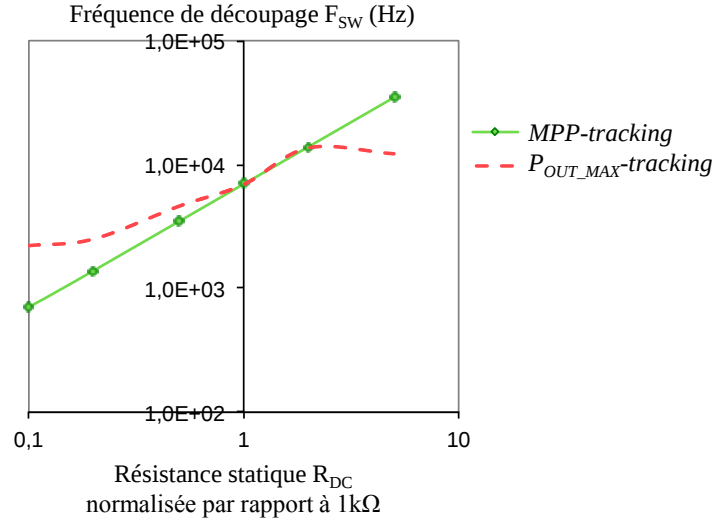


Fig. 5.21. Comparaison des fréquences F_{sw} utilisées dans le cas du $MPP-tracking$ et du $P_{OUT_MAX}-tracking$

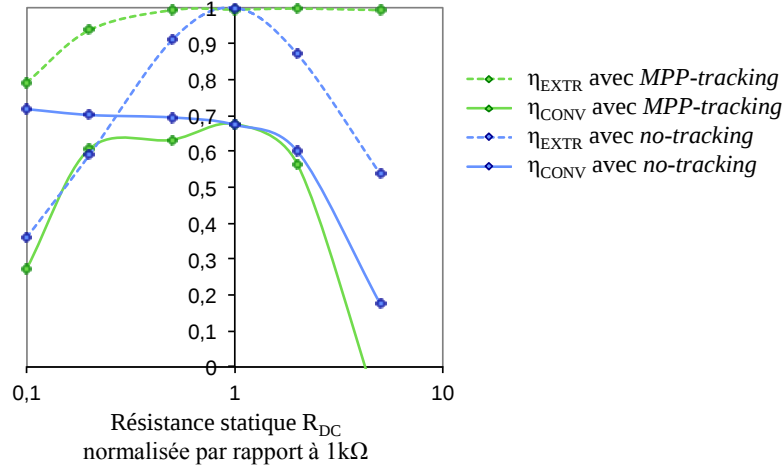


Fig. 5.22. Comparaison des rendements dans le cas du $MPP-tracking$ et du $no-tracking$

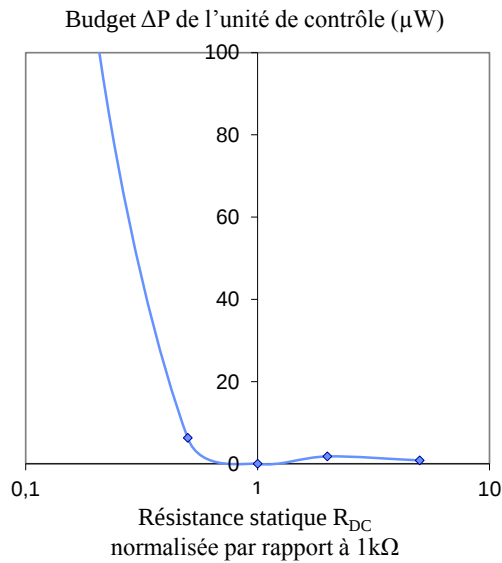


Fig. 5.23. Budget ΔP de l'unité de contrôle du $P_{OUT_MAX}-tracking$ associé à la Fig. 5.20.

5.2.3 Application à un capteur environnemental

Pour achever cette étude, nous proposons d'analyser l'impact des stratégies d'extraction sur un cas réel de capteur environnemental. Le capteur considéré a été précédemment présenté au chapitre 3, section 3.2.2.2. Après démarrage, ce capteur consomme une énergie $\Delta E_{\text{capteur}}$ de 100 μJ pour effectuer une mesure (température ambiante et accélération) et transmettre l'information sans-fil à un smartphone. Sa puissance totale moyenne consommée P_{capteur} peut être adaptée grâce à sa période d'échantillonnage $\Delta T_{\text{capteur}}$ (3.5). P_{veille} est la puissance consommée par la veille du capteur et vaut 40 μW dans notre cas où V_{OUT} est maintenue proche de 2 V.

$$P_{\text{capteur}} = \frac{\Delta E_{\text{capteur}}}{\Delta T_{\text{capteur}}} + P_{\text{veille}}(V_{\text{OUT}}) \quad (5.14)$$

La Fig. 5.24 représente la puissance en sortie du *flyback*, P_{OUT} , associée aux valeurs expérimentales de rendement présentées à la Fig. 5.20 précédente, ainsi que la période d'échantillonnage du capteur $\Delta T_{\text{capteur}}$ correspondante dans le cas où la totalité de la puissance P_{OUT} est utilisée pour alimenter le capteur. Lorsque la résistance statique R_{DC} de la BMFC dépasse de plus de 1,2 fois sa valeur nominale (abscisse à 1,2), P_{OUT} devient inférieure à P_{veille} et la BMFC n'est plus apte à délivrer suffisamment de puissance pour pouvoir alimenter le capteur. La période d'échantillonnage tend ainsi vers l'infini. Lorsque R_{DC} est divisée jusqu'à deux (abscisse à 0,5), les trois stratégies permettent d'atteindre des périodes d'échantillonnage approximativement identiques. Le *MPP-tracking* et le *$P_{\text{OUT_MAX}}$ -tracking* présentent alors peu d'intérêt vis-à-vis du *no-tracking*.

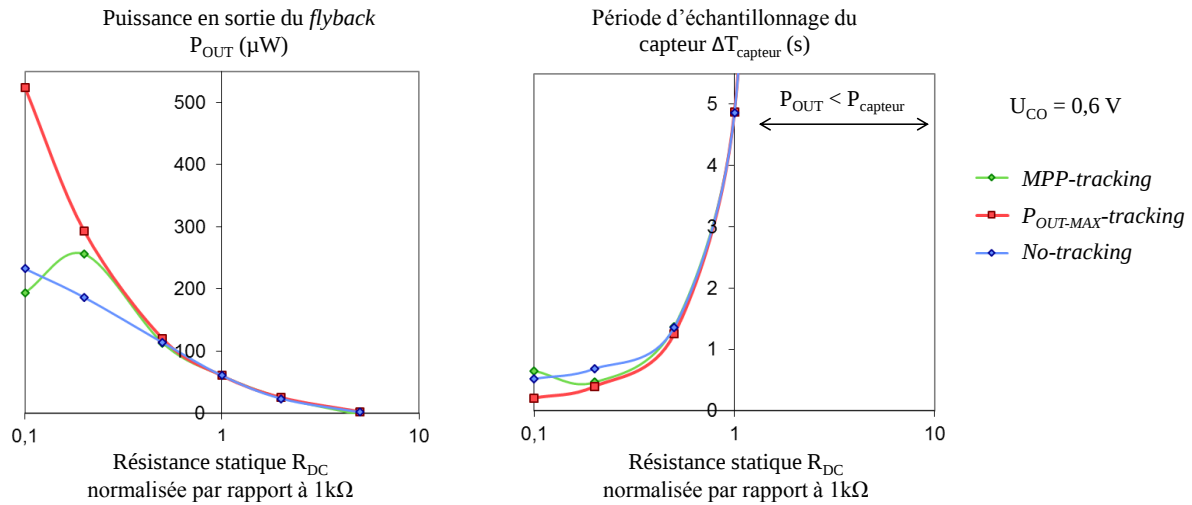


Fig. 5.24. Puissance de sortie P_{OUT} du *flyback* et période d'échantillonnage du capteur $\Delta T_{\text{capteur}}$ en fonction des variations de la résistance statique R_{DC} de la BMFC dans les 3 cas de stratégie d'extraction.

5.2.4 Conclusion

Cette partie s'intéressait à questionner l'intérêt d'un suivi dynamique du MPP en entrée du *flyback* dans le cas d'une fréquence variable. Nous avons tout d'abord conclu qu'un suivi du maximum de puissance $P_{\text{OUT_MAX}}$ en sortie du *flyback* était plus avantageux car il permettait de délivrer plus de puissance au capteur tout en nécessitant un circuit de contrôle semblable à celui utilisé pour le suivi du MPP. Ce circuit de contrôle consomme néanmoins une certaine quantité d'énergie. En étudiant le cas d'un *flyback* en n'opérant aucun suivi dynamique et fixant son impédance d'entrée à la résistance statique de la BMFC initialement évaluée, nous avons pu déterminer le budget énergétique maximal dont doter ce circuit de contrôle. Ce budget s'avère relativement faible (0,84 μW) si l'on

considère que la puissance de la BMFC peut varier de 0,5 à 2 fois sa valeur nominale de 90 μW (i.e. R_{DC} variant de 2 $\text{k}\Omega$ à 0,5 $\text{k}\Omega$), ce qui réduit le champ des circuits possibles.

La stratégie consistant à fixer le point de fonctionnement en entrée du *flyback* au MPP initial de la BMFC est ainsi pertinente car elle ne requiert aucun circuit supplémentaire et permet d'atteindre des rendements très proches de ceux de *P_{OUT-MAX-tracking}* lorsque P_{MPP} diminue (i.e. R_{DC} augmente). Néanmoins, cette stratégie pourrait trouver ses limites après quelques jours de fonctionnement si les variations de la BMFC sont importantes. En perspective, il pourrait être envisagé d'insérer un circuit de contrôle pour des opérations ponctuelles (e.g. une fois par jour) qui permettrait de ré-évaluer le point de fonctionnement où la puissance en sortie P_{OUT} est maximale et laisser le reste du temps le convertisseur en mode *no-tracking*. Sa consommation serait ainsi ponctuelle, donc atténuée par sa faible fréquence de fonctionnement et le *flyback* serait assuré de délivrer un maximum de puissance sur le long terme.

Il est à noter que la comparaison est restreinte au cas où le *MPP-tracking* est opéré par adaptation de la fréquence de découpage F_{SW} avec un rapport cyclique D de 0,5 (rapport optimal pour le point nominal). L'étude aurait également pu s'étendre au cas où la fréquence est fixée et le rapport cyclique est adapté conformément à la condition de MPP. Une comparaison des résultats obtenus en simulation pour les deux méthodes est exposée à la Fig. 5.25. Pour le cas où D est adapté, la fréquence F_{SW} est fixée à la fréquence optimale au point nominal qui est 6,9 kHz. Une amélioration des rendements est observable dans la partie critique du diagramme où la résistance R_{DC} augmente, c'est-à-dire lorsque la puissance délivrée par la BMFC diminue. Le désavantage de cette méthode est que lorsque R_{DC} diminue, l'adaptation est rapidement limitée (jusqu'à 250 Ω) du fait que D ne peut dépasser l'unité.

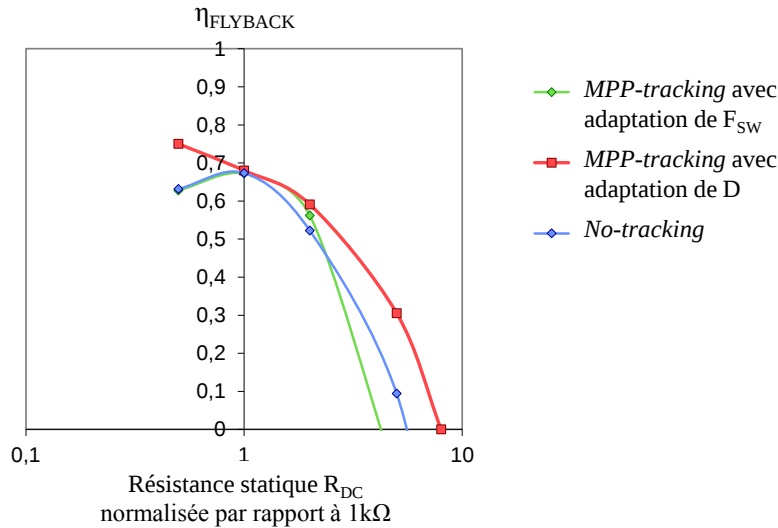


Fig. 5.25. Comparaison des rendements obtenus en simulation à partir du *MPP-tracking* avec adaptation de F_{SW} ou de D .

Postface

Validation expérimentale

Pour clore ce manuscrit, nous proposons la démonstration d'un cas réel où notre interface de récupération est utilisée pour extraire l'énergie d'un prototype de nos BMFCs et alimenter un capteur environnemental. Le schéma de montage est représenté à la Fig. 6.1.

Pour cette démonstration, nous utilisons la BMFC #1 car, d'après la caractérisation préalable, elle présente un modèle équivalent approximativement identique au modèle statique utilisé pour les études précédentes. Sa tension en circuit ouvert U_{CO} est mesurée à 0,6 V. Son point de fonctionnement est fixé à 0,3 V initialement grâce à une source de tension, ce qui permet d'atteindre une puissance stabilisée P_{MPP} de 93 μ W (légèrement supérieur aux 90 μ W considérés précédemment).

Le capteur considéré est le même que celui présenté au chapitre 3, section 3.2.2.2 et utilisé pour l'étude des stratégies d'extraction au chapitre 5, section 5.1.3.

L'interface de récupération est composée du *flyback* en MCD (muni des inductances couplées #2) et d'une capacité C_{OUT} en sortie du convertisseur. Nous choisissons de faire fonctionner le démonstrateur le temps d'une journée et optons donc pour la stratégie *no-tracking*. La fréquence de découpage est ainsi initialement fixée à 6,9 kHz. La capacité de stockage intermédiaire C_{OUT} est choisie de manière à ce que la quantité d'énergie stockée durant un cycle $\Delta T_{\text{capteur}}$ corresponde à la quantité d'énergie requise par une opération du capteur (démarrage ou mesure de la température et de l'accélération). L'approche liée au choix de la capacité est décrite à la section 3.2.2.2. Le démarrage est l'opération la plus énergivore avec une énergie $E_{\text{START-UP}}$ de 300 μ J. Puisque V_{OUT_MIN} doit être supérieure à 1,8 V, en considérant V_{OUT_MAX} égal à 2,4 V, nous choisissons une capacité C_{OUT} de 300 μ F d'après (5.1). Ainsi, une fois le capteur démarré, si l'on suppose V_{OUT_MAX} égal à 2,15 V, V_{OUT_MIN} atteindra théoriquement 1,99 V puisque une opération du capteur consomme une énergie $\Delta E_{\text{capteur}}$ de 100 μ J (5.2).

$$C_{OUT} > \frac{2E_{\text{START-UP}}}{V_{OUT_MAX}^2 - V_{OUT_MIN}^2} \quad (5.1)$$

$$\Delta E_{\text{capteur}} = \frac{1}{2} C_{OUT} V_{OUT_MAX}^2 - \frac{1}{2} C_{OUT} V_{OUT_MIN}^2 \quad (5.2)$$

Le démarrage à froid n'a pas été traité dans cette thèse. Il serait toutefois relativement facile à aborder car la tension en circuit ouvert des BMFC U_{CO} est supérieure à la tension de seuil V_{TH} des MOSFETs intégrés. Une source de tension externe est ainsi utilisée pour pré-charger la capacité C_{OUT} à 2,4 V et fournir l'énergie nécessaire au démarrage, une fois dans le test. La Fig. 6.2 représente la tension V_{OUT} aux bornes de la capacité C_{OUT} après déconnexion de la source externe et stabilisation de la phase opératoire. Lorsque le capteur est déconnecté, la capacité C_{OUT} se charge et la tension V_{OUT} augmente. Lorsqu'il se connecte pour effectuer une mesure et la transmettre (par bluetooth à un smartphone), la capacité délivre 100 μ J au capteur et V_{OUT} chute brusquement. La période d'opération est de 4 s, ce qui correspond à une puissance équivalente moyenne de 25 μ W. Par conséquent, la puissance moyenne P_{OUT} délivrée au capteur est d'environ 65 μ W (25 μ W additionnés aux 40 μ W dus à la veille, cf. section 3.2.2.2). La puissance maximale délivrée par la pile P_{MPP} étant de 95 μ W, on en déduit un rendement total du *flyback* η_{FLYBACK} de 70%, ce qui est cohérent avec les résultats obtenus au chapitre 4, section 4.2.3. La Table 3.2 au chapitre 3 compare les résultats avec différents convertisseurs DC-DC obtenus dans la littérature consacrée à la récupération d'énergie de MFCs. Nos résultats sont comparables à ceux de Degrenne et. al mais pour des puissances inférieures de deux décades.

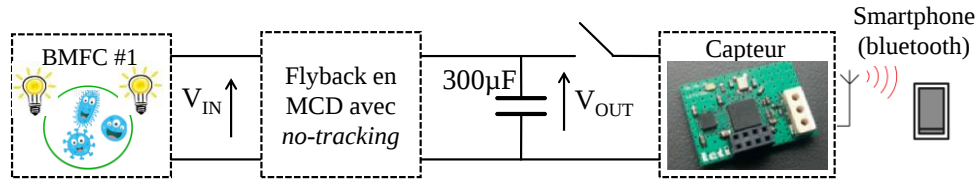


Fig. 6.1. Schéma du démonstrateur après démarrage : capteur autonome alimenté par la BMFC #1 grâce au flyback avec la stratégie *no-tracking*.

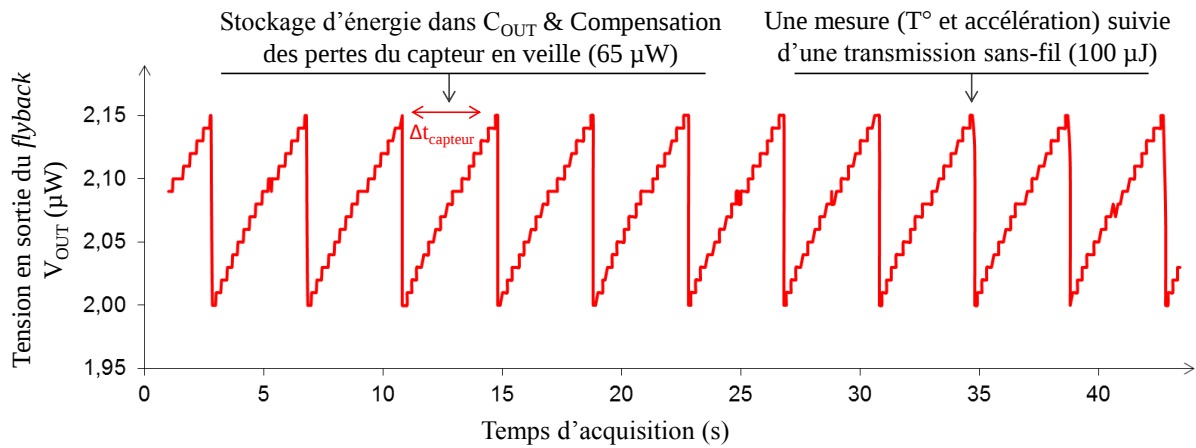


Fig. 6.2. Mise en évidence des cycles d'opération du capteur avec l'évolution de la tension V_{OUT} aux bornes de C_{OUT} en sortie du flyback

Conclusion et perspectives

Récupérer l'énergie dans l'environnement pour alimenter des nœuds de capteurs permet de rendre ces derniers autonomes et de s'affranchir des batteries chimiques dont les durées de vie sont limitées. En particulier, les piles microbiennes benthiques (BMFCs) sont prometteuses pour subvenir aux besoins énergétiques de certains capteurs dont ceux situés dans les fonds marins, là où les autres sources d'énergie conventionnelles, telle que l'énergie solaire, sont absentes. En phase de développement depuis les années 2000, les BMFCs valorisent électriquement l'énergie stockée dans la matière organique des sédiments grâce au métabolisme de bactéries électro-actives naturellement présentes dans le milieu. Etant donné que l'écosystème marin est en perpétuel renouvellement, cette énergie est illimitée et les BMFCs peuvent potentiellement fonctionner indéfiniment. Néanmoins, leur niveau de puissance (autour de $5 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ d'électrode) et de tension (environ 0,6 V en circuit ouvert) sont trop faibles pour alimenter directement un capteur. Une interface électrique de récupération est indispensable pour extraire le maximum de puissance de la BMFC et pour élever la tension à celle requise par l'électronique communément utilisée dans les capteurs (quelques Volts). Cette thèse a eu pour dessein de mettre en œuvre une méthodologie de travail afin de concevoir cette interface dédiée aux BMFCs en alliant principalement deux disciplines : (i) la première tournée vers « l'électrochimie » pour comprendre et caractériser électriquement le comportement de la BMFC et (ii) la seconde tournée vers « l'électronique » pour concevoir et optimiser l'interface de récupération. Comprendre pour mieux concevoir : *modus vivendi* de l'ingénierie. La problématique de conversion DC-DC est marquée par les niveaux de puissances sous la centaine de micro-Watts, environ deux décades plus faibles que les puissances considérées en récupération d'énergie dans bon nombre d'articles dans la littérature.

Le premier chapitre a présenté la conception de BMFCs en laboratoire en cherchant à maintenir des conditions proches du milieu naturel. Une attention particulière a été portée au choix des sédiments et des matériaux, sur la composition de l'électrolyte (en particulier la concentration en dioxygène), sur la distance inter-électrode et sur le protocole de démarrage des piles. Les BMFCs ont été confectionnées avec des électrodes de surface égale au minimum à 20 cm^2 afin de générer une puissance électrique « brute » d'environ $100 \mu\text{W}$. Afin de valider les éléments de conception et vérifier les similitudes de comportement électrique de nos BMFCs avec celui d'autres piles microbiennes (MFCs), nous avons caractérisé électriquement plusieurs piles, ce qui nous a permis de mettre notamment en valeur un point de puissance maximal (MPP pour *maximum power point*) et de quantifier les puissances délivrées suivant les configurations notamment lors d'une connexion en parallèle de BMFCs. Ces premiers travaux ont également montré que nos BMFCs pouvaient rencontrer des variabilités se divisant en deux catégories : la première sur le long terme (après plusieurs heures) et la seconde sur le court terme (inférieur à la seconde). En premier lieu, dans le domaine dit « statique » (où la BMFC est polarisée en DC et peut être considérée dans un régime établi de quelques heures), le comportement électrique de la BMFC est susceptible d'évoluer du fait des changements environnementaux (T° , pH, pO_2 , activité bactérienne...). Ces variations sont négligeables sous quelques heures, mais peuvent devenir notables au-delà de plusieurs jours. La puissance au MPP peut ainsi varier de plus ou moins une décade en quelques semaines. En second lieu, dans le domaine dit « dynamique », lors d'une polarisation AC, la BMFC révèle un régime transitoire (dont l'origine a été déterminée au chapitre suivant).

Afin de concevoir de manière appropriée le circuit de récupération, il est indispensable de modéliser électriquement le comportement de la BMFC. Ceci implique d'adopter des méthodes de caractérisation pertinentes, différentes de celles menées habituellement pour les caractérisations biologiques ou électrochimiques (souvent focalisées sur une des deux électrodes). Le deuxième chapitre s'est donc intéressé à caractériser et modéliser nos BMFCs dans le domaine statique puis dynamique. Dans le domaine statique, nous avons mis au point une méthode de caractérisation consistant à relever chaque point de mesure après stabilisation électrique de la pile (environ une heure) afin d'obtenir une courbe de polarisation s'affranchissant de tout effet dynamique. A partir de cette courbe, nous avons déduit un modèle électrique « statique » équivalent de la BMFC, composé d'une source de tension (correspondant à la tension en circuit ouvert de la BMFC) et d'une résistance série (correspondant à la traduction des pertes d'activation, de diffusion et de transfert de charge à l'anode et à la cathode). Dans un second temps, nous avons caractérisé la BMFC dans le domaine dynamique (d'une microseconde à une heure) par spectroscopie d'impédance. En plus d'apporter des informations sur des phénomènes électrochimiques internes à la BMFC, cette caractérisation nous a permis de déterminer un modèle électrique « dynamique » équivalent. Ce modèle est composé de deux branches RC parallèles, associées à deux constantes de temps : l'une d'une dizaine de secondes associée au mécanisme de diffusion des réactifs à l'électrode, la seconde d'une centaine de

microsecondes associée au phénomène de double couche à la surface des électrodes. Ce modèle dynamique est directement corrélé aux variabilités à court-terme évoquées au premier chapitre.

Les chapitres 3 et 4 concernent la conception et l'optimisation de l'interface de récupération de manière à extraire le maximum de puissance et maximiser le rendement de conversion. Nous avons choisi de travailler avec le convertisseur hacheur à liaison indirecte isolée, dit *flyback*, en mode de conduction discontinue (MCD). En plus d'offrir une isolation galvanique entre son entrée et sa sortie (utile par exemple lors de la connexion de plusieurs BMFCs qui partagent le même électrolyte qui est l'eau), ce convertisseur présente l'avantage de pouvoir contrôler son impédance d'entrée et donc de suivre le MPP, indépendamment de sa tension de sortie. À l'aide d'un modèle complet du *flyback* validé expérimentalement, associé au modèle « statique » équivalent d'une BMFC de 20 cm² délivrant environ 100 µW au MPP, nous avons étudié l'origine des pertes afin de parvenir à un compromis nous permettant de maximiser le rendement de conversion du convertisseur tout en assurant un travail au MPP. À rapport cyclique constant, cette dernière condition implique de fixer le produit de la fréquence de découpage et de l'inductance primaire. Une étude de l'influence de ces deux derniers paramètres a montré l'importance de travailler avec des valeurs d'inductance supérieures à plusieurs mH pour limiter la fréquence de découpage à quelques kHz et ainsi éviter une augmentation des pertes par commutation engendrées notamment par l'oscillateur et le commutateur au primaire du convertisseur. Avec la prise en compte d'un modèle des inductances couplées, nous avons également mis en évidence la prédominance des pertes dues à l'hystérésis induit par le matériau magnétique, bien que la puissance moyenne transférée soit de l'ordre de 100 µW. Cette observation a permis de proposer une fabrication sur mesure d'inductances couplées. En utilisant une électronique avec des composants discrets et les inductances « sur mesure », un convertisseur *flyback* a été conçu atteignant 82% de rendement pour une BMFC délivrant 90 µW, contre 68% avec les inductances couplées du commerce les plus adaptées. Afin de s'affranchir des problèmes d'hystérésis et de saturation rencontrés avec des noyaux magnétiques, l'utilisation d'inductances couplées à l'air a également été étudiée, permettant d'atteindre un rendement de 62%, inférieur au rendement précédent en partie du fait de son inductance de fuite. Pour finir, l'analyse a été étendue à des puissances trois fois plus faibles. Un rendement de 64% a ainsi été atteint à 30 µW avec les inductances couplées « sur mesure ».

Dans le dernier chapitre, nous nous sommes intéressés à optimiser l'interface de récupération en prenant en compte les différentes variabilités de la BMFC présentées au chapitre 1 : celles dans le domaine « dynamique » puis celles dans le domaine « statique ». Dans un premier temps, du fait de son comportement commuté, le convertisseur *flyback* impose un courant variable en sortie de la BMFC, susceptible d'engendrer des pertes dites « dynamiques » supplémentaires au sein de la BMFC. Dans certains cas (avec les inductances couplées à air), ces pertes peuvent représenter la moitié de la puissance délivrée au *flyback* et peuvent difficilement être réduites par ajustement des paramètres du *flyback*. Elles deviennent néanmoins négligeables lors de l'ajout d'une capacité de découplage de quelques µF en sortie de la BMFC. Dans un second temps, nous nous sommes questionnés sur l'intérêt du suivi du MPP (communément appelé *MPP-tracking* et très utilisé en récupération d'énergie pour assurer une extraction optimale au sens de la puissance, quelle que soit les conditions environnementales). Nous avons montré que cette stratégie d'extraction ne permet pas de maximiser le rendement de conversion du *flyback* et que, bien qu'elle optimise le rendement d'extraction, elle ne permet pas de maximiser la puissance en sortie du *flyback*, i.e. le produit du rendement d'extraction et du rendement de conversion. C'est ainsi que, lorsque la puissance au MPP chute à 20 µW, suivre le point de puissance maximal en sortie du *flyback* (et non en entrée comme avec le *MPP-tracking*) permet d'atteindre un rendement de 25% (au lieu d'un rendement nul dans le cas du *MPP-tracking*). Cette dernière stratégie nécessite également une unité de contrôle dont le budget énergétique a été déterminé en la comparant à un *flyback* n'opérant aucun suivi dynamique et fixant son point d'opération à un point de fonctionnement initial. Pour une puissance au MPP variant linéairement entre 50 µW et 200 µW, ce budget est évalué à environ un µW ce qui réduit le champ des circuits possibles. En perspective, il pourrait être envisagé d'utiliser cette unité de contrôle pour des opérations ponctuelles qui permettrait de recenser le MPP, par exemple une fois par jour, et laisser le reste du temps le convertisseur sans suivi. Sa consommation serait ainsi atténuée par son faible rapport cyclique de fonctionnement (quelques ppm) et le *flyback* serait assuré de délivrer un maximum de puissance sur le long terme.

En guise de validation à un niveau plus applicatif, l'efficacité de notre interface de récupération a pu être validée expérimentalement. Un capteur environnemental a montré pouvoir mesurer la température ambiante, toutes les 4 s, ainsi que l'accélération et transmettre ces données par protocole *bluetooth* à un récepteur, cela en étant alimenté par une BMFC de 20 cm² d'électrode, plongée dans un aquarium d'environ 300 L, tapissé de sédiments provenant d'une plage méditerranéenne et délivrant une puissance de 95 µW au MPP.

Ces travaux de thèse offrent différentes perspectives scientifiques. Tout d'abord, au niveau du comportement électrique intrinsèque de la BMFC, nous pourrions considérer une étude sur les bénéfices que pourraient apporter une extraction intermittente. En effet, cette thèse considérait uniquement le cas d'une extraction continue du maximum de puissance instantanée. Or travailler continuellement au MPP ne signifie pas nécessairement que l'on maximise l'énergie extraite sur la durée. En effet, bien que de nombreuses études soient menées pour expliquer le fonctionnement interne des MFCs, certains mécanismes restent obscurs et il pourrait être intéressant d'analyser l'intérêt qu'offre un temps de « repos », lors duquel aucune énergie n'est extraite, à la pile. Ceci a été montré sur des MFCs pour un fonctionnement à flux continu [Khaled2016].

Ensuite, au niveau de l'interface de récupération, les travaux ont mis en exergue l'importance des pertes par commutation engendrées par le MOSFET et l'oscillateur. Une intégration CMOS sur mesure pourraient ainsi être appréhendée pour réduire ces pertes. De la même manière, les pertes de la diode dues à la tension de seuil se sont avérées non négligeables lorsque l'on diminuait la fréquence pour diminuer les pertes par commutation. Afin de s'affranchir de ces pertes et maximiser davantage le rendement de conversion, une architecture de *flyback* entièrement synchrone pourrait être conçue. Par ailleurs, nous pourrions envisager une comparaison de notre *flyback* avec une version non isolée (ou avec un convertisseur survolteur *boost*) qui permettrait de limiter les pertes liées au couplage des inductances. Ensuite, la mise en série des BMFCs directement n'est pas envisageable lorsque le même électrolyte est partagé (ici l'eau). Par la suite, l'isolation galvanique du *flyback* pourrait ainsi être mise à profit en concevant plusieurs convertisseurs *flyback*, chacun dédié à une BMFC particulière, et en reliant leurs sorties en série (ou en reliant leurs primaires à un même secondaire) pour atteindre des tensions et puissances plus importantes. De plus, le chapitre 5 a montré que le *flyback* pouvait engendrer des pertes dynamiques au sein de la BMFC lorsqu'aucune capacité de découplage n'est ajoutée en entrée, et qu'une optimisation du rendement du *flyback* ne coïncidait pas nécessairement avec une réduction de ces pertes. Cette étude s'étant restreinte à la théorie, il serait intéressant de comparer expérimentalement la quantité d'énergie récoltée lorsque l'on optimise le *flyback* puis lorsque l'on minimise les pertes dynamiques. Pour finir, comme suggéré à la fin du dernier chapitre, une unité de contrôle pourrait être élaborée afin d'adapter de temps en temps le point de fonctionnement de la BMFC à son MPP actuel. Afin de limiter sa consommation à des valeurs inférieures à 100 nW, cette adaptation doit être très ponctuelle, autrement dit sa fréquence d'opération doit être très faible ($< 100 \mu\text{Hz}$) et son rapport cyclique proche de zéro. Aussi une démonstration in-situ de ce système serait appréciable.

De toute évidence, ces travaux peuvent également être étendus à d'autres types de MFCs et d'autres sources d'énergie comme par exemple les thermo-générateurs (TEGs).

Bibliographie

- [Aaron2010] Aaron, D., Tsouris, C., Hamilton, C.Y., Borole, A.P., Assessment of the effects of flow rate and ionic strength on the performance of an air-cathode microbial fuel cell using electrochemical impedance spectroscopy *Energies* (2010) 3, pp.592-606.
- [Abbas2017] Syed Zaghun Abbas, Mohd Rafatullah, Norli Ismail, Muhammad Izzuddin Syakir, A review on sediment microbial fuel cells as a new source of sustainable energy and heavy metal remediation: mechanisms and future prospective, *International journal of energy research* (2017) 41, pp.1242-1264.
- [Adami2013] Salah-Eddine Adami, Optimisation de la récupération d'énergie dans les applications de rectenna, Thèse de l'Ecole Centrale de Lyon (2013).
- [Aelterman2008] Aelterman P, Freguia S, Keller J, Verstraete W, Rabaey K., The anode potential regulates bacterial activity in microbial fuel cells, *Appl Microbiol Biotechnol.* (2008) 78 pp.409-18
- [Agostino2017] Agostino, V., Ahmed, D., Sacco, A., Margaria, V., Armato, C., Quaglio, M., Electrochemical analysis of microbial fuel cells based on enriched biofilm communities from freshwater sediment, *Electrochimica Acta* (2017) 237, pp.133-143.
- [Alaraj2014] M. Alaraj, Z. J. Ren, and J.-D. Park, Microbial fuel cell energy harvesting using synchronous flyback converter, *J. Power Sources* (2014) 247, pp.636–642.
- [An2016] Junyeong An, Junyoung Sim, Yujie Feng, Hyung-Sool Lee, Understanding energy loss in parallelly connected microbial fuel cells: Non-Faradaic current, *Bioresource Technology* (2016) 203, pp.280–286.
- [Argo] Argo, part of the integrated global observation strategy. <http://www.argo.net>
- [Arias2017] Y. Meriah Arias-Thode, Lewis Hsu, Greg Anderson, Jerome Babauta, Roy Franshama, Anna Obraztsova, Gabriel Tukeman, D. Bart Chadwick, Demonstration of the SeptiStrand benthic microbial fuel cell powering a magnetometer for ship detection, *Journal of Power Sources* (2017) 356, pp.419-429.
- [Bandyopadhyay2013] Bandyopadhyay, P.R., Thivierge, D.P., McNeilly, F.M., Fredette, A., An Electronic Circuit for Trickle Charge Harvesting From Littoral Microbial Fuel Cells. *IEEE J. Ocean. Eng.* (2013) 38, pp.32–42.
- [Beauclair1998] F. Beauclair, J-P. Delvinquier, J-P. Gros, Transformateurs et Inductances, *Techniques de l'ingénieur* E2-130 (1998).
- [Blache1995] F. Blache, Modélisation électronique et électromagnétique d'un transformateur haute fréquence à circuit magnétique en fonte, PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble (1995)
- [Bonnani2012] Bonanni, P. S., Schrott, G. D., Robuschi, L., and Busalmen, J. P., Charge accumulation and electron transfer kinetics in *Geobacter sulfurreducens* biofilms. *Energy & Environmental Science* (2012) 5 pp.6188-6195.
- [Canfield1963] Canfield JH, Goldner BH, L. R., Utilisation of human wastes as electrochemicals fuels. Technical report, NASA Technical report, Magna Corporation, Anaheim, CA. (1963)
- [Carreon-Bautista2014] S. Carreon-Bautista, C. Erbay, A. Han, and E. Sanchez-Sinencio, Power Management System With Integrated Maximum Power Extraction Algorithm for Microbial Fuel Cells, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, (2014) 99, pp.1–11.
- [Cetinkaya2015] A. Y. Çetinkaya, E. O. Köroğlu, N. M. Demir, D. Y. Baysoy, B. Özkaya, M. Çakmakçı, Electricity production by a microbial fuel cell fueled by brewery wastewater and the factors in its membrane deterioration, *Chinese Journal of Catalysis* (2015) 36 pp.1068–1076.

- [Chaudhuri2003] Chaudhuri, S. K.; Lovley, D. R. Electricity generation by direct oxidation of glucose in mediatorless microbial fuel cells. *Nat. Biotechnol.* (2003) 21, pp.1229-1232.
- [Clauwaert2007] Clauwaert, P., Van der Ha, D., Boon, N., Verbeken, K., Verhaege, M., Rabaey, K. and Verstraete, W., "Open air biocathode enables effective electricity generation with microbial fuel cells", *Environmental Science & Technology* (2007) 41, pp.7564-7569.
- [Degrenne2011] N. Degrenne, F. Buret, F. Morel, S. E. Adami, D. Labrousse, B. Allard and A. Zaoui, "Self-starting DC-DC boost converter for low-power and low-voltage microbial electric generators", in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition ECCE* (2011) pp.889-896.
- [Degrenne2012a] N. Degrenne, Power management for microbial fuel cells, PhD dissertation, Ecole centrale de Lyon, France, (2012).
- [Degrenne2012b] N. Degrenne, F. Buret, B. Allard and P. Bevilacqua, Electrical energy generation from a large number of microbial fuel cells operating at maximum power point electrical load, *Journal of Power Sources*, Elsevier, (2012) 205, pp.188-193.
- [Dewan2008] Alim Dewan, Haluk Beyenal and Zbigniew Lewandowski, Scaling up Microbial Fuel Cells, *Environ. Sci. Technol.*, (2008) 42, pp 7643–7648.
- [Dewan2009] Dewan, A., Beyenal, H., Lewandowski, Z., Intermittent energy harvesting improves the performance of microbial fuel cells. *Environ. Sci. Technol.* (2009) 43, 4600–4605.
- [Dewan2014] Dewan, A., Ay, S.U., Karim, M.N., Beyenal, H., Alternative power sources for remote sensors: A review. *J. Power Sources* (2014) 245, pp.129–143.
- [Dhirde2010] A. M. Dhirde, N. V. Vale, H. Salehfar, M. D. Mann, T. H. Han, Equivalent electric circuit modeling and performance analysis of a PEM fuel cell stack using impedance spectroscopy, *IEEE Transactions on energy conversion*, (2010), 25, pp. 778-786.
- [Directive2000] Directive 2000/60/CE du Parlement européen et du Conseil du 23 octobre 2000 établissant un cadre pour une politique communautaire dans le domaine de l'eau.
- [Dominguez-Benetton2012] Dominguez-Benetton, X., Sevda, S., Vanbroekhoven, K., Pant, D., The accurate use of impedance analysis for the study of microbial electrochemical systems, *Chemical Society Reviews*, (2012) 41, pp.7228-7246.
- [Donovan2008] Conrad Donovan, Alim Dewan, Deukhyoun Heo, Haluk Beyenal, Batteryless, Wireless Sensor Powered by a Sediment Microbial Fuel Cell, *Environmental Science and Technology*, (2008) 42, pp.8591-8596.
- [Donovan2011] Donovan, A.D., Power management system for a 2.5W remote sensor powered by a sediment microbial fuel cell. *J. Power Sources* (2011) 196, pp.1171–1177.
- [Donovan2013] Conrad Donovan, Alim Dewan, Deukhyoun Heo, Zbigniew Lewandowski, Haluk Beyenal, Sediment microbial fuel cell powering a submersible ultrasonic receiver: New approach to remote monitoring, *Journal of Power Sources* (2013) 233, pp.79–85.
- [Dumas2007] Dumas C, Mollica A, Feron D, Basseguy R, Etcheverry L, Bergel A. Marine microbial fuel cell: Use of stainless steel electrodes as anode and cathode materials. *Electrochim Acta* (2007) 53, pp.468–73.
- [Dumas2008] Dumas, A.M., Checking graphite and stainless anodes with an experimental model of marine microbial fuel cell. *Bioresour. Technol.*, (2008) 99, pp.8887–8894.
- [Emso] Emso. European multidisciplinary seafloor & water column observatory. <http://www.emso-eu.org>
- [Erable2011] Benjamin Erable, Luc Etcheverry and Alain Bergel, From microbial fuel cell (MFC) to microbial electrochemical snorkel (MES): maximizing chemical oxygen demand (COD) removal from wastewater, *Biofouling The Journal of Bioadhesion and Biofilm Research* (2011) 27, pp. 319-326.
- [Erable2013] Erable, B., Lacroix, R., Etcheverry, L., Féron, D., Delia, M.L., Bergel, A., Marine floating microbial fuel cell involving aerobic biofilm on stainless steel cathodes. *Bioresour. Technol.*, (2013) 142, pp.510–516.

- [ESONET2017] ESONET NoE: European Seas Observatory NETwork, <http://www.esonet-noe.org> (accessed 04.01.2017)
- [Fan2008] Fan, Y., Sharbrough, E., Liu, H., Quantification of the internal resistance distribution of microbial fuel cells, *Environmental Science and Technology*, (2008) 42, pp. 8101-8107.
- [Fan2016] L. P. Fan and J. J. Li, Overviews on internal resistance and its detection of microbial fuel cells, *International journal of circuits, systems and signal processing* (2016) 10, pp. 316-320
- [Fondriest2013] Fondriest Environmental, Inc. "Dissolved Oxygen." *Fundamentals of Environmental Measurements*. 19 Nov. 2013. Web. <http://www.fondriest.com/environmental-measurements/parameters/water-quality/dissolved-oxygen/>
- [Fradler2014] Fradler, K.R., Kim, J.R., Boghani, H.C., Dinsdale, R.M., Guwy, A.J., Premier, G.C., The effect of internal capacitance on power quality and energy efficiency in a tubular microbial fuel cell. *Process Biochem.* (2014) 49, 973–980.
- [Guzman2010] Guzman, K.G.C., Benthic Microbial Fuel Cells: Long-Term Power Sources for Wireless Marine Sensor Networks. *Proc SPIE* (2010)
- [He2006] He, Z., Wagner, N., Minteer, S.D., Angenent, L.T., An upflow microbial fuel cell with an interior cathode: Assessment of the internal resistance by impedance spectroscopy, *Environmental Science and Technology*, (2006) 40, pp. 5212-5217
- [He2017] Li He, Peng Du, Yizhong Chen, Hongwei Lu, Xi Cheng, Bei Chang and Zheng Wang, *Renewable and Sustainable Energy Reviews* (2017) 71, pp.388-403
- [Heijne2015] Heijne, A., Schaetzle, O., Gimenez, S., Navarro, L., Hamelers, B., Fabregat-Santiago, F., Analysis of bio-anode performance through electrochemical impedance spectroscopy, *Bioelectrochemistry*, (2015) 106, pp.64-72.
- [Hernandez2014] Hernández, S., Tortello, M., Sacco, A., Quaglio, M., Meyer, T., Bianco, S., Saracco, G., (...), Tresso, E., New Transparent Laser-Drilled Fluorine-doped Tin Oxide covered Quartz Electrodes for Photo-Electrochemical Water Splitting, *Electrochimica Acta*, (2014) 131, pp.184-194.
- [Hsu2013] Hsu, L., Chadwick, B., Kagan, J., Thacher, R., Wotawa-Bergen, A., Richter, K., Scale up considerations for sediment microbial fuel cells. *RSC Adv.* (2013) 3, pp.15947–15954.
- [Hsu2017] Lewis Hsu, Abdelrhman Mohamed, Phuc Thi Ha, Jessica Bloom, Timothy Ewing, Meriah Arias-Thode, Bart Chadwick and Haluk Beyenal, The Influence of Energy Harvesting Strategies on Performance and Microbial Community for Sediment Microbial Fuel Cells, *Journal of The Electrochemical Society* (2017) 164 pp.3109-3114.
- [Huang2011] L. Huang, J.M. Regan, X. Quan, Electron transfer mechanisms, new applications, and performance of biocathode microbial fuel cells, *Bioresour Technol.* (2011) 102, pp.316-323.
- [Jung2011] Jung, S., Mench, M.M., Regan, J.M., Impedance characteristics and polarization behavior of a microbial fuel cell in response to short-term changes in medium pH, *Environmental Science and Technology*, (2011) 45, pp. 9069-9074.
- [Jung2012] Jung, S., Impedance analysis of *Geobacter sulfurreducens* PCA, *Shewanella oneidensis* MR-1, and their coculture in bioelectrochemical systems, *International Journal of Electrochemical Science*, (2012) 7, pp.11091-11100.
- [Kagan2013] J.A. Kagan, A. Higier, L. Hsu and D.B. Chadwick, Undersea electronics powered by large surface area Benthic Microbial Fuel Cells, *Oceans* (2013) San Diego.
- [Karthikeyan2015] Karthikeyan, R., Wang, B., Xuan, J., Wong, J.W.C., Lee, P.K.H., Leung, M.K.H., Interfacial electron transfer and bioelectrocatalysis of carbonized plant material as effective anode of microbial fuel cell *Electrochimica Acta*, (2015) 157, pp.314-323.

- [Kashyapa2014] D. Kashyapa, P. K. Dwivedi, J. K. Pandey, Y. H. Kim, G. M. Kim, A. Sharma, S. Goel., Application of electrochemical impedance spectroscopy in bio-fuel cell characterization: a review., *International Journal of Hydrogen Energy*, (2014) 39, pp. 20159–20170.
- [Khaled2016] Firas Khaled, Contribution to electrical valorization of microbial fuel cells, Thèse de l'Institut de Sciences Appliquées de Lyon, 2016.
- [Khan2016] F.U. Khan, Review of non-resonant vibration based energy harvesters for wireless sensor nodes, *Journal of Renewable and Sustainable Energy*, (2016) 8, n°044702.
- [Larminie2003] J. Larminie, A. Dicks, Fuel cell systems explained, 2nd ed. John Wiley & Sons Ltd, England, 2003, pp.45-66.
- [Larrosa-Guerrero2010] Larrosa-Guerrero, A., Scott, K., Head, I.M., Mateo, F., Ginesta, A., Godinez, C., Effect of temperature on the performance of microbial fuel cells. *Fuel* (2010) 89, pp.3985–3994.
- [Lee2015] I. Lee , G. Kim, S. Bang, A. Wolfe, R. Bell, S. Jeong, Y. Kim, J. Kagan, M. Arias-Thode, B. Chadwick, D. Sylvester, D. Blaauw and Y. Lee, System-On-Mud: Ultra-Low Power Oceanic Sensing Platform Powered by Small-Scale Benthic Microbial Fuel Cells, *IEEE transactions on circuits and systems* (2015) 62, pp.1126-1135.
- [Lepage2012] Lepage G, Albernaz FO, Perrier G, Merlin G, Characterization of a microbial fuel cell with reticulated carbon foam electrodes, *Bioresour. Technol.*, (2012) 124, pp. 199-207.
- [Li2015] Wen-Wei Li, Han-Qing Yu, Stimulating sediment bioremediation with benthic microbial fuel cells, *Biotechnology Advances* (2015) 33, pp.1-12
- [Liu2002] Liu, J., Mattiasson, B., Microbial BOD sensors for wastewater analysis, *Water Research*, (2002) 36, pp. 3786-3802.
- [Liu2010] M. Liu, J. H. Wang, S. B. Wang, X. F. Xie, T. Zhou, V. K. Mathur. On-line measurement for ohmic resistance in direct methanol fuel cell by current interruption method. *Chin. J. Chem. Eng.*, (2010) 18, pp. 843–847.
- [Logan2006] B. E. Logan, B. Hamelers, R. Rozendal, U. Schröder, J. Keller, S. Freguia, P. Aelterman, W. Verstraete, K. Rabaey, Microbial fuel cells: methodology and technology, *ACS Environmental science and technology* (2006) 40, pp.5181-5192.
- [Logan2008] Logan, B. E. (2008). *Microbial Fuel Cells*. New Jersey: John Wiley and Sons, Inc
- [Lovley2006] Lovley, D.R., Microbial fuel cells: novel microbial physiologies and engineering approaches. *Curr. Opin. Biotechnol.* (2006) 17, pp.327–332.
- [Lowy2006] Lowy DA, Tender LM, Zeikus JG, Park DH, Lovley DR. Harvesting energy from the marine sediment-water interface II - Kinetic activity of anode materials. *Biosens Bioelectron* (2006) 21 pp.2058–2063.
- [Manohar2008] Manohar, A.K., Bretschger, O., Nealson, K.H., Mansfeld, F., The use of electrochemical impedance spectroscopy (EIS) in the evaluation of the electrochemical properties of a microbial fuel cell, *Bioelectrochemistry*, (2008) 72, pp.149-154.
- [Meehan2011] Meehan, A.; Gao, H.; Lewandowski, Z. Energy harvesting with microbial fuel cell and power management system. *IEEE Trans. Power Electron.* (2011) 26, pp.176–181.
- [Minteer2007] S.D. Minteer, B.Y. Liaw and M.J. Cooney, Enzyme-based biofuel cells, *Current Opinion in Biotechnology* (2007) 18, pp.1-7.
- [Modin2017] Modin, O., Aulenta, F., Three promising applications of microbial electrochemistry for the water sector, *Environmental Science: Water Research and Technology*, (2017) 3, pp.391-402.
- [Mohan2014] Mohan, S., Velvizhi, G., Annie Modestra, J., Srikanth, S., Microbial fuel cell: Critical factors regulating bio-catalyzed electrochemical process and recent advancements. *Renew. Sustain. Energy Rev.* (2014) 40, pp.779–797.

- [Molenaar2016] Sam D. Molenaar, Annemerel R. Mol, Tom H. J. A. Sleutels, Annemiek ter Heijne, and Cees J. N. Buisman, Microbial Rechargeable Battery: Energy Storage and Recovery through Acetate, *Environ. Sci. Technol. Lett.*, (2016) 3, pp.144–149.
- [Molognoni2014] Daniele Molognoni, Sebastia Puig, M. Dolors Balaguer, Alessandro Liberale, Andrea G. Capodaglio, Arianna Callegari, Jesús Colprim, Reducing start-up time and minimizing energy losses of Microbial Fuel Cells using Maximum Power Point Tracking strategy, *Journal of Power Source* (2014) 269, pp.403–411.
- [Nielsen2008] Mark E. Nielsen, Clare E. Reimers, Helen K. White, Sonam Sharma and Peter R. Girguis, Sustainable energy from deep ocean cold seeps, *Energy & Environmental Science* (2008) 1, pp.513–596.
- [Oh2005] Oh, S., Logan, B.E., Hydrogen and electricity production from a food processing wastewater using fermentation and microbial fuel cell technologies. *Water Res.* (2005) 39, pp.4673–4682.
- [Orazem2008] Orazem ME., Tribollet B., *Electrochemical impedance spectroscopy*, John Wiley & Sons Inc.
- [Park2012] J.-D. Park et Z. Ren, Hysteresis controller based maximum power point tracking energy harvesting system for microbial fuel cells, *Journal of Power Sources*, (2012) 205, pp.151–156.
- [Parkash2016] Anand Parkash, Microbial fuel cells: a source of bioenergy, *J Microb Biochem Technol* (2016) 8 pp.247–255.
- [Perez2015] M. Perez, S. Boisseau, P. Gasnier, J. Willemin, N. Pourchier, M. Geisler and J.L. Reboud, “Electret-Based Aeroelastic Harvester and Its Self-Starting Battery-Free Power Management Circuit”, *IEEE 13th International New Circuits and Systems Conference*, 2015.
- [Potter1911] Potter, M.C. Potter, Electrical effects accompanying the decomposition of organic compounds, *Royal Society (Formerly Proceedings of the Royal Society)* (1911) 84, pp.260–276.
- [Premier2011] GC Premier, JR Kim, I Michie, RM Dinsdale, AJ Guwy, Automatic control of load increases power and efficiency in a microbial fuel cell, (2011) 196, pp.2013–2019.
- [Ramasamy2008] Ramasamy, R.P., Ren, Z., Mench, M.M., Regan, J.M., Impact of initial biofilm growth on the anode impedance of microbial fuel cells, *Biotechnology and Bioengineering*, (2008) 101, pp.101–108.
- [Reimers2001] Reimers C.E., Tender L.M, Fertig S. and Wang W., Harvesting energy from the marine sediment–Water interface, *Environmental Science and Technology*, (2001) 35, pp.192–195.
- [Reimers2006] Reimers, C.E., Girguis, P., Stecher, H.A., Tender, L.M., Ryckelynck, N., Whaling, P., Microbial fuel cell energy from an ocean cold seep. *Geobiology* (2006) 4, pp.123–136.
- [Ren2013] Shiting Ren, Xue Xia, Lulu Yuan, Peng Liang, Xia Huang, Enhancing charge harvest from microbial fuel cells by controlling the charging and discharging frequency of capacitors, *Bioresource Technology* (2013) 146 pp.812–815.
- [Ren2016] Ren H, Tian H, Gardner CL, Ren TL, Chae J, A miniaturized microbial fuel cell with three-dimensional graphene macroporous scaffold anode demonstrating a record power density of over 10,000 W m⁻³, *The Royal Society of Chemistry* (2016) 8, pp.3539–3547.
- [Richter2011] Richter, K.E., Wotawa-Bergen, A.Q., Predicting in situ sediment fuel cell potential, *OCEANS 2011*. (2011) pp. 1–9.
- [Saba2017] B. Saba, A. D. Christy, Z. Yu, A. C. Co, Sustainable power generation from bacterio-algal microbial fuel cells (MFCs): An overview, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, (2017) 73, pp.75–84.
- [Sacco2015] Sacco, A., Bella, F., De La Pierre, S., Castellino, M., Bianco, S., Bongiovanni, R., Pirri, C.F. Electrodes/electrolyte interfaces in the presence of a surface-modified photopolymer electrolyte: Application in dye-sensitized solar cells, *ChemPhysChem*, (2015) 16, pp.960–969.
- [Salvin2012] Paule Salvin, Christophe Roos and Florent Robert, Tropical mangrove sediments as a natural inoculum for efficient electroactive biofilms, *Bioresource Technology* (2012) 120, pp.45–51.

- [Santoro2017] Carlo Santoro, Catia Arbizzani, Benjamin Erable, Ioannis Ieropoulos, Microbial fuel cells: From fundamentals to applications. A review, *Journal of Power Sources* (2017) 356, pp.225–244.
- [Scott2008a] Scott K, Cotlarciuc I, Hall D, Lakeman JB, Browning D. Power from marine sediment fuel cells: the influence of anode material. *J Appl Electrochem* (2008) 38 pp.1313–1319.
- [Scott2008b] Scott K, Cotlarciuc I, Head I, Katuri KP, Hall D, Lakeman JB, et al. Fuel cell power generation from marine sediments: Investigation of cathode materials. *J Chem Technol Biotechnol* (2008) 83 pp.1244–1254.
- [Sekar2013] Sekar N., Ramasamy R. P., Electrochemical spectroscopy for microbial fuel cell characterization, *J. Microbial Biochem. Technol.*, (2013) S6-004.
- [Shaikh2016] F. K. Shaikh, S. Zeadally, Energy harvesting in wireless sensor networks: A comprehensive review, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, (2016) 55, pp.1041-1054.
- [Shantaram2005] Shantaram, A., Beyenal, H., Raajan, R., Veluchamy, A., Lewandowski, Z., Wireless sensors powered by microbial fuel cells. *Environ. Sci. Technol.* (2005) 39, pp.5037–5042.
- [Tender2002] Tender LM, Reimers CE, Stecher HA, Holmes DE, Bond DR, Lowy DA, et al. Harnessing microbially generated power on the seafloor. *Nat Biotechnol* (2002) 20, pp.821-825
- [Tender2008] Tender L.M., S.A.G., The first demonstration of a microbial fuel cell as a viable power supply: Powering a meteorological buoy. *J Power Sources*, (2008) 179, pp.571–575.
- [Thomas2013] Thomas Y.R.J., Picot M., Carer A., Berder O., Sentieys O., Barrière F. A single sediment-microbial fuel cell powering a wireless telecommunication system. *J. Power Sources*. (2013) 241, pp.703–708.
- [Todd2004] Todd, S. K. (2004). The physics of seawater (powerpoint). In *Physical Oceanography 1*. Retrieved from <http://www.coa.edu/stodd/oceanweb/oceanography/Oceanlectures02/Lecture2/index.htm>
- [Umaz2017] R. Umaz, C. Qian, B. Li and L? Wang, “A power management system for multianode benthic microbial fuel cells”, *IEEE Transactions on power electronics*, (2017) 32, pp. 3562-3570.
- [UPS2016] UPS United Parcel Service of America, International lithium battery regulations, Effective 1 April 2016, https://www.ups.com/media/news/en/ca/intl_lithium_battery_regulations.pdf
- [USenergy2009] Report to Congress on the Potential Environmental Effects of Marine and Hydrokinetic Energy Technologies, US department on energy, Office on Energy Efficiency and Renewable Energy, Wind and hydropower technologies program, December 2009.
- [Wang2012] H. Wang, J. Do Park and Z. Ren, Active energy harvesting from microbial fuel cells at the maximum power point without using resistors, *Environ. Sci. Technol.* (2012) 46, pp.5247-5252.
- [Watt2000] Watt, M. K. A Hydrologic Primer for New Jersey Watershed Management (Water-Resources Investigation Report 00-4140). West Trenton, NJ: U.S. Geological Survey (2000).
- [Wetzel2001] Wetzel, R. G., *Limnology: Lake and River Ecosystems* (3rd ed.). San Diego, CA: Academic Press (2001)
- [Woodward2010] Woodward, L., Perrier, M., Srinivasan, B., Pinto, R.P., Tartakovsky, B., Comparison of real-time methods for maximizing power output in microbial fuel cells. *AIChE J.* (2010) 56, pp.2742–2750.
- [Wotawa2010] A. Q. Wotawa-Bergen, D. B. Chadwick, K. E. Richter, L. M. Tender, C. E. Reimers, Y. Gong, Operational testing of sediment microbial fuel cells in San Diego Bay, *OCEANS 2010 conference* (2010).
- [Xiao2004] W. Xiao and W. G. Dunford, A modified adaptative hill climbing MPPT method for photovoltaic power systems, in *Proc. IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conf. PESC 04*, (2004) 3, pp.1957–1963.
- [Yang2012] Yang, F.; Zhang, D.; Shimotori, T.; Wang, K.-C.; Huang, Y., Study of transformer-based power management system and its performance optimizaiton for microbial fuel cells. *J. Power Sources*, (2012) 205, pp.86–92.

- [Yang2015] Yang, H., Zhou, M., Liu, M., Yang, W., Gu, T., Microbial fuel cells for biosensor applications, *Biotechnology Letters*, (2015) 37, pp.2357-2364.
- [Yoho2015] Yoho, R.A., Popat, S.C., Fabregat-Santiago, F., Giménez, S., Heijne, A.T., Torres, C.I. Electrochemical Impedance Spectroscopy as a Powerful Analytical Tool for the Study of Microbial Electrochemical Cells, *Biofilms in Bioelectrochemical Systems: From Laboratory Practice to Data Interpretation*, (2015) pp.249-280.
- [Zhang2012] Zhang, D.; Yang, F.; Shimotori, T.; Wang, K.-C.; Huang, Y., Performance evaluation of power management systems in microbial fuel cell-based energy harvesting applications for driving small electronic devices. *J. Power Sources* (2012) 217, pp.65–71.
- [Zhang2017] Liang Zhang, Jun Li, Xun Zhu, Dingding Ye, Qian Fu, and Qiang Liao, Startup Performance and Anodic Biofilm Distribution in Continuous-Flow Microbial Fuel Cells with Serpentine Flow Fields: Effects of External Resistance, *Ind. Eng. Chem. Res.*, (2017) 56, pp.3767–3774.
- [Zhuang2009] Zhuang, L., Zhou, S., Substrate cross-conduction effect on the performance of serially connected microbial fuel cell stack. *Electrochem. Commun.* (2009) 11, 937–940.

Travaux publiés lors de la thèse

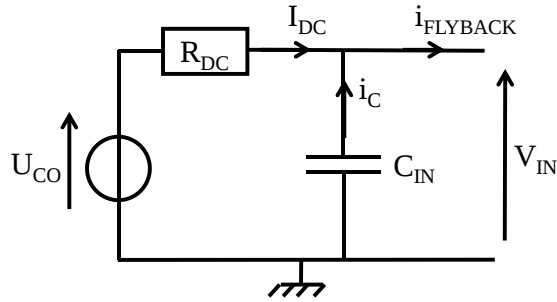
- [Papier1] A. Capitaine, G. Pillonnet, T. Chailloux and B. Allard, Electrical characterization and modeling of benthic microbial fuel cells for energy harvesting, *Journées Nationales sur la Récupération et le Stockage d'énergie (JNRSE 2015)*, Paris-Sud, France.
- [Papier2] T. Chailloux, A. Capitaine, B. Erable and G. Pillonnet, Autonomous Sensor Node Powered by CM-Scale Benthic Microbial Fuel Cell and Low-Cost and Off-the-Shelf Components, *Energy Harvesting and Systems EHS* (2016) 3, pp.205-212.
- [Papier3] A. Capitaine, G. Pillonnet, T. Chailloux, F. Khaled, O. Ondel and B. Allard, Analyse des pertes d'un flyback en mode de conduction discontinue pour la récupération d'énergie de piles microbiennes, *Journées Nationales du Réseau Doctoral en Micro-nanoélectronique (JNRDM 2016)*, 11-13 mai 2016, Toulouse, France.
- [Papier4] A. Capitaine, G. Pillonnet, T. Chailloux, F. Khaled, O. Ondel and B. Allard, Modélisation électrique d'une pile microbienne sédimentaire et extraction de son énergie par un flyback en mode discontinue, *Symposium de génie électrique (SGE 2016)*, 7-9 juin 2016, Grenoble, France.
- [Papier5] A. Capitaine, G. Pillonnet, T. Chailloux, F. Khaled, O. Ondel and B. Allard, Loss analysis of Flyback in Discontinuous Conduction Mode for sub-mW harvesting systems, *14th IEEE International New Circuits and Systems Conference (NEWCAS 2016)*, 26-29 juin 2016, Vancouver, Canada.
- [Papier6] T. Chailloux, A. Capitaine, O. Amin Ali, W. Achouak, and G. Pillonnet, Benthic microbial fuel cell powering an autonomous sensor node, *The 3rd European Meeting of the International Society for Microbial Electrochemistry and Technology (EU-ISMET 2016)*, 26-28 sept. 2016, Rome, Italie.
- [Papier7] A. Capitaine, G. Pillonnet, A. Morel, O. Ondel and B. Allard, Analyse des pertes du flyback pour la récupération d'énergie à partir de piles microbiennes sédimentaires, *Journées Nationales sur la Récupération et le Stockage d'énergie (JNRSE 2017)*, 9-10 mai 2017, Lyon, France.
- [Papier8] A. Capitaine, G. Pillonnet, T. Chailloux, O. Ondel and B. Allard, 10 μ W converter for energy harvesting from sedimentary microbial fuel cells, *60th IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS 2017)*, 6-9 août 2017, Boston, USA.
- [Papier9] Y. Wanderoild et al., 100 μ W coreless flyback converter for microbial fuel cells energy harvesting, *New generation of circuits and systems (NGCAS 2017)*, 7-9 sept. 2017, Genova, Italie.

[Papier11] Armande Capitaine, Gael Pillonnet, Thibaut Chailloux, Adrien Morel and Bruno Allard, Impact of switching of the electrical harvesting interface on microbial fuel cell losses, IEEE Sensors 2017, 29 oct.–1er nov. 2017, Glasgow, Scotland, UK.

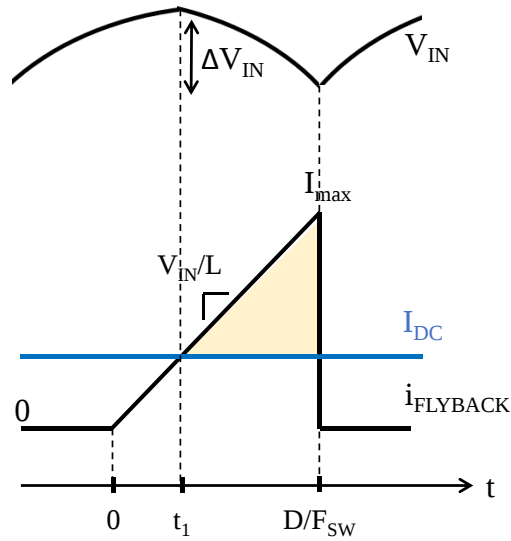
Annexe A

Expression de C_{IN} en fonction de $\Delta V_{IN}/V_{IN}$

On considère le circuit suivant, représentant le modèle statique de la BMFC en entrée du *flyback* muni d'une capacité C_{IN} de découplage :



Les formes d'onde des différents signaux peuvent être dessinées de la manière suivante :



On peut ainsi calculer :

$$\Delta V_{IN} = \int_{t_1}^{D/F_{SW}} i_c(t) dt$$

Etant donné que le courant $i_c(t)$ est égal au courant $i_{FLYBACK}(t)$ auquel on soustrait le courant I_{DC} (que l'on suppose constant), cet intervalle correspond à l'aire colorée en jaune à la figure précédente. On en déduit :

$$\Delta V_{IN} = \frac{1}{2C_{IN}} (I_{max} - I_{DC}) \left(\frac{D}{F_{SW}} - t_1 \right)$$

On suppose que la valeur de C_{IN} est suffisamment importante pour que le courant IDC soit considéré constant et égal à :

$$I_{DC} = \frac{V_{IN}}{R_{IN}}$$

où R_{IN} est la résistance d'entrée du flyback égale (en condition de MPP) à :

$$R_{IN} = \frac{2L_1 F_{SW}}{D^2}$$

De plus, I_{max} et t_1 peuvent s'exprimer :

$$I_{max} = \frac{V_{IN} D}{L_1 F_{SW}}$$

$$t_1 = \frac{I_{DC} L_1}{V_{IN}} = \frac{L_1}{R_{IN}} = \frac{D^2}{2F_{SW}}$$

On en déduit :

$$\Delta V_{IN} = \frac{1}{2C_{IN}} \left(\frac{DV_{IN}}{L_1 F_{SW}} - \frac{D^2 V_{IN}}{2L_1 F_{SW}} \right) \left(\frac{D}{L_1 F_{SW}} - \frac{D^2}{2L_1 F_{SW}} \right)$$

$$= \frac{V_{IN} D^2}{8C_{IN} F_{SW}^2 L_1} (2 - D)^2$$

Ainsi :

$$C_{IN} = \frac{V_{IN} D^2}{8\Delta V_{IN} F_{SW}^2 L_1} (2 - D)^2$$

En exprimant en fonction de la résistance R_{DC} de la pile qui est égale à :

$$R_{DC} = \frac{2L_1 F_{SW}}{D^2}$$

Cela revient à :

$$C_{IN} = \frac{V_{IN}}{\Delta V_{IN}} \times \frac{(2 - D)^2}{4R_{DC} F_{SW}}$$

Annexe B

Cette annexe présente les travaux présentés au chapitre 5, section 5.1, dans le cas du *flyback* muni des inductances couplées #2. La fréquence de découpage F_{sw} est de 6,9 kHz et le rapport cyclique D de 0,5.

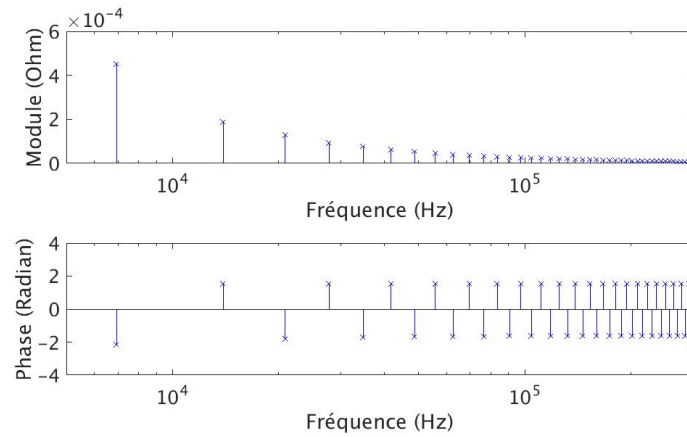


Fig. B.1. Spectre du courant $I_{FLYBACK}$

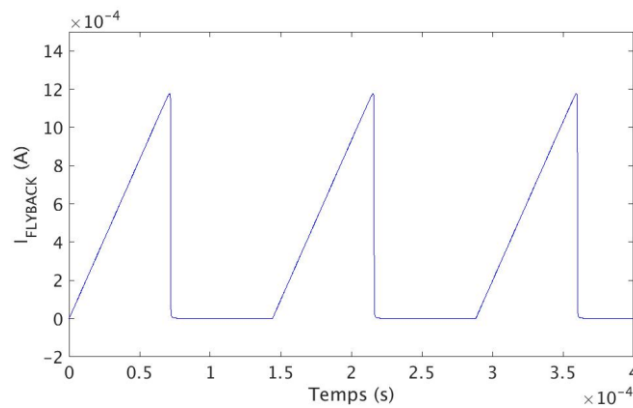


Fig. B.2. Représentation de $I_{FLYBACK}$ dans le domaine temporel

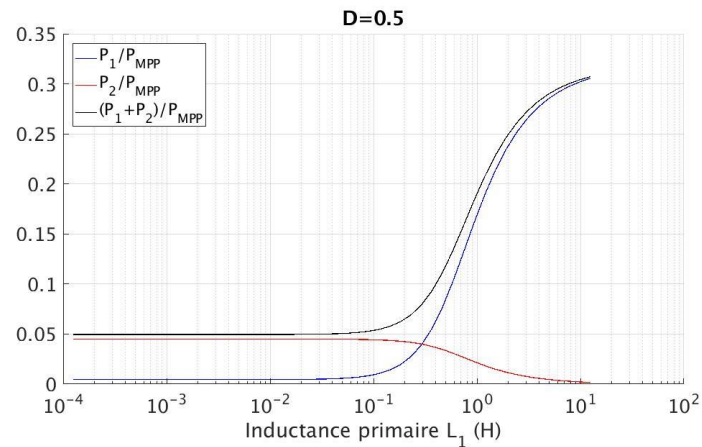


Fig. B.3. Influence de l'inductance primaire L_1 du *flyback* sur les pertes P_1 et P_2 avec le rapport cyclique D fixé à 0,5

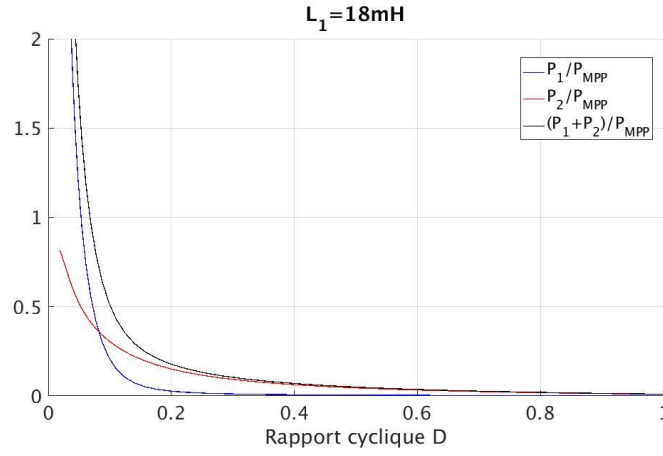


Fig. B.4. Influence du rapport cyclique D du *flyback* sur les pertes P_1 et P_2 pour une inductance primaire L_1 fixée à 18 mH

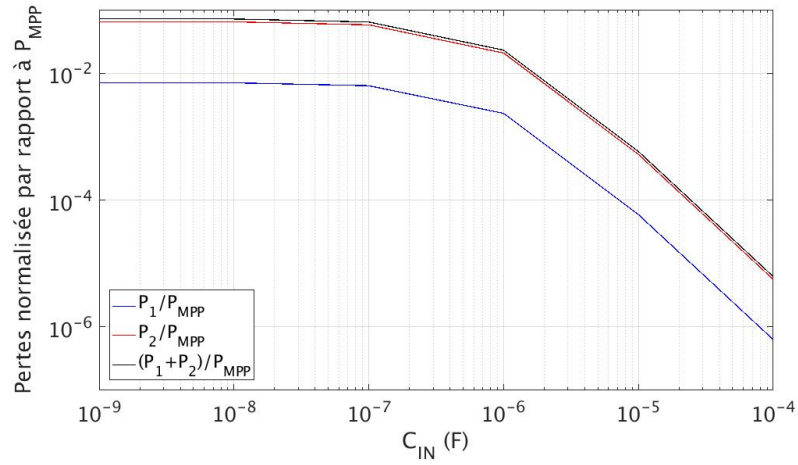


Fig. B.5. Influence de C_{IN} sur les pertes dynamiques de la BMFC

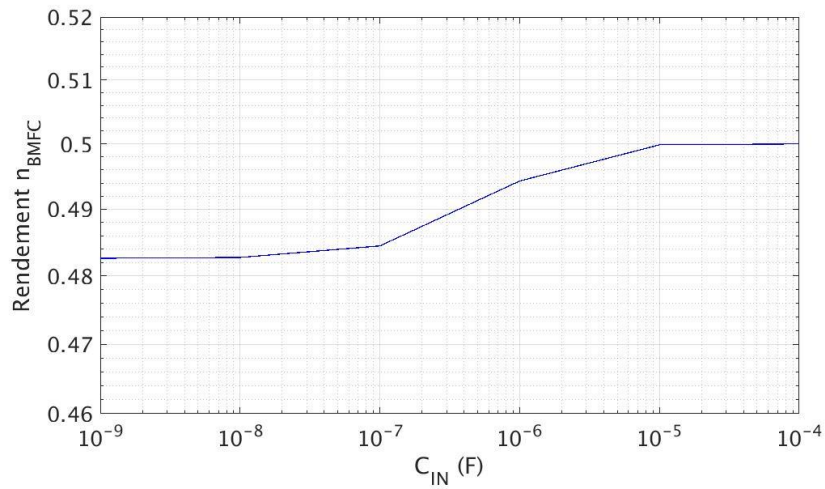


Fig. B.6. Influence de C_{IN} sur le rendement η_{BMFC}

Annexe C

Démonstration de $P = \sum_{k=1}^{\infty} P_k$

Soit un courant AC I périodique de période T . Sa décomposition en série de Fourier est la suivante :

$$I(t) = \sum_{k=1}^{\infty} I_k(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \left(|I_k| \times \cos\left(\frac{2\pi kt}{T} + \varphi_k\right) \right)$$

Afin d'éviter des calculs trop imposants, nous allons limiter notre étude aux deux premières harmoniques. Nous cherchons à démontrer que :

$$I_{RMS}^2 = I_{1RMS}^2 + I_{2RMS}^2$$

Tout d'abord :

$$\begin{aligned} I_{RMS}^2 &= \int_0^T I(t)^2 dt \\ &= \int_0^T (I_1(t) + I_2(t))^2 dt \end{aligned}$$

En décomposant, nous obtenons :

$$I_{RMS}^2 = I_{1RMS}^2 + I_{2RMS}^2 + \frac{2}{T} \int_0^T I_1(t) \times I_2(t) dt$$

Nous cherchons donc à montrer que le dernier élément U est nul :

$$U = \frac{2}{T} \int_0^T I_1(t) \times I_2(t) dt$$

En remplaçant $I_1(t)$ et $I_2(t)$ par leur expression incluant l'amplitude et la phase, ceci revient à :

$$U = \frac{2|I_1||I_2|}{T} \int_0^T \cos\left(\frac{2\pi t}{T} + \varphi_1\right) \cos\left(\frac{4\pi t}{T} + \varphi_2\right) dt$$

En utilisant l'équation trigonométrique selon laquelle $\cos(a) \cos(b) = 0,5 \times [\cos(a - b) + \cos(a + b)]$, nous obtenons :

$$U = \frac{|I_1||I_2|}{T} \int_0^T \cos\left(\frac{-2\pi t}{T} + \varphi_1 - \varphi_2\right) dt + \frac{|I_1||I_2|}{T} \int_0^T \cos\left(\frac{6\pi t}{T} + \varphi_1 + \varphi_2\right) dt$$

Nous exprimons les primitives de cosinus :

$$\begin{aligned}
 U &= \frac{|I_1||I_2|}{-2\pi} \left[\sin\left(\frac{-2\pi t}{T} + \varphi_1 - \varphi_2\right) \right]_0^T + \frac{|I_1||I_2|}{6\pi} \left[\sin\left(\frac{6\pi t}{T} + \varphi_1 + \varphi_2\right) \right]_0^T \\
 &= \frac{|I_1||I_2|}{-2\pi} [\sin(-2\pi + \varphi_1 - \varphi_2) - \sin(\varphi_1 - \varphi_2)] + \frac{|I_1||I_2|}{6\pi} [\sin(6\pi + \varphi_1 + \varphi_2) - \sin(\varphi_1 + \varphi_2)]
 \end{aligned}$$

Puisque $\sin(2N\pi + x) = \sin(x)$ où N est un entier, nous obtenons :

$$\begin{aligned}
 U &= \frac{|I_1||I_2|}{-2\pi} [\sin(\varphi_1 - \varphi_2) - \sin(\varphi_1 - \varphi_2)] + \frac{|I_1||I_2|}{6\pi} [\sin(\varphi_1 + \varphi_2) - \sin(\varphi_1 + \varphi_2)] \\
 &= 0
 \end{aligned}$$

En conclusion U est bien nul et nous avons démontré que :

$$I_{RMS}^2 = I_{1RMS}^2 + I_{2RMS}^2$$

Par conséquent, si l'on considère la puissance P dissipée par une résistance R parcourue par le courant I :

$$\begin{aligned}
 P &= R \times I_{RMS}^2 \\
 &= R \times \sum_{k=1}^{\infty} I_{kRMS}^2 \\
 &= \sum_{k=1}^{\infty} R \times I_{kRMS}^2 \\
 &= \sum_{k=1}^{\infty} P_k
 \end{aligned}$$



FOLIO ADMINISTRATIF

THESE DE L'UNIVERSITE DE LYON OPEREE AU SEIN DE L'INSA LYON

NOM : CAPITAINE

DATE de SOUTENANCE : 30/11/2017

Prénoms : Armande Marie Pascale

TITRE : Récupération d'énergie à partir de piles à combustible microbiennes benthiques

NATURE : Doctorat

Numéro d'ordre : AAAALYSEIXXXX

Ecole doctorale : Electronique, Electrotechnique, Automatique (EEA)

Spécialité : Electronique, micro et nanoélectronique, optique et laser

RESUME : La récupération d'énergie ambiante est une solution efficace et respectueuse de l'écosystème pour alimenter de manière autonome des noeuds de capteurs. La pile microbienne benthique (BMFC) est un système récupérant l'énergie de la biomasse sédimentaire à l'aide du métabolisme électro-actif des bactéries présentes naturellement dans le milieu. Bien que prometteuse comme source d'énergie long terme pour des capteurs marins, ses niveaux de puissance (autour de 100 μ W) et de tension (0,6 V en circuit ouvert) nous engage à mener une réflexion sur la conception de son interface électronique de récupération. La première partie de cette thèse détaille la conception de BMFCs de taille centimétrique faites en laboratoire en maintenant des conditions proches du milieu naturel. Une seconde partie s'intéresse à caractériser et modéliser le comportement électrique des BMFCs dans le domaine statique puis dynamique, en vue de concevoir le circuit de récupération de manière appropriée. A l'aide du modèle électrique statique, une interface de récupération est définie et optimisée de manière à extraire le maximum de puissance et maximiser le rendement de conversion. Le choix se porte sur le convertisseur flyback en mode de conduction discontinue. A l'aide d'un modèle prédisant les pertes du flyback validé expérimentalement, une étude portée sur la fréquence de découpage, le rapport cyclique et le choix des inductances couplées a permis d'atteindre un rendement de 82% et 64% pour une BMFC délivrant respectivement 90 μ W et 30 μ W. Une dernière partie s'intéresse à optimiser l'interface de récupération en prenant en compte les différentes variabilités de la BMFC. Notamment, l'intérêt du suivi du MPP est discuté et l'influence du comportement commuté du flyback sur les pertes dynamiques supplémentaires au sein de la BMFC est analysée grâce au modèle électrique dynamique de la BMFC déduit au second chapitre.

MOTS-CLÉS : Récupération d'énergie, Convertisseur DC-DC, Piles microbiennes benthiques, Flyback, Efficacité

Laboratoire (s) de recherche : CEA-LETI à Grenoble & Laboratoire Ampère à Ecully

Directeur de thèse: Bruno ALLARD

Président de jury :

Composition du jury :

Lefeuvre, Elie Professeur des Universités Université Paris Sud Rapporteur
Vasic, Dejan Maître de Conférence Habilité à Diriger des Recherches Université de Cergy-Pontoise Rapporteur
Achouak, Wafa Directrice de recherche CEA-CNRS-AMU Examinatrice
Erable, Benjamin Chargé de Recherche CNRS – LGC Examineur
Allard, Bruno Professeur des Universités INSA Lyon Directeur de thèse
Pillonnet, Gaël Chercheur CEA-LETI DACLE/LGECA Co-directeur de thèse
Ondel, Olivier Maître de conférence Ecole centrale de Lyon Invité
Urard, Pascal Ingénieur ST Microelectronics Invité