



HAL
open science

**Hybridation de batteries puissance-énergie avec
convertisseur de couplage à dimensionnement réduit :
Application aux véhicules électriques urbains :
Application aux véhicules électriques urbains**

Caio Fonseca de Freitas

► **To cite this version:**

Caio Fonseca de Freitas. Hybridation de batteries puissance-énergie avec convertisseur de couplage à dimensionnement réduit : Application aux véhicules électriques urbains : Application aux véhicules électriques urbains. Energie électrique. Centrale Lille Institut, 2023. Français. NNT : 2023CLIL0013 . tel-04192122v2

HAL Id: tel-04192122

<https://hal.science/tel-04192122v2>

Submitted on 26 Jan 2024

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.

CENTRALE LILLE

THÈSE

présentée en vue
d'obtenir le grade de

DOCTEUR

en

Spécialité : Génie Électrique

par

Caio FONSECA DE FREITAS

Doctorat délivré par Centrale Lille

Titre de la thèse :

**Hybridation de batteries puissance-énergie avec convertisseur de couplage
à dimensionnement réduit : Application aux véhicules électriques urbains**

Soutenue le 29 juin 2023 devant le jury d'examen :

Rapporteur/Président	M. Yves LEMBEYE, Professeur, Université Grenoble Alpes
Rapporteur	M. Pascal VENET, Professeur, Université Claude Bernard Lyon 1
Examineur	Mme. Asmae EL MEJDOUBI, Docteure, Product Manager – Tiamat
Examineur	M. Tedjani MESBAHI, Maître de Conférences, INSA Strasbourg
Directeur de thèse	M. Philippe LE MOIGNE, Professeur, Centrale Lille
Co-encadrant	M. Patrick BARTHOLOMEUS, Maître de Conférences, Centrale Lille
Co-encadrant	M. Xavier MARGUERON, Maître de Conférences, Centrale Lille
Invité	M. Philippe BAUDESSON, Docteur, Directeur R&D – Valeo

Thèse préparée dans le Laboratoire L2EP

École Doctorale ENGSYS 632

TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENTS	7
INTRODUCTION GÉNÉRALE	9
CHAPITRE 1 : VEHICULES ELECTRIQUES ET SYSTEME HYBRIDE DE STOCKAGE D'ENERGIE	13
I. INTRODUCTION	15
II. SOURCES DE STOCKAGE D'ENERGIE	17
II.1. Piles à Combustible (PàC)	18
II.2. Supercondensateurs (SC)	20
II.3. Batteries	21
II.4. Supercondensateurs vs. Batteries puissance	28
II.5. Solution à la raréfaction des ressources	29
II.6. Synthèse	30
III. SYSTEMES HYBRIDES DE STOCKAGE D'ENERGIE	30
IV. INFLUENCE DU CONVERTISSEUR DANS UN HESS	32
V. CONCLUSION	33
CHAPITRE 2 : STRATEGIES DE GESTION D'ENERGIE ET ARCHITECTURES DE COUPLAGE	35
I. INTRODUCTION	37
II. STRATEGIES DE GESTION D'ENERGIE	38
II.1. Stratégies à base de règles	38
II.2. Stratégies à base d'optimisation	39
II.3. Synthèse	41
III. ARCHITECTURES DE COUPLAGE	41
III.1. Architectures classiques	42
III.2. Topologies non conventionnelles	46
III.3. Architecture cascade à source de courant contrôlée (SCC)	50
III.4. Architecture cascade à SCC simplifiée	51
III.5. Architecture série	56
IV. CONCLUSION	62
CHAPITRE 3 : DIMENSIONNEMENT DES ELEMENTS DU HESS	65
I. INTRODUCTION	67
II. DIMENSIONNEMENT DES SOURCES	67
II.1. Obtention d'un cahier des charges de véhicule électrique	67
II.2. Méthode de dimensionnement des sources proposée	74
II.3. Dimensionnement mono-source	90
II.4. Synthèse	90

III. CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES DES COUPLES HESS CONSIDERES	93
III.1. Architecture cascade à SCC	93
III.2. Architecture série	95
IV. DIMENSIONNEMENT EN PUISSANCE DU CONVERTISSEUR DE COUPLAGE	96
IV.1. Dimensionnement en puissance du convertisseur DC-DC d'une architecture classique	97
IV.2. Stratégie de gestion appliquée à l'architecture cascade à SCC	98
IV.3. Stratégie de gestion de l'architecture série	105
IV.4. Synthèse des dimensionnements	112
IV.5. Prise en compte des résistances internes des batteries	113
IV.6. Utilisation du HESS dimensionné avec un cycle différent	121
V. ETUDE DE LA RECHARGE DU HESS	125
V.1. Modes de recharge conventionnels	125
V.2. Recharge des architectures cascade à SCC et série	127
V.3. Synthèse	132
VI. CONCLUSION	133
CHAPITRE 4 : CONVERTISSEUR DC-DC POUR HESS : DEMONSTRATEUR ET ESSAIS	137
I. INTRODUCTION	139
II. CONVERTISSEURS DC-DC ISOLES A DEUX PONTS COMPLETS	140
II.1. Convertisseur Dual Active Bridge (DAB)	140
II.2. Convertisseur Phase-Shift Full-Bridge (PSFB)	142
II.3. Choix de la topologie	143
III. TOPOLOGIE PHASE-SHIFT FULL-BRIDGE (PSFB)	144
III.1. Modes de fonctionnement	144
III.2. Synthèse	148
IV. CONVERTISSEUR PSFB INFINEON	148
IV.1. Modèle du convertisseur PSFB Infineon	150
IV.2. Boucle de contrôle en courant	153
IV.3. Mise en œuvre de la boucle de contrôle en courant	155
V. ESSAIS EXPERIMENTAUX	156
V.1. Configuration de test	156
V.2. Mode buck	157
V.3. Mode boost	159
V.4. Synthèse	160
VI. CONCLUSION	160
CONCLUSION ET PERSPECTIVES	163
BIBLIOGRAPHIE	169
ANNEXE I : ESTIMATION DES CONTRAINTES EN COURANT DES CELLULES ENERGIE	181
ANNEXE II : COMPARAISON ENTRE LES CELLULES TIAMAT	185

ANNEXE III : CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES DES COUPLES HESS CONSIDERES	191
I. ARCHITECTURE CASCADE À SCC	193
II. ARCHITECTURE SERIE	195
III. ARCHITECTURE CASCADE A SCC AVEC PRISE EN COMPTE DES RESISTANCES INTERNES	197
IV. ARCHITECTURE SERIE AVEC PRISE EN COMPTE DES RESISTANCES INTERNES	200
ANNEXE IV : RESULTATS DES STRATEGIES DE GESTION D'ENERGIE	203
I. ARCHITECTURE CASCADE À SCC	206
I.1. <i>Couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage</i>	206
I.2. <i>Couple LG – Tiamat</i>	213
II. ARCHITECTURE SERIE	220
II.1. <i>Couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage</i>	220
II.2. <i>Couple LG – Tiamat</i>	227
ANNEXE V : SCHEMA DE PUISSANCE DE LA CARTE D'EVALUATION INFINEON	235
RÉSUMÉ	239
ABSTRACT	241

REMERCIEMENTS

Comme le jour de la soutenance de cette thèse, mes remerciements sont écrits avec simplicité, mais ils sont pleins d'émotion.

Tout d'abord, je remercie mon directeur de thèse **Philippe Le Moigne**, professeur à Centrale Lille, pour ton investissement dans ce qui était le dernier encadrement de thèse de ta carrière. Merci aussi à mes co-encadrants de thèse, **Patrick Bartholomeus** et **Xavier Margueron**, maîtres de conférences à Centrale Lille. Xavier, c'est dommage que nous n'ayons pas travaillé sur tes (bien aimés) transformateurs planar dans cette thèse, mais sache que ton soutien humain a été tout aussi précieux que le scientifique. Patrick, merci pour ta disponibilité, pour toutes les discussions (scientifiques ou non) et pour avoir contribué à ce que cette thèse soit plus que ce que je pouvais espérer. Je te souhaite une très belle reconversion professionnelle (« ce n'est pas de la retraite ! »).

Je tiens aussi à remercier tous les membres de mon jury de thèse. Merci à monsieur **Yves Lembeje**, professeur à l'Université Grenoble Alpes, d'avoir accepté le double rôle de président et rapporteur. Merci également à monsieur **Pascal Venet**, professeur à l'Université Claude Bernard Lyon 1, d'avoir accepté d'être rapporteur. Merci encore à madame **Asmae El Mejdoubi**, *product manager* chez Tiamat, et monsieur **Tedjani Mesbahi**, maître de conférences à l'INSA Strasbourg, d'avoir accepté d'être examinateurs de cette thèse. Merci encore à monsieur **Philippe Baudesson**, directeur R&D chez Valeo, d'avoir accepté de participer de mon jury de thèse. Toutes vos remarques et propositions lors de la soutenance ont été extrêmement importantes et m'ont fait prendre conscience de l'importance de ce travail et des diverses pistes d'amélioration.

Je remercie tous les membres du L2EP et de Centrale Lille, en particulier messieurs **Xavier Cimetière** et **Simon Thomy**, ingénieurs de recherche, pour votre aide et pour avoir rendu possible la validation expérimentale des travaux de la thèse. Merci également à tous ceux avec qui j'ai pu travailler en tant qu'enseignant, cela a été un plaisir et j'espère pouvoir continuer à travailler à vos côtés : **Nicolas Oxoby**, **Frédéric Gillon**, **Bruno François**, **Michel Hecquet**, **Patricio La Delfa**, **Wisse Bekir**.

Un grand merci à mes copains de tous les jours, ma famille en France, qui ont rendu cette expérience plus légère et agréable : **Ayoub**, **Eduard**, **Elis**, **Adrien**, **Florian**, **Hugo**, **Lauro**, **Matheus**, **Ryan**, **Larissa**, **Vincent**, **Xuyang**, **Wenjing**, **Gustavo**, **Priscila**, **Lucas** et **Alexa**. Merci aux amis au Brésil : **Filype**, **Tammyrys**, **Luanna**, **Jean**, **Thiago**, **Erlon** et **Rafael**.

Un grand merci à ma famille pour avoir toujours été là pour moi et pour tous les efforts déployés jusqu'à présent afin de m'offrir les meilleures opportunités. Je remercie aussi ma belle-famille pour tout leur support.

Enfin, la meilleure pour la fin, un très grand merci à mon épouse, **Malu**. Merci pour ton soutien quotidien et pour croire en moi plus que je ne crois en moi-même. Je t'aime fort !

À tous ceux que j'ai mentionnés et que je n'ai pas : **MERCI !**

INTRODUCTION GÉNÉRALE

L'électrification des véhicules est considérée comme l'une des solutions les plus efficaces et répandues pour la transition énergétique du secteur des transports. Cette évolution est nécessaire car ce secteur est l'un des principaux émetteurs de gaz nocifs dans l'atmosphère, ce qui entraîne une augmentation de la température moyenne mondiale [SDES 21]. Cependant, le développement des véhicules électriques (VE) est étroitement lié à l'évolution des technologies de stockage d'énergie, et la capacité d'expansion du parc de VE dépend de la capacité de production de ces technologies.

La batterie lithium-ion est considérée comme l'un des stockeurs les plus prometteurs, ayant connu une avancée significative ces dernières années, atteignant des densités d'énergie de plus en plus élevées et des prix de plus en plus bas. Les densités d'énergie élevées favorisent l'augmentation de l'autonomie des VE, un concept adopté par les constructeurs et attendu par les consommateurs. Toutefois, l'inconvénient de cette solution est sa fabrication qui requiert l'utilisation de ressources matérielles importantes et susceptibles de se raréfier dans les décennies à venir. Par conséquent, pour permettre au parc de VE de se développer pleinement, une solution possible est de produire des véhicules de taille raisonnable avec une autonomie réduite, ce qui nécessite des batteries de plus petite taille.

Dans la perspective actuelle, l'utilisation de batteries à forte densité d'énergie et à faible densité de puissance est privilégiée. Étant donné que des masses importantes sont embarquées, la faible densité de puissance est compensée et permet ainsi aux véhicules de supporter de fortes accélérations. Par contre, pour les VE à autonomie réduite, la diminution de la masse des batteries limite la dynamique du véhicule. Certains VE à autonomie réduite actuellement sur le marché atteignent des vitesses suffisantes grâce à l'utilisation de batteries ayant des densités d'énergie et de puissance moyennes. Toutefois, la combinaison de différentes technologies de stockage peut garantir à ce type de VE des densités d'énergie et de puissance plus élevées.

Cette thèse porte donc sur l'hybridation des batteries et sur le développement d'une électronique de puissance adaptée à une batterie électrique hybride pour VE et ce, à dimensionnement réduit. Cette électronique de puissance doit répartir la puissance du VE entre les deux stockeurs pour assurer le fonctionnement prévu du véhicule. Le dimensionnement et la gestion de l'énergie de ces stockeurs font également partie de cette étude.

Le chapitre 1 de ce mémoire introduit dans un premier temps la problématique concernant les contraintes sur les ressources matérielles pour la future fabrication de batteries. Cela nous amène à la conclusion que la démocratisation des VE passe par la conception de modèles à autonomie réduite. Partant de ce scénario, l'utilisation d'une seule batterie à haute densité d'énergie est présentée comme insuffisante, ce qui nous amène au sujet principal de ce travail, à savoir les systèmes hybrides de stockage d'énergie (HESS). Les différents types de stockeurs pouvant être utilisés sont ensuite présentés. Enfin, un convertisseur DC-DC étant nécessaire pour coupler les deux sources, on montre l'influence de sa masse sur les performances du HESS et l'importance de réduire son impact massique.

Le chapitre 2 aborde les notions de stratégie de gestion d'énergie et d'architecture de couplage dans un système hybride de stockage d'énergie. Une analyse bibliographique est effectuée, présentant les solutions les plus utilisées, ainsi qu'une architecture originale proposée dans une thèse réalisée précédemment au L2EP. Enfin, une modification de cette solution, permettant sa simplification, et une nouvelle solution originale sont proposées et leurs fonctionnements sont décrits.

Le troisième chapitre est divisé en deux parties. La première présente la méthode développée pour dimensionner les batteries d'un HESS. Il s'agit d'une méthode graphique simple, qui permet de définir les caractéristiques électriques des batteries en fonction de l'architecture choisie. La deuxième partie présente le dimensionnement en puissance du convertisseur de couplage, considéré comme idéal dans ce chapitre. Pour cela, des stratégies de gestion d'énergie sont définies pour chaque architecture étudiée, mais ayant le même objectif. Ensuite, ce convertisseur idéal est testé dans différents scénarios pour son dimensionnement, tels que la prise en compte d'éléments non idéaux des batteries, l'utilisation du HESS dans un cycle plus contraignant et le fonctionnement du HESS en mode de recharge d'énergie.

Une fois l'ordre de grandeur de la puissance de dimensionnement du convertisseur déterminé, le dernier chapitre aborde la question de la structure de conversion DC-DC la mieux adaptée aux HESS. Le choix de la topologie prise en compte est décrit et son fonctionnement théorique est détaillé. Le démonstrateur utilisé pour les essais expérimentaux est présenté, ainsi que son adaptation à une utilisation dans un HESS et des résultats d'essais à réponse indicielle sont proposés.

***CHAPITRE 1 : Véhicules électriques et
système hybride de stockage d'énergie***

I. INTRODUCTION

Le dérèglement climatique est incontestable et très préoccupant. En effet, entre les années 1900 et 2011, la température mondiale a augmenté de 1,1°C [SDES 21]. Afin de maintenir cette hausse en dessous de 2°C d'ici 2100, l'Accord de Paris a été signé en 2015. Cette augmentation est directement liée à l'émission de gaz dans l'atmosphère tels que le dioxyde de carbone (CO₂), le méthane (CH₄), le protoxyde d'azote (N₂O) et les hydrofluorocarbures (HFC). Ces Gaz, dits à Effet de Serre (GES), provoquent plusieurs changements observés dans le système climatique, tels qu'une augmentation de la température des terres et des océans, ainsi que des vagues de chaleur plus fréquentes dans la plupart des régions terrestres [Masson-Delmotte 18].

De tous les GES, le CO₂ est le gaz le plus émis dans le monde, avec un taux de 74,4% en 2016 (Figure 1-1) [Ritchie 20]. La principale source d'émissions de ce gaz est l'utilisation de combustibles fossiles, dont le plus grand consommateur est, aujourd'hui, le secteur des transports. Ce secteur représentait 65,6% de la consommation mondiale de pétrole en 2019 [IEA], et était responsable de 24% des émissions de CO₂ cette même année, juste derrière la production d'électricité (41%) [SDES 21]. En effet, dans l'Union Européenne, les émissions de ce secteur représentent environ 25% des émissions totales de GES, ce qui en fait le seul secteur économique où les émissions ont augmenté entre 1990 et 2018 [EEA 21]. Aux États-Unis, le taux d'émission de ce secteur représente 29% des émissions totales, ce qui en fait le plus grand contributeur aux émissions totales. C'est également le secteur dont les émissions ont le plus augmenté en termes absolus entre 1990 et 2019 [US-EPA 21].

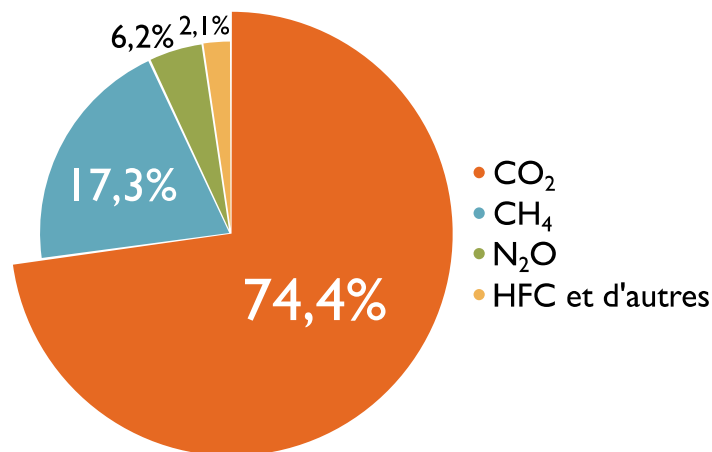


Figure 1-1 : Émissions mondiales de GES par gaz en 2016 [Ritchie 20]

Les émissions de CO₂ du secteur des transports se répartissent comme indiqué sur la Figure 1-2. Le transport routier représente près des trois quarts des émissions, la part la plus importante provenant des voitures particulières (39%). En tenant compte des données de 2019, la suppression de 74% des émissions du transport routier représenterait une diminution de 17,7% des émissions totales de CO₂ dans le monde.

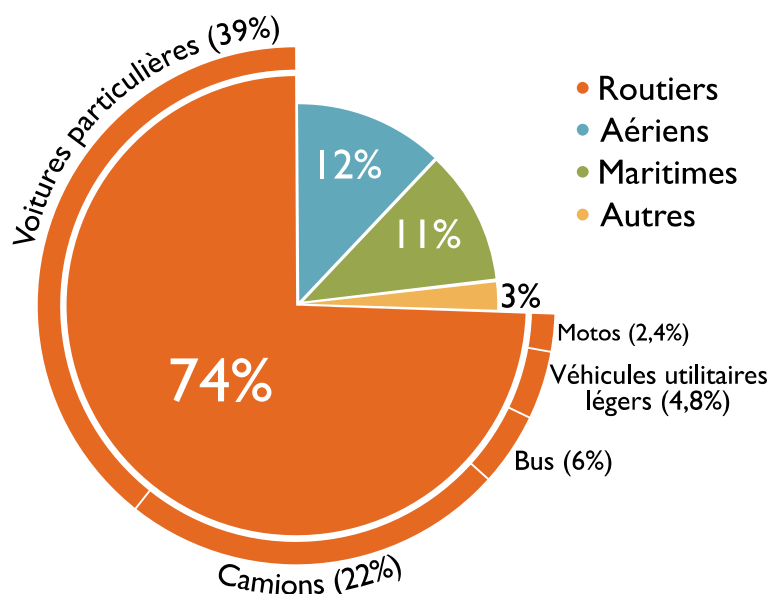


Figure 1-2 : Répartition des émissions de CO₂ en 2019 par type de transport [IEA]

L'une des mesures les plus répandues et les plus efficaces pour transformer ce scénario et ainsi rendre possible la réduction des émissions du secteur des transports est l'électrification des véhicules. Selon le Scénario de Développement Durable (SDS – *Sustainable Development Scenario*) de l'Agence Internationale de l'Énergie (IEA – *International Energy Agency*), avec un passage généralisé aux véhicules électriques (VE), les émissions mondiales directes de CO₂ dues à l'utilisation de combustibles fossiles dans le secteur des transports diminueraient de près de 90%, passant de 8,1 Gt en 2019 à 1 Gt en 2070. Les émissions restantes seraient liées aux avions, aux navires et aux poids lourds. Au lieu de fonctionner à partir de combustibles fossiles, ces véhicules sont alimentés par une source d'énergie électrique rechargeable. Pour qu'ils soient considérés comme écologiquement acceptables, ils doivent être rechargés avec une énergie propre, décarbonée.

II. SOURCES DE STOCKAGE D'ÉNERGIE

L'utilisation de VE par la population mondiale a pris de l'ampleur ces dernières années. De 2011 à 2020, le pourcentage de VE vendus, par an, dans le monde, est passé de 0,1% à 4,6%, avec comme scénario une moyenne de 70 millions de voitures vendues par an sur cette période [IEA]. Cependant, des aspects tels que le prix, l'autonomie, la durée de vie du stockeur d'énergie, le temps de recharge de ce stockeur et l'infrastructure de recharge, encore peu développée, limitent l'acceptabilité de ces véhicules par la population. Le coût d'un VE en est l'aspect principal, le stockeur représentant entre 30% et 50% de sa valeur totale [Pam 20]. Le développement de ces systèmes est donc d'une importance cruciale pour l'adoption massive des véhicules électriques.

Un VE a généralement une batterie comme source d'énergie, mais d'autres technologies peuvent être employées. Ces sources sont généralement comparées en termes de densité d'énergie, donnée en Wh/kg, et de densité de puissance, donnée en W/kg. La première représente la quantité d'énergie que la source peut embarquer et donc l'autonomie qu'elle peut délivrer au VE. La seconde représente la quantité d'énergie que la source peut fournir dans un court espace de temps, c'est-à-dire la dynamique de puissance qu'elle peut supporter. Plus la densité de puissance est élevée, plus le véhicule électrique peut atteindre des vitesses élevées et plus il peut récupérer de l'énergie au freinage. Le diagramme de Ragone (Figure 1-3) peut être utilisé pour résumer les performances de chaque technologie, où la densité de puissance est

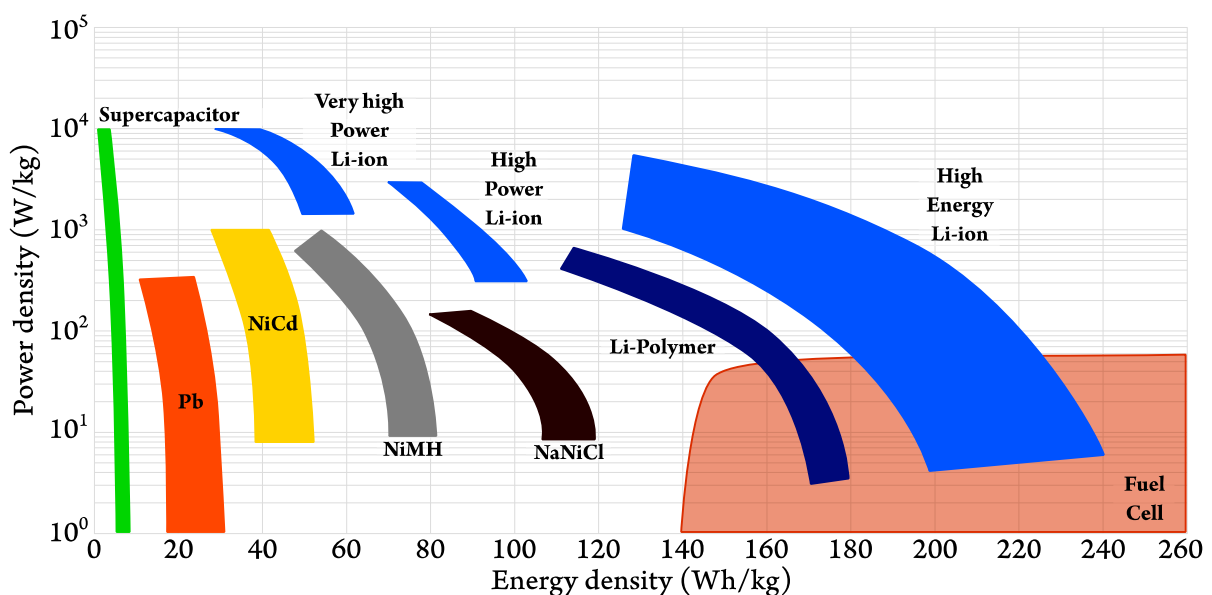


Figure 1-3 : Diagramme de Ragone (adapté de [Andwari 17], [Finger 20] et [Shmryahu 21])

tracée en fonction de la densité d'énergie. Les stockeurs sont constitués par des cellules élémentaires, qui sont assemblés en série et/ou en parallèle. Cette association en pack permet d'augmenter la tension de fonctionnement (mise en série) et/ou la capacité embarquée (mise en parallèle).

Dans cette section, nous présenterons les principales technologies utilisées pour l'électrification des véhicules. L'objectif est de présenter de manière générale les principales formes d'utilisation, les avantages et les inconvénients de chaque technologie. Nous aborderons les piles à combustible, les supercondensateurs et les différents types de batteries, présentés dans le diagramme de Ragone de la Figure 1-3.

II.1. Piles à Combustible (PàC)

La pile à combustible n'est pas un élément de stockage, mais un convertisseur d'énergie. Il en existe plusieurs types, les principales différences étant la nature de l'électrolyte, le type de combustible utilisé et la température de fonctionnement. La plus utilisée dans les applications automobiles est la pile à combustible à membrane électrolyte polymère (PEMFC – *Polymer Electrolyte Membrane Fuel Cell*) [Castaings 16b]. Ce type de PàC produit de l'électricité à partir de la réaction entre l'hydrogène (H_2) et le dioxygène (O_2) (Figure 1-4). Le département d'énergie américain (DOE – *Department of Energy*) définit le processus comme suit : « L'anode est alimentée avec de l'hydrogène et la cathode est alimentée avec de l'air. À l'anode,

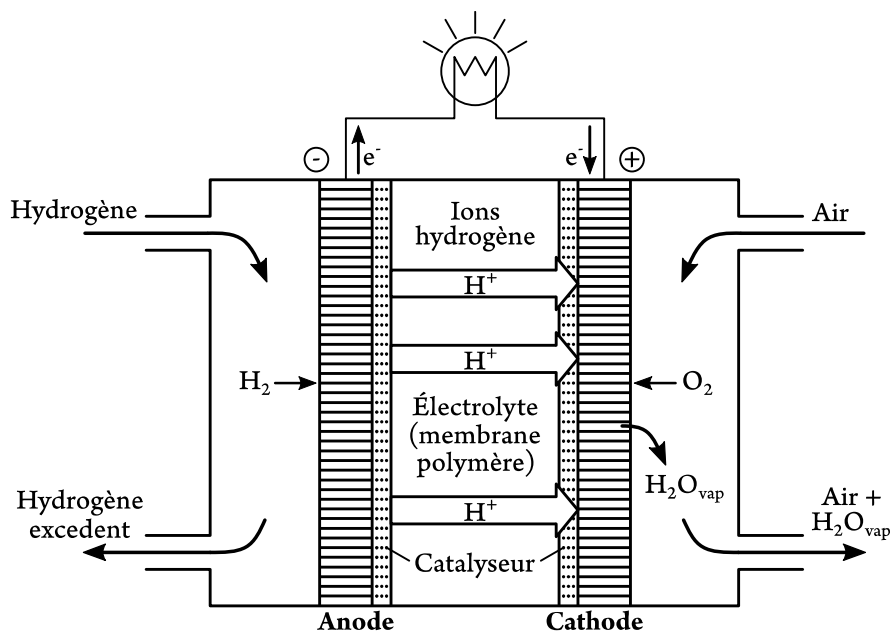


Figure 1-4 : Principe d'une pile à combustible à membrane électrolyte polymère (adapté de [Prigent 97])

un catalyseur sépare les molécules d'hydrogène en protons et en électrons. Les électrons passent dans un circuit externe, créant ainsi un flux d'électricité. Les protons migrent à travers l'électrolyte vers la cathode, où ils s'unissent à l'oxygène et aux électrons pour produire de l'eau et de la chaleur » [DOE].

Les caractéristiques de tension, courant et puissance d'une cellule PEMFC sont données sur la Figure 1-5 [Kadyk 18]. Ces éléments peuvent présenter des densités d'énergie allant jusqu'à 1.000 Wh/kg [Shmaryahu 21], ce qui leur permet de proposer une autonomie supérieure à celle des batteries. Contrairement à celles-ci qui doivent être rechargées électriquement, le carburant des PàC doit être rechargé avant utilisation, ce qui nécessite un réservoir spécifique embarqué dans les applications automobiles. Le remplissage d'un réservoir de 7 kg peut se faire en 5 minutes [Richardson 15]. La rapidité de la recharge, les émissions nulles ou presque nulles et le fonctionnement silencieux à basse température (entre 50°C et 100°C) donnent aux systèmes PEMFC un avantage compétitif sur les batteries [Castaings 16b].

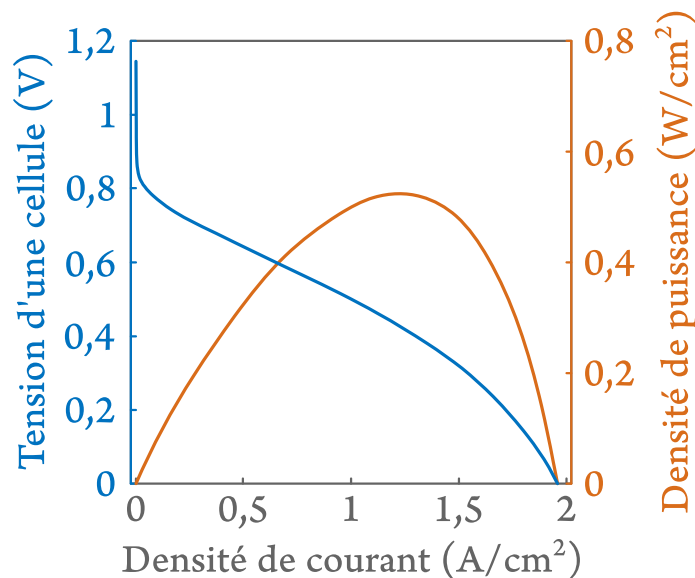


Figure 1-5 : Caractéristique tension – courant – puissance d'une cellule PEMFC [Kadyk 18]

Cependant, en raison de leur faible densité de puissance, les temps de réponse des PàC sont plus longs que ceux des batteries ou des SC. De plus, elles ne sont pas réversibles de sorte qu'elles doivent être associées à une source secondaire réversible pour que l'énergie de freinage soit récupérée [Pam 20]. Enfin, son coût relativement élevé et sa faible durée de vie limitent le déploiement de cette technologie à grande échelle dans la mobilité [Castaings 16b].

Une application récente est le train à hydrogène d'Alstom qui sera utilisé par la SNCF. Les rames Régiolis H₂ combinent pile à combustible et batterie pour une autonomie de 600 km, roulant à 160 km/h avec 220 passagers [SNCF 22]. La mise en circulation commerciale est prévue fin 2025. En ce qui concerne les véhicules légers, nous pouvons citer la Toyota Mirai et la Hyundai Nexa. La première dispose d'un moteur électrique de 134 kW et d'un réservoir de 5,6 kg. Son autonomie est de 650 km selon le cycle normalisé WLTP (*Worldwide harmonized Light vehicles Test Procedure*). La seconde a un moteur de 120 kW, un réservoir de 6,33 kg et une autonomie de 666 km selon le cycle WLTP. Dans les deux cas, nous avons l'association d'une batterie et d'une pile à combustible.

II.2. Supercondensateurs (SC)

Un supercondensateur est constitué de deux collecteurs métalliques couplés à deux électrodes en carbone, poreuses, imprégnées d'électrolyte (Figure 1-6). Lorsque de l'énergie est sollicitée à un supercondensateur, un champ électrostatique est créé entre les deux électrodes. Un espace à double couche électrique se forme alors entre l'électrolyte (charges ioniques) et chaque électrode (charges électroniques). Le potentiel appliqué (recharge ou décharge) déterminera la direction du mouvement de ces charges [Rizoug 06].

Les supercondensateurs sont les éléments les moins énergétiques parmi ceux utilisés dans les applications automobiles, avec des densités d'énergie qui ne dépassent pas les 15 Wh/kg. Toutefois, son atout réside dans ses densités de puissance élevées, qui peuvent atteindre jusqu'à 100 kW/kg [Shmaryahu 21]. Ces valeurs de densités font que leur utilisation

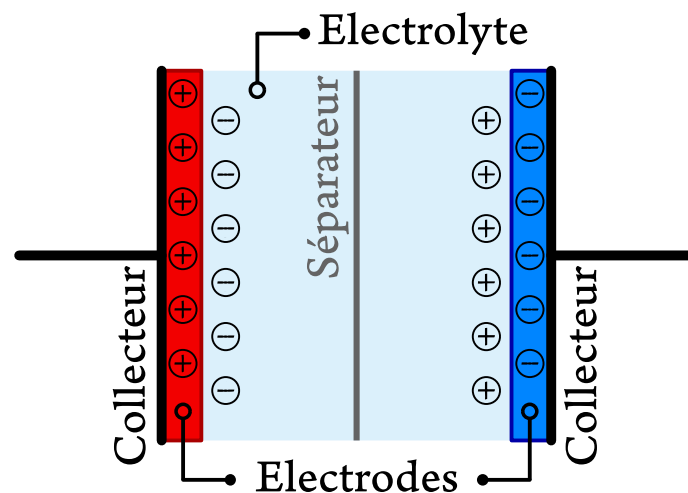


Figure 1-6 : Composition d'un supercondensateur

n'est pas destinée au stockage d'énergie, mais plutôt à la fourniture et à la récupération d'une forte puissance sur de courtes durées, de l'ordre de la dizaine de secondes [Camara 07]. Ainsi, dans la plupart des applications où ils sont utilisés, les supercondensateurs sont associés à un autre stockeur de haute densité d'énergie.

Leur durée de vie élevée, de l'ordre de 500.000 cycles contre environ 1.000 cycles pour les batteries Li-ion [Prasad 19], rend l'association batterie-supercondensateur très étudiée. Dans cette combinaison, les SC gèrent la haute dynamique de puissance, permettant de lisser la puissance fournie par la batterie et la fluctuation du courant la traversant, réduisant sa température et augmentant ainsi la durée de vie de la batterie [Hsieh 21]. Cela permet de réduire les coûts d'exploitation en évitant le remplacement fréquent des batteries. Certaines des dernières études sur cette association traitent de l'amélioration de la gestion de l'énergie par différentes techniques de contrôle [Song 15a] [Yin 16], de l'optimisation du dimensionnement du couple par des techniques de programmation dynamique et des algorithmes génétiques [Zhang 18] [Zhu 21] et de l'utilisation conjointe de ces techniques [Mesbahi 17] [Li 21]. Une autre découverte récente est celle des supercondensateurs hybrides, qui contiennent du lithium dans leur composition. Cette jonction conduit à des densités plus élevées. En effet, il a déjà été possible d'atteindre une densité d'énergie de 105,3 Wh/kg pour une densité de puissance correspondante de 308,1 W/kg. Pour une densité d'énergie de 42,77 Wh/kg, une densité de puissance de 30,8 kW/kg a été obtenue [Rani 20].

II.3. Batteries

Une batterie stocke l'énergie sous forme chimique et la restitue sous forme électrique. Elle est donc formée par deux électrodes : une positive, capable d'attirer des électrons, et une négative, capable de céder des électrons. Ces électrodes sont immergées dans une solution électrolytique qui va assurer la conduction ionique. Pour qu'il n'y ait pas de contact direct entre les électrodes, un séparateur poreux, qui va autoriser le passage des ions, est utilisé. Il existe deux voies distinctes : le circuit électrique par lequel circulent les électrons et le mouvement des ions entre les électrodes à travers le séparateur. Lors d'une décharge, les électrons circulent par le circuit électrique de l'électrode négative vers la positive, tandis que les ions positifs empruntent le même chemin à travers l'électrolyte. Lors de la recharge, le chemin inverse est réalisé. Ce principe est illustré sur la Figure 1-7.

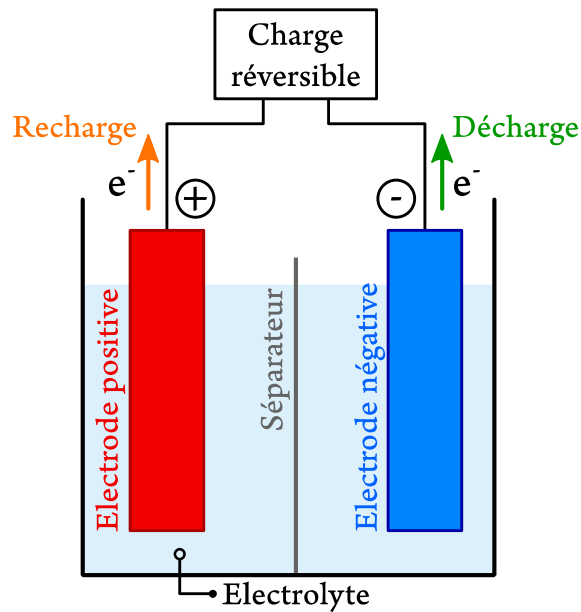


Figure 1-7 : Schéma de principe d'une batterie

La découverte du fonctionnement du premier accumulateur rechargeable plomb-acide a été faite par Gaston Planté en 1859. Après plus de 160 ans, il existe quatre grandes familles de technologies d'accumulateurs rechargeables : plomb-acide, nickel-cadmium, nickel-hydrure métallique et, depuis 1991, lithium-ion [Bloch 20]. Avec le grand développement des appareils portables rechargeables et des véhicules électriques, l'étude des batteries est en plein essor, avec comme fleuron la technologie Li-ion. Cependant, afin d'obtenir une batterie moins chère et utilisant des ressources matérielles plus abondantes, nous observons le développement d'un nouveau type de batterie, la sodium-ion. Ces différentes technologies sont détaillées ci-après.

II.3.a. Batterie au Plomb (Pb)

Dans une batterie au plomb, ou plomb-acide, la matière active de l'électrode négative est le plomb spongieux, celle de l'électrode positive est l'oxyde de plomb et l'électrolyte est composé d'acide sulfurique dilué. Lors de la décharge, les matières actives des électrodes se transforment en sulfate de plomb [Caumont 00]. La Pb est la batterie la moins énergétique, avec des densités d'énergie comprises entre 20 et 40 Wh/kg. Cela signifie que si une Renault Zoe Q90 était équipée d'une batterie Pb de 30 Wh/kg, en tenant compte uniquement des cellules, cette batterie pèserait 1366 kg, soit plus de 4 fois le poids de la Li-ion utilisée. D'autre part, cette technologie a un faible coût (environ 100 US\$/kWh) et une intégration facile, car l'utilisation de dispositifs de surveillance et de protection n'est souvent pas nécessaire [Andwari 17]. Ces caractéristiques font de la batterie au plomb une source d'énergie appropriée pour les véhicules électriques à faible performance et à faible autonomie

[VOLTEIS] [Chung 17]. Par ailleurs, comme il s'agit d'une technologie mature et bien connue, son potentiel d'amélioration est faible. Ceci, en plus des faibles densités d'énergie, fait que cette technologie n'est pas envisagée pour les futurs VE.

II.3.b. Batterie Nickel-Hydrure Métallique (NiMH) et Nickel-Cadmium (NiCd)

La batterie NiMH utilise une solution alcaline comme électrolyte, tandis que l'électrode positive est composée d'hydroxyde de nickel ($\text{Ni}(\text{OH})_2$) et la négative est constituée d'un alliage conçu de vanadium (V), de titane (Ti), de nickel (Ni) et d'autres métaux [Fetcenko 15]. Ayant une densité d'énergie deux fois supérieure à celle de la batterie Pb, les batteries NiMH étaient utilisées pour alimenter la plupart des véhicules électriques hybrides aux années 2010 [Gruber 11]. Ces véhicules sont équipés d'un moteur à combustion interne et d'un moteur électrique. Celui-ci est alimenté par une batterie via un convertisseur. La machine électrique aide au démarrage et à l'accélération du véhicule et récupère une partie de l'énergie au freinage.

Les caractéristiques des batteries NiMH sont très similaires à celles des batteries NiCd, mais sans entraîner d'effets négatifs sur l'environnement comme les NiCd. En effet, ces batteries peuvent être recyclées et leurs composants sont inoffensifs pour l'environnement [Fetcenko 07]. Cette technologie se caractérise par un haut niveau de sécurité, une longue durée de vie et une résistance aux recharges et aux décharges excessives [Li 09]. Cependant, elle dépend fortement de la température et, à cause d'un phénomène d'autodécharge, son énergie stockée diminue en cas de non-utilisation [Fetcenko 15]. Par ailleurs, ces batteries ont perdu du terrain ces dernières années au profit des batteries Li-ion, qui ont une densité d'énergie plus élevée et de meilleures performances énergétiques.

II.3.c. Batteries Lithium-ion (Li-ion)

Depuis leur découverte, les batteries Li-ion ont énormément évolué, notamment en termes d'énergie et de coût. Depuis 1991, leur densité d'énergie a presque triplé, passant de 100 Wh/kg à près de 270 Wh/kg pour les meilleures sur le marché [Bloch 20]. Le prix moyen de ces batteries a baissé de 80,7% entre 2013 et 2021, pour atteindre une moyenne de 132 US\$/kWh (Figure 1-8, donnée en US\$ valeur réelle 2021) [Henze 21]. Cette diminution du coût permet la fabrication de véhicules électriques avec des batteries de plus en plus performantes. Par exemple, la version Q210 de la Renault Zoe de 2013 était dotée d'une

batterie de 22 kWh et 290 kg, qui permettait une autonomie de 210 km selon le cycle NEDC (*New European Driving Cycle*). La version Q90 de 2018, quant à elle, dispose d'une batterie de 41 kWh et 305 kg permettant une autonomie de 370 km selon le même cycle.

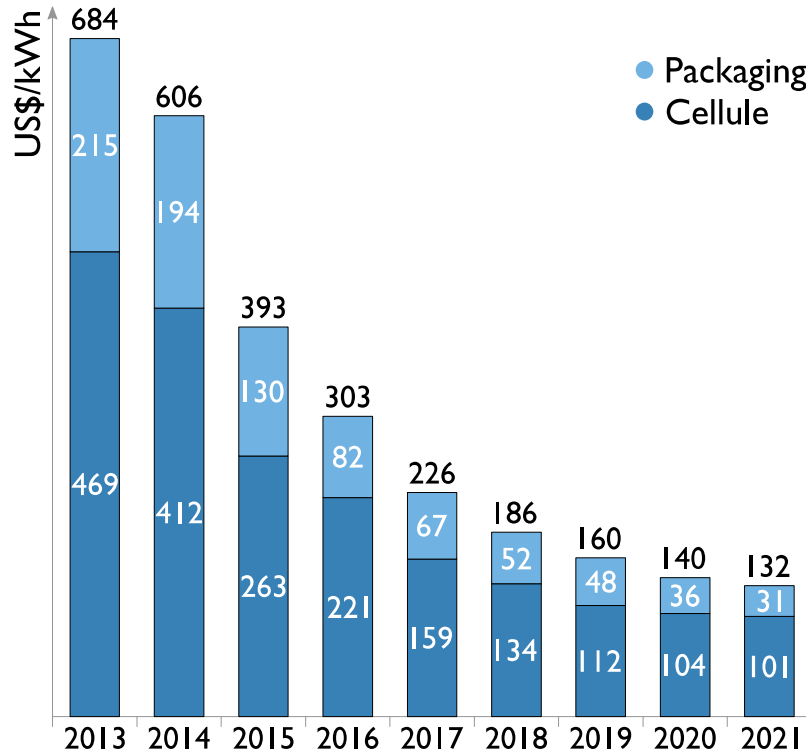


Figure 1-8 : Évolution du prix moyen des batteries Li-ion par kWh [Henze 21]

Les caractéristiques d'une batterie lithium-ion dépendent des éléments qui constituent les électrodes et l'électrolyte, le graphite étant le matériau actif généralement utilisé dans l'électrode négative. Ainsi, il est possible d'obtenir des batteries à haute densité d'énergie, appelées ici Batteries Énergie (BE), mais aussi des batteries à haute voire très haute densité de puissance, appelées Batteries Puissance (BP). Ultérieurement, une comparaison sera faite entre les BP et les supercondensateurs. En plus des densités, des caractéristiques telles que le coût, la durée de vie, la performance et la sûreté varient également. Sur la Figure 1-9, une comparaison est faite entre les différents types de batteries Li-ion et une explication plus détaillée est donnée ci-après.

II.3.c.i. Lithium Cobalt Oxide (LCO)

Les batteries de type LCO utilisent une électrode positive en oxyde de cobalt. Celle-ci a une structure en couches et, pendant la décharge, les ions de lithium se déplacent de l'électrode négative vers la positive. Le flux est inversé dans la recharge. Ces batteries ont une densité

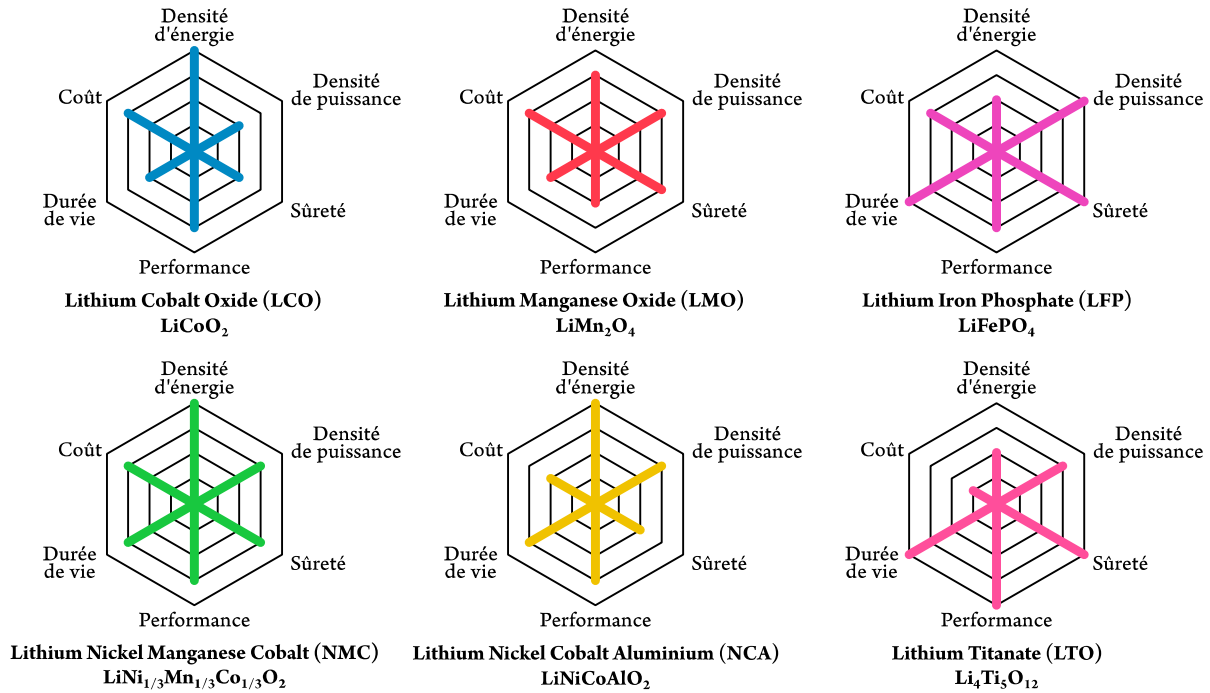


Figure 1-9 : Comparaison des différents types de batteries Li-ion (adapté de [Miao 19])

d'énergie élevée, entre 150 et 200 Wh/kg, mais une faible stabilité thermique et une courte durée de vie, entre 500 et 1.000 cycles. Sa faible densité de puissance limite les courants de décharge et de recharge supportés. Leurs principales applications sont les appareils électroniques personnels tels que les ordinateurs portables, les tablettes, les téléphones mobiles et les appareils photo [BU].

II.3.c.ii. Lithium Manganese Oxide (LMO)

Dans les batteries LMO, l'oxyde de manganèse et de lithium est utilisé comme matériau actif dans l'électrode positive. La structure tridimensionnelle en spinelle améliore le flux d'ions dans l'électrode, ce qui réduit la résistance interne et augmente la capacité à supporter des courants élevés. Ces batteries présentent une stabilité thermique élevée et une sûreté renforcée, mais ont une durée de vie réduite, entre 300 et 700 cycles, ainsi qu'une densité d'énergie inférieure à celle des batteries LCO, entre 100 et 150 Wh/kg. En raison de leur flexibilité de fabrication, il est possible de donner la priorité à l'énergie ou à la puissance, pouvant être présentées comme des batteries d'énergie ou de puissance. De plus, certaines batteries possèdent des électrodes positives formées par un mélange de LMO et de Lithium Nickel Manganese Cobalt (NMC). La partie LMO permet d'augmenter le courant à l'accélération du véhicule, tandis que la partie NMC augmente l'autonomie. Cette technologie de batterie alimente des voitures comme la Nissan Leaf, la Chevrolet Volt et la BMW i3 [BU].

II.3.c.iii. Lithium Iron Phosphate (LFP)

Ayant comme matière active de l'électrode positive le phosphate de fer lithié, les principaux avantages de la batterie LFP sont une plus grande sûreté, une meilleure tolérance à une utilisation intensive, une bonne stabilité thermique, pouvant fonctionner entre -30°C et $+60^{\circ}\text{C}$, et un courant nominal élevé. Cela rend sa densité de puissance élevée, tandis que sa densité d'énergie se situe entre 90 et 140 Wh/kg, ce qui la configure comme une batterie de type puissance. Sa durée de vie, de l'ordre de 2.000 cycles, dépend directement de la propreté lors de sa fabrication. En cas de présence d'humidité, cette valeur peut descendre à 50 cycles. Par ailleurs, son autodécharge est plus importante que celle des autres batteries Li-ion, ce qui peut entraîner des problèmes d'équilibre avec le vieillissement. L'utilisation de composants électroniques de contrôle sophistiqués peut atténuer ce phénomène, mais entraîne une augmentation du coût de la batterie [BU] [Hannan 18].

II.3.c.iv. Lithium Nickel Manganese Cobalt (NMC)

Dans les batteries de type NMC, l'électrode positive est une combinaison de nickel, manganèse et cobalt. Elles sont les plus performantes, et peuvent également être adaptées en tant que batterie énergie ou batterie puissance. Le nickel est instable mais a une densité d'énergie élevée, tandis que le manganèse a une faible densité d'énergie mais une faible résistance interne. Par conséquent, la combinaison des deux extrait le meilleur de chacun et présente une bonne performance globale [Omar 10]. Avec une durée de vie comprise entre 1.000 et 2.000 cycles, une densité d'énergie comprise entre 150 et 220 Wh/kg et un taux d'auto-échauffement minimal, cette batterie est le candidat privilégié pour les véhicules électriques [BU] [Hannan 18].

II.3.c.v. Lithium Nickel Cobalt Aluminium (NCA)

Les batteries de type NCA présentent des similitudes avec les NMC, mais ne sont pas aussi sûres et nécessitent des mesures de surveillance spéciales pour être utilisées dans les véhicules électriques. Leur fabrication est également plus coûteuse, ce qui limite l'intérêt de leur utilisation dans d'autres applications [Miao 19]. Bien qu'elles aient une durée de vie plus courte, environ 500 cycles, elles peuvent présenter une densité d'énergie comprise entre 200 et 260 Wh/kg [BU]. Ces batteries sont utilisées pour alimenter les voitures Tesla [Zhou 19].

II.3.c.vi. Lithium Titanate (LTO)

Les batteries LTO sont les seules dont l'électrode négative n'est pas en graphite, mais en oxyde de titanate. L'électrode positive peut être en LMO ou en NMC. Ces batteries ont une densité de puissance élevée, pouvant être rechargées rapidement et fournissant un courant de décharge élevé, ce qui les caractérise comme des batteries puissance. Elles ont également une longue durée de vie d'environ 3.000 à 7.000 cycles, mais leur densité d'énergie est très faible, entre 50 et 80 Wh/kg [BU]. En plus, elles peuvent être exploitées en toute sécurité et ont d'excellentes caractéristiques de décharge à basse température, mais leur prix est beaucoup plus élevé [Hannan 18]. Ces batteries sont utilisées dans la EV Fit de Honda, dans des versions japonaises de l'i-MiEV de Mitsubishi et dans des appareils médicaux portables en raison de leur haut niveau de sûreté [Miao 19].

II.3.d. Batteries Sodium-ion (Na-ion)

Bien que les batteries Li-ion soient actuellement la technologie la plus adaptée pour alimenter les véhicules électriques, leur développement rapide dépend de la consommation de ressources matérielles telles que le cobalt, le nickel, le cuivre et le lithium lui-même. Comme la disponibilité de ces éléments n'est pas illimitée, la recherche d'une technologie qui consomme moins de matériaux critiques est une question importante. Dans ce sens, un candidat possible est la technologie sodium-ion. En effet, le sodium est une ressource abondante et localisée de manière homogène sur la Terre, représentant 2% de la masse totale de la croûte terrestre [Bloch 20]. Ces batteries fonctionnent sur le même principe que les batteries Li-ion, à l'exception de l'utilisation de sodium au lieu de lithium. Comme ils appartiennent à la même famille, ces éléments ont des propriétés énergétiques similaires, mais comme le sodium a une masse atomique et une taille plus importantes, les batteries Na-ion ont tendance à avoir une densité d'énergie plus faible que les batteries Li-ion. Ce problème peut être atténué lors de la fabrication, en remplaçant l'utilisation du cuivre dans la composition des collecteurs de courant par de l'aluminium, qui est plus léger et moins cher [Vaalma 18]. Le véritable avantage de cette technologie réside dans sa densité de puissance et sa durée de vie. En effet, des études récentes ont montré la possibilité de réaliser 4.000 cycles avec une batterie Na-ion de 75 Wh/kg et 3.800 W/kg [Broux 19].

II.4. Supercondensateurs vs. Batteries puissance

Les principaux accumulateurs à haute densité de puissance utilisés sont les supercondensateurs et les batteries Li-ion à haute et très haute puissance. Cette caractéristique les rend parfaitement adaptés à des dynamiques de puissance importantes, ce qui veut dire qu'ils peuvent fournir une grande quantité d'énergie dans un court espace de temps. En ce qui concerne les densités d'énergie, celles de ces accumulateurs sont faibles. Cela rend peu adaptée leur utilisation comme unique source d'énergie dans un véhicule électrique, car ils ne sont pas capables d'assurer une autonomie acceptable. Cependant, la densité d'énergie des batteries puissance est supérieure à celle des supercondensateurs, ce qui signifie qu'elles peuvent être déchargées plus longtemps que les SC, car elles embarquent plus d'énergie. Pour résumer, les batteries puissance présentent un meilleur compromis densité d'énergie/densité de puissance que les supercondensateurs, pour les applications type VE. En effet, bien que les SC aient un rendement de recharge et de décharge supérieur à celui des batteries puissance, lorsqu'elles sont rechargées pendant 30 secondes ou plus, les batteries puissance ont une densité de puissance supérieure à celle des SC [Musolino 10]. En ce qui concerne la décharge, l'avantage de la batterie apparaît à partir de 5 secondes. Par ailleurs, la tension d'un supercondensateur varie de façon quadratique en fonction de son état de charge (SOC – *State of Charge*), qui est le rapport entre la quantité actuelle d'énergie disponible et la quantité totale effective disponible au moment précédant l'utilisation. Pour une batterie, en revanche, la courbe tension–SOC est assez stable (Figure 1-10) [Becker 18].

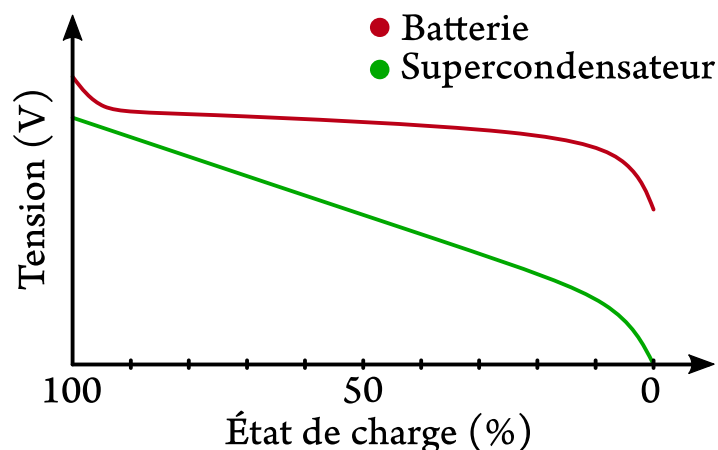


Figure 1-10 : Courbes tension–SOC d'une batterie et d'un supercondensateur (adapté de [Allali 16])

II.5. Solution à la raréfaction des ressources

En plus du lithium, les batteries Li-ion sont composées d'autres métaux tel que le cobalt, le nickel et le cuivre. L'extraction de ces matériaux a des effets nocifs sur l'environnement et ils peuvent se raréfier rapidement s'ils sont fortement exploités. Selon un rapport publié en juin 2021 [McKerracher 21], les réserves actuelles de lithium sont suffisantes pour permettre au parc de VE de se développer d'ici le milieu du siècle. D'autre part, certaines études montrent que le véritable défi n'est pas de savoir si les réserves sont suffisantes, mais plutôt s'il est possible de rendre la production aussi rapide que la demande. Par exemple, entre 2010 et 2014, la consommation de batteries Li-ion a augmenté de 73%, alors que la production de lithium n'a augmenté que de 28% [Olivetti 17]. Le cobalt (Co), quant à lui, en plus d'être moins abondant et plus cher, pose des problèmes éthiques et politiques en raison de son mode d'extraction [Sovacool 19]. Environ deux tiers de l'extraction minière mondiale de Co proviennent de la République démocratique du Congo, un pays d'Afrique centrale dont la situation sécuritaire est instable. Outre la chaîne d'approvisionnement vulnérable, il est estimé qu'il existe un risque potentiel de disponibilité de Co en cas d'adoption rapide des VE [Olivetti 17].

Ainsi, en cherchant à commercialiser des VE avec de plus en plus d'autonomie kilométrique, les entreprises contribuent à l'accélération de la raréfaction des matériaux susmentionnés. C'est pourquoi, afin de permettre au parc de VE de se développer sans épuiser rapidement les ressources nécessaires, une solution possible consiste à fabriquer des VE ayant une autonomie réduite et donc des batteries plus petites. Dans un premier temps, cela peut décourager les consommateurs, qui ont tendance à préférer les autonomies plus longues. Cependant, selon [Franke 13], les utilisateurs surestiment initialement leurs besoins en termes d'autonomie, mais après quelques mois de conduite d'un VE, leurs estimations se rapprochent de la réalité. En effet, plusieurs études montrent que de petites autonomies sont suffisantes dans la plupart des pays. Une enquête de la *US Federal Highway Administration* [FHWA 17] a conclu que, en une journée de week-end aux États-Unis, 89,9% des véhicules ne parcourent pas plus de 200 km. En semaine, ce chiffre passe à 94,1%, tandis que 82,8% parcourent moins de 100 km. En Allemagne, de manière similaire, 80% des véhicules parcourent moins de 50 km par jour et 95% moins de 100 km, avec seulement 12 trajets par an, en moyenne, dépassant 160 km [Friedl 11]. En Chine, selon [Zhou 20], les voitures privées équipées d'une batterie capable de fournir 160 km d'autonomie suffisent à répondre aux besoins de 80% des conducteurs à Pékin.

II.6. Synthèse

Les batteries énergie ont une faible densité de puissance, ne pouvant pas supporter une forte dynamique de puissance. Mais, comme il s'agit de densité, c'est le poids total de la batterie qui déterminera sa capacité de puissance. La Porsche Taycan, par exemple, selon le constructeur, possède une batterie Li-ion de 93,4 kWh avec un poids de 625 kg, soit une densité d'énergie globale d'environ 150 Wh/kg. Cette batterie robuste a été conçue pour fournir au VE une autonomie d'environ 480 km selon le cycle WLTP. En regardant le diagramme de Ragone (Figure 1-3), on peut voir qu'une batterie énergie Li-ion avec une telle densité d'énergie doit avoir une densité de puissance d'environ 400 W/kg. En multipliant le poids par cette valeur de densité de puissance, on obtient une puissance de 250 kW, proche des 280 kW annoncés par la marque. Cette puissance permet au véhicule d'atteindre une vitesse maximale de 230 km/h. On voit donc que les fabricants de VE utilisent de grandes batteries pour assurer de longues autonomies, mais aussi pour que les véhicules puissent atteindre des vitesses élevées et récupérer beaucoup d'énergie grâce au freinage régénératif.

Or, une petite voiture électrique sera équipée d'une petite batterie énergie. À titre d'illustration, on peut citer la Dacia Spring et la Citroën Ami. La Spring a une batterie de 26,8 kWh et 186 kg, ce qui garantit une autonomie de 230 km selon le cycle WLTP. Avec une puissance maximale de 33 kW, elle peut atteindre 125 km/h. L'Ami, quant à elle, possède une batterie de 5,35 kWh qui pèse 59 kg, garantissant une autonomie de 75 km selon le cycle WLTP. Sa puissance maximale de 9 kW lui permet d'atteindre 45 km/h. On comprend alors qu'en réduisant la batterie, l'autonomie et aussi la vitesse maximale pouvant être atteinte par la voiture seront réduites. Par conséquent, pour avoir une petite voiture avec une autonomie comprise entre 100 et 150 km et capable d'atteindre au moins les vitesses d'autoroute, un autre accumulateur doit être utilisé en conjonction avec la batterie. L'hybridation d'une batterie, source d'énergie, avec une source de puissance, qui va assurer les fortes dynamiques de puissance, constitue un système hybride de stockage d'énergie, appelé HESS (*Hybrid Energy Storage System*).

III. SYSTEMES HYBRIDES DE STOCKAGE D'ENERGIE

Un HESS, dont le principe est illustré sur la Figure 1-11, consiste à combiner une source à haute densité d'énergie et une source à haute densité de puissance dans un même système

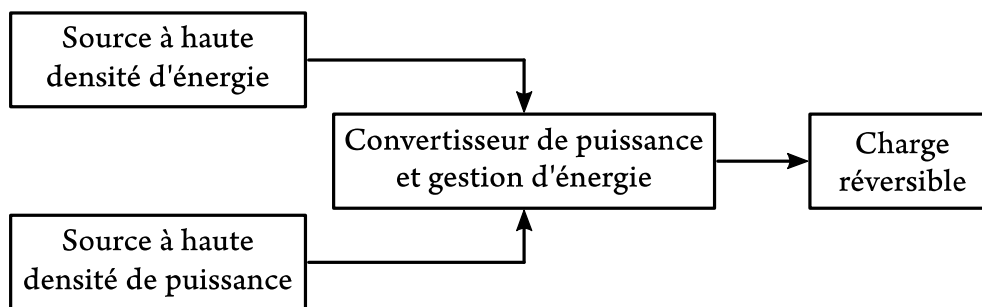


Figure 1-11 : Principe d'un système hybride de stockage d'énergie

afin d'exploiter les avantages de chacune. La répartition des puissances fournies par chaque source est faite par un système de gestion d'énergie, qui est mis en place à travers un ou plusieurs convertisseurs de puissance. Comme les accumulateurs sont des sources de tension continue, ces convertisseurs doivent être de type DC-DC¹. En fonction de la proportion des deux sources et de la gestion des flux de puissance utilisée, il est possible d'avoir des solutions qui sont plus performantes et efficaces que les systèmes à une seule source, tout en présentant une réduction du stress et donc une prolongation de la durée de vie [Araújo 14]. De plus, un point crucial pour atteindre de bonnes performances est le développement de convertisseurs légers et compacts. Cela sera détaillé dans la section suivante.

Dans le cas des VE, la charge réversible de la Figure 1-11 est la chaîne de traction. Parmi toutes les possibilités de HESS, la combinaison la plus étudiée au cours des dernières années est celle de la batterie Li-ion à haute densité d'énergie associée à des supercondensateurs. Les différentes manières dont ces technologies sont interfacées [Jayasawal 21] nous permettent d'observer des avantages tels que le potentiel de réduction de la taille de la batterie, puisque le SC peut fournir une dynamique de puissance élevée, et la réduction de la dégradation de la batterie, car elle n'a plus besoin de gérer de grands flux de puissance. Selon [Akar 17], cette combinaison peut permettre de prolonger la durée de vie de la batterie d'environ 55%.

Les supercondensateurs ont un cycle de vie plus long que les batteries. Cependant, l'association d'une batterie énergie à une batterie puissance dans un HESS permet, par rapport à un HESS avec SC, une réduction de 10% de la masse, de 20% du volume et de 22% du coût du système [Sadoun 13]. Des études portant sur l'association de deux batteries ont été réalisées. Un HESS composé d'une batterie au plomb (Pb) comme source d'énergie et d'une

¹ DC : *Direct current* (courant continu)

batterie Li-ion comme source de puissance a été proposé par [Chung 17] pour alimenter un VE léger. L'objectif était de réduire le coût par rapport à l'utilisation d'une batterie énergie Li-ion seule et d'améliorer les performances par rapport à une batterie au plomb seule. Les résultats montrent que, par rapport à une simple batterie au plomb, le HESS proposé améliore l'autonomie de 17% et le rendement de 23% pendant une conduite continue à basse vitesse. La combinaison entre une batterie Li-ion et une batterie lithium-silicium (Li-Si) dans un environnement de simulation a été proposée par [Riczu 18] pour un VE avec une autonomie de 600 km. Les cellules Li-Si sont une technologie émergente qui offre une densité d'énergie supérieure à celle des cellules Li-ion, pouvant présenter une amélioration allant jusqu'à 16% pour une même masse [Yim 16]. Cependant, elles ne sont pas adaptées à la fourniture de puissance en impulsions transitoires rapides. Ainsi, une batterie Li-ion a été utilisée comme source de puissance et une Li-Si comme source d'énergie pour l'extension de l'autonomie, fournissant la puissance moyenne requise. Il a été conclu que la combinaison des deux batteries permet d'obtenir des systèmes de stockage plus légers que ceux utilisant uniquement des batteries Li-ion. De plus, l'utilisation de deux convertisseurs, un pour chaque batterie, permet de réduire la tension de la batterie Li-ion, ce qui permet de la réduire, limitant ainsi le coût du HESS. On constate donc que le choix des accumulateurs d'énergie est important dans le développement d'un HESS, mais que les convertisseurs d'interconnexion entre ces sources et la chaîne de traction jouent également un rôle primordial, puisque la performance du système dépend aussi de ces dispositifs. Leur influence sur le système est détaillée dans la section suivante.

IV. INFLUENCE DU CONVERTISSEUR DANS UN HESS

La combinaison de deux stockeurs pour obtenir un HESS consiste essentiellement en l'agencement de différentes densités d'énergie et de puissance pour obtenir une valeur finale adaptée au cahier des charges. À partir du diagramme de Ragone présenté sur la Figure 1-3, en choisissant une batterie Li-ion à haute densité d'énergie et une batterie Li-ion à haute densité de puissance, le HESS résultant est donné par la ligne rouge sur la Figure 1-12. Cette caractéristique est une fonction de la proportion des sources par rapport au système complet. La méthode pour obtenir ces résultats est présentée dans le Chapitre 3. À titre d'exemple, si la proportion de batterie énergie dans le système est supérieure à celle de batterie puissance, les caractéristiques du HESS seront plus à droite dans le diagramme.

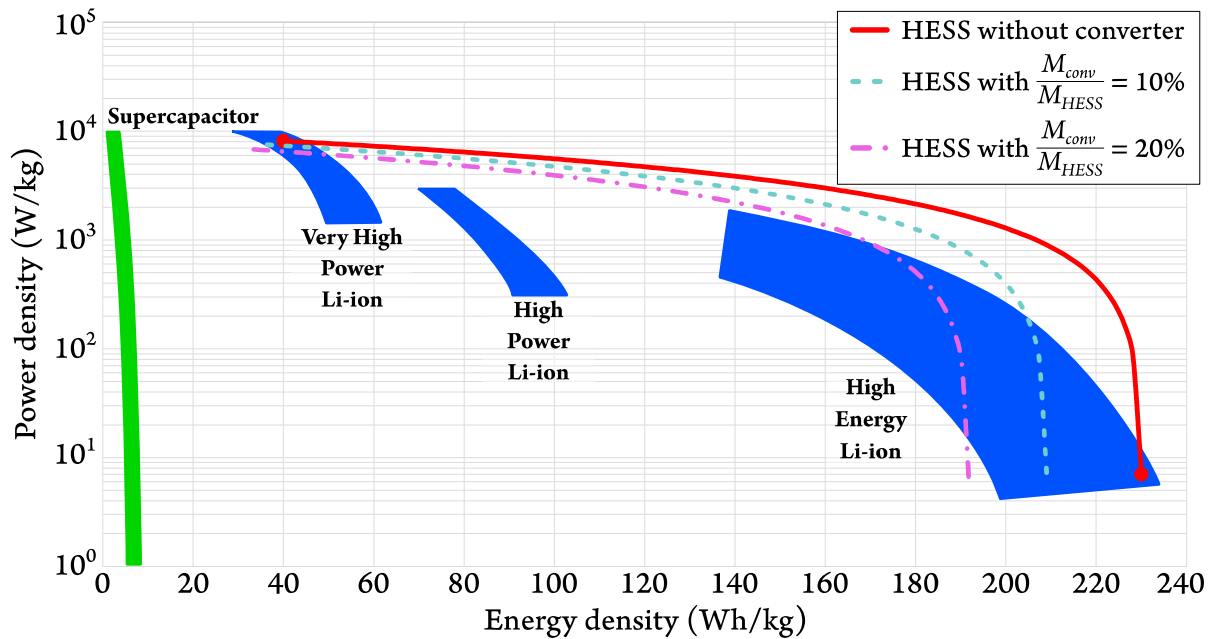


Figure 1-12 : Influence de la masse du convertisseur dans un HESS (adapté de [Freitas 21a])

On peut voir qu'avec cette combinaison, il est possible d'obtenir un système de stockage avec des valeurs de densité supérieures à celles que les technologies actuelles peuvent fournir. Toutefois, comme indiqué précédemment, un convertisseur d'énergie est nécessaire pour gérer le flux d'énergie entre les sources et la chaîne de traction du VE. Ce dispositif représente une masse supplémentaire dans le système. On désigne sa masse par M_{conv} et la masse totale du HESS par M_{HESS} . Comme détaillé dans le Chapitre 3, il est possible d'observer que plus M_{conv} augmente, plus la trajectoire de la ligne rouge se dégrade (lignes bleu clair et rose). Dans ce cas, l'utilisation d'un HESS n'a pas d'intérêt, car ses performances se rapprochent de celles qui peuvent être obtenues avec des solutions déjà existantes. La masse du convertisseur de puissance est en effet un « poids mort » pour le système. Par conséquent, un HESS n'est intéressant qu'avec un convertisseur léger. La réduction de sa masse est donc indispensable.

V. CONCLUSION

L'électrification des moyens de transport est indispensable pour réduire les émissions de gaz à effet de serre des moyens de transport individuels. Cependant, les consommateurs sont habitués à parcourir de longues distances dans leurs véhicules à moteur à combustion interne sans avoir à remplir le réservoir très souvent. Ils ont donc du mal à accepter les autonomies limitées liées à l'énergie relativement plus faible embarquée par les batteries et ont, dans un premier temps, tendance à surestimer leurs besoins. Ainsi, les fabricants privilégient la

production de VE à forte autonomie qui nécessitent de grandes batteries. Tout ceci conduit à augmenter la consommation de matériaux nécessaires à leur fabrication, ce qui peut entraîner des risques de pénurie. De ce fait, une solution présentée consiste à fabriquer des VE avec des autonomies plus réduites, avec de petites batteries qui utiliseraient moins de ressources matérielles. Cependant, ces petites batteries ne seraient pas en mesure de garantir une dynamique de puissance élevée, nécessaire pour que le VE puisse atteindre des vitesses adaptées. Son efficacité en termes de freinage électrique serait également faible, ne récupérant qu'une fraction de l'énergie de freinage. Un système hybride de stockage d'énergie a donc été proposé comme alternative, où une batterie à haute densité de puissance pourrait assister la batterie à haute densité d'énergie normalement utilisée. Comme un convertisseur de puissance est nécessaire pour assurer le bon fonctionnement du système en ce qui concerne la gestion des puissances transitées, il a été démontré qu'un convertisseur léger doit être utilisé pour que les caractéristiques énergétiques du système ne soient pas dégradées. L'objectif de cette thèse est donc de travailler sur l'architecture de couplage et le convertisseur entre les sources et la chaîne de traction. On cherche à obtenir des solutions qui permettent de réduire la masse et le volume du convertisseur, afin de conserver les performances du HESS, tout en gérant les flux de puissance dans le système.

Dans le chapitre suivant, un état de l'art est réalisé, présentant les architectures de couplage les plus utilisées, ainsi que deux solutions non conventionnelles qui sont étudiées dans cette thèse. La première s'inspire d'une solution proposée dans une thèse réalisée précédemment au L2EP. Elle cherche à réduire la puissance transitée par le convertisseur DC-DC en la faisant dépendre de la différence de tension entre les deux stockeurs. Une modification de cette solution est proposée, permettant sa simplification. La seconde consiste, de façon générale, en une solution duale à la première. Dans ce cas, la puissance transitée par le convertisseur dépend de la différence de courant entre les sources. Le fonctionnement des deux solutions est décrit en détail dans le Chapitre 2.

***CHAPITRE 2 : Stratégies de gestion d'énergie
et architectures de couplage***

I. INTRODUCTION

La problématique de la raréfaction des ressources matérielles nécessaires à la fabrication des batteries qui alimentent les véhicules électriques pose problème. Une des solutions envisageables est la fabrication de VE plus petits, avec une autonomie réduite mais suffisante pour la vie quotidienne. Cette réduction entraîne certes une diminution de la batterie, mais réduit également la puissance du VE, ce qui fait qu'il n'atteint pas des vitesses adaptées. De plus, la récupération de l'énergie de freinage est également compromise. Une solution peut alors être l'utilisation de systèmes hybrides de stockage d'énergie comme source d'alimentation. Un HESS consiste en une combinaison d'une source primaire et d'une source secondaire. La source primaire est celle qui fournit l'énergie principale à long terme pour garantir l'autonomie du VE. La source secondaire est celle qui peut être fréquemment rechargée et déchargée pendant les cycles d'accélération et de freinage du véhicule. Le rôle de cette dernière est de soutenir la source primaire afin que les objectifs de gestion d'énergie soient atteints. L'énergie fournie par ces sources passe par des convertisseurs de puissance avant d'alimenter le système de traction du VE.

Comme illustré sur la Figure 2-1, la transmission mécanique d'un VE est actionnée par un moteur électrique, qui fonctionne en courant alternatif. Comme les stockeurs d'énergie fonctionnent en courant continu, un onduleur, convertisseur DC-AC, est nécessaire entre source et moteur. Dans un VE classique, avec une seule source d'énergie, la batterie est reliée directement à l'onduleur. En revanche, dans un VE équipé d'un HESS, deux sources d'énergie ou plus alimentent le véhicule. Pour déterminer la quantité d'énergie fournie par chaque source à un instant donné, un ou plusieurs convertisseurs de puissance sont utilisés. Ce contrôle, appelé gestion d'énergie, déterminera le fonctionnement du convertisseur.

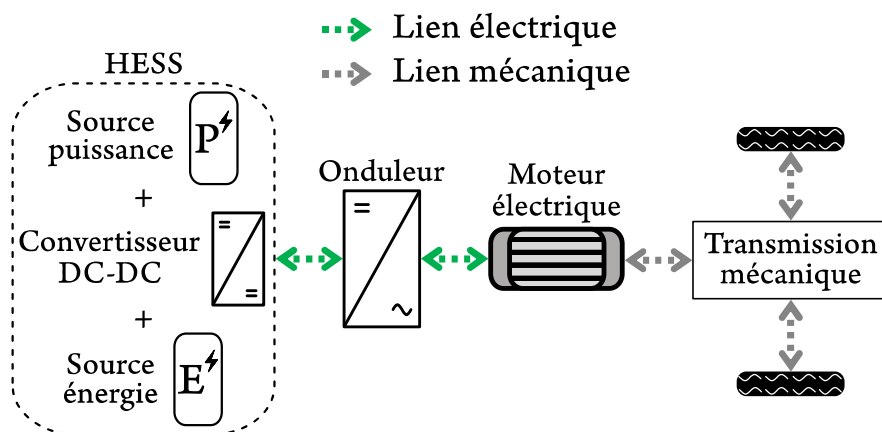


Figure 2-1 : Schéma électromécanique d'un VE alimenté par un HESS

II. STRATEGIES DE GESTION D'ENERGIE

La gestion d'énergie peut être mise en œuvre par de nombreuses stratégies différentes [Salmasi 07] [Nguyen 19]. Elles se divisent principalement en deux catégories : les méthodes à base de règles et celles à base d'optimisation.

II.1. Stratégies à base de règles

Les stratégies à base de règles sont mises en œuvre à l'aide, par exemple, de logique floue, de réseau de neurones ou de règles déterministes. Elles permettent de répartir la puissance avec efficacité et de contrôler en temps réel le flux d'énergie et ne dépendent pas du cycle de conduite. Leur mise en œuvre est simple, mais la solution obtenue n'est pas garantie comme étant optimale. Les règles de gestion sont prédéfinies sur la base de la connaissance que l'utilisateur a du comportement du système ou de modèles mathématiques [Sadoun 13] [Mesbahi 16]. Parmi les différentes méthodes à base de règles disponibles dans la littérature, celles de plus simple implémentation sont la stratégie de limitation de puissance et la stratégie fréquentielle.

II.1.a. Stratégie de limitation de puissance

Cette stratégie consiste à définir préalablement des limites pour les puissances de recharge et de décharge de la source énergie, pour tout le trajet considéré [Mesbahi 16]. Le reste de la puissance sera fourni ou absorbé par la source puissance (Figure 2-2). Le choix des limites est basé sur les caractéristiques des stockeurs utilisés. En effet, si l'on considère une batterie énergie, elle n'est pas capable de supporter une dynamique de puissance importante et

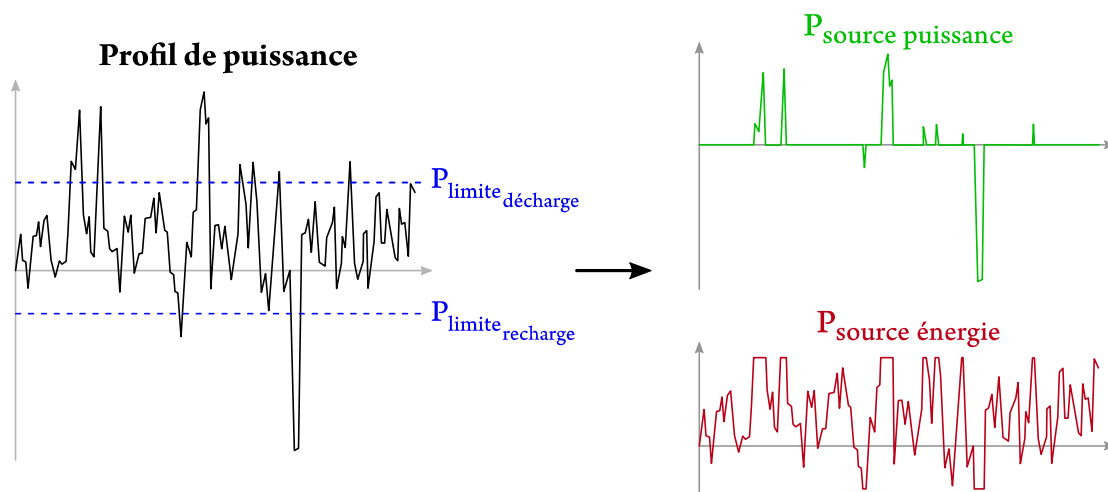


Figure 2-2 : Stratégie de limitation de puissance

doit être employée pour une dynamique plus constante. En revanche, la fourniture et l'absorption des grands pics de puissance sont assurées par une source à haute densité de puissance, plus adaptée à cette mission. Comme exemple d'utilisation de cette stratégie, on a l'hybridation d'une batterie Pb et de supercondensateurs pour alimenter un véhicule électrique léger [Carter 08]. En fonction des limites choisies, il était possible d'augmenter l'autonomie du véhicule ou la durée de vie de la batterie. Un autre exemple est l'hybridation de deux batteries Li-ion, une à haute densité d'énergie et l'autre à haute densité de puissance, pour soutenir une centrale de production d'électricité d'origine éolienne [Takeda 14].

II.1.b. Stratégie fréquentielle

Dans la stratégie fréquentielle, la répartition de la puissance à fournir est faite par décomposition fréquentielle, à travers un filtre passe-bas (Figure 2-3) ou passe-haut. La composante basse fréquence, dont la dynamique de puissance est plus faible, est déterminée comme étant la puissance devant être fournie par la source énergie, tandis que la composante haute fréquence est attribuée à la source puissance. Cette stratégie est utilisée par [Tani 12] pour deux configurations : une hybridation pile à combustible et supercondensateur et une autre batterie Li-ion et supercondensateur. Elle est également utilisée par [Takeda 14] comme alternative à la stratégie de limitation de puissance. Une comparaison entre différentes stratégies à base de règles a été réalisée par [Allègre 09]. Il a été conclu que, pour un HESS batterie-supercondensateur, la stratégie fréquentielle était la plus intéressante car c'est celle qui réduit le plus le stress en courant sur la batterie, ce qui réduit la batterie elle-même et son coût, en plus d'augmenter sa durée de vie.

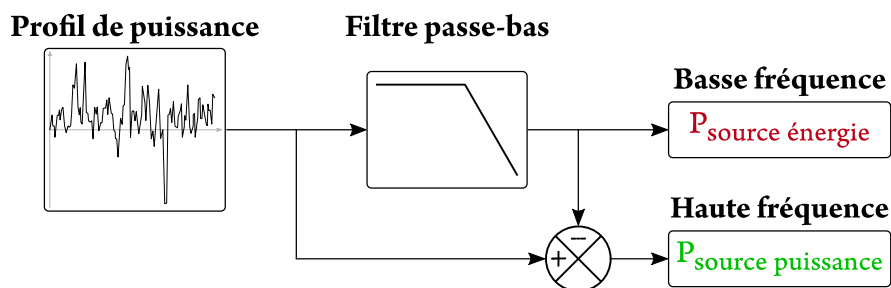


Figure 2-3 : Stratégie fréquentielle

II.2. Stratégies à base d'optimisation

Les stratégies à base d'optimisation visent à déterminer la répartition optimale du flux de puissance, ayant comme objectif de minimiser ou de maximiser certains critères de

performance. Cette méthode peut être divisée en deux groupes, en fonction de la technique de résolution utilisée pour trouver le cas optimal : les stratégies d'optimisation globale et les stratégies d'optimisation en temps réel.

II.2.a. Stratégies d'optimisation globale

Dans les stratégies d'optimisation globale, la répartition du flux de puissance est effectuée préalablement en fonction des objectifs fixés. Une connaissance antérieure du cycle de conduite est donc nécessaire. Les techniques de résolution couramment utilisées sont la programmation dynamique, la programmation linéaire et les optimisations heuristiques telles que les algorithmes génétiques et les essaims de particules [Kremer 21]. En raison du temps de calcul que ces techniques nécessitent, ces stratégies ne sont pas réalisables en temps réel.

Ce type de stratégie a été utilisé par [Song 15b], dans un système hybride batterie-supercondensateur pour VE, comme référence pour l'évaluation d'autres stratégies à base de règles. Avec un système du même type, cette stratégie a été employée par [Vinot 10]. En utilisant la programmation dynamique, son objectif était de minimiser le courant efficace de la batterie, ce qui permettait de la faire fonctionner à des températures plus basses, prolongeant ainsi sa durée de vie.

II.2.b. Stratégies d'optimisation en temps réel

Dans ces stratégies, le temps de calcul des techniques d'optimisation est limité pour que la répartition optimale des flux de puissance puisse être réalisable en temps réel. Ainsi, il n'est pas nécessaire de connaître à l'avance le profil de conduite ou les conditions de roulage du véhicule [Nguyen 19]. Comme exemples de techniques de résolution, on peut citer la commande prédictive et la commande optimale.

La première, de type *Model-Predictive Control* (MPC), est basée sur une estimation des conditions futures de conduite du véhicule, en fonction d'un modèle du système. Selon [Song 14a], cette technique est plus efficace dans les systèmes avec plusieurs entrées et sorties. Elle reste toutefois moins performante que les stratégies à base de règles en termes de temps de convergence et d'optimalité de la solution.

Comme technique de commande optimale, on peut citer le Principe du Maximum de Pontriaguine (PMP). Il a été utilisé par [Xu 13] pour un VE à pile à combustible et batterie

Li-ion et par [Tribioli 14] pour un VE hybride rechargeable (PHEV – *Plug-in Hybrid Electric Vehicle*), qui fonctionne comme un VE hybride, mais pour lequel il est possible de recharger la batterie qui alimente le moteur électrique. Avec cette technique, la valeur optimale de puissance devant être fournie par la source principale peut être déterminée, le reste étant laissé à la source secondaire. On peut encore citer la technique *Equivalent Consumption Minimisation Strategy* (ECMS) [Han 14] [Nüesch 14], la programmation non-linéaire [Tiefensee 10] [Phattanasak 11] et la méthode λ -control [Kermani 11] [Castaings 16a].

II.3. Synthèse

La performance d'un HESS dépend du convertisseur de couplage, mais aussi de la stratégie de gestion d'énergie utilisée. Celles qui viennent d'être présentées sont des méthodes standard et indépendantes de l'architecture de couplage. Cependant, il sera montré par la suite que cette dernière peut avoir un effet sur la stratégie et qu'il est possible de créer ou d'adapter une stratégie en fonction des paramètres à contrôler. Dans ce travail, on utilisera une stratégie à base de règles qui sera détaillée ultérieurement et qui variera en fonction de l'architecture utilisée. En ce qui concerne ces dernières, avant de présenter celles qui ont fait l'objet de ce travail, on présente ci-après les architectures classiques largement utilisées dans la littérature, ainsi que quelques exemples d'architectures non conventionnelles qui s'écartent du standard.

III. ARCHITECTURES DE COUPLAGE

Afin de rendre plus claire l'explication qui suit et d'éviter toute confusion entre ce travail et d'autres, on définit ci-après les termes qui seront utilisés. On appelle ici architecture de couplage d'un HESS la façon dont les stockeurs et les convertisseurs de puissance sont connectés entre eux avant d'alimenter la chaîne de traction du VE. Les convertisseurs DC-DC qui font partie de l'architecture de couplage, sont appelés topologie de couplage.

L'objectif de cette thèse est d'étudier la réduction de la taille et du volume de l'électronique de puissance utilisée dans le HESS. Ainsi, les topologies présentées par la suite sont comparées sur la base de cinq règles ou approches, présentées ci-après :

1. Limitation du nombre de convertisseurs : la logique veut que plus il y a de convertisseurs, plus le système est volumineux et massif. Dans ce cas, la performance du HESS se dégrade comme présenté sur la Figure 1-12.

2. Limitation de la puissance transitée : c'est une autre évidence, puisque moins le convertisseur transite de puissance, plus sa taille est réduite.

3. Limitation de la puissance de dimensionnement : cette caractéristique définit la technologie à utiliser dans le convertisseur. Les dispositifs électroniques sont dimensionnés en fonction de la tension maximale et du courant maximal qu'ils doivent supporter. Le produit des deux donne la puissance à supporter, qui a un effet direct sur les semi-conducteurs, les inductances et les condensateurs et un effet indirect sur les pertes dans ces éléments. Comme solution à cette règle, on peut citer la limitation de la variation des tensions et des courants et l'adaptation de l'impédance avec un transformateur pour optimiser le transfert de puissance. La première solution peut nuire au fonctionnement des supercondensateurs, qui subissent de fortes variations de tension lors du transit de valeurs importantes de puissance.

4. Limitation des fonctionnalités : le fait de ne pas permettre au convertisseur de réaliser certaines fonctions, comme la réversibilité de la tension et/ou du courant, conduit à une réduction du nombre de dispositifs nécessaires.

5. Augmentation de la fréquence de commutation : cela permet de réduire la taille des éléments passifs et d'utiliser des technologies semi-conductrices plus performantes, comme le carbure de silicium (SiC) [Yang 16] et le nitrure de gallium (GaN) [Liu 16]. À une fréquence de commutation de 300 kHz, les convertisseurs à base de GaN peuvent présenter des réductions de pertes, de volume et de masse de 42%, 45% et 51%, respectivement, par rapport à une solution conventionnelle à base de silicium (Si) [Avila 21].

III.1. Architectures classiques

Le choix de l'architecture est généralement justifié par la simplicité de la mise en œuvre du système et le coût total impliqué [Camara 07]. Les architectures classiques, présentées sur la Figure 2-4, sont des architectures largement utilisées dans la littérature. Ces solutions sont simples à mettre en œuvre et sont couramment utilisées dans l'étude de nouvelles stratégies de gestion d'énergie [Jayasawal 21] [Freitas 21a].

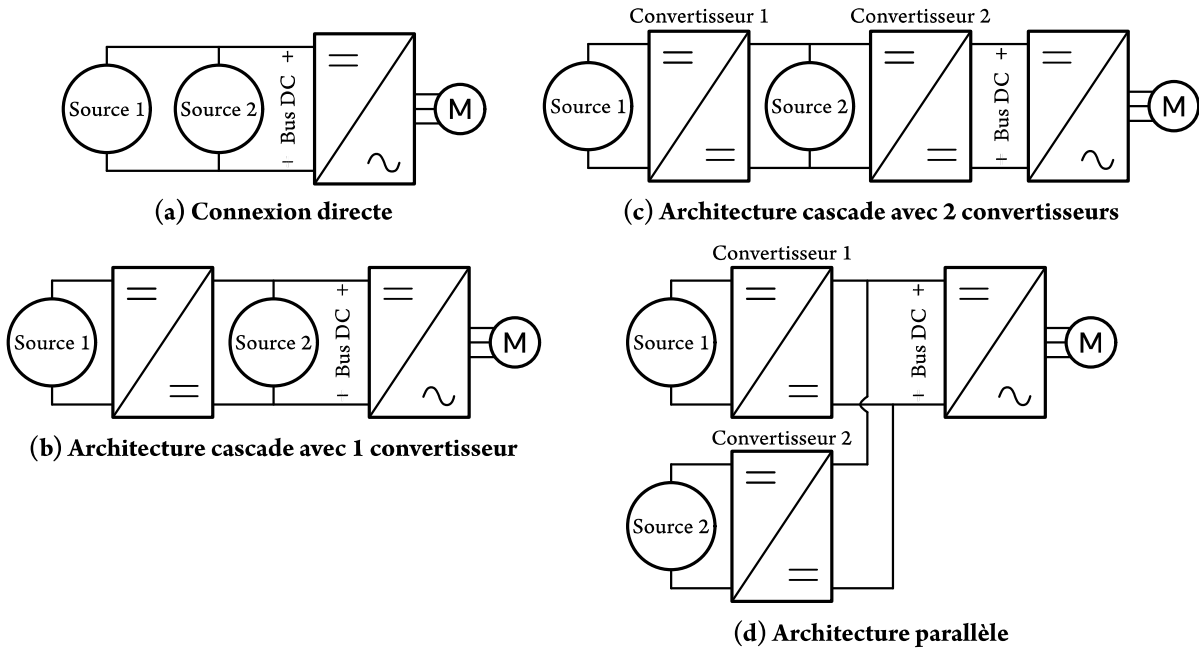


Figure 2-4 : Architectures classiques de couplage d'un HESS (adapté de [Freitas 21a])

III.1.a. Connexion directe

La connexion directe (Figure 2-4.a) consiste, comme son nom l'indique, en un branchement direct des deux stockeurs. Dans cette architecture, il n'y a pas de convertisseur pour contrôler les puissances, ce qui la rend moins coûteuse et plus facile à mettre en œuvre que les autres. Cette inexistence fait également que cette solution répond aux cinq règles mentionnées précédemment. Cependant, cette absence de contrôle pénalise la performance du système et met fin aux possibilités d'optimisation, puisqu'il n'existe pas de mécanisme de gestion d'énergie. Dans ce cas, la puissance fournie par chaque source dépendra de sa résistance interne et de la variation de sa tension. Néanmoins, pour ajouter un degré de contrôle à cette solution, il est possible d'utiliser des résistances entre les sources pour mieux gérer les échanges de puissance entre elles. Lors de l'utilisation d'une batterie, celle-ci est exposée à des variations importantes et rapides de courant pendant les phases d'accélération et de freinage, ce qui diminue sa fonctionnalité et sa durée de vie. Dans le cas d'un HESS batterie-supercondensateur, la tension du SC ne peut pas varier librement, car elle est limitée à la tension de la batterie. Cela limite la fonctionnalité du SC, notamment en cas de forte dynamique de puissance, et réduit l'efficacité du système [Ostadi 13]. Comme exemple d'application, on peut citer l'utilisation du couple batterie-SC pour compenser l'intermittence de la production dans les systèmes à énergie renouvelable dans les micro-réseaux isolés [Ma 15] et pour améliorer la capacité de démarrage à froid des voitures commerciales [Liu 09].

III.1.b. Architecture cascade avec 1 convertisseur

Dans cette solution, présentée sur la Figure 2-4.b, un seul convertisseur est utilisé, ce qui satisfait à la règle 1. Quant à l'agencement, la source 2 est connectée directement au bus DC, tandis que la source 1 est connectée à la source 2 à travers un convertisseur DC-DC. Bien que ce convertisseur ajoute une complexité de contrôle et une augmentation de coût au système, il permet de contrôler la puissance transitée par la source 1, le reste étant assuré par la source 2. Il existe alors deux possibilités : contrôler la source énergie et connecter la source puissance au bus DC ou contrôler la source puissance, la source énergie étant connectée au bus DC.

III.1.b.i. Premier cas : source énergie comme source 1

Dans le premier cas, la source énergie est découplée du bus DC, ce qui fait qu'elle n'est pas exposée à une dynamique de puissance importante. Le convertisseur contrôle directement la puissance de la source énergie, les pics de puissance étant assurés par la source puissance. Cela augmente l'efficacité du système et diminue la puissance traversant le convertisseur DC-DC, satisfaisant ainsi la règle 2. Cependant, si la source de puissance utilisée sont des supercondensateurs, le bus DC sera soumis à de grandes fluctuations de tension. Cela peut augmenter considérablement les pertes du convertisseur, surtout en cas de forte accélération ou freinage [Ostadi 13]. Cette forte variation entraîne également une augmentation de la puissance de dimensionnement du convertisseur, ce qui est contraire à la règle 3. De plus, si le bus DC a une tension minimale fixe, la puissance fournie par les SC sera limitée [Allali 16]. Un exemple d'une telle structure est celle utilisée par [Cao 12] et par [Song 14b], présentée à la Figure 2-5. La diode entre les stockeurs assure une tension minimale au bus DC et réduit la puissance transitée par le convertisseur. Ceci se produit à vitesse élevée constante, lorsque la batterie (source énergie) fournit seule la puissance demandée par le VE. D'autre part, comme la tension minimale du bus DC limite le fonctionnement des SC, il est nécessaire que le pack SC soit surdimensionné, ce qui n'est pas adapté au contexte automobile.

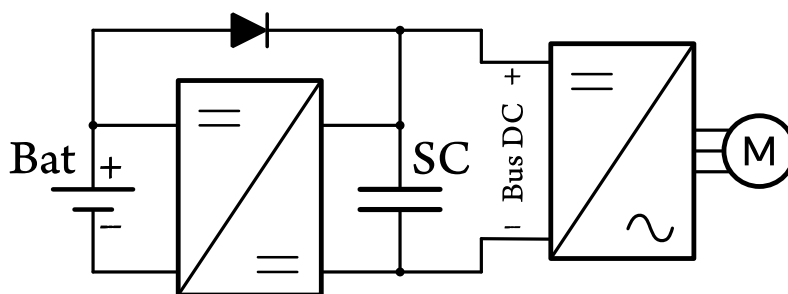


Figure 2-5 : Topologie utilisée par [Cao 12] et [Song 14b]

III.1.b.ii. Deuxième cas : source puissance comme source 1

Dans le second cas, la source puissance est contrôlée par le convertisseur alors que la source énergie est directement connectée au bus DC. Dans le cas de l'association supercondensateur-batterie, la fluctuation de la tension du bus DC est minimale car elle est fixée par la batterie. Étant découplé du bus DC, le SC peut fonctionner sur une large gamme de tension, ce qui améliore sa fonctionnalité, mais ne satisfait pas la règle 3. De plus, la source puissance est utilisée pour fournir des niveaux élevés de puissance, qui doivent être transités par le convertisseur. Cela est contraire à la règle 2, dégrade les performances du HESS et augmente le coût du système [Allali 16]. Cette architecture a été utilisée par [Ren 22] pour l'alimentation d'une charge à puissance pulsée. La batterie est utilisée pour recharger le SC et alimenter la charge en fonctionnement normal. Pendant les impulsions de charge, le SC fournit la totalité de la puissance demandée, annulant la puissance fournie par la batterie.











III.1.c. Architectures avec 2 convertisseurs

Les architectures avec deux convertisseurs (Figure 2-4.c et Figure 2-4.d) permettent une indépendance de la tension de la source 2 par rapport à la tension du bus DC. De ce fait, la tension de cette source peut varier plus librement et il est possible d'utiliser une plus grande partie de ses capacités. Les deux solutions suivent la même méthode, puisque la fonction du convertisseur 1 est de contrôler la puissance de la source 1, tandis que le convertisseur 2 contrôle la tension du bus DC. Cependant, si l'on considère les règles 1, 2 et 3, ce sont les pires cas. Pour la règle 1, comme la masse du convertisseur a une influence sur les performances du HESS, l'utilisation de deux convertisseurs est un cas à éviter. La règle 2 est respectée par l'architecture parallèle, puisque chaque convertisseur ne transite que la puissance d'une seule source. Cependant, dans l'architecture cascade, toute la puissance fournie par les sources est transitée par le convertisseur 2. Quant à la règle 3, le problème se pose avec l'utilisation de supercondensateurs, puisque leur variation de tension a un effet direct sur la puissance de dimensionnement du convertisseur auquel ils sont connectés. Ces solutions présentent également un problème de fiabilité, puisque les sources sont connectées au bus DC via un convertisseur. En cas de panne électronique, le fonctionnement du VE est compromis.

III.1.d. Synthèse

Le Tableau 2.1 présente une synthèse comparative entre les architectures classiques relativement aux règles 1 et 2. Les règles 3, 4 et 5 ne sont pas abordées car elles dépendent de la technologie du convertisseur utilisée, ce qui n'a pas encore été analysé dans cette section. La connexion directe satisfait les règles 1 et 2, mais l'absence de convertisseur signifie l'absence de contrôle des puissances fournies par chaque source. L'architecture cascade avec 1 convertisseur ayant la source énergie comme source 1 se présente comme la meilleure solution pour réduire le volume du convertisseur. Concernant le problème de la fluctuation de tension du bus DC, l'utilisation de batteries à haute densité de puissance est à privilégier par rapport aux supercondensateurs. Dans ce cas, on a un système avec un convertisseur réduit, en raison d'une puissance transitée plus faible, et avec un contrôle simplifié, puisqu'il n'est pas nécessaire d'imposer des limites de tension au bus DC ou de compenser la fluctuation de tension de la source puissance. Ce système a été utilisé par [Chung 17] pour alimenter un VE léger et par [Allali 16], dont la solution sera détaillée par la suite. Le couple batterie-batterie est également l'objet d'étude de cette thèse.

Tableau 2.1 : Synthèse des architectures classiques vis-à-vis des règles 1 et 2

	Règle 1	Règle 2
Connexion directe		
Architecture cascade avec 1 convertisseur – SE+SP		
Architecture cascade avec 1 convertisseur – SP+SE		
Architecture cascade avec 2 convertisseurs		
Architecture parallèle		

III.2. Topologies non conventionnelles

La stratégie de gestion d'énergie, l'architecture et la topologie de couplage sont les principales caractéristiques d'un HESS sur lesquelles il faut travailler pour améliorer ses performances. Dans ce sens, de nombreuses études proposent de nouvelles méthodes de gestion d'énergie [Shen 15] [Alyakhni 21] [Nguyen 21]. Cependant, au niveau architecture, ces études se limitent souvent à des solutions classiques, basées sur des topologies simples et

faciles à mettre en œuvre. Elles sont aussi utilisées parce que l'on ne se soucie pas de l'influence du convertisseur sur le rendement du système. D'autre part, ces dernières années, des études ont été réalisées en vue de réduire la puissance transitée par le convertisseur DC-DC. Cette approche permet la réduction du convertisseur lui-même et l'augmentation de l'efficacité du HESS.

Par exemple, un convertisseur en demi-pont a été proposé par [Guidi 08] (Figure 2-6). Il permet l'hybridation d'un supercondensateur, connecté en entrée, et d'une batterie à haute densité d'énergie, connectée directement au bus DC. Globalement, il s'agit d'une architecture cascade avec 1 convertisseur. La différence est que deux supercondensateurs sont utilisés, l'un contrôlé par le convertisseur et l'autre non, agissant comme une tension d'offset. Le convertisseur ne contrôle alors que la différence entre cette tension d'offset et la tension de la batterie. L'un des principaux avantages de cette topologie est que le convertisseur n'est pas connecté à la totalité de la tension des SC. Sa puissance de dimensionnement est donc réduite et il peut être construit à l'aide d'interrupteurs dont la valeur nominale en VA (voltampère) est presque deux fois moins élevée que celle des topologies classiques en demi-pont. L'inconvénient est que la source puissance est connectée à l'entrée du convertisseur. Comme expliqué dans la section III.1.d, cette source est celle qui fournit les valeurs de puissance les plus élevées, ce qui oblige le convertisseur à les transiter. Bien qu'il ne soit pas connecté à la totalité de la tension des SC, le convertisseur transite la totalité de leur courant, ce qui limite sa réduction. De plus, une structure supplémentaire est nécessaire pour équilibrer les tensions des deux SC afin qu'ils se déchargent et se rechargent de manière équilibrée.

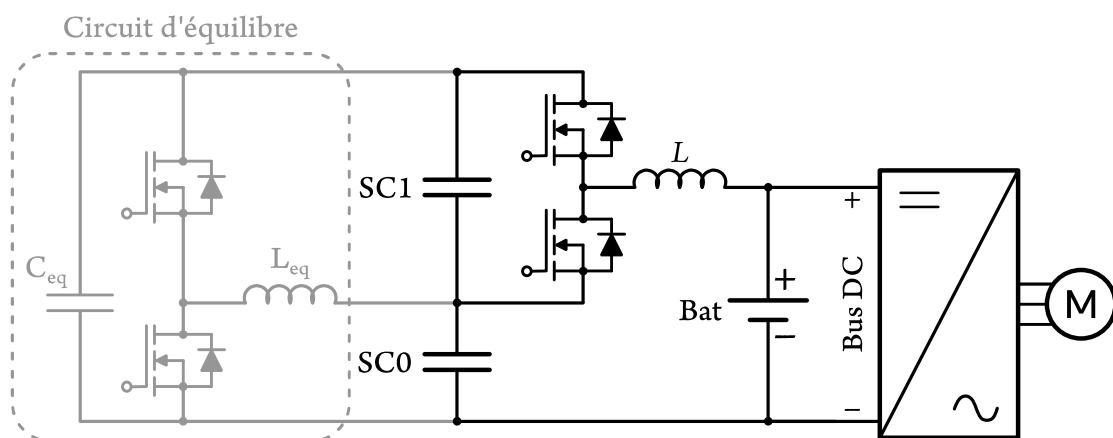


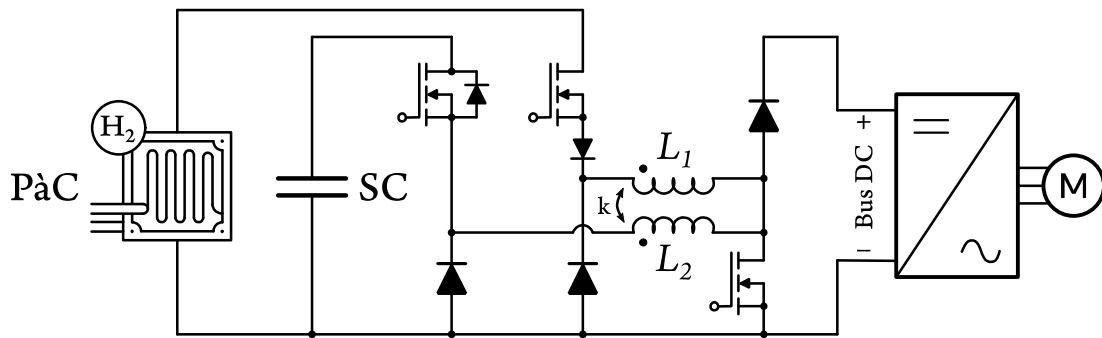
Figure 2-6 : Topologie proposée par [Guidi 08]

Un autre exemple est la solution proposée par [Vural 13] (Figure 2-7.a) pour l'hybridation PàC-SC. Dans cette architecture, chaque source est connectée à une inductance couplée par l'intermédiaire d'un convertisseur. Un troisième est ensuite utilisé pour connecter cette inductance au bus DC. Par conséquent, trois convertisseurs sont utilisés, ce qui est contraire à la règle 1 pour limiter la masse et le volume de la topologie. De plus, le troisième convertisseur transite toute la puissance échangée entre les sources et la chaîne de traction. Pour la réduction de la topologie, l'approche adoptée dans ce cas est celle de la limitation des fonctionnalités, règle 4. En effet, des diodes ont été utilisées à la place des transistors, celle située en sortie rendant l'énergie de freinage non récupérable par le SC. De plus, comme la PàC n'absorbe pas d'énergie électrique, une diode de protection a été utilisée et seul le côté SC est bidirectionnel. Comme avantages, cette solution présente une très bonne performance dans la distribution de la charge, puisque chaque source est contrôlée par un convertisseur, et une bonne régulation de la tension du bus DC, car le SC n'y est pas directement connecté.

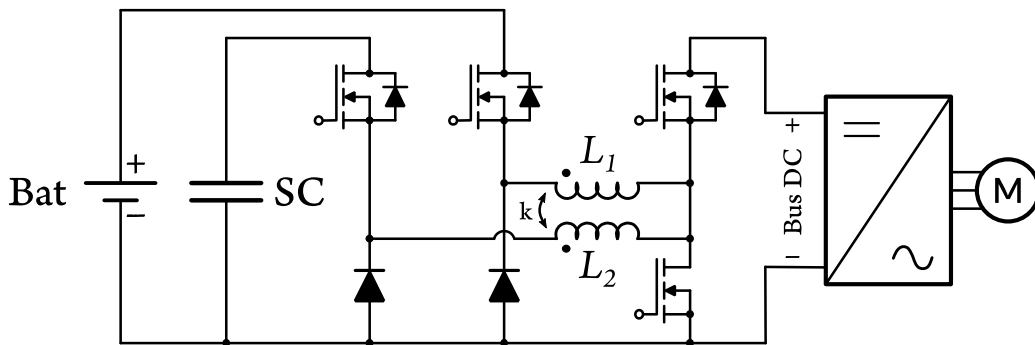
La topologie étudiée en environnement de simulation dans [Akar 13] et expérimentalement dans [Akar 16] (Figure 2-7.b) propose des modifications à celle de [Vural 13]. Dans ce cas, l'objet d'étude est l'hybridation batterie-supercondensateur. La structure présente la même organisation avec trois convertisseurs, mais avec une limitation moindre des fonctionnalités. En effet, la diode utilisée précédemment à la sortie est remplacée par un transistor, ce qui rend le convertisseur de sortie bidirectionnel, et la diode de protection de la PàC de la solution précédente est supprimée, un transistor avec diode interne étant utilisé. Bien que la récupération de l'énergie de freinage ne puisse être effectuée que par le SC, la topologie permet un partage actif d'énergie entre les stockeurs. Il en résulte une augmentation de la puissance transitée et une diminution du rendement de la topologie, par rapport à celle de [Vural 13]. Ainsi, la limitation de la masse et du volume du convertisseur dans ce cas est moins importante. De plus, dans les phases de freinage, la structure ne peut pas fonctionner en mode boost, ce qui signifie que la tension des sources ne peut pas être supérieure à celle du bus DC, limitant ainsi la récupération d'énergie.

Enfin, le couple batterie-SC est utilisé comme support d'une PàC par [Hintz 15] (Figure 2-7.c). Dans cette topologie, tous les convertisseurs sont constitués de commutateurs actifs, ce qui permet la réversibilité de la tension et du courant. Par conséquent, les deux stockeurs sont capables de récupérer l'énergie de freinage et la puissance transitée par la

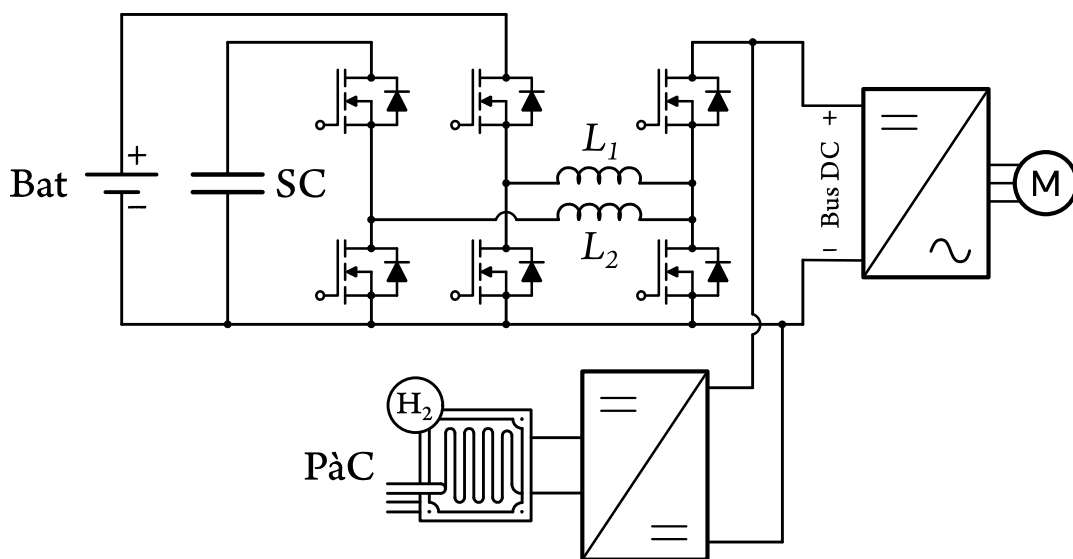
topologie augmente par rapport à celle de [Akar 13]. Donc, en tenant compte de la masse et du volume du convertisseur, parmi les exemples présentés, cette topologie est celle qui satisfait le moins les 3 premières règles et ce HESS est celui qui présente la moins bonne performance. L'utilisation d'un quatrième convertisseur pour connecter la PàC au système diminue encore plus les performances de cette topologie.



(a) Topologie proposée par [Vural 13]



(b) Topologie proposée par [Akar 13]



(c) Topologie proposée par [Hintz 15]

Figure 2-7 : Exemples de topologies non conventionnelles

III.3. Architecture cascade à source de courant contrôlée (SCC)

Bien que les solutions présentées précédemment aient certains avantages, les convertisseurs utilisés transigent la totalité de la puissance fournie et absorbée par les stockeurs. Dans le but de diminuer cette puissance transitée, une architecture basée sur une source de courant contrôlée (SCC) a été proposée par [Allali 16] (Figure 2-8). Le système s'inspire de l'architecture cascade, en étant composé d'une batterie à haute densité d'énergie (EB – Energy Battery) et d'une batterie à haute densité de puissance (PB – Power Battery). Cependant, dans ce cas, la sortie du convertisseur n'est pas connectée directement à la source 2 ni au bus DC, comme dans la Figure 2-4.b, mais entre les deux batteries. Le convertisseur dépend ainsi de la différence de tension entre elles (V_{out}). De ce fait, les batteries sont dimensionnées de manière à avoir des tensions proches, ce qui permet de minimiser fortement la puissance transitée par la topologie. L'utilisation d'une batterie comme source puissance au lieu d'un SC entraîne également une limitation de la puissance de dimensionnement du convertisseur.

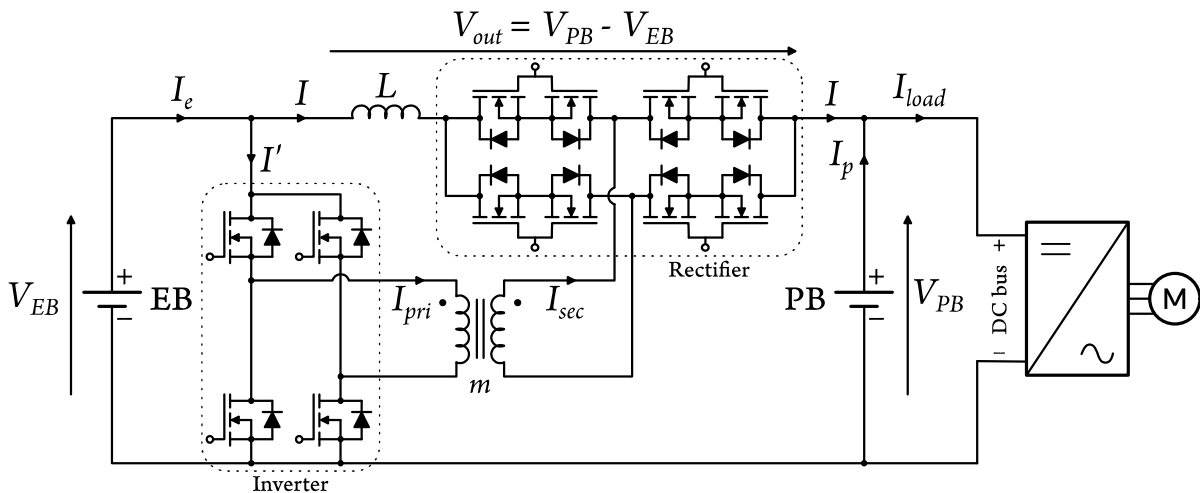


Figure 2-8 : Structure de l'architecture cascade à source de courant contrôlée proposée par [Allali 16]

La structure utilisée se compose d'un étage onduleur et d'un étage redresseur, avec un transformateur haute fréquence (HF) entre les deux, qui répond aussi à la règle 3. Il est admis que les tensions des batteries peuvent varier indépendamment l'une de l'autre, ce qui rend la tension V_{out} réversible. La topologie présente alors quatre types de fonctionnement, pouvant opérer en mode buck ou boost dans les deux sens du courant. De cette façon, chaque interrupteur du redresseur est formé par deux transistors connectés en série et avec source commune, ayant alors le même signal de commande. Cela permet l'inversion de la tension et du courant. C'est donc la règle 4 qui n'est pas satisfaite par cette topologie, puisque toutes ces fonctionnalités sont présentes.

Le problème principal de cette structure vient de l'inductance de fuite du transformateur. En effet, le secondaire du transformateur agit comme une source de courant. Ce courant (I_{sec}) est fourni ou absorbé à l'entrée du redresseur. Or, la sortie du redresseur est aussi une source de courant (I). La connexion entre ces deux sources pose donc problème. Ceci complexifie le contrôle du redresseur et réduit ses performances.

Le courant I_{sec} étant alternatif, il doit être inversé à chaque demi-période. Pour réaliser cette inversion, une phase d'empiètement doit être présente dans la commande du redresseur. Ceci rend la tension au secondaire du transformateur nulle. Lorsque la tension au primaire est non nulle, le courant s'inverse. Après cela, il est nécessaire que la différence entre I et I_{sec} soit nulle pour que la phase d'empiètement soit arrêtée. Si cette phase est arrêtée lorsque cette différence est non nulle, une surtension se produit, endommageant les transistors.

Dans le prototype présenté par [Allali 16], le temps d'inversion du courant dans le transformateur est d'environ la moitié de la période de commutation des transistors. Ainsi, la structure ne remplit son rôle principal d'absorption ou de fourniture d'énergie à la batterie énergie que pendant la moitié de la période. Cela réduit considérablement le rendement de la topologie, qui est d'environ 82%. Comme elle ne transite qu'environ 20% de l'énergie provenant de la batterie, on peut définir deux rendements, celui de la topologie et celui de l'architecture. Bien que le rendement de la topologie soit faible dans ce cas, le rendement de l'architecture, c'est-à-dire le rapport entre la puissance fournie par la batterie énergie et la puissance délivrée au bus DC par la topologie, est très bon, environ 98%. De plus, cette solution a été comparée à celle proposée par [Béreš 10], qui utilise une architecture cascade classique. La solution de [Allali 16] présente un coût 65,7% moindre et une masse 67,3% plus faible.

III.4. Architecture cascade à SCC simplifiée

Malgré le faible rendement de la topologie et sa robustesse par rapport aux fonctionnalités possibles, la faible puissance transitée et le très bon rendement global confèrent à l'architecture cascade à SCC un énorme potentiel concernant la réduction de la masse et du coût de son électronique de puissance. Pour cette raison, on propose dans cette thèse une modification à la topologie présentée, visant une amélioration de ses performances [Freitas 21a].

La simplification consiste à se passer de la réversibilité de la tension de sortie du convertisseur (V_{out}), tout en conservant la bidirectionnalité du courant. Pour cela, on fait le choix d'avoir une des tensions batterie plus élevée que l'autre. On peut ainsi diviser par deux le nombre de transistors du pont redresseur (Figure 2-9). En limitant une des fonctionnalités de la topologie, celle-ci devient plus compacte et la règle 4 est satisfaite. De plus, la nécessité d'une commande complexe pour inverser le courant du transformateur est éliminée, puisque les diodes intrinsèques des transistors assurent naturellement cette tâche.

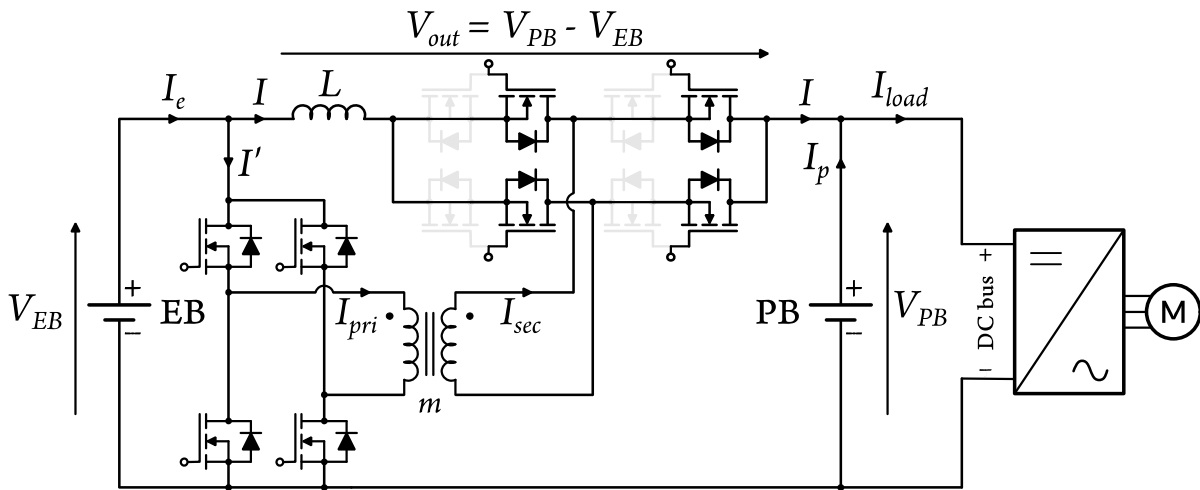


Figure 2-9 : Schéma électrique de l'architecture cascade à SCC simplifiée

Comme la différence de tension entre les batteries ne doit pas s'inverser, une limitation de tension doit être assurée par la gestion d'énergie. En fonction des tensions et des puissances des batteries, deux types d'agencement et de fonctionnement sont possibles pour cette topologie. Ces agencements seront présentés ci-après ainsi que les équations qui les régissent.

Pour la suite de notre étude, le niveau d'abstraction du schéma de l'architecture est augmenté. En effet, la solution proposée précédemment n'est qu'un exemple de convertisseur permettant d'assurer la fonctionnalité demandée. Le convertisseur nécessaire est un convertisseur DC-DC isolé capable de régler le flux de puissance entre deux sources de tension continue. Il inclue nécessairement une inductance soit dans la partie DC, soit au niveau du transformateur haute-fréquence (AC). Dans la suite de l'étude de ce chapitre, ce convertisseur DC-DC est considéré comme une boîte noire, sans topologie définie. La partie convertisseur sera abordée dans le Chapitre 4 de ce manuscrit.

III.4.a. Première possibilité de fonctionnement de la topologie (SCC1)

L'architecture utilisée par [Allali 16] consiste en la connexion directe de la batterie puissance au bus DC, tandis que la batterie énergie y est connectée à travers un convertisseur. Pour l'analyse des modes de fonctionnement de la topologie, on considère que les stockeurs sont des sources de tension idéales. À partir des équations établies, on est en mesure de déterminer quelle est la meilleure configuration à utiliser.

Le schéma simplifié de la première possibilité est présenté sur la Figure 2-10 avec le convertisseur idéal, sans pertes. La puissance du convertisseur est donnée par l'Équation (2.1), tandis que les puissances fournies par les sources 1 et 2 sont données par les Équations (2.2) et (2.3), respectivement. La puissance demandée par la charge (P_{load}), à son tour, est donnée par l'Équation (2.4).

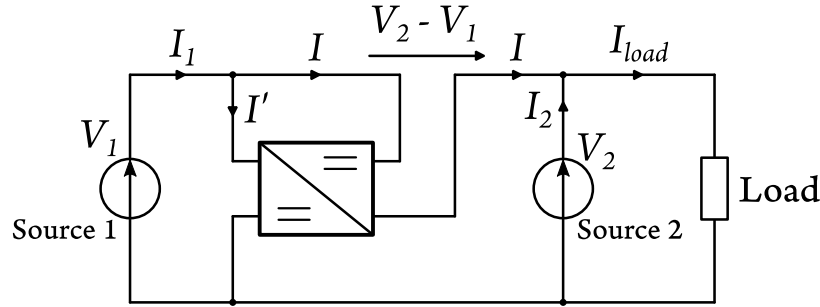


Figure 2-10 : Première possibilité de fonctionnement de l'architecture cascade à SCC simplifiée

$$P_{conv} = V_1 \cdot I' = (V_2 - V_1) \cdot I \quad (2.1)$$

$$P_1 = V_1 \cdot I_1 = V_1 \cdot I' + V_1 \cdot I \quad (2.2)$$

$$P_2 = V_2 \cdot I_2 \quad (2.3)$$

$$P_{load} = V_2 \cdot I_{load} \quad (2.4)$$

En combinant les Équations (2.1) et (2.2), les Équations (2.5) et (2.6) sont obtenues.

$$V_1 \cdot I_1 = V_1 \cdot I' + V_1 \cdot I = V_2 \cdot I = V_2 \cdot I_{load} - V_2 \cdot I_2 \quad (2.5)$$

$$P_{load} = P_1 + P_2 \quad (2.6)$$

On constate que la puissance de la charge est donnée par la somme des puissances des sources et ne dépend pas de la puissance du convertisseur. À partir de l'Équation (2.5), le courant I peut être déterminé.

$$I = I_1 \cdot \frac{V_1}{V_2} \quad (2.7)$$

En combinant les Équations (2.1) et (2.7), on obtient la puissance du convertisseur, qui dépend des tensions des sources et de la puissance de la source 1.

$$P_{conv} = P_1 \cdot \left(\frac{V_2 - V_1}{V_2} \right) \quad (2.8)$$

III.4.b. Deuxième possibilité de fonctionnement de la topologie (SCC2)

Comme pour le cas précédent, on analyse la deuxième possibilité à partir du schéma simplifié de la Figure 2-11. La puissance du convertisseur est donnée par l'Équation (2.9). Les Équations (2.10), (2.11) et (2.12) donnent, respectivement, les puissances fournies par les sources 1 et 2, et celle demandée par la charge.

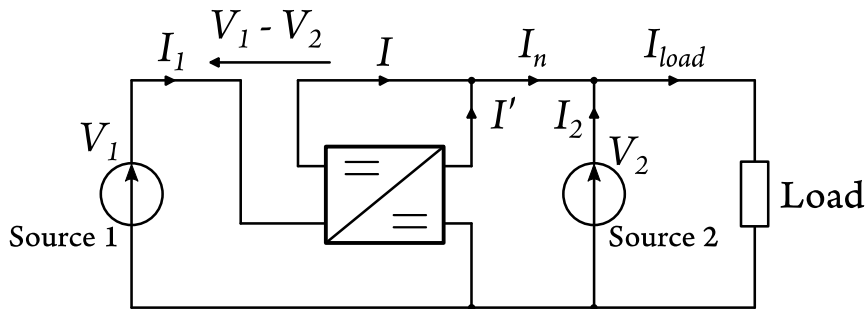


Figure 2-11 : Deuxième possibilité de fonctionnement de l'architecture cascade à SCC simplifiée

$$P_{conv} = V_2 \cdot I' = (V_1 - V_2) \cdot I \quad (2.9)$$

$$P_1 = V_1 \cdot I_1 = V_1 \cdot I \quad (2.10)$$

$$P_2 = V_2 \cdot I_2 = V_2 \cdot (I_{load} - I - I') \quad (2.11)$$

$$P_{load} = V_2 \cdot I_{load} \quad (2.12)$$

Comme pour la première possibilité, la puissance de la charge est donnée par la somme des puissances des sources et ne dépend pas de la puissance du convertisseur.

$$V_1 \cdot I = V_2 \cdot (I + I') = V_2 \cdot (I_{load} - I_2) \quad (2.13)$$

$$P_{load} = P_1 + P_2 \quad (2.14)$$

À partir de l'Équation (2.13), le courant I peut être déterminé.

$$I = (I_{load} - I_2) \cdot \frac{V_2}{V_1} \quad (2.15)$$

En substituant l'Équation (2.15) dans l'Équation (2.9), on obtient la puissance du convertisseur, donnée par l'Équation (2.16).

$$\begin{aligned} P_{conv} &= V_2 \cdot (I_{load} - I_2) - V_2 \cdot (I_{load} - I_2) \cdot \frac{V_2}{V_1} \\ \Rightarrow P_{conv} &= P_1 \cdot \left(\frac{V_1 - V_2}{V_1} \right) \end{aligned} \quad (2.16)$$

III.4.c. Synthèse

Dans une architecture classique, le convertisseur fait l'interface entre un stockeur et le bus DC. Dans ce cas, il doit transiter la totalité de la puissance fournie ou absorbée par ce stockeur. Dans l'architecture cascade à source de courant contrôlée, la puissance transitée dépend de la différence de tension entre les sources (Équations (2.8) et (2.16)), le convertisseur devant contrôler le courant échangé entre les deux sources de tension. Si l'écart de tension entre les sources est nul, la puissance transitée par le convertisseur est nulle et le système a un rendement idéal de 100% [Allali 16].

Comme le convertisseur est nécessaire pour assurer la gestion d'énergie, les batteries ne fonctionneront pas à la même tension, mais à des tensions proches. Ainsi, une autre façon de minimiser la puissance du convertisseur, selon les Équations (2.8) et (2.16), est de faire en sorte que la source 2 soit la plus puissante des deux. Comme la batterie puissance fournira les pics de puissance, on peut conclure qu'elle doit être utilisée comme source 2, tandis que la batterie énergie sera utilisée comme source 1.

Tableau 2.2 : Exemple numérique des possibilités de fonctionnement du convertisseur

Cas	Tensions	Puissance du convertisseur
SCC1.A	$V_1 = 350 \text{ V}$ $V_2 = 400 \text{ V}$	$P_{conv} = P_1 \cdot \left(\frac{V_2 - V_1}{V_2} \right) = 1875 \text{ W}$
SCC1.B	$V_1 = 400 \text{ V}$ $V_2 = 350 \text{ V}$	$P_{conv} = P_1 \cdot \left(\frac{V_2 - V_1}{V_2} \right) = -2143 \text{ W}$
SCC2.A	$V_1 = 350 \text{ V}$ $V_2 = 400 \text{ V}$	$P_{conv} = P_1 \cdot \left(\frac{V_1 - V_2}{V_1} \right) = -2143 \text{ W}$
SCC2.B	$V_1 = 400 \text{ V}$ $V_2 = 350 \text{ V}$	$P_{conv} = P_1 \cdot \left(\frac{V_1 - V_2}{V_1} \right) = 1875 \text{ W}$

Ci-après, on présente des exemples numériques dans le Tableau 2.2 pour déterminer la puissance du convertisseur en fonction des tensions des sources. Les valeurs utilisées ici sont de 350 V et 400 V. On suppose que la puissance de charge vaut 50 kW et que la source 1, moins puissante, peut fournir 15 kW. On constate que les cas SCC1.A et SCC2.B sont les plus intéressants. En effet, ces deux cas présentent un convertisseur avec une puissance 12,5% plus faible, par rapport aux cas SCC1.B et SCC2.A. Ce pourcentage est directement lié au rapport entre l'écart de tension entre les sources (50 V) et la tension du bus DC (400 V), qui est aussi égale à 12,5%. Par conséquent, plus cet écart est grand, plus les cas SCC1.A et SCC2.B deviennent intéressants. Dans le cas SCC1.A, le convertisseur fonctionne en mode buck alors que dans le cas SCC2.B, il fonctionne en mode boost. Ce dernier est encore plus intéressant car le convertisseur transite la totalité du courant fourni par la source 1. Ainsi, si le courant dans le convertisseur est contrôlé, on contrôle directement le courant fourni par cette batterie.

On utilise alors la batterie énergie, moins puissante, comme source 1 et la batterie puissance comme source 2. Le convertisseur, à son tour, fonctionne soit comme élévateur (boost) soit comme abaisseur (buck).

III.5. Architecture série

L'architecture cascade à source de courant contrôlée propose la connexion d'un des ports du convertisseur DC-DC entre les deux batteries utilisées. Ainsi, la puissance du convertisseur dépend de la différence de tension entre les sources. Plus elle est petite, plus la puissance du convertisseur peut être réduite.

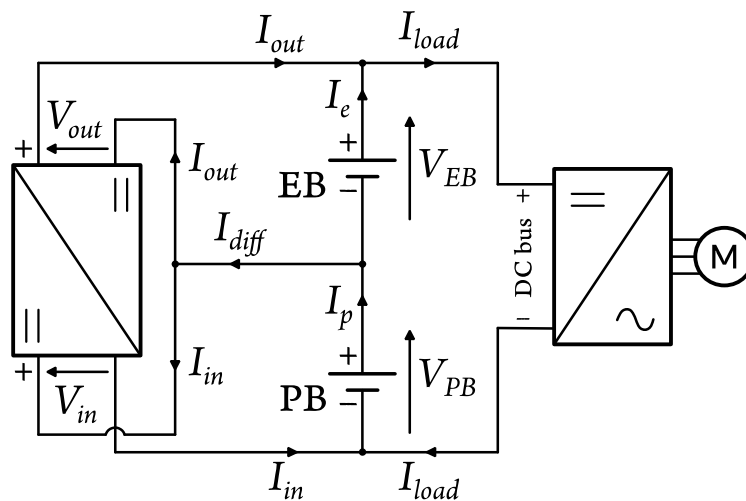


Figure 2-12 : Principe de l'architecture série

Inspiré par cette solution, l'architecture série est proposée sur la Figure 2-12. Dans cette solution, duale à la cascade à SCC, les batteries sont mises en série. Elles sont connectées directement au bus DC et un convertisseur DC-DC similaire au précédent assure les échanges de puissance entre elles. Dans ce cas, la puissance transitée par le convertisseur dépend de l'écart de courant entre les stockeurs (I_{diff}). Ce nœud est contrôlé par le convertisseur et on a donc intérêt à faire en sorte que ce courant soit le plus petit possible.

En utilisation, trois modes de fonctionnement peuvent être définis pour le convertisseur : forte accélération, fort freinage et conduite normale (vitesse constante et faible accélération et freinage). Dans les deux premiers cas, les batteries doivent respectivement fournir et absorber leur puissance maximale admissible. Ainsi, pour réduire la puissance transitée par le convertisseur dans ces phases, les batteries sont dimensionnées de manière à ce que leurs courants admissibles soient équivalents. Par conséquent, si en période de forte demande les batteries transitent le même courant, celui transité par le convertisseur est nul, annulant ainsi sa puissance. De plus, la tension du bus DC est donnée par la somme des tensions des batteries. Considérant que le même courant circule dans les batteries, c'est la répartition de la tension entre elles qui donne la répartition de la puissance. De manière simple, la batterie ayant la valeur de tension la plus élevée transite les valeurs de puissance les plus élevées. D'autre part, si l'une des batteries n'est pas capable d'atteindre le courant de charge maximal, la seconde batterie doit être capable de transiter cette valeur de courant plus la différence entre elle et le courant maximal de la première batterie. De ce fait, cette différence est transitée par le convertisseur. La suite de cette partie décrit les différents modes de fonctionnement.

Les dimensionnements de stockeurs conduisent à des batteries puissance de petite capacité énergétique relativement aux batteries énergie. Ainsi, la batterie puissance se déchargera plus rapidement que la batterie énergie. Cependant, elle doit disposer de l'énergie nécessaire pendant toute l'utilisation du VE pour être en mesure d'assurer le support en puissance. C'est donc au convertisseur de veiller à ce que les batteries se déchargent à la même vitesse, travaillant pour équilibrer leurs états de charge (SOC – *State of Charge*). Cela se fera pendant les périodes où les stockeurs sont en dessous de leurs limites de puissance, c'est-à-dire pendant les phases de conduite normale du VE.

La mission du convertisseur est d'assurer le transfert de puissance entre les stockeurs. Le contrôle du système, qui détermine le mode de fonctionnement du convertisseur, a deux missions :

- Lors des phases de fort transit de puissance, faire fonctionner le convertisseur de manière à ce que les batteries fournissent la puissance nécessaire tout en respectant leurs limites.
- Lors des phases de conduite normale, gérer le flux de puissance entre les batteries à travers le convertisseur pour que les SOC des deux batteries soient contrôlés afin de disposer d'énergie pendant toute l'utilisation du VE.

Les figures suivantes illustrent les modes de fonctionnement possibles du convertisseur.

La Figure 2-13 présente le mode de fonctionnement où le convertisseur transite une puissance positive, dans le sens direct. Si ce mode est utilisé en phase de décharge, on a une augmentation de la puissance fournie par la PB, qui sera composée de la valeur demandée par la charge plus une partie destinée à l'EB. Cela implique que le flux de puissance de l'EB diminue

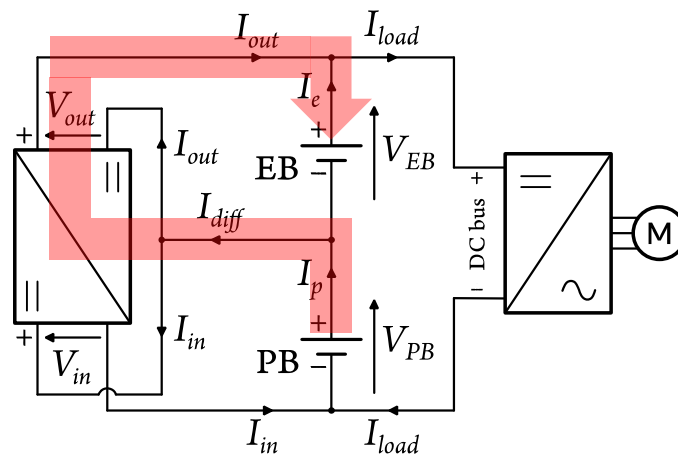


Figure 2-13 : Architecture série avec $P_{conv} > 0$

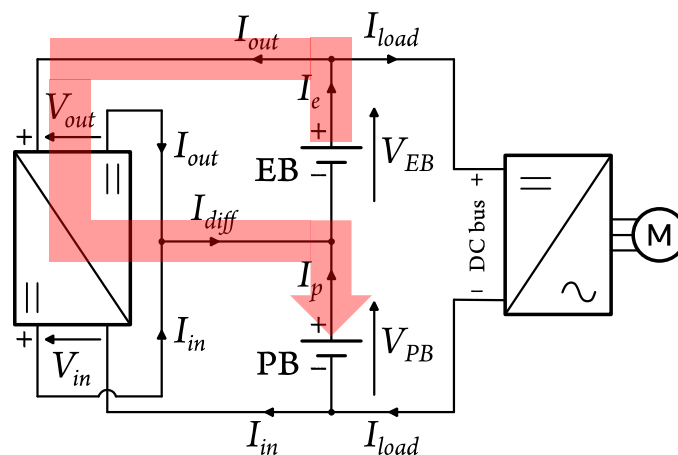


Figure 2-14 : Architecture série avec $P_{conv} < 0$

et qu'elle se décharge moins vite. D'autre part, le flux de puissance de la PB augmente et elle se décharge plus vite. Lorsqu'il est utilisé en phase de recharge, ce mode de fonctionnement accélère la recharge de l'EB et ralentit celle de la PB.

Dans le cas de la Figure 2-14, le convertisseur transite une puissance négative, dans le sens inverse. Dans ce mode, une partie de la puissance fournie par l'EB est destinée à la PB. Ainsi, en phase de décharge l'EB se décharge plus vite et la PB moins vite. En phase de recharge, l'EB se recharge moins vite, tandis que la PB se recharge plus vite.

La Figure 2-15 présente un cas particulier, où la puissance transitée par le convertisseur est nulle. Ce mode est utilisé lors des phases de fort transit de puissance, si les batteries ont un même courant admissible. Lorsqu'elles transitent cette valeur de courant, le convertisseur doit alors être désactivé afin que les limites des batteries ne soient pas dépassées. Lorsque les courants admissibles sont différents ou lorsque l'équilibrage des SOC doit être effectué, les modes de fonctionnement utilisés sont ceux des Figures 2-13 et 2-14.

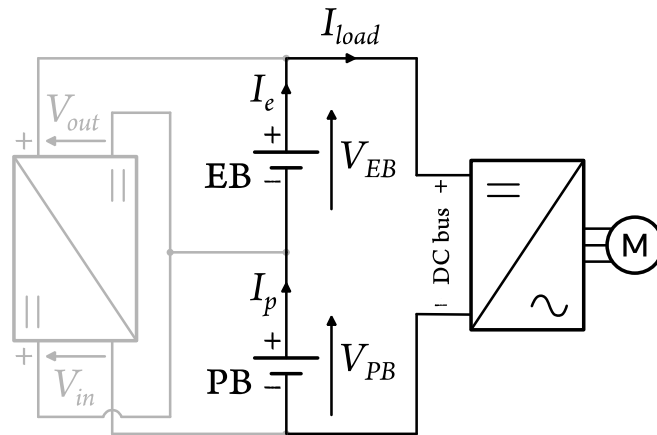


Figure 2-15 : Architecture série avec $P_{conv} = 0$

À partir de la Figure 2-12, on peut déterminer la puissance du convertisseur, considéré comme idéal, donnée par l'Équation (2.17). Les puissances des batteries sont données par les Équations (2.18) et (2.19).

$$P_{conv} = V_{PB} \cdot I_{in} = V_{EB} \cdot I_{out} \quad (2.17)$$

$$P_{EB} = V_{EB} \cdot I_e = V_{EB} \cdot I_{load} - P_{conv} \quad (2.18)$$

$$P_{PB} = V_{PB} \cdot I_p = V_{PB} \cdot I_{load} + P_{conv} \quad (2.19)$$

On voit dans l'Équation (2.20) que, comme dans l'architecture cascade, la puissance de la charge est égale à la somme des puissances des batteries.

$$P_{EB} + P_{PB} = (V_{EB} + V_{PB}) \cdot I_{load} = P_{load} \quad (2.20)$$

Les Équations (2.18) et (2.19) représentent mathématiquement ce qui est illustré dans la Figure 2-13. La puissance fournie par la PB est constituée de deux termes, $V_{PB} \cdot I_{load}$ et P_{conv} . Le premier représente la quantité de puissance qui est normalement fournie au bus DC, tandis que le second représente la puissance fournie par la PB destinée à l'EB. D'autre part, la puissance de l'EB se compose de $V_{EB} \cdot I_{load}$, la puissance normalement fournie par l'EB au bus DC, et de P_{conv} , la puissance reçue par l'EB en provenance de la PB. On constate alors qu'avec l'utilisation du convertisseur en sens direct, l'EB finit par fournir moins de puissance que la normale, tandis que la PB est surchargée. Dans le sens inverse, c'est l'EB qui est surchargée, tandis que la PB est allégée. Cet échange d'énergie entre les stockeurs, garanti par le convertisseur, est ce qui permet de créer l'équilibrage des SOC.

Pour déterminer l'équation de la puissance du convertisseur, on part des Équations (2.18) et (2.19).

$$P_{PB} - P_{EB} = (V_{PB} - V_{EB}) \cdot I_{load} + 2 \cdot P_{conv} \quad (2.21)$$

L'Équation (2.20) peut être réécrite pour mettre en évidence la puissance d'une des batteries.

$$P_{PB} = P_{load} - P_{EB} \quad (2.22)$$

$$P_{EB} = P_{load} - P_{PB} \quad (2.23)$$

En appliquant l'Équation (2.22) à la (2.21), on obtient la puissance du convertisseur écrite en fonction de la puissance de la batterie énergie.

$$P_{load} - 2 \cdot P_{EB} = (V_{PB} - V_{EB}) \cdot \frac{P_{load}}{V_{load}} + 2 \cdot P_{conv} \quad (2.24)$$

$$P_{conv} = \frac{P_{load}}{2} \cdot \left(1 - 2 \cdot \frac{P_{EB}}{P_{load}} + \frac{V_{EB} - V_{PB}}{V_{EB} + V_{PB}} \right) \quad (2.25)$$

Avec les Équations (2.21) et (2.23), on a la puissance du convertisseur écrite en fonction de la puissance de la batterie puissance.

$$2 \cdot P_{PB} - P_{load} = (V_{PB} - V_{EB}) \cdot \frac{P_{load}}{V_{load}} + 2 \cdot P_{conv} \quad (2.26)$$

$$P_{conv} = \frac{P_{load}}{2} \cdot \left(2 \cdot \frac{P_{PB}}{P_{load}} + \frac{V_{EB} - V_{PB}}{V_{EB} + V_{PB}} - 1 \right) \quad (2.27)$$

La puissance du convertisseur est alors donnée par les tensions des sources, la tension de la charge et la puissance d'une des sources. Cette valeur correspond à la puissance transitée à un instant donné. Si l'on considère les énergies embarquées par les sources, on peut calculer la puissance moyenne que le convertisseur doit transiter ($\langle P_{conv} \rangle$) pour que les états de charge des batteries soient en équilibre à la fin de l'utilisation du VE. À partir des Équations (2.18) et (2.19), on a dans les Équations (2.28) et (2.29) les énergies des batteries dans un système sans pertes, avec des batteries à tension constante et T la période complète d'utilisation du VE.

$$E_{EB} = \frac{1}{3600} \cdot \int_0^T P_{EB} \cdot dt = \frac{1}{3600} \cdot \left(V_{EB} \cdot \int_0^T I_{load}(t) \cdot dt - \langle P_{conv} \rangle \cdot T \right) \quad (2.28)$$

$$E_{PB} = \frac{1}{3600} \cdot \int_0^T P_{PB} \cdot dt = \frac{1}{3600} \cdot \left(V_{PB} \cdot \int_0^T I_{load}(t) \cdot dt + \langle P_{conv} \rangle \cdot T \right) \quad (2.29)$$

D'après l'Équation (2.20), l'énergie de la charge est donnée par l'Équation (2.30).

$$E_{load} = \frac{1}{3600} \cdot \int_0^T P_{load} \cdot dt = \frac{(V_{EB} + V_{PB})}{3600} \cdot \int_0^T I_{load}(t) \cdot dt = E_{EB} + E_{PB} \quad (2.30)$$

La capacité est donc obtenue par l'Équation (2.31).

$$\int_0^T I_{load}(t) \cdot dt = \frac{E_{EB} + E_{PB}}{V_{EB} + V_{PB}} \cdot 3600 \quad (2.31)$$

La puissance moyenne du convertisseur, nécessaire pour assurer l'équilibrage des SOC des batteries, peut s'écrire avec l'Équation (2.34).

$$E_{EB} - E_{PB} = \frac{1}{3600} \cdot \left((V_{EB} - V_{PB}) \cdot \int_0^T I_{load}(t) \cdot dt - 2 \cdot \langle P_{conv} \rangle \cdot T \right) \quad (2.32)$$

$$2 \cdot \langle P_{conv} \rangle \cdot T = \left((V_{EB} - V_{PB}) \cdot \frac{E_{EB} + E_{PB}}{V_{EB} + V_{PB}} + E_{PB} - E_{EB} \right) \cdot 3600 \quad (2.33)$$

$$\langle P_{conv} \rangle = \frac{3600}{2 \cdot T} \cdot \left(\frac{V_{EB} - V_{PB}}{V_{EB} + V_{PB}} \cdot (E_{EB} + E_{PB}) + E_{PB} - E_{EB} \right) \quad (2.34)$$

III.5.a. Synthèse

L'architecture série, comme la cascade à SCC, présente donc un grand potentiel en termes de réduction de masse et volume du convertisseur. Cela est dû au fait qu'il ne transite qu'une fraction de la puissance du système, étant chargé de veiller à ce que les batteries se déchargent dans la même proportion et que leurs limites de puissance soient respectées. La répartition de puissance entre les batteries est obtenue par le dimensionnement de ces sources. En fonction des batteries utilisées, pour que leurs limites soient respectées, il est même possible que le convertisseur doive être désactivé. Son mode de fonctionnement dépend donc de la puissance de la charge et c'est la stratégie de gestion qui fait le lien entre ces deux éléments.

IV. CONCLUSION

L'alimentation d'un VE à HESS est généralement composée de deux sources d'énergie, une à haute densité d'énergie et une autre à haute densité de puissance. Pour répartir la contribution énergétique de chaque source, on utilise un ou plusieurs convertisseurs DC-DC, commandés selon une stratégie de gestion d'énergie. Il existe des stratégies standard, à base de règles et à base d'optimisation, mais il est également possible d'adapter une stratégie au cas étudié, en fonction du cahier des charges. L'agencement des sources et du convertisseur pour alimenter la chaîne de traction, appelé architecture de couplage, a également été détaillé. Des cas classiques ont été présentés, utilisés par des études qui cherchent des moyens simples d'agencer les éléments entre eux, mais aussi des cas non conventionnels, proposés par des études qui visent à réduire le convertisseur DC-DC. Sa réduction permet une meilleure performance du HESS, comme expliqué dans le chapitre précédent.

Dans cette thèse, deux architectures spécifiques sont étudiées et proposées. La première est une architecture cascade déjà utilisée par [Allali 16]. La seconde est l'architecture série, qui n'a pas encore été objet d'étude dans la littérature. Le fonctionnement général des deux architectures a été présenté, ainsi que les équations mathématiques qui régissent leur

fonctionnement. Elles utilisent le même type de convertisseur, à savoir un convertisseur DC-DC isolé, contrôlé en courant, reliant deux sources de tension DC, mais avec des contraintes électriques différentes selon l'architecture utilisée.

Les architectures étant définies, on s'intéresse dans le chapitre suivant au dimensionnement des éléments du HESS. Pour cela, une méthode de dimensionnement des stockeurs est proposée. Le convertisseur est alors dimensionné en puissance, selon l'architecture, à l'aide de la simulation de cycles de conduite et des caractéristiques des stockeurs dimensionnés au préalable. Cette approche nécessite bien sûr la mise en place de stratégies de gestion adaptées à chaque architecture. Des exemples de dimensionnement sont ainsi présentés pour illustrer et clarifier le fonctionnement de ces architectures sur cycle de conduite.

***CHAPITRE 3 : Dimensionnement
des éléments du HESS***

I. INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent, les architectures et stratégies de gestion d'énergie communément utilisées dans la littérature ont été présentées, ainsi que les architectures de couplage classiques et celles qui sont l'objet d'étude de cette thèse. Dans ce chapitre, on s'intéresse au dimensionnement des éléments qui font partie d'un HESS, c'est-à-dire les stockeurs et le convertisseur DC-DC. Dans un premier temps, une méthode de dimensionnement des sources est proposée. Ensuite, le dimensionnement en puissance du convertisseur est abordé. Comme indiqué par la suite, les architectures étudiées et les stratégies de gestion utilisées ont des conséquences sur le dimensionnement du convertisseur. Les stratégies proposées dans ce chapitre ne sont pas optimales, mais elles permettent d'évaluer le dimensionnement en puissance du convertisseur et de montrer la fonctionnalité des architectures et leur intérêt. Des travaux permettant de développer des stratégies plus performantes pourront être menés par la suite.

II. DIMENSIONNEMENT DES SOURCES

Le dimensionnement des sources vise à définir les stockeurs qui peuvent répondre aux besoins en puissance et en énergie du VE à alimenter. La méthode de dimensionnement vise à déterminer le nombre de cellules de stockage nécessaires. Ensuite, la disposition en série et en parallèle de ces cellules, qui constituent le stockeur lui-même, est définie en fonction de l'architecture choisie et du cahier des charges. Indépendamment de la méthode de dimensionnement utilisée, il est nécessaire de s'appuyer sur un cahier des charges de VE pour obtenir les données nécessaires au dimensionnement des sources.

II.1. Obtention d'un cahier des charges de véhicule électrique

Le cahier des charges d'un VE permet la définition des besoins en énergie et en puissance du véhicule. Il est obtenu à partir d'un modèle de VE et d'un cycle de conduite. Le dimensionnement des sources d'énergie consiste à adapter aux besoins du véhicule, les capacités en puissance et en énergie des stockeurs choisis. Ensuite, la méthode sélectionnée pour le dimensionnement de ces sources peut être appliquée. Avant de présenter la méthode de dimensionnement proposée, les éléments qui composent le cahier des charges sont détaillés.

II.1.a. Cycle de conduite

Un cycle de conduite représente la cinématique de déplacement du véhicule. Il détermine la vitesse à laquelle un véhicule se déplace sur une période donnée. Pour évaluer de manière standardisée les émissions de gaz polluants et la consommation de carburant des véhicules thermiques, des cycles réglementés ont été créés. Avec l'émergence des véhicules électriques hybrides, ces cycles ont commencé à être utilisés pour évaluer leurs performances en termes de coût, de consommation de carburant et d'autonomie en mode entièrement électrique [Sadoun 13] [Mesbahi 16]. Actuellement, ils sont utilisés pour évaluer l'autonomie des véhicules électriques. Les cycles utilisés en Europe sont le *New European Driving Cycle* (NEDC) et le *World harmonized Light vehicle Test Procedure* (WLTP). Il existe aussi des cycles comme le *Assesment and Reliability of Transport Emission Models Inventory Systems* (Artemis), qui ne sont pas issus d'une normalisation. Ce dernier a la particularité d'être plus représentatif de la réalité au niveau des dynamiques d'accélération et freinage. Il est donc plus adapté au dimensionnement de solutions avec électrification que les cycles normalisés.

Le cycle NEDC (Figure 3-1) a été proposé pour représenter l'utilisation typique d'une voiture en Europe. Il a été utilisé jusqu'en 2018 comme cycle d'essai dans le cadre des normes européennes d'émissions (normes Euro). Il consiste en la combinaison de deux autres cycles, l'ECE-15, qui est un cycle urbain avec une vitesse maximale de 50 km/h répété quatre fois, et l'EUDC (*Extra-Urban Driving Cycle*), un cycle extra-urbain avec une vitesse maximale de 120 km/h. Les accélérations et les freinages présentés sont lents, passant de 0 à 50 km/h en 26 s, en plus de ne maintenir la vitesse de 120 km/h que pendant 10 s. Au total, le cycle correspond à un parcours de 11 km avec une vitesse moyenne de 33 km/h. Comme il est assez

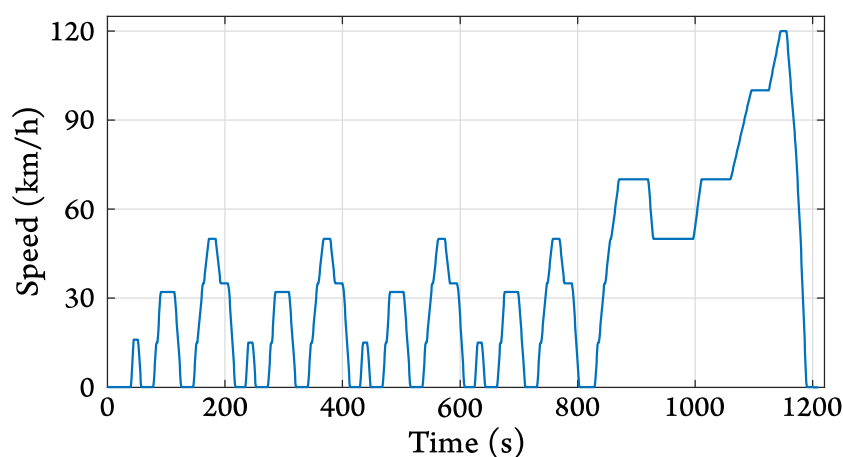


Figure 3-1 : Cycle NEDC

éloigné des conditions réelles d'utilisation d'un véhicule, il a été remplacé par le cycle WLTP comme cycle de référence par l'Union Européenne en 2018.

Le cycle WLTP est plus proche d'une utilisation réelle, avec un parcours de 23 km, présentant des accélérations et des freinages plus variés. Le cycle présenté sur la Figure 3-2 est composé de quatre phases et correspond au cycle de classe 3, appliqué aux véhicules dont la puissance massique est supérieure à 34 W/kg, ce qui correspond à la grande majorité des VE. La première phase est à basse vitesse, ne dépassant pas les 56 km/h. La deuxième phase est une phase de vitesse moyenne jusqu'à 76 km/h. La troisième phase est à plus haute vitesse ; cette dernière atteint 97 km/h. Enfin, la dernière phase se déroule à très haute vitesse. Le cycle atteint alors une vitesse maximale de 130 km/h. Si un véhicule a une vitesse maximale inférieure à 135 km/h, le cycle final WLTP utilisé pour le tester remplace la phase à très haute vitesse par la première phase à basse vitesse.

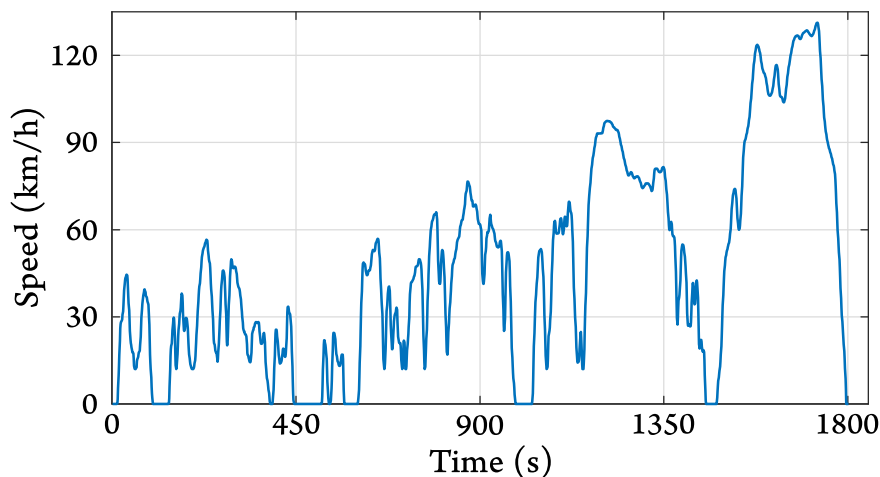


Figure 3-2 : Cycle WLTP général (vitesse supérieure à 135 km/h)

De manière globale, les cycles normalisés ne reflètent pas exactement les conditions réelles d'utilisation d'un véhicule. De ce fait, ils ne sont pas adaptés au dimensionnement énergétique d'un VE, puisqu'ils ne prennent pas en compte les dynamiques qui seront effectivement mises en jeu [Sadoun 13]. Ainsi, les cycles issus de mesures en conditions réelles d'utilisation sont préférables pour une phase de dimensionnement. C'est pourquoi, dans cette thèse, nous utilisons comme cycle de référence le cycle Artemis, présenté en Figure 3-3. Ce dernier a été défini par l'Institut National de Recherche sur les Transports et leur Sécurité (INRETS) dans le cadre d'un projet européen qui visait à proposer un groupe de référence de cycles de conduite [André 04]. Le cycle Artemis est composé de trois parties distinctes : urbaine, périurbaine et autoroutière. Dans la première partie (*urban cycle*), la vitesse moyenne

est de 18 km/h, alors qu'elle atteint 58 km/h dans la deuxième (*rural road cycle*) et 97 km/h dans la troisième (*motorway cycle*). La vitesse maximale atteinte est de 131 km/h sur le profil autoroutier et le parcours total du cycle est de 51 km.

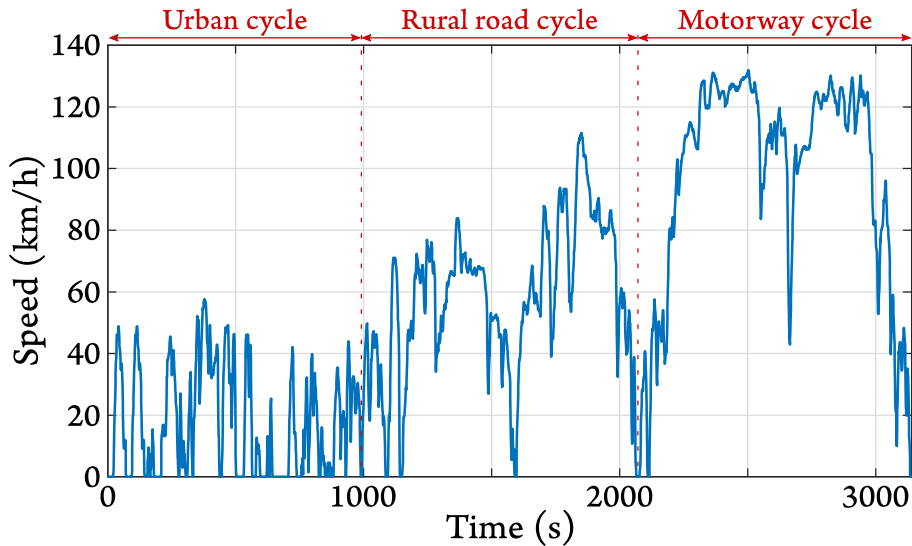


Figure 3-3 : Cycle Artemis complet

Selon les enjeux présentés au Chapitre 1, l'épuisement rapide des ressources matérielles nécessaires à la fabrication des batteries présente un risque dans les années à venir. La solution ciblée dans ce travail est le développement de VE de taille raisonnable et à autonomie réduite. Ils utilisent ainsi, des sources d'énergie de taille raisonnable, réduisant ainsi la consommation de ressources par véhicule. Un tel VE n'est, en théorie, pas conçu pour atteindre des vitesses très élevées. Ainsi, dans les dimensionnements effectués par la suite, seules les parties urbaine et périurbaine du cycle Artemis sont considérées (Figure 3-4). Dans cette configuration, la vitesse maximale atteinte est de 111 km/h et le parcours total du cycle est de 22 km.

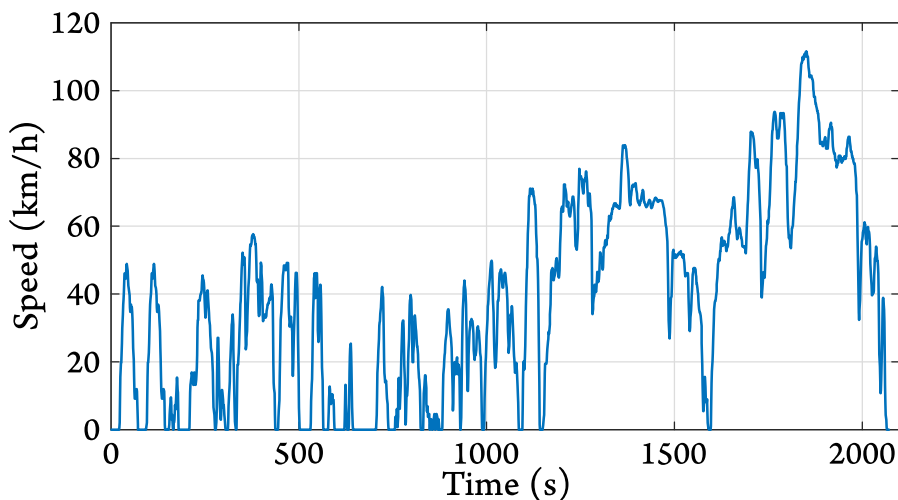


Figure 3-4 : Cycle Artemis 111 km/h

II.1.b. Modèle du véhicule

Le deuxième élément nécessaire pour obtenir un cahier des charges d'un VE est un modèle mécanique du véhicule basé sur ses caractéristiques techniques. Ce modèle permet d'obtenir le comportement du véhicule en fonction de la vitesse et de l'accélération qui lui sont appliquées. Dans le cas d'un VE, il permet de calculer, également, la puissance électrique nécessaire pour que le véhicule se déplace. Pour répondre aux enjeux présentés précédemment, on utilise comme modèle mécanique de véhicule la Bluecar de la marque Bluesystems (Figure 3-5), une voiture de petite taille, donc bien adaptée à notre cas d'étude.



Figure 3-5 : La Bluecar

Avec des dimensions de 3,65 m de longueur, 1,70 m de largeur et 1,61 m de hauteur, cette voiture est originellement alimentée par une batterie de type Lithium Métal Polymère de 30 kWh. Elle possède une autonomie de 150 km en cycle mixte extra-urbain et une vitesse maximale de 130 km/h [Mesbahi 16]. La voiture a une masse de 860 kg sans la batterie. Comme le modèle mécanique du véhicule détermine son besoin en énergie, la masse totale influence le dimensionnement des stockeurs. Si un HESS est dimensionné pour une autonomie donnée en tenant compte uniquement du poids du véhicule, lorsque les passagers, le chargement du coffre et le HESS sont ajoutés, son autonomie sera forcément réduite.

Pour notre dimensionnement de stockeur, nous avons imposé une masse totale de véhicule fixe et égale à 1400 kg. Cette valeur inclut ses passagers, le coffre rempli et le HESS. Ainsi, selon la masse du HESS obtenue dans notre dimensionnement, la charge maximale embarquée par le VE est adaptée pour conserver une masse totale de véhicule égale à 1400kg.

Les caractéristiques techniques de la Bluecar sont présentées dans le Tableau 3.1 [Mesbahi 16]. Elles sont utilisées par la suite dans les dimensionnements réalisés. Nous avons également conservé l'autonomie de 150 km de façon à viser un VE utilisant un stockeur de taille raisonnable.

Tableau 3.1 : Caractéristiques techniques de la Bluecar

Paramètre	Valeur
Masse totale du véhicule	1400 kg
Puissance de motorisation	50 kW
Autonomie	150 km
Surface frontale (S)	2,75 m ²
Coefficient de pénétration dans l'air (C_x)	0,3
Coefficient de résistance au roulement à l'état statique (C_0)	0,008
Coefficient de résistance au roulement à l'état dynamique (C_1)	1,6 · 10 ⁻⁶
Rayon de la roue (r)	0,33 m

Une fois que le modèle de véhicule a été fixé et que le cycle de conduite a été choisi, un modèle dynamique de déplacement du VE peut être défini. Ce modèle permet de déterminer les forces agissant sur le véhicule en mouvement. Ces forces combinées à sa vitesse nous donnent la puissance nécessaire pour que la voiture se déplace. Cette puissance est demandée à la source d'énergie, et son intégrale par rapport au temps de parcours nous donne l'énergie consommée lors de la mission définie sur la base de la répétition du cycle Artemis (Figure 3-4).

II.1.c. Dynamique du véhicule

Lorsqu'une voiture se déplace, plusieurs forces agissent sur elle. Les deux caractéristiques principales qui influent sur la dynamique sont la masse et le volume du véhicule. La première implique qu'une force est nécessaire pour accélérer ou freiner le véhicule et vaincre les forces de résistance au déplacement. La deuxième implique un effort à fournir pour lutter contre les frottements de l'air lors du déplacement [Souffran 12]. Comme présenté dans la Figure 3-6, le système de propulsion du véhicule fournit un effort de traction au niveau de la roue, que l'on appelle force d'accélération (F_{acc}). Pour que le véhicule se déplace, cette force doit être supérieure à la somme des autres forces qui agissent sur le véhicule. Il s'agit de la force

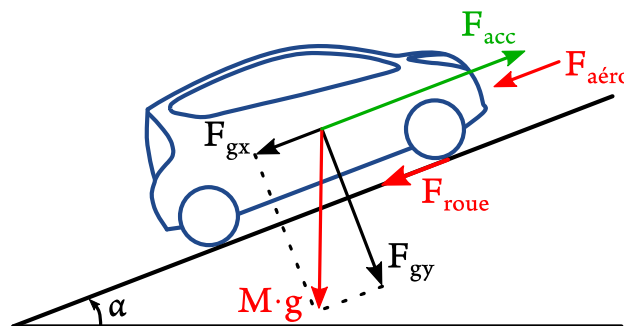


Figure 3-6 : Forces sur un véhicule en mouvement

aérodynamique ($F_{aéro}$), de la force de contact des roues avec la route (F_{roue}) et de la force gravitationnelle (F_g). Cette dernière peut être décomposée dans les deux axes due à l'élévation d'angle α de la route. Pour les calculer, on utilise les caractéristiques techniques du véhicule, la vitesse et l'accélération données par le cycle de conduite.

La puissance P_v équivaut à la puissance présente au niveau des roues et son expression est donnée par l'Équation (3.1).

$$P_v = C_T \cdot \Omega_{roue} \quad (3.1)$$

Le couple total (C_T) et la vitesse de rotation de la roue (Ω_{roue}) dépendent du rayon de la roue (r), de la force de traction (F_T) et de la vitesse (v), comme donné par les Équations (3.2) et (3.3).

$$C_T = F_T \cdot r \quad (3.2)$$

$$\Omega_{roue} = v \cdot r^{-1} \quad (3.3)$$

La force de traction est obtenue par la somme de toutes les forces qui agissent sur le véhicule, dont les expressions sont données par les équations ci-après, où M représente la masse totale du véhicule, ρ la densité de l'air et g l'accélération de la pesanteur. Enfin, la puissance P_v peut être exprimée par l'Équation (3.8).

$$F_{aéro} = 0,5 \cdot \rho \cdot S \cdot C_x \cdot v^2 \quad (3.4)$$

$$F_{roue} = M \cdot g \cdot (C_0 + C_1 \cdot v^2) \quad (3.5)$$

$$F_{gx} = M \cdot g \cdot \sin(\alpha) \quad (3.6)$$

$$F_{acc} = M \cdot \frac{dv}{dt} \quad (3.7)$$

$$P_v = (F_{aéro} + F_{roue} + F_{gx} + F_{acc}) \cdot v \quad (3.8)$$

Sachant qu'un cycle de conduite est composé de plusieurs valeurs de vitesse, la puissance P_v doit être calculée pour chaque valeur existante. Cet ensemble de valeurs P_v forme alors la puissance de la charge, notée P_{load} . L'énergie consommée lors de la mission est obtenue en intégrant P_{load} par rapport au temps du parcours, comme donné par l'Équation (3.9).

$$E_v = \int_0^T P_{load}(t) \cdot dt \quad (3.9)$$

Comme l'obtention de la puissance de charge est un processus long qui nécessite beaucoup de calculs, on a utilisé le logiciel Matlab Simulink pour cette opération. Le bloc *Vehicle Body Total Road Load* (Figure 3-7) peut accomplir cette tâche, en ayant comme entrées la vitesse (\dot{x}), l'accélération (\ddot{x}) du cycle de conduite et l'élévation de la route (α) en degrés. À la sortie du bloc on obtient la force de traction totale qui agit sur le véhicule. Pour calculer cette force, le bloc implémente l'Équation (3.10), qui dépend des paramètres a , b et c du véhicule. En comparant les Équations (3.8) et (3.10), on identifie que les valeurs de ces paramètres sont données par les Équations (3.11), (3.12) et (3.13).

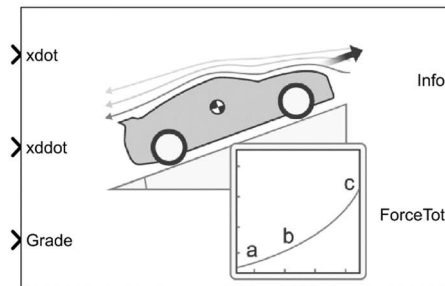


Figure 3-7 : Bloc Matlab Simulink *Vehicle Body Total Road Load*

$$F_T = M \cdot \ddot{x} + a + b \cdot \dot{x} + c \cdot \dot{x}^2 + M \cdot g \cdot \sin(\alpha) \quad (3.10)$$

$$a = M \cdot g \cdot C_0 \quad (3.11)$$

$$b = 0 \quad (3.12)$$

$$c = M \cdot g \cdot C_1 + 0,5 \cdot \rho \cdot S \cdot C_X \quad (3.13)$$

Une fois le cahier des charges défini, les besoins en puissance et en énergie du VE sont connus. Pour déterminer les stockeurs adaptés pour alimenter ce VE, un dimensionnement doit être réalisé. Dans la section suivante, la méthode proposée dans cette thèse est présentée.

II.2. Méthode de dimensionnement des sources proposée

De nombreuses méthodes de dimensionnement ont été proposées ces dernières années. La grande majorité est adaptée au couple batterie-supercondensateur et dépend directement de la stratégie de gestion employée [Abeywardana 16]. Parmi ces travaux, on peut citer [Zhang 15], qui propose l'utilisation de la théorie du diagramme de Ragone comme méthode de dimensionnement pour un HESS batterie-SC. Dans cette étude, le couple est utilisé pour limiter les problèmes d'instabilité et de fluctuation dans une centrale éolienne. Cette méthode possède également une fonction d'optimisation et elle utilise la stratégie fréquentielle à base de règles

pour déterminer la puissance devant être fournie par chaque stockeur. Après le filtrage du profil de puissance par un filtre passe-bas, un diagramme de Ragone est appliqué pour chaque stockeur en tenant compte de leurs puissances maximales et des énergies embarquées. Chaque diagramme est ensuite comparé au diagramme de charge et leur intersection donne la masse de chaque source. La fonction d'optimisation vise à minimiser le coût du cycle de vie du HESS. Bien que présentant des dimensionnements corrects, ce travail ne développe pas le contrôle de SOC du SC. Comme ce stockeur embarque peu d'énergie, son SOC doit être contrôlé correctement pour qu'il ne dérive pas trop et qu'il puisse assister en permanence la batterie.

Dans cette thèse, on propose une méthode de dimensionnement, graphique, basée sur le diagramme de Ragone [Freitas 21b]. Pour son utilisation, les hypothèses suivantes sont considérées :

- La totalité de l'énergie contenue dans les stockeurs correspond à l'énergie totale du HESS. Il en est de même pour les puissances.
- Les pertes sont considérées nulles.
- La masse des sources correspond uniquement à la masse des cellules qui les composent.
- La masse du convertisseur est négligée.
- Le nombre de cellules considéré est non entier, afin que les comparaisons entre les dimensionnements ne soient pas perturbées par la discrétisation.

Cette dernière hypothèse entraîne un dimensionnement « au plus juste » par rapport à l'énergie et à la puissance imposées par le système, conduisant en quelque sorte à un résultat optimal.

Le diagramme de Ragone ne présente généralement que les caractéristiques de décharge des stockeurs, comme dans la Figure 1-3. Pour la méthode utilisée, il est important de considérer également les performances en recharge (freinage électrique des véhicules). Un plan de Ragone avec un axe de puissance bipolaire, décharge et recharge, est donc utilisé pour notre dimensionnement.

De manière générale, la méthode de dimensionnement se décompose en trois étapes. Son principe est illustré sur l'organigramme présenté Figure 3-8. Dans la première étape, le cahier des charges du VE est pris en compte. Le plan de Ragone est utilisé pour représenter les besoins en énergie et en puissance du véhicule en fonction d'un objectif de masse (min/max) pour le HESS. La deuxième étape consiste à déterminer le diagramme de Ragone des densités d'énergie et de puissance que le HESS peut fournir avec les cellules sélectionnées. Pour cela, on fait varier, à travers un taux d'hybridation β , la proportion de source énergie et de source

puissance qui composent le HESS. On obtient, ainsi, d'une part, les besoins du VE et d'autre part, ce que peut apporter le HESS. Enfin, la troisième étape consiste à utiliser les caractéristiques précédentes pour en déduire les stockeurs nécessaires. La démarche de la méthode est détaillée par la suite.

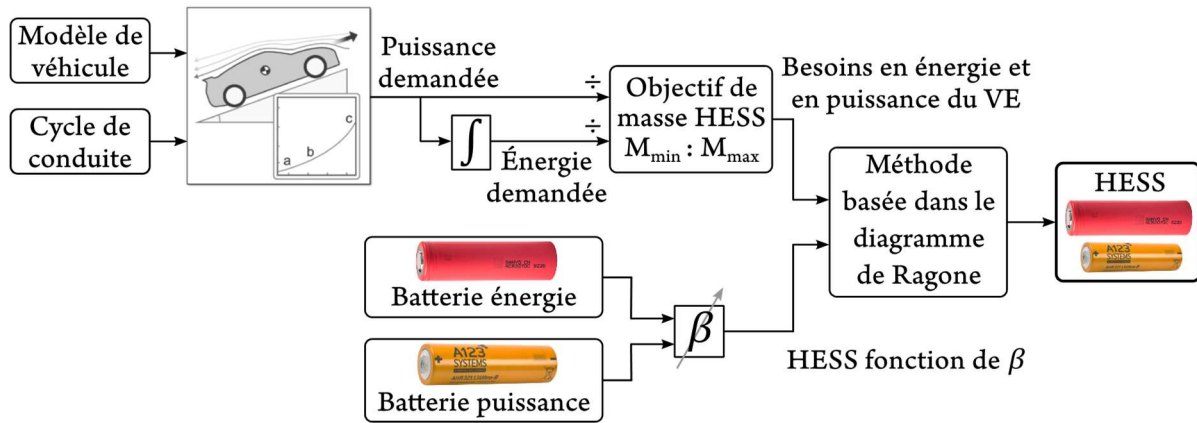


Figure 3-8 : Méthode de dimensionnement basée sur le diagramme de Ragone (adapté de [Freitas 21b])

II.2.a. Diagramme de Ragone des besoins en énergie et en puissance du VE

Les valeurs positives de la puissance de charge correspondent à la traction du véhicule, tandis que les valeurs négatives correspondent au freinage. En traction, le VE demande de l'énergie aux batteries, tandis qu'en freinage, les batteries récupèrent de l'énergie. En divisant les puissances maximales de traction et de freinage par la valeur de la masse du HESS, on obtient les densités de puissance demandées par le VE pour effectuer un cycle de conduite donné. Nous désignons la puissance de traction maximale par P_T et celle de freinage par P_B .

En supposant que toute l'énergie de freinage est récupérée, l'intégrale de la puissance de charge résulte en l'énergie requise pour effectuer le cycle de conduite considéré. La distance totale du cycle représente ainsi l'autonomie du VE. Si la récupération d'énergie de freinage est limitée, le HESS doit embarquer plus d'énergie pour que le VE garde la même autonomie.

Par ailleurs, une batterie ne doit pas se décharger complètement, car cela réduit considérablement sa durée de vie [Sadoun 13]. En fixant un état de charge minimal de 20%, l'énergie embarquée dans les batteries doit être augmentée de 25%. Cette énergie finale de dimensionnement est notée E .

L'objectif étant de dimensionner le HESS, sa masse précise n'est pas encore connue. Afin de cibler une masse adaptée de stockeur embarqué, un intervalle de valeurs est considéré,

variant entre M_{min} et M_{max} . En divisant P_T , P_B et E par cet intervalle de valeurs, le diagramme de Ragone des besoins en énergie et puissance du VE est obtenu (Figure 3-9). Deux droites définissent les limites de puissance et d'énergie massique nécessaires pour le véhicule en traction et en freinage. On peut noter que, les puissances P_T et P_B étant différentes, les droites de traction et de freinage ne sont pas symétriques.

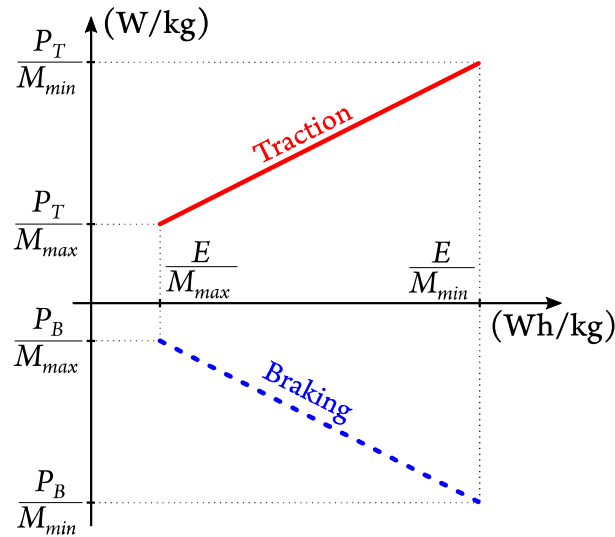


Figure 3-9 : Diagramme de Ragone des besoins en énergie et en puissance du VE (adapté de [Freitas 21b])

II.2.b. Diagramme de Ragone du HESS en fonction du taux d'hybridation

La densité d'énergie (ED – *Energy Density*) d'un type de stockeur est donnée par le ratio entre l'énergie embarquée dans une cellule et sa masse. Quant à la densité de puissance (PD – *Power Density*), le numérateur de ce ratio est le produit entre la tension de la cellule et le courant qu'elle peut supporter, c'est-à-dire la puissance qu'elle peut transiter. Pour les batteries, les courants maximums de décharge et de recharge sont différents, ce qui donne des densités de puissance de décharge et de recharge différentes. Malgré cela, le diagramme de Ragone d'un stockeur ne présente classiquement que la densité de puissance en décharge, comme dans la Figure 1-3. Pour réaliser un dimensionnement réaliste sur notre application, pour laquelle le freinage récupératif a une influence non négligeable, la densité de puissance en recharge des batteries doit aussi être prise en compte.

On considère que l'énergie et la puissance du système proviennent des deux batteries. Ainsi, la batterie énergie du HESS est donnée par le ratio entre la somme des énergies embarquées par ces sources et la somme des masses des composants du système. Dans une architecture série ou cascade à SCC, les composants du système sont les stockeurs et le

convertisseur DC-DC. L'Équation (3.14) illustre mathématiquement cette description, les indices EB désignant la batterie énergie (*Energy Battery*) et PB la batterie puissance (*Power Battery*). De même, la densité de puissance du HESS est donnée par l'Équation (3.15).

$$ED_{HESS} = \frac{ED_{EB} \cdot M_{EB} + ED_{PB} \cdot M_{PB}}{M_{EB} + M_{PB} + M_{conv}} \quad (3.14)$$

$$PD_{HESS} = \frac{PD_{EB} \cdot M_{EB} + PD_{PB} \cdot M_{PB}}{M_{EB} + M_{PB} + M_{conv}} \quad (3.15)$$

Pour construire le diagramme de Ragone du HESS, nous considérons la masse du HESS comme étant la somme des masses des batteries. Ces dernières ne représentent ici, avec nos hypothèses, que les masses des cellules qui les composent. Ainsi, le pourcentage d'EB présente dans le HESS, ou taux d'hybridation, est défini par le paramètre β , donné par l'Équation (3.16).

$$\beta = \frac{M_{EB}}{M_{HESS}} = 1 - \frac{M_{PB}}{M_{HESS}} \quad \text{avec} \quad 0 \leq \beta \leq 1 \quad (3.16)$$

Les densités du HESS peuvent donc être définies en fonction du paramètre β et sont données par les Équations (3.17) et (3.18).

$$ED_{HESS} = \frac{(ED_{EB} \cdot \beta + ED_{PB} \cdot (1 - \beta)) \cdot M_{HESS}}{M_{HESS} + M_{conv}} \quad (3.17)$$

$$PD_{HESS} = \frac{(PD_{EB} \cdot \beta + PD_{PB} \cdot (1 - \beta)) \cdot M_{HESS}}{M_{HESS} + M_{conv}} \quad (3.18)$$

Pour rappel, l'objectif principal de cette thèse est d'utiliser un convertisseur de dimensionnement réduit et donc de faible masse pour le couplage des batteries. Dans notre cas, la masse du convertisseur doit donc pouvoir être négligée par rapport à la masse du HESS, ce qui permet de simplifier les équations des densités.

$$ED_{HESS} = ED_{EB} \cdot \beta + ED_{PB} \cdot (1 - \beta) \quad (3.19)$$

$$PD_{HESS} = PD_{EB} \cdot \beta + PD_{PB} \cdot (1 - \beta) \quad (3.20)$$

À partir des Équations (3.19) et (3.20) et de la connaissance des caractéristiques des batteries choisies, on peut représenter, sur le plan de Ragone, l'évolution des caractéristiques du HESS en fonction du taux β , pour la décharge et la recharge (Figure 3-10). Ce diagramme

indique toutes les densités d'énergie et de puissance possibles, en décharge et en recharge, que le HESS présente, en fonction de la valeur du paramètre β . Il est possible d'observer graphiquement et mathématiquement que, lorsque β est proche de 1, l'EB contribue plus que la PB. Cela signifie que le HESS présente une valeur de densité d'énergie plus importante que celle de puissance. Pour un β proche de 0, le comportement est inversé, avec une contribution plus importante de la PB que de l'EB.

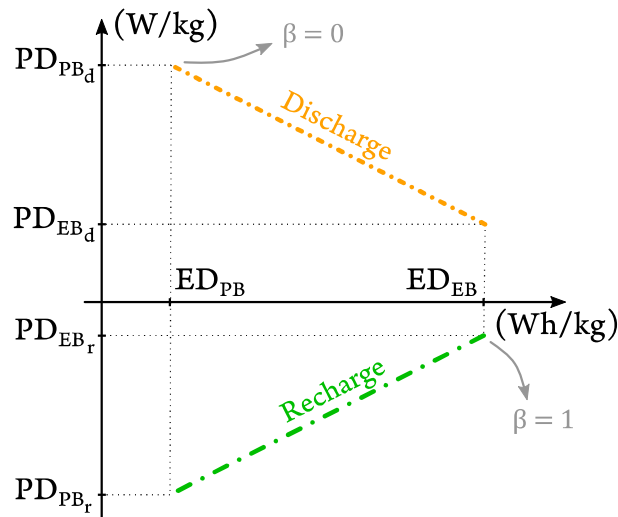


Figure 3-10 : Diagramme de Ragone du HESS en fonction du taux d'hybridation (adapté de [Freitas 21b])

L'influence de la masse du convertisseur sur le HESS, évoquée dans le Chapitre 1, est illustrée sur la Figure 3-11 à partir des équations précédentes. Prenons comme exemple une EB avec une PD de 7 W/kg et une ED de 230 Wh/kg et une PB de 8000 W/kg et 40 Wh/kg. En utilisant ces valeurs dans les Équations (3.19) et (3.20), la courbe rouge de la Figure 3-11 représente les HESS possibles pour la partie décharge. Ce HESS permet d'obtenir des ED et PD supérieures à celles que les technologies actuelles peuvent fournir en mono-source.

En revanche, si on considère une masse de convertisseur égale à 10% et 20% de la masse des cellules du HESS, on obtient respectivement, à partir des Équations (3.17) et (3.18), les courbes bleu clair et rose de la Figure 3-11. Ainsi, si la masse du convertisseur devient trop importante, les caractéristiques du HESS se rapprochent des solutions existantes, ce qui fait le HESS perd tout son intérêt. Ce graphique montre toute l'importance d'envisager un convertisseur de couplage ayant un dimensionnement réduit en puissance, ce qui induira naturellement une réduction de sa masse et une réduction du coût global du HESS.

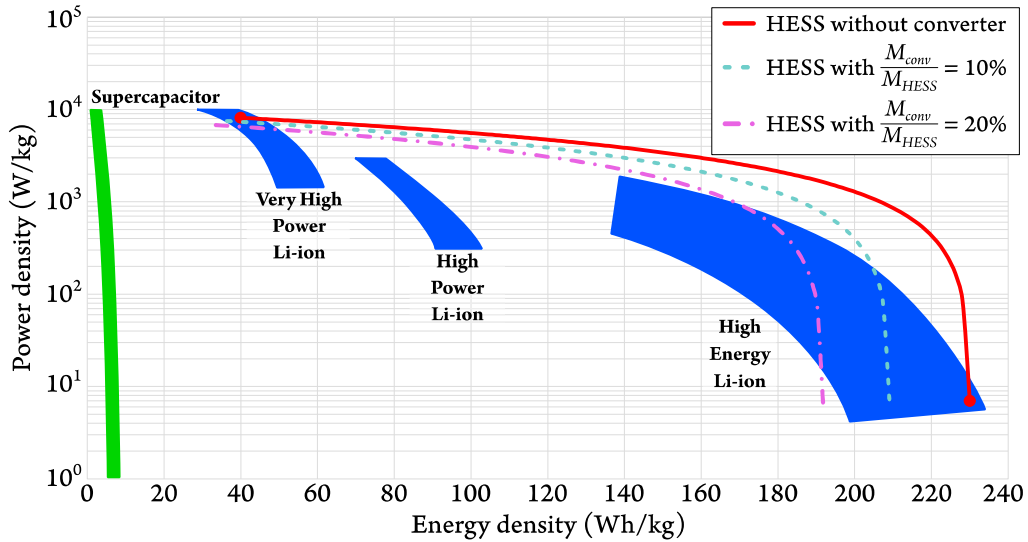


Figure 3-11 : Influence de la masse du convertisseur dans un HESS (adapté de [Freitas 21a])

II.2.c. Résultats possibles de dimensionnement

Une fois les deux diagrammes de Ragone obtenus (VE et couple de batteries), on peut dimensionner au plus juste le HESS. Pour cela, on utilise les points d'intersection entre les deux diagrammes. Il faut noter que, de manière générale, les contraintes de recharge des stockeurs sont toujours plus contraignantes que celles de décharge. Aussi, deux cas typiques se présentent pour le dimensionnement des HESS.

II.2.c.i. Premier cas : intersection en décharge et en recharge

Ce cas est obtenu lorsqu'il y a intersection des diagrammes dans les deux quadrants, comme illustré en Figure 3-12.

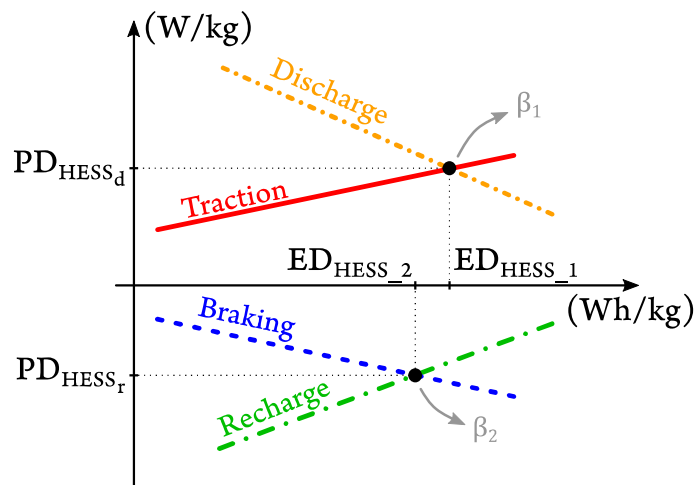


Figure 3-12 : Premier cas – intersection en décharge et en recharge (adapté de [Freitas 21b])

Les caractéristiques requises par le VE et celles fournies par les batteries sont normalement différentes en décharge et en recharge, ce qui fait que les deux points d'intersection sont différents et conduisent à deux valeurs de β (avec $\beta_1 > \beta_2$). Une seule valeur de β doit être choisie.

Le choix β_2 permet d'obtenir un HESS exactement dimensionné en recharge et surdimensionné en décharge. Il est donc capable de fournir, en décharge, plus de puissance que ce qui est demandé par la chaîne de traction. Le choix β_1 donnerait un HESS exactement dimensionné en décharge, mais sous-dimensionné en recharge, et donc ne pouvant récupérer que partiellement l'énergie de freinage. Cette solution conduit naturellement à une augmentation de l'énergie nécessaire pour accomplir le cycle de conduite.

Ainsi, le taux d'hybridation idéal correspond à β_2 , car il permet d'obtenir un HESS sans limitations, que ce soit en décharge ou en recharge.

II.2.c.ii. Deuxième cas : intersection uniquement en recharge

Ce cas, illustré en Figure 3-13, est généralement obtenu lorsque la batterie énergie a une densité de puissance élevée en décharge mais pas autant en recharge et que les objectifs en termes de masse ne sont pas très contraignants.

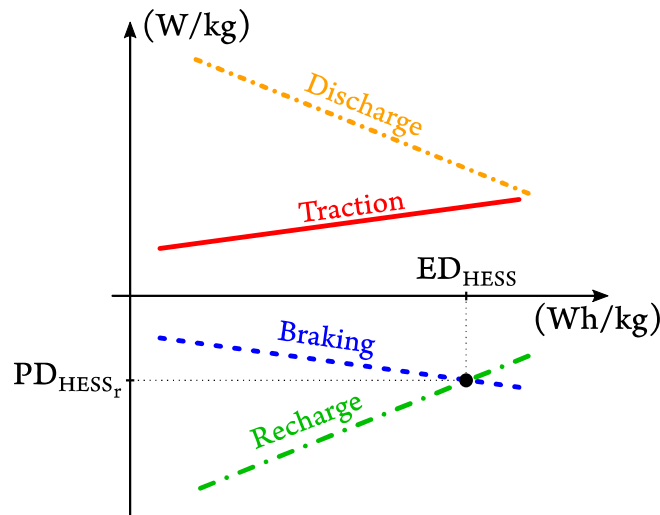


Figure 3-13 : Deuxième cas – BE avec haute densité de puissance en décharge (adapté de [Freitas 21b])

Comme il n'y a pas d'intersection en décharge, l'EB est toujours capable de fournir la puissance de traction demandée par le VE. Dans le quadrant de recharge, une intersection est présente, ce qui impose une hybridation β_2 si on souhaite absorber toute la puissance de freinage.

On en déduit alors deux solutions à privilégier pour notre application :

- Ajuster la puissance de récupération en utilisant le principe du HESS de façon à pouvoir récupérer toute la puissance de freinage. La valeur de β est obtenue au point d'intersection.
- Utiliser une EB seule ($\beta = 1$) en limitant la puissance de freinage électrique du VE. Cette solution évite l'utilisation du HESS, mais réduit la capacité de freinage récupératif.

II.2.c.iii. Influence de la limitation du freinage électrique

Un moyen d'obtenir un HESS plus léger consiste à limiter la récupération d'énergie des stockeurs lors du freinage [Hartley 11], le reste étant dissipé en freinage mécanique. Cependant, cette limitation entraîne une augmentation de l'énergie à embarquer par le HESS afin que l'autonomie prévue soit conservée. L'impact de cette limitation sur le diagramme de Ragone entraîne une limitation de la puissance maximale de freinage P_B et une augmentation de l'énergie E embarquée par le HESS. Cela modifie le diagramme de Ragone des besoins du VE, et donc le taux d'hybridation utilisé dans le dimensionnement du HESS.

S'il y a intersection dans les deux quadrants (premier cas), l'augmentation de la valeur E entraîne une augmentation du taux d'hybridation pour les intersections des deux quadrants. La Figure 3-14 illustre le cas particulier où le HESS a été dimensionné pour accomplir le cycle de conduite et avoir une limite de puissance de freinage récupératif correspondant au taux d'hybridation imposé par le diagramme de Ragone de décharge.

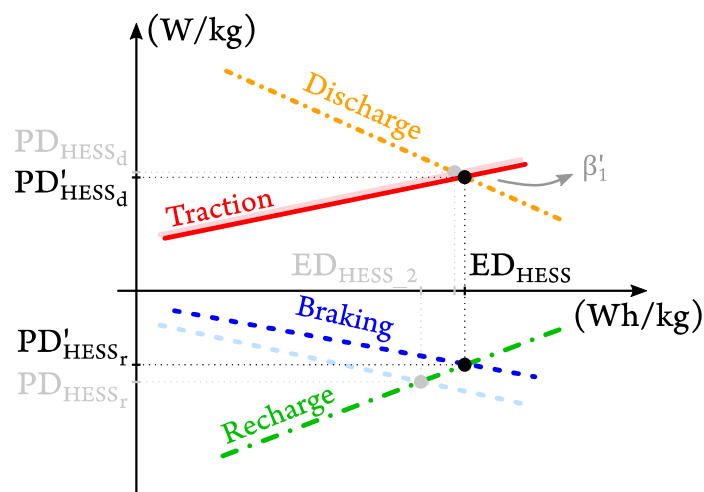


Figure 3-14 : Premier cas avec limitation du freinage électrique (adapté de [Freitas 21b])

De façon générale, dans le quadrant de décharge, le taux d'hybridation juste nécessaire devient égal à $\beta'_1 > \beta_1$. Dans le quadrant de recharge, le taux d'hybridation juste nécessaire devient égal à $\beta'_2 > \beta_2$. La puissance de freinage peut encore être limitée en choisissant une valeur de β comprise entre β_2 et β'_1 . L'idée, ici, est de réitérer cette démarche de limitation de puissance de freinage jusqu'à obtenir $\beta_2 = \beta'_2 = \beta'_1$. C'est la seule solution (Figure 3-14) où le taux d'hybridation obtenu est le même dans les deux quadrants. Ce cas correspond à une utilisation de la batterie énergie à un courant maximal de 1C. Cette limitation en courant de la EB peut être ajustée dans le cahier des charges de la chaîne de traction, selon la batterie utilisée et d'autres facteurs tels que le système de gestion thermique employé pour la batterie.

Dans le cas où on obtient une seule intersection entre les deux diagrammes (second cas), la puissance de freinage du véhicule peut être limitée de manière à ce que le nouveau taux d'hybridation soit compris entre la valeur initiale β_2 et 100%. La Figure 3-15 illustre un cas où le taux d'hybridation se situe entre ces limites.

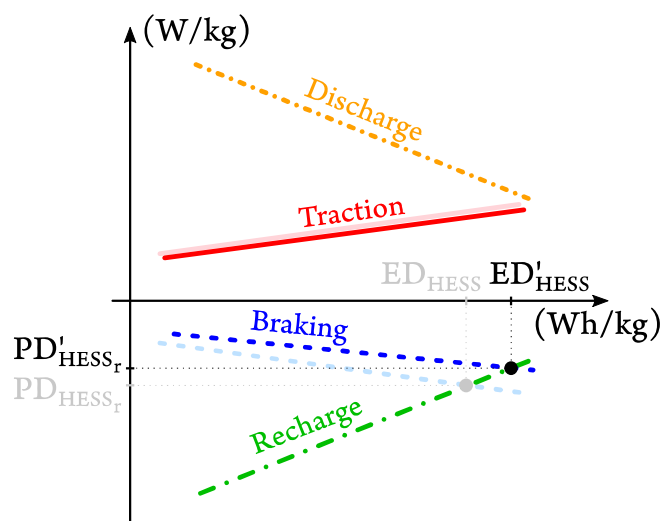


Figure 3-15 : Deuxième cas avec limitation du freinage électrique

Si on atteint des valeurs proches de 100%, ou au-delà de 100%, cela signifie que le HESS devient inutile et qu'une solution classique mono-source EB est suffisante pour alimenter le VE.

II.2.d. Détermination des caractéristiques électriques des batteries

Une fois la valeur du taux d'hybridation β déterminée, les densités d'énergie et de puissance du HESS peuvent être calculées à l'aide des Équations (3.19) et (3.20). La masse totale du HESS est donnée par le ratio entre l'énergie de dimensionnement E et la densité

d'énergie du HESS, comme présenté dans l'Équation (3.21). Pour mémoire, cette masse ne prend en compte que la masse des cellules. Elle n'intègre ni le convertisseur de couplage, ni le dispositif mécanique d'assemblage des cellules en batteries.

$$M_{HESS} = \frac{E}{ED_{HESS}} \quad (3.21)$$

La masse de chaque batterie est ensuite obtenue à partir de l'Équation (3.16), ainsi que leurs énergies respectives. Les puissances maximales qu'elles peuvent fournir et absorber sont calculées à partir de leurs densités de puissance.

On connaît alors les deux stockeurs de façon macroscopique, c'est-à-dire le nombre de cellules nécessaires pour chaque stockeur. Il reste à identifier leurs caractéristiques électriques. Ces caractéristiques sont imposées par le choix de la topologie de couplage. En effet, les contraintes en tension/courant de ces stockeurs sont différentes selon la topologie utilisée. Elles sont obtenues, une fois la topologie fixée, selon l'agencement série-parallèle de leurs cellules. Le nombre de cellules connectées en série dépend de la valeur de tension batterie V souhaitée, la tension de chaque batterie étant déterminée selon l'architecture de couplage. Le nombre de cellules connectées en parallèle détermine ensuite le courant que la batterie peut transiter.

Le nombre de cellules en série (N_s) et en parallèle (N_p) de chaque batterie est donné par les Équations (3.22) et (3.23), respectivement, avec V_{cell} la tension d'une cellule, C_{cell} sa capacité typique et E_{batt} l'énergie que la batterie doit embarquer.

$$N_s = \frac{V}{V_{cell}} \quad (3.22)$$

$$N_p = \frac{E_{batt}}{N_s \cdot V_{cell} \cdot C_{cell}} \quad (3.23)$$

Dans les dimensionnements présentés dans la suite, le nombre de cellules a été considéré comme non entier afin que les dimensionnements des architectures cascade à SCC et série puissent être comparés sans le biais de l'effet de la discrétisation.

II.2.e. Exemples de dimensionnement

Pour illustrer la méthode de dimensionnement présentée, plusieurs exemples sont développés ci-après. Comme présenté dans la Section II.1, on utilise le cycle Artemis non

autoroutier (Figure 3-4) et les caractéristiques de la Bluecar comme modèle de véhicule. L'autonomie visée étant de 150 km, le cycle complet est considéré comme une répétition de sept fois le cycle Artemis. La route est considérée sans pente.

Avec ces contraintes, l'énergie E nécessaire pour parcourir le cycle complet est de 16,7 kWh, avec une puissance maximale de 44,3 kW en décharge et de -50 kW en recharge. Pour tracer le diagramme de Ragone des besoins du VE, on considère que la masse du HESS se situe dans une plage comprise entre 50 kg et 200 kg. D'autre part, le diagramme de Ragone du HESS est déterminé à partir des caractéristiques des cellules présentées dans le Tableau 3.2. On considèrera donc deux cellules de type haute énergie et deux cellules de type haute puissance.

Tableau 3.2 : Caractéristiques des cellules de batterie utilisées dans les dimensionnements

	Li-ion Panasonic NCR20700B (Batterie énergie)	Li-ion LG INR18650MJ1 (Batterie énergie)	Li-ion A123 AHR32113M1 (Batterie puissance)	Na-ion Tiamat TSP1 (Batterie puissance)
Technologie	NCA	NMC	LFP	Na-ion
Tension	3,6 V	3,6 V	3,3 V	3,7 V
Capacité	4 Ah	3,5 Ah	4,5 Ah	1,4 Ah
Courant max décharge	4 A (15 A)	3,5 A (10 A)	200 A	21 A
Courant max recharge	-2 A	-3,4 A	-65 A	-14 A
Résistance interne	30 mΩ	40 mΩ	3,5 mΩ	12 mΩ
Masse	63 g	49 g	205 g	58 g
Densité d'énergie	228,6 Wh/kg	259,6 Wh/kg	72,44 Wh/kg	89,3 Wh/kg
Densité de puissance décharge	228,6 W/kg (857,2 W/kg)	259,6 W/kg (734,7 W/kg)	3219,5 W/kg	1339,6 W/kg
Densité de puissance recharge	-114,3 W/kg	-252,2 W/kg	-1046,3 W/kg	-893,1 W/kg

La cellule Panasonic NCR20700B a déjà été utilisée dans la voiture Tesla Model S [Zubi 20], tandis que la LG INR18650MJ1 présente des caractéristiques qui la rendent adaptée aux applications automobiles [Schindler 21]. La cellule A123 AHR32113M1 a été largement utilisée et étudiée en raison de sa forte densité de puissance en recharge et en décharge. Pour ce qui concerne la cellule TSP1 de technologie Na-ion, les données nous ont été fournies par la société française Tiamat qui s'est spécialisée dans le design de cellules basées sur cette technologie émergente. La TSP1 a également de bonnes performances en ce qui

concerne la densité de puissance, particulièrement en recharge. Cette cellule n'a pas été commercialisée, mais elle a été produite et testée à petite échelle. Ces données nous permettent d'évaluer le potentiel de la technologie Na-ion qui risque de percer dans la décennie à venir pour ce type d'application, compte tenu de son impact favorable sur le coût du stockeur.

Les datasheets des cellules énergie précisent les courants maximums de décharge supportables en continu. Ces valeurs sont indiquées entre parenthèses dans le Tableau 3.2. Cependant, un tel régime de décharge entraînerait un vieillissement très rapide des cellules. La réduction de cette limite permet à l'EB d'effectuer un plus grand nombre de cycles, compatible avec les exigences de durabilité d'une batterie de VE. Cette limitation n'a pas besoin d'être appliquée sur les cellules puissance car elles ont des cycles de vie beaucoup plus longs.

Comme nous n'avons pas suffisamment de données industrielles, nous nous sommes basés sur une référence connue, une cellule énergie semblable à celle utilisée dans la Tesla Model S. Le but est donc de connaître le courant équivalent admissible, rencontré pour un usage quotidien, afin de respecter la garantie d'un constructeur. L'étude de l'Annexe I permet d'évaluer cette valeur. Elle indique que, pour ce type de véhicule, la valeur de la PD en décharge est équivalente à celle de l'ED des cellules. Dans notre étude, nous avons donc considéré que le courant de décharge maximum était égal à 1C pour les cellules énergie.

II.2.e.i. Couple Panasonic – A123

Dans ce premier exemple, on considère le couple Panasonic – A123, la Panasonic ayant un courant maximal de décharge limité à 4 A. Les diagrammes de Ragone sont présentés sur la Figure 3-16. Dans ce cas, on obtient deux intersections (premier cas) avec des taux d'hybridation différents. Le taux β_2 (59,3%) conduit à un HESS sans limitations sur le freinage électrique et est préconisé dans ce dimensionnement.

En suivant les étapes mentionnées précédemment, on arrive à un HESS ayant une masse de 101,2 kg. L'EB a une masse de 60 kg, tandis que celle de la PB est de 41,2 kg. En multipliant les masses par les PD, on constate que le HESS est bien capable d'absorber 50 kW, ce qui correspond à la valeur de dimensionnement donnée par β_2 . D'autre part, bien que la puissance de traction maximale demandée par le véhicule, liée au cycle de conduite, soit de 44,3 kW, comme le HESS a été dimensionné en fonction de β_2 , il est capable de fournir jusqu'à 146,5 kW. L'énergie embarquée par le HESS est donnée par la somme des produits entre les masses et les ED de chaque batterie. Comme prévu, le système embarque 16,7 kWh d'énergie.

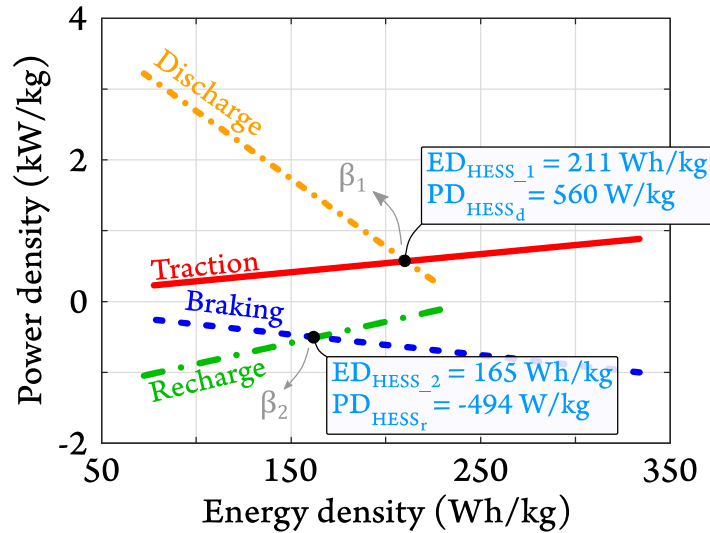


Figure 3-16 : Dimensionnement Panasonic - A123 (adapté de [Freitas 21b])

II.2.e.ii. Couple LG – Tiamat

On dimensionne ici un HESS composé des cellules LG et Tiamat. Si on considère que le courant maximal de décharge d'une cellule LG est de 3,5 A (1C), deux intersections (en recharge et en décharge) sont obtenues, comme dans le premier exemple.

À titre illustratif, on a choisi de ne pas appliquer la limitation à 1C du courant de décharge de la LG et d'utiliser son courant maximal de 10 A. Les diagrammes de Ragone sont présentés en Figure 3-17. Avec cette hypothèse, une seule intersection en recharge apparaît (second cas), la PD en décharge de la cellule LG étant trop importante pour obtenir la seconde intersection. Connaissant les densités du HESS, les Équations (3.19) et (3.20) peuvent être utilisées pour calculer la valeur de β , qui vaut dans ce cas 54,4%.

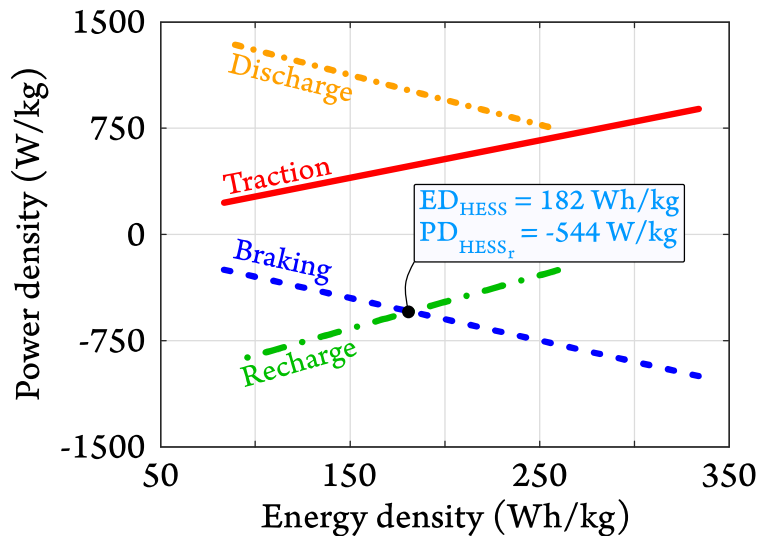


Figure 3-17 : Dimensionnement LG – Tiamat

En divisant l'énergie E par la densité d'énergie du HESS, on obtient 91,8 kg comme masse du HESS, composée uniquement par les cellules des batteries. En utilisant l'Équation (3.16), on calcule M_{EB} égal à 49,9 kg, tandis que M_{PB} est égal à 41,9 kg. En multipliant chaque masse par la densité de puissance en recharge de chaque batterie et en faisant la somme des résultats, on obtient la puissance que le HESS peut absorber en freinage. Dans ce cas, nous avons -50 kW, ce qui correspond à la valeur de dimensionnement.

De manière générale, on peut remarquer qu'avec les technologies actuelles, quel que soit le courant maximal de décharge choisi, l'intersection en recharge est toujours la plus restrictive et impose le taux d'hybridation minimal. On peut conclure que l'intersection en décharge n'a pas d'effet sur le dimensionnement du stockeur. Le HESS obtenu reste le même. Ainsi, que l'on choisisse 10 A ou 3,5 A en limitation de décharge pour la cellule LG, le taux d'hybridation reste identique. Cette limitation en courant de décharge a en revanche un intérêt dans les cas où l'on réduit le taux de freinage récupératif. Il est alors important de veiller à ne pas dépasser le taux d'hybridation à 1C en décharge (ou une limite imposée par le cahier des charges constructeur) pour ne pas trop solliciter la cellule énergie provoquant un vieillissement prématuré de l'EB.

II.2.e.iii. Limitation du freinage électrique du couple Panasonic – A123

L'énergie embarquée par le HESS est étroitement liée à l'autonomie du VE. La récupération de l'énergie de freinage vise à prolonger cette autonomie ou à réduire la quantité d'énergie qui doit être embarquée, réduisant ainsi son poids. Dans les exemples présentés, le système a été dimensionné en fonction du taux d'hybridation de recharge, ce qui le rend capable de récupérer 100% de l'énergie de freinage. Ce taux conduit à un système surdimensionné en décharge, pouvant fournir plus de puissance que ce qui est demandé par la chaîne de traction. Comme présenté dans la Section II.2.c.iii, la limitation de la puissance de freinage électrique modifie le diagramme de Ragone des besoins du VE, modifiant ainsi le point d'intersection en recharge. Cela réduit aussi le surdimensionnement en puissance de décharge.

Si on réduit la puissance de freinage, la quantité d'énergie récupérée diminue. Pour le cas du véhicule présenté et du cycle Artemis choisi, la relation entre ces caractéristiques évolue comme présenté dans la Figure 3-18. Si on utilise la valeur limite de -17,4 kW comme puissance de recharge du système de stockage, celle de décharge (1C) ne sera plus surdimensionnée. Cette valeur est celle qui permet d'obtenir un taux d'hybridation de recharge égal à celui de décharge. Dans ce cas limite, il est possible de récupérer 88,9% de l'énergie de freinage et le

même taux d'hybridation est obtenu dans les deux quadrants (Figure 3-19). Cependant, il est important de noter que lorsque la puissance de freinage électrique du VE est modifiée, le diagramme de Ragone des besoins du VE l'est également. De ce fait, le point d'intersection obtenu ne correspond pas exactement à l'intersection β_1 de la Figure 3-16. En effet, comme le HESS récupère moins d'énergie, il est nécessaire qu'il en embarque plus pour que l'autonomie prévue soit conservée, ce qui fait que sa densité d'énergie augmente. Dans ce cas, l'énergie embarquée passe de 16,7 kWh à 17,8 kWh.

Le nouveau taux d'hybridation vaut 89,9%, le HESS ayant alors une masse de 83,5 kg. L'EB a une masse de 75 kg, tandis que celle de la PB est de 8,5 kg. En multipliant les masses par les densités, on constate que le HESS est capable d'absorber 17,4 kW et de délivrer 44,3 kW.

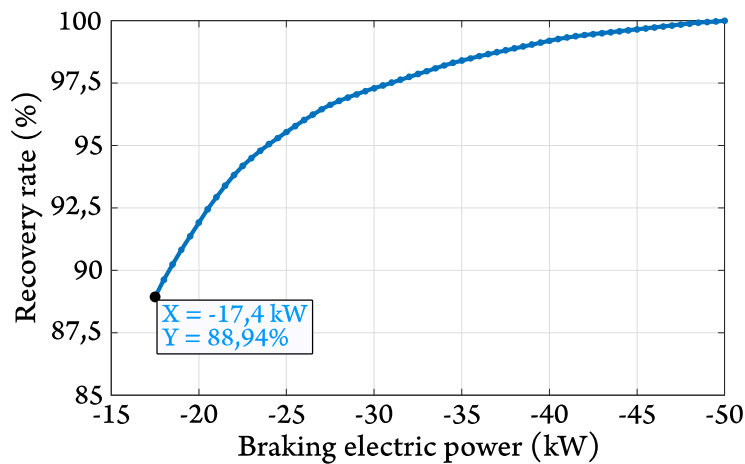


Figure 3-18 : Taux de récupération de l'énergie de freinage (adapté de [Freitas 21b])

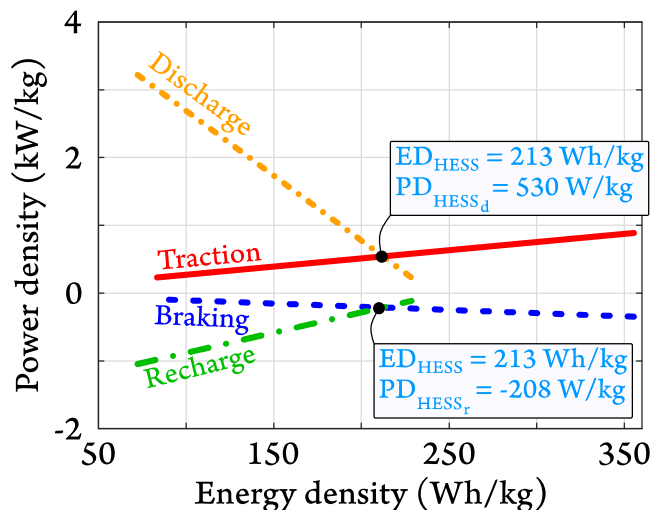


Figure 3-19 : Dimensionnement Panasonic - A123 avec réduction de la puissance de freinage

II.3. Dimensionnement mono-source

Afin de montrer l'intérêt d'utiliser un HESS dans les VE à petite autonomie, on présente dans le Tableau 3.3 le dimensionnement des solutions mono-source pour le cahier des charges considéré. Il faut toutefois noter que les batteries utilisées dans les VE actuellement au marché ont des densités intermédiaires à celles ici présentées. Ainsi, le rapport entre la masse, l'énergie embarquée et les puissances maximales de ces batteries est plus équilibré.

Les PD des EB sont inférieures à leurs ED. Par conséquent, pour que la puissance de décharge du stockeur à 1C corresponde à celle des besoins du VE, la solution mono-source doit embarquer beaucoup plus d'énergie que prévu. Cela fait que l'autonomie du VE passe alors de 150 km à 410 km. Cette valeur est équivalente à celle de la gamme des VE vendus généralement avec un impact bien plus élevé sur les ressources matérielles que pour les VE de petite autonomie considérés pour cette thèse.

D'autre part, les cellules puissance ont des densités d'énergie inférieures à leurs densités de puissance. Ainsi, pour embarquer l'énergie nécessaire pour une autonomie de 150 km, la solution mono-source avec des cellules puissance présente des puissances de décharge et de recharge beaucoup plus élevées que celles du cahier des charges. Avec les cellules puissance retenues, les batteries sont presque deux fois plus lourdes, avec la même autonomie, que les solutions HESS présentées par la suite.

Tableau 3.3 : Dimensionnements mono-source

	Masse (kg)	Énergie embarquée (kWh)	Puissance décharge (kW)	Puissance recharge (kW)	Autonomie (km)
Cahier des charges	-	16,69	44,27	-50	150
Panasonic	193,72	44,27	44,27	-22,14	410
LG	170,54	44,27	44,27	-43,01	410
A123	230,50	16,69	742,9	-241,2	150
Tiamat	186,96	16,69	250,5	-166,9	150

II.4. Synthèse

Les Tableaux 3.4 et 3.5 résument les résultats obtenus et présentent également d'autres dimensionnements de couples avec la même méthode. Ces dimensionnements ont été faits avec et sans réduction de la puissance de freinage. Il faut noter que cette puissance varie selon

le couple considéré. Les critères d'évaluation qui nous intéressent ici concernent la masse totale du HESS et les ressources critiques nécessaires à la fabrication des batteries. Cela concerne le lithium, utilisé dans tous les éléments à l'exception des cellules Tiamat, et le cobalt, qui est utilisé dans les éléments Panasonic et LG. L'Annexe II présente également des résultats de dimensionnement d'une cellule Tiamat plus récente, dont les données nous ont été transmises fin 2022, ainsi qu'une comparaison entre les deux cellules Na-ion.

Tableau 3.4 : Masses des couples dimensionnés

		M_{EB} (kg)	M_{PB} (kg)	M_{HESS} (kg)
LG-Tiamat	(1)	49,90	41,89	91,79
LG-Tiamat avec réduction	(2)	56,75	23,61	80,35
LG-A123	(3)	54,65	34,61	89,26
LG-A123 avec réduction	(4)	63,17	9,43	72,60
Panasonic-A123	(5)	59,98	41,24	101,22
Panasonic-A123 avec réduction	(6)	75,06	8,43	83,49
Panasonic-Tiamat	(7)	53,87	49,09	102,96
Panasonic-Tiamat avec réduction	(8)	66,02	21,78	87,80

Tableau 3.5 : Énergies et puissances des couples dimensionnés

		E_{EB} (kWh)	E_{PB} (kWh)	E_{HESS} (kWh)	$\frac{E_{PB}}{E_{HESS}}$ (%)	$P_{HESS_{max}}$ (kW)	$P_{HESS_{min}}$ (kW)
LG-Tiamat	(1)	12,95	3,74	16,69	22,4	67,22	-50
LG-Tiamat avec réduction	(2)	14,73	2,10	16,84	12,5	44,27	-35,39
LG-A123	(3)	14,19	2,50	16,69	15,0	123,59	-50
LG-A123 avec réduction	(4)	16,40	0,68	17,08	4,0	44,27	-25,8
Panasonic-A123	(5)	13,71	2,98	16,69	17,9	146,47	-50
Panasonic-A123 avec réduction	(6)	17,15	0,61	17,76	3,4	44,27	-17,4
Panasonic-Tiamat	(7)	12,31	4,38	16,69	26,2	78,07	-50
Panasonic-Tiamat avec réduction	(8)	15,09	1,94	17,03	11,4	44,27	-27

Les HESS avec réduction de la récupération d'énergie présentent naturellement les masses les plus faibles. Les caractéristiques de recharge étant généralement plus restrictives, le dimensionnement est effectué en fonction de ces contraintes. Plus la puissance de recharge est faible, plus les PB sont petites. Cependant, pour conserver la même autonomie, il faut embarquer plus d'énergie, ce qui fait que la masse des EB augmente. On constate donc que la solution (4) est le HESS qui présente la plus faible masse, suivi par la solution (2). Plus la batterie est légère, plus les ressources matérielles sont préservées pour sa fabrication.

De ce point de vue, la solution (4) semble être la plus intéressante, mais la solution (2) présente d'autres avantages. En effet, avec un taux de récupération d'énergie de 98,5%, la batterie énergie de la solution (2) est plus petite que celle de la solution (4), elle-même capable de récupérer 95,9% de l'énergie de freinage. De plus, bien que la batterie puissance de la solution (2) soit plus lourde que celle de la solution (4), elle utilise la technologie Na-ion, moins critique en termes de ressource que la Li-ion. Par conséquent, une étude intégrant ces aspects environnementaux et matériaux serait nécessaire pour extraire la meilleure solution sur des critères objectifs, tel que l'empreinte carbone et les ressources matérielles.

La méthode présentée définit les premiers résultats de dimensionnement, mais ne tient pas compte de la stratégie de gestion d'énergie ni d'autres caractéristiques du système, comme la température. Celles-ci doivent être considérées une fois ce premier dimensionnement effectué, afin que le système obtenu puisse être affiné pour le cas étudié.

De même, le taux d'hybridation, lorsqu'il est proche de 100%, impose une batterie puissance très petite dans les solutions (4) et (6). En raison de leurs faibles densités d'énergie, ces batteries puissance embarquent peu d'énergie et se déchargent très rapidement lorsqu'elles sont sollicitées. Par conséquent, il est nécessaire de vérifier si la batterie puissance obtenue est capable de rester à des niveaux acceptables d'état de charge tout au long du cycle d'utilisation du VE. Une étape de simulation énergétique du HESS associé à une stratégie de gestion d'énergie doit valider ce premier dimensionnement. Si la batterie puissance n'est pas capable d'assister la batterie énergie tout au long du fonctionnement, le dimensionnement doit être adapté ou rejeté si la solution finale n'est pas intéressante.

Afin d'analyser le comportement d'un HESS dont la PB est peu énergétique, nous utilisons la solution (6) Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage comme

exemple de couple dans les études présentées par la suite. Le deuxième exemple de couple est la solution (1) LG – Tiamat, dont la PB embarque une valeur d'énergie plus élevée, en plus d'être composée des deux autres cellules présentées dans le Tableau 3.2. Dans ces exemples, pour obtenir l'autonomie souhaitée, on répète le cycle Artemis sept fois. Ce cycle, appelé ici cycle Artemis régulier, est présenté dans la Figure 3-20 et a une distance totale de 155 km.

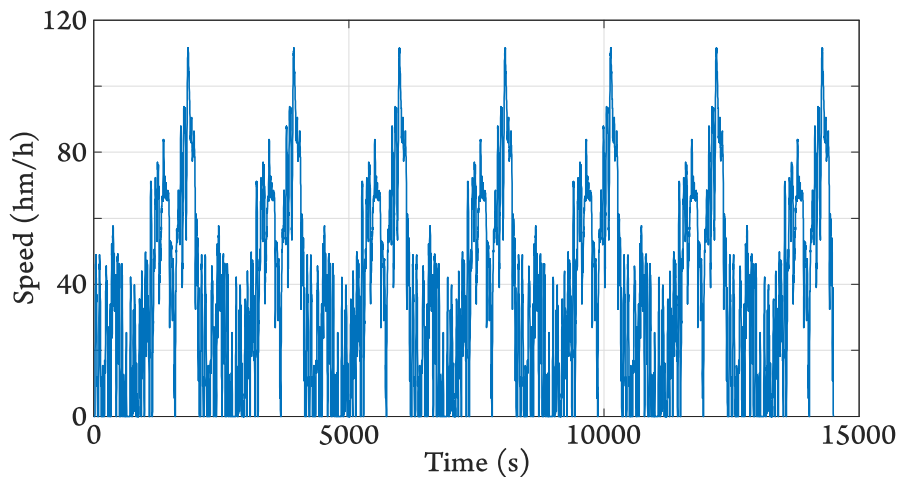


Figure 3-20 : Cycle Artemis régulier (répété 7 fois)

III. CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES DES COUPLES HESS CONSIDERES

Après avoir présenté la méthode de dimensionnement des stockeurs qui composent le HESS, on doit s'intéresser au dimensionnement en puissance du convertisseur DC-DC de couplage. Toutefois, pour aborder ce sujet, il est nécessaire de déterminer les caractéristiques électriques des couples HESS utilisés, qui dépendent directement de l'architecture de couplage employée. Dans notre étude, la tension d'alimentation DC de la chaîne de traction du VE est considérée égale à 400 V. En Annexe III, les caractéristiques électriques des autres couples du Tableau 3.5 sont détaillées.

III.1. Architecture cascade à SCC

Afin de réduire la puissance de dimensionnement du convertisseur et de répondre, ainsi, à la règle 3 définie dans le Chapitre 2, on impose un écart de tension réduit, mais suffisant, entre les tensions batteries, de sorte que le mode de fonctionnement soit toujours de type boost (Figure 3-21). Cet écart de tension a été ici imposé à 50 V. Ainsi, comme la BP est à 400 V, la tension de l'EB est fixée à 450 V. Les couples dimensionnés sont présentés dans les

Tableaux 3.6 et 3.7. Une fois que les tensions ont été définies, le nombre de cellules en série et en parallèle de chaque batterie peut être calculé à l'aide des Équations (3.22) et (3.23).

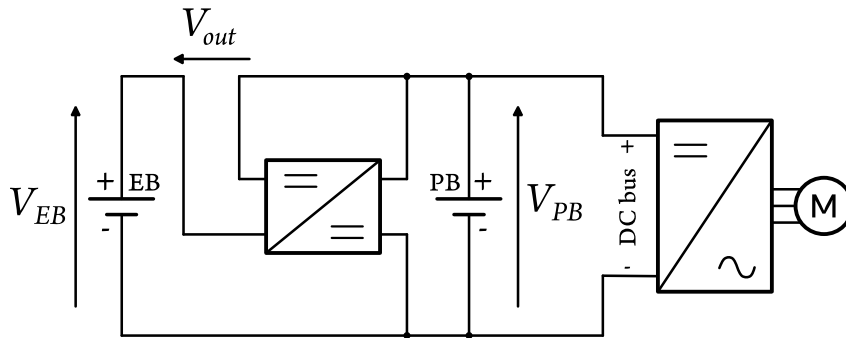


Figure 3-21 : Architecture cascade à SCC avec convertisseur en mode boost

Le taux d'hybridation du couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage étant élevé, on obtient une petite PB, qui embarque moins de 4% de l'énergie totale du HESS. De ce fait, il faut s'attendre à ce que, pendant l'utilisation du VE, son SOC varie fortement, l'EB se déchargeant de manière plus régulière. Au niveau des puissances, on constate que la puissance de recharge du HESS est réduite, tandis que celle de décharge correspond à celle du cahier des charges.

Dans le cas du couple LG – Tiamat, le taux d'hybridation est moins élevé, ce qui fait que la PB embarque plus d'énergie, environ 22% de l'énergie du HESS. On peut donc s'attendre à

Tableau 3.6 : Couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage pour l'architecture cascade à SCC

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p
EB (Panasonic)	75,06 kg	17,15 kWh	450 V	17,16 kW	-8,58 kW	125	9,53
PB (A123)	8,43 kg	0,61 kWh	400 V	27,14 kW	-8,82 kW	121,21	0,34
HESS	83,49 kg	17,76 kWh	400 V	44,3 kW	-17,4 kW		

Tableau 3.7 : Couple LG – Tiamat pour l'architecture cascade à SCC

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p
EB (LG)	49,90 kg	12,96 kWh	450 V	12,96 kW	-12,59 kW	123,80	8,23
PB (Tiamat)	41,89 kg	3,74 kWh	400 V	56,11 kW	-37,41 kW	108,11	6,68
HESS	91,79 kg	16,7 kWh	400 V	69,07 kW	-50 kW		

ce que le SOC de cette batterie varie moins fortement en utilisation, par rapport à celui de l'autre couple. De plus, comme ce couple a été dimensionné en fonction de ses caractéristiques de recharge, la puissance de recharge du HESS correspond à celle du cahier des charges, tandis que celle de décharge a été surdimensionnée.

III.2. Architecture série

Pour déterminer les caractéristiques électriques des batteries dans l'architecture série (Figure 3-22), on considère qu'elles transitent la même valeur de courant. Par ailleurs, la somme des tensions des deux batteries vaut 400 V, tension du bus DC de la chaîne de traction. Les valeurs maximales de puissance qu'elles peuvent transiter sont alors déterminées par leurs valeurs de tension, qui sont, à leur tour, déterminées par les densités de puissance et les masses des batteries. Les couples utilisés sont présentés dans les Tableaux 3.8 et 3.9.

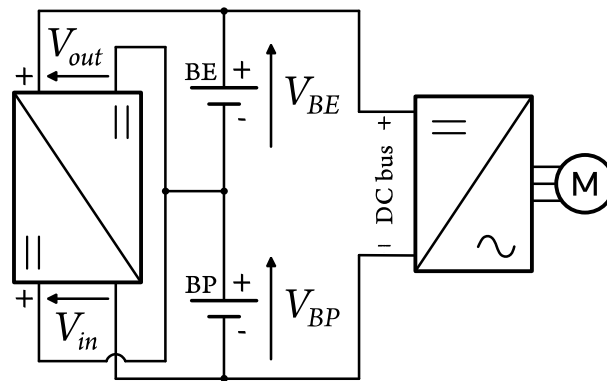


Figure 3-22 : Architecture série

Tableau 3.8 : Couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage pour l'architecture série

	Masse	Énergie	Tension	P_{batmax}	P_{batmin}	N_s	N_p
EB (Panasonic)	75,06 kg	17,15 kWh	197,19 V	17,16 kW	-8,58 kW	54,77	21,75
PB (A123)	8,43 kg	0,61 kWh	202,81 V	27,14 kW	-8,82 kW	61,46	0,67
HESS	83,49 kg	17,76 kWh	400 V	44,3 kW	-17,4 kW		

Tableau 3.9 : Couple LG – Tiamat pour l'architecture série

	Masse	Énergie	Tension	P_{batmax}	P_{batmin}	N_s	N_p
EB (LG)	49,90 kg	12,96 kWh	100,69 V	12,96 kW	-12,59 kW	27,70	36,76
PB (Tiamat)	41,89 kg	3,74 kWh	299,31 V	56,11 kW	-37,41 kW	80,89	8,93
HESS	91,79 kg	16,7 kWh	400 V	69,07 kW	-50 kW		

On constate que les batteries embarquent les mêmes valeurs d'énergie et ont les mêmes capacités en puissance que dans l'architecture cascade à SCC, du fait qu'il s'agit de solutions duales et que le nombre de cellules est non discret. La différence entre ces solutions réside dans les tensions des deux batteries et leurs courants, ce qui ajuste naturellement les puissances maximales disponibles pour chaque batterie.

Dans les exemples présentés, les tensions des batteries sont directement liées à leurs puissances de recharge, étant donné qu'elles sont dimensionnées en fonction de cette caractéristique. Dans le cas du couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage, on a des valeurs de tension et de puissance de recharge similaires pour les deux batteries. Pour le couple LG – Tiamat, la batterie puissance a une puissance de recharge trois fois supérieure à celle de la batterie énergie, tout comme sa tension.

IV. DIMENSIONNEMENT EN PUISSANCE DU CONVERTISSEUR DE COUPLAGE

Le rôle du convertisseur DC-DC de couplage est de contrôler les puissances fournies et absorbées par chaque batterie en répondant à la demande de la charge. Cette répartition des puissances doit être effectuée sans que les sources ne dépassent leurs limites de puissance et d'état de charge, sur toute la durée du cycle d'utilisation du VE.

Le convertisseur doit aussi assurer l'équilibrage entre les SOC des batteries. Dans un HESS, la PB est généralement la source qui embarque le moins d'énergie. Si les SOC ne sont pas régulés, elle se décharge plus rapidement et impose donc l'arrêt du VE bien avant d'atteindre l'autonomie souhaitée. C'est pour accomplir ces deux missions qu'une stratégie de gestion d'énergie est appliquée au HESS par le biais du convertisseur. De plus, dans le cas des architectures cascade à SCC et série, cette stratégie de gestion va nécessairement impacter la puissance de dimensionnement du convertisseur.

Une des stratégies de gestion classiques, présentées au Chapitre 2, pourrait être appliquée à l'architecture cascade à SCC. Cependant, elles ne sont pas adaptées à l'architecture série en raison de la disposition particulière des batteries dans cette architecture. Cette disposition permet d'obtenir « naturellement » la répartition des puissances par la répartition des tensions des stockeurs, leur somme étant égale à la tension du bus DC. Par conséquent,

une stratégie adaptée à cette architecture doit être utilisée, définie uniquement par le besoin d'équilibrage énergétique, de la limitation de puissance et d'état de charge. Pour pouvoir comparer les deux architectures étudiées, la stratégie utilisée dans la cascade à SCC doit être similaire à celle de la série.

Ces deux stratégies de gestion sont tout d'abord présentées, puis illustrées par des exemples de cyclage de HESS. Ces exemples vont nous permettre de déterminer, de manière approchée, la puissance de dimensionnement du convertisseur, sachant que ce dimensionnement est étroitement lié à la stratégie de gestion appliquée et aux contraintes du cycle de conduite. Avant cela, le dimensionnement en puissance du convertisseur de l'architecture classique cascade avec 1 convertisseur est effectué. Ce dimensionnement est utilisé comme dimensionnement de référence et comparé à ceux des architectures à puissance partielle étudiées dans ce travail.

IV.1. Dimensionnement en puissance du convertisseur DC-DC d'une architecture classique

L'objectif de cette section est de déterminer la puissance de dimensionnement du convertisseur DC-DC de l'architecture classique cascade avec 1 convertisseur, présentée en Figure 3-23, en fonction du couple utilisé. Cette étude est réalisée afin d'obtenir des valeurs de puissance de convertisseur qui serviront de référence. Elles seront ultérieurement comparées aux puissances de dimensionnement des convertisseurs des architectures cascade à SCC et série, fonctionnant avec des puissances réduites.

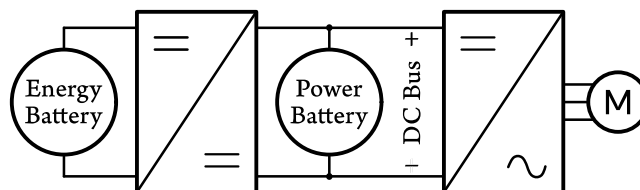


Figure 3-23 : Architecture classique cascade avec 1 convertisseur

Dans cette architecture, le convertisseur DC-DC transite la puissance fournie et absorbée par l'EB. Par conséquent, la puissance de dimensionnement du convertisseur est donnée par la puissance maximale que supporte cette batterie. Considérant que les couples HESS précédemment dimensionnés pour l'architecture cascade à SCC sont utilisés dans cette architecture, les puissances de dimensionnement des convertisseurs ($P_{conv_{dimens}}$) pour chaque cas sont présentées dans le Tableau 3.10.

Tableau 3.10 : Puissance de dimensionnement du convertisseur DC-DC d'une architecture classique

		Architecture classique cascade avec 1 convertisseur
LG-Tiamat	(1)	13 kVA
LG-Tiamat avec réduction	(2)	14,9 kVA
LG-A123	(3)	14,2 kVA
LG-A123 avec réduction	(4)	16,5 kVA
Panasonic-A123	(5)	13,7 kVA
Panasonic-A123 avec réduction	(6)	17,2 kVA
Panasonic-Tiamat	(7)	12,3 kVA
Panasonic-Tiamat avec réduction	(8)	15,1 kVA

Après avoir choisi les couples HESS qui vont illustrer les exemples et avoir effectué le dimensionnement de référence du convertisseur d'une architecture classique, on présente dans les sections suivantes les stratégies de gestion d'énergie proposées pour les architectures cascade à SCC et série. Ces stratégies vont nous permettre de déterminer la puissance de dimensionnement du convertisseur DC-DC en utilisation sur notre cycle de conduite.

IV.2. Stratégie de gestion appliquée à l'architecture cascade à SCC

Dans l'architecture cascade à SCC, le convertisseur de couplage gère de manière directe le flux de puissance de la batterie énergie. Celui de la batterie puissance est géré de manière indirecte. Le convertisseur a donc un double rôle :

- Répondre au flux de puissance imposé par la charge, en traction et en freinage.
- Assurer que le SOC de la batterie puissance reste dans une plage acceptable.

Une fonction d'équilibrage énergétique doit être assurée tout au long du fonctionnement du VE, tout en respectant les limites de puissance des batteries. Si une limite est atteinte, la stratégie doit changer de fonctionnement afin qu'aucune batterie ne soit en surintensité.

IV.2.a. Principe

La stratégie de gestion appliquée a été définie à base de règles, sans utiliser de fonctions d'optimisation. Les hypothèses considérées pour la méthode de dimensionnement des stockeurs sont également prises en compte ici.

Dans l'architecture cascade à SCC (Figure 3-24), le double rôle du convertisseur s'adapte au mode de fonctionnement des batteries :

- Dans les phases de décharge des stockeurs ($P_{load} > 0$), si le SOC de la batterie puissance est faible, elle doit être protégée par la gestion du système et fournir moins de puissance, tandis que la batterie énergie doit en fournir plus. Pour y parvenir, la puissance transitée par le convertisseur doit être augmentée.
- Dans les phases de recharge des stockeurs, si le SOC de la PB est faible, elle doit absorber plus de puissance et l'EB doit en absorber moins. Pour ce faire, la puissance transitée par le convertisseur doit être diminuée, donnant la priorité de recharge à la PB.

En résumé, le convertisseur doit agir graduellement de manière à éviter que le SOC de la PB ne s'approche trop du niveau critique, considérée comme étant 20% dans le cas présent.

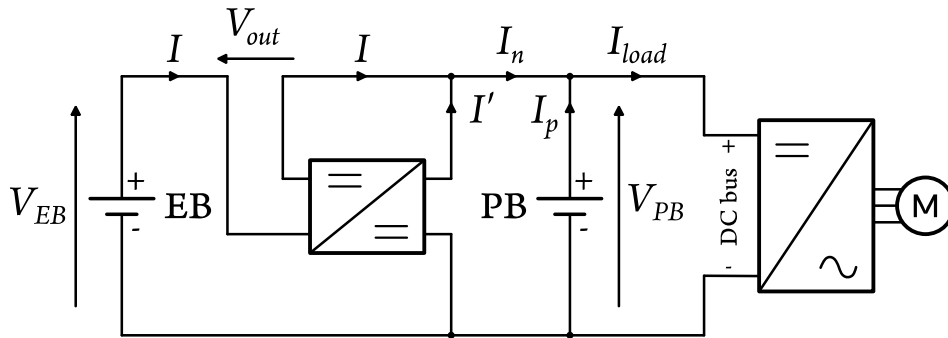


Figure 3-24 : Architecture cascade à SCC avec convertisseur en mode boost

La puissance instantanée du convertisseur est donnée par l'Équation (3.24).

$$P_{conv} = I \cdot V_{out} = \frac{P_{EB}}{V_{EB}} \cdot (V_{EB} - V_{PB}) \quad (3.24)$$

Ainsi, en fonction des limites de décharge et de recharge de l'EB, des limites peuvent aussi être définies pour P_{conv} . Ces valeurs sont données par les Équations (3.25) et (3.26).

$$P_{conv_{max}} = \frac{P_{EB_{max}}}{V_{EB}} \cdot (V_{EB} - V_{PB}) \quad (3.25)$$

$$P_{conv_{min}} = \frac{P_{EB_{min}}}{V_{EB}} \cdot (V_{EB} - V_{PB}) \quad (3.26)$$

Selon les caractéristiques présentées et les limites définies, une loi de commande du convertisseur a été établie, de manière linéaire, et est présentée dans la Figure 3-25. Elle détermine la puissance que le convertisseur doit transiter en fonction du SOC de la PB.

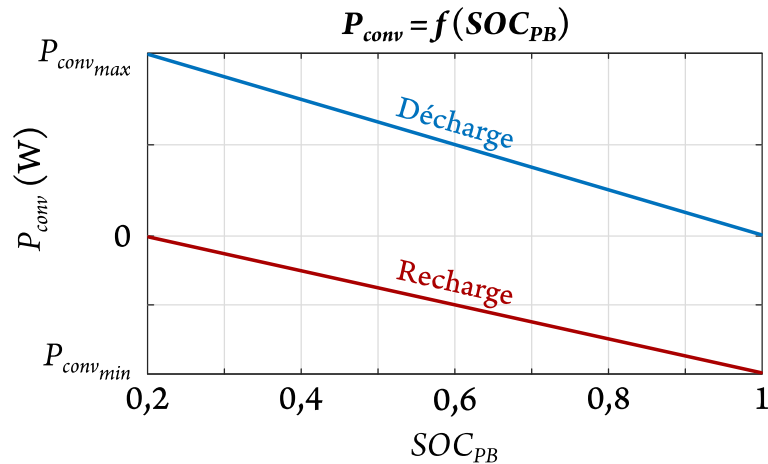


Figure 3-25 : Loi de P_{conv} en fonction du SOC_{PB} dans l'architecture cascade à SCC, hors limitation des puissances

Par exemple, en traction, si la batterie puissance est complètement rechargée, la puissance du convertisseur est nulle de façon à solliciter uniquement cette batterie. La puissance transitée par le convertisseur augmente avec la décroissance du SOC_{PB} de façon à faire participer de plus en plus l'EB à l'échange de puissance avec la charge.

Le synoptique qui illustre le fonctionnement de la stratégie globale est présenté dans la Figure 3-26. Tout d'abord, comme l'EB embarque le plus d'énergie, son SOC est contrôlé. S'il est inférieur ou égal à 20% (batterie déchargée), deux cas se présentent. Le premier est celui où la charge demande de la puissance ($P_{load} > 0$). Dans ce cas, le convertisseur doit être désactivé, pour que l'EB soit déconnectée du système et que la PB prenne en charge la fourniture d'énergie, si son SOC est suffisant. Le deuxième cas est celui où la charge fournit de la puissance au HESS. Dans ce cas, un précalcul de la puissance du convertisseur est fait selon la fonction d'équilibrage énergétique $P_{conv} = f(SOC_{PB})$, pour permettre aux deux sources de se recharger. Si le SOC de l'EB est supérieur à 20%, ce précalcul est également réalisé.

Dans tous les cas, pour que le précalcul soit validé, on vérifie les puissances des batteries. Si les deux limites sont dépassées, le HESS passe en mode surcharge. Cela peut être dû, par exemple, à un dimensionnement inadéquat des stockeurs. Considérant que tous les dimensionnements étudiés sont conformes, ce mode n'est pas abordé. Si l'une des limites est dépassée, la valeur de P_{conv} change afin de garantir qu'elle soit respectée et que la puissance de la charge soit délivrée. Si leurs limites ne sont pas dépassées, la valeur P_{conv} précalculée est maintenue et validée.

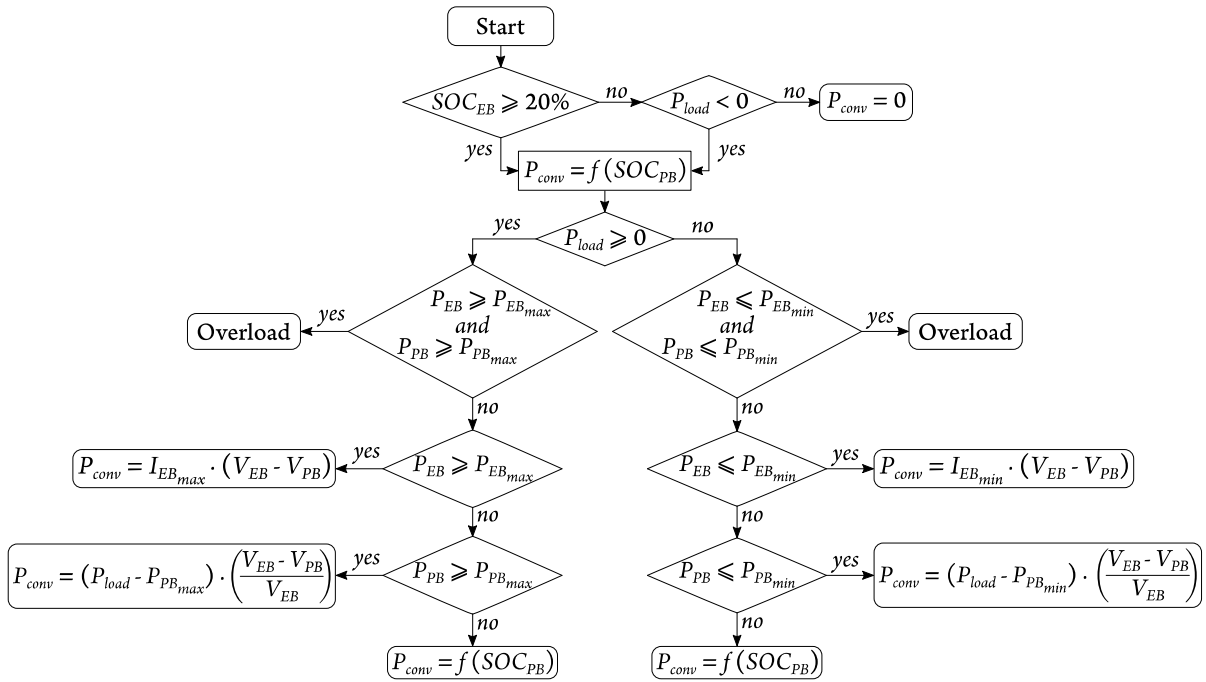


Figure 3-26 : Synoptique du fonctionnement de la stratégie de gestion de l'architecture cascade à SCC

Si les batteries sont entièrement chargées ($SOC = 100\%$), les freins mécaniques sont utilisés en phase de freinage. Comme le convertisseur n'est pas utilisé dans ce scénario et que l'objectif de cette étude est de déterminer la puissance de dimensionnement du convertisseur, ce cas n'est pas pris en compte dans la stratégie définie.

IV.2.b. Exemples de fonctionnement sur cycle de conduite

Afin de dimensionner en puissance les convertisseurs des couples HESS considérés et d'illustrer le fonctionnement de la stratégie de gestion proposée, deux exemples sont présentés par la suite. Pour ces exemples, le cycle Artemis régulier de la Figure 3-20 a été appliqué. Le convertisseur DC-DC est considéré comme une boîte noire, un dispositif idéal sans pertes, qui transite une certaine valeur de puissance déterminée par la stratégie de gestion. Les batteries sont également considérées comme des sources de tension idéales à tension constante. L'objectif est de montrer qu'avec des lois de gestion relativement simples, il est possible d'atteindre les objectifs de dimensionnement réduit de l'architecture. De plus, comme les architectures étudiées sont duales, on veut pouvoir les comparer afin de connaître la plus avantageuse. Cette comparaison directe peut être effectuée parce que les stockeurs ont été dimensionnés en considérant un nombre non discret de cellules.

IV.2.b.i. Couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage

La Figure 3-27 présente l'évolution des états de charge du couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage. La répétition de 7 cycles Artemis identiques génère une périodicité. Comme cette PB embarque très peu d'énergie, une grande profondeur de décharge apparaît de façon cyclique. L'EB, en revanche, se décharge de manière plus régulière.

Avant la fin du cycle, la batterie énergie atteint un SOC de 20%. C'est donc à la batterie puissance de prendre en charge la fourniture de puissance au véhicule. Son SOC arrive aussi à 20% à la fin du cycle, ce qui permet d'atteindre l'objectif de la stratégie de gestion. L'évolution des puissances et le respect des limites des batteries sur le cycle sont présentés en Annexe IV.

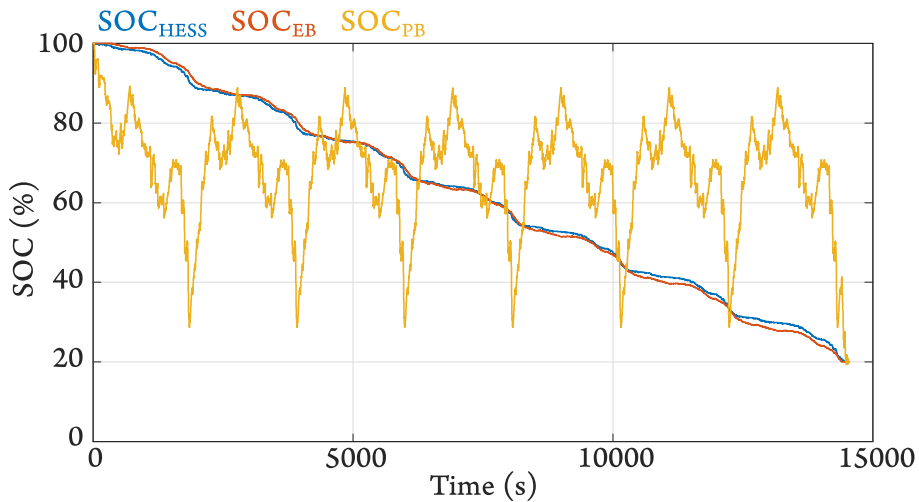


Figure 3-27 : États de charge du couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture cascade à SCC avec cycle régulier

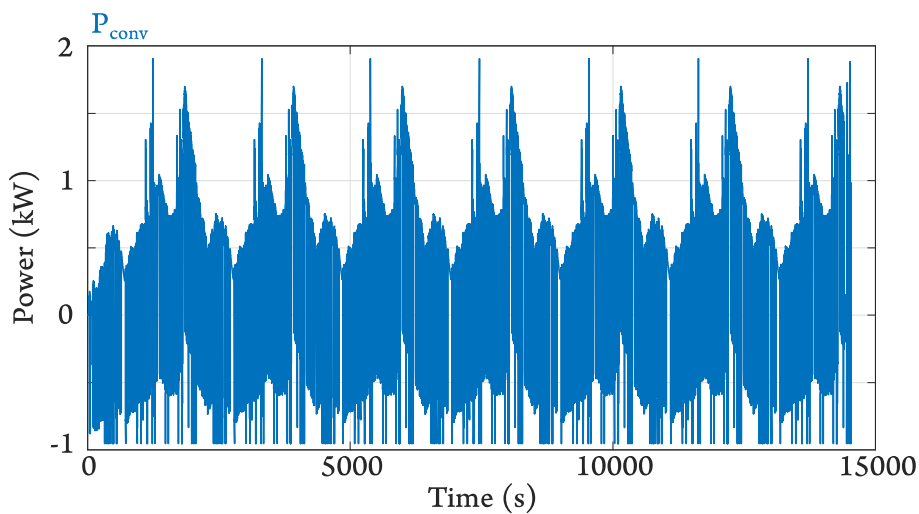


Figure 3-28 : P_{conv} pour le couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture cascade à SCC avec cycle régulier

Les limites $P_{conv_{max}}$ et $P_{conv_{min}}$ de la fonction $P_{conv} = f(SOC_{PB})$ dépendent des limites en courant de l'EB et valent, respectivement, 1,9 kW et -0,95 kW. La dynamique du convertisseur et toute l'évolution de sa puissance sont présentées en Figure 3-28. Pendant la majeure partie du cycle, l'équilibrage énergétique est réalisé. Cependant, lorsque l'une des batteries atteint sa limite, le convertisseur change de mode de fonctionnement, en transitant l'une des puissances maximales $P_{conv_{max}}$ ou $P_{conv_{min}}$.

IV.2.b.ii. Couple LG – Tiamat

La Figure 3-29 présente l'évolution des SOC du couple LG – Tiamat. Avec plus d'énergie embarquée, la profondeur de décharge de la batterie puissance est beaucoup plus faible, par rapport à celle du couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage. L'EB, en revanche, embarque moins d'énergie et se décharge plus rapidement. En fin de cycle de conduite, la batterie puissance fonctionne seule pendant une plus longue période.

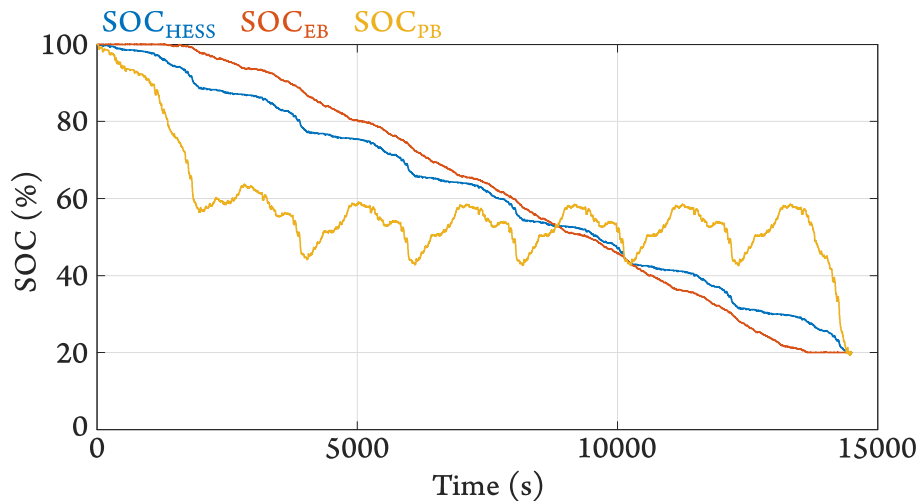


Figure 3-29 : États de charge du couple LG – Tiamat dans l'architecture cascade à SCC avec cycle régulier

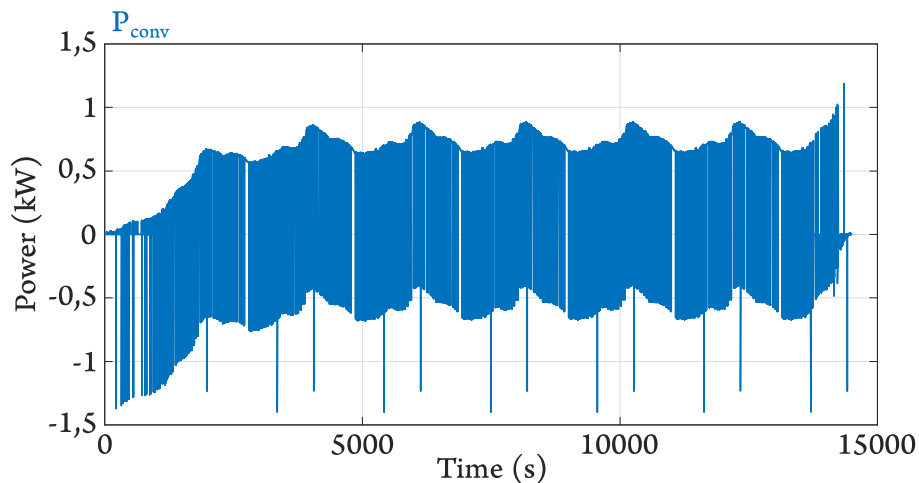


Figure 3-30 : P_{conv} pour le couple LG – Tiamat dans l'architecture cascade à SCC avec cycle régulier

L'évolution des puissances du système est présentée en Annexe IV. Dans les moments de fort freinage, les deux batteries atteignent leurs limites, puisque le couple a été dimensionné en fonction des niveaux de recharge. Ainsi, le convertisseur transite à ces moments la puissance $P_{conv_{min}} = -1,4 \text{ kW}$ (Figure 3-30). Lors des fortes décharges, l'équilibrage des SOC se poursuit puisque les limites des batteries ne sont pas atteintes. De manière générale, la PB fournit les pics de puissance les plus élevés, tandis que la puissance de l'EB reste plus constante.

IV.2.b.iii. Synthèse et puissances de dimensionnement

La puissance de dimensionnement du convertisseur ($P_{conv_{dimens}}$) est donnée par le produit du courant maximal qu'il transite et de la tension maximale qui lui est appliquée au cours du cycle de fonctionnement. Dans le cas de notre simulation, les tensions sont constantes, ce qui fait que la tension V_{out} reste constante et égale à 50 V. Dans le Tableau 3.11, les courants maximaux atteints par chaque couple, ainsi que les valeurs $P_{conv_{max}}$, $P_{conv_{min}}$ et $P_{conv_{dimens}}$, sont donnés.

Tableau 3.11 : Puissance de dimensionnement du convertisseur DC-DC de l'architecture cascade à SCC

		$P_{conv_{max}}$	$P_{conv_{min}}$	I_{max}	$P_{conv_{dimens}}$
LG-Tiamat	(1)	1,44 kW	-1,40 kW	28,4 A	1,42 kVA
LG-Tiamat avec réduction	(2)	1,66 kW	-1,61 kW	33,0 A	1,66 kVA
LG-A123	(3)	1,57 kW	-1,53 kW	30,8 A	1,54 kVA
LG-A123 avec réduction	(4)	1,83 kW	-1,78 kW	36,3 A	1,83 kVA
Panasonic-A123	(5)	1,52 kW	-0,76 kW	23,9 A	1,20 kVA
Panasonic-A123 avec réduction	(6)	1,90 kW	-0,95 kW	38,1 A	1,90 kVA
Panasonic-Tiamat	(7)	1,37 kW	-0,68 kW	23,3 A	1,17 kVA
Panasonic-Tiamat avec réduction	(8)	1,68 kW	-0,84 kW	33,5 A	1,68 kVA

La puissance de dimensionnement du convertisseur dans l'architecture cascade à SCC est proportionnelle aux puissances limites de l'EB. Pour le couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage (6), la limite $P_{EB_{max}}$ prise en compte vaut 17,16 kW. Celle du couple LG – Tiamat (1) vaut 12,96 kW. C'est la raison pour laquelle on obtient un $P_{conv_{dimens}}$ plus faible pour le deuxième couple.

Par ailleurs, des simulations pour les autres couples ont été faites de façon à obtenir leur puissance de dimensionnement. On constate que les couples avec réduction de la puissance de freinage ont un dimensionnement juste en décharge. Ainsi, dans les moments de forte accélération, les deux batteries doivent fournir leurs puissances maximales. En conséquence, le $P_{conv\ dimens}$ de ces couples est égale à leurs valeurs $P_{conv\ max}$.

IV.3. Stratégie de gestion de l'architecture série

IV.3.a. Principe

La stratégie de gestion de l'architecture série doit contrôler les mêmes grandeurs que celle de l'architecture cascade à SCC. En revanche, comme l'architecture est différente, la loi de gestion est à redéfinir. La disposition des batteries dans l'architecture série permet une répartition « naturelle » des puissances par la répartition des tensions des stockeurs, leur somme étant égale à la tension du bus DC. Par conséquent, la stratégie de gestion est définie uniquement par le besoin d'équilibrage énergétique et la limitation des puissances et des SOC.

En ce qui concerne la limitation des puissances, sans action du convertisseur le courant dans les deux batteries est le même. Les batteries doivent donc être dimensionnées de manière à avoir des courants limites équivalents. Ainsi, dans les moments de fort transit de puissance, pour assurer le respect des limites des batteries, le convertisseur peut être désactivé au lieu d'être à pleine puissance. Il existe néanmoins des cas où les courants limites de décharge ou de recharge ne sont pas équivalents et le convertisseur doit compenser cette différence.

Pour assurer l'équilibrage énergétique, selon les conventions adoptées et présentées en Figure 3-32, le convertisseur doit transiter une puissance négative pour compenser la variation plus rapide du SOC de la PB. Il transfère ainsi de l'énergie de l'EB vers la PB. On a donc une augmentation de la puissance fournie par l'EB en traction (valeur demandée par la charge plus une partie destinée à la PB). Du côté de la PB, son flux de puissance diminue et elle se décharge moins vite. En freinage, cette opération permet aussi de recharger plus rapidement la PB.

Comme dans l'architecture cascade à SCC, pour l'équilibrage énergétique du HESS, une loi de puissance du convertisseur est prédéfinie en fonction du SOC de la PB (Figure 3-31). De cette façon, le convertisseur agit graduellement de manière à éviter que ce SOC ne s'approche rapidement du niveau critique de 20%. Le transit de puissance décroît avec la valeur

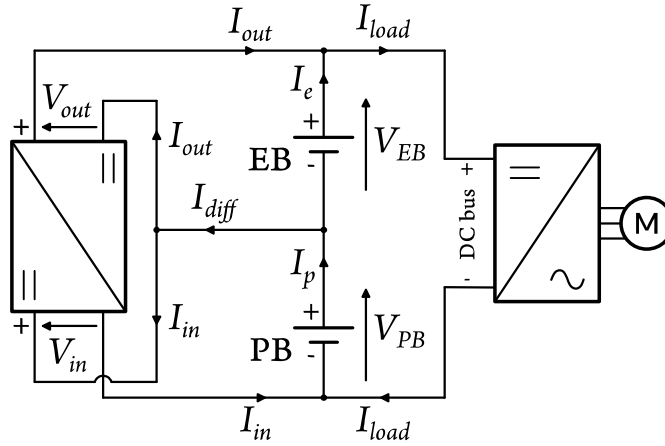


Figure 3-32 : Architecture série

de SOC_{PB} jusqu'à ce qu'il atteigne zéro lorsque la PB est totalement rechargée. Ainsi, plus la PB est déchargée, plus le convertisseur doit transiter de la puissance.

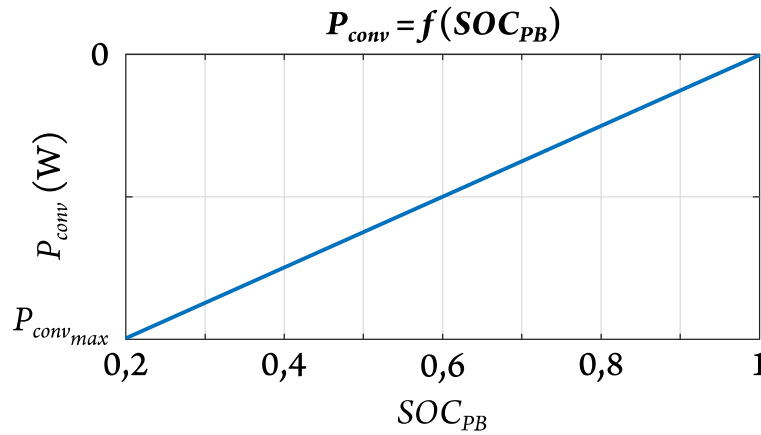


Figure 3-31 : Loi de P_{conv} en fonction du SOC_{PB} dans l'architecture série, hors limitation des puissances

Dans l'architecture série, le convertisseur ne contrôle pas directement la puissance d'une des deux batteries. Ainsi, la valeur $P_{conv,max}$ ne peut pas être définie aussi simplement que pour l'architecture cascade à SCC. Pour la déterminer, deux valeurs limites de puissance, représentant deux points de fonctionnement très distincts du convertisseur, sont calculées.

Les deux limites de puissance utilisées sont les suivantes :

- La première correspond à la puissance moyenne $\langle P_{conv} \rangle$ nécessaire pour assurer l'équilibrage des SOC, calculée dans le Chapitre 2 et donnée par l'Équation (3.27). Cette valeur correspond à la puissance moyenne que le convertisseur devrait transiter si uniquement la fonction de rééquilibrage était nécessaire.

$$\langle P_{conv} \rangle = \frac{3600}{2 \cdot T} \cdot \left(\frac{V_{EB} - V_{PB}}{V_{EB} + V_{PB}} \cdot (E_{EB} + E_{PB}) + E_{PB} - E_{EB} \right) \quad (3.27)$$

• La deuxième limite ($P_{conv_{ext}}$) est donnée par le cas extrême où la PB est entièrement déchargée et l'EB doit fonctionner toute seule et fournir sa puissance maximale, qui sera transitée par le convertisseur. Ce cas est représenté par l'Équation (3.28). Selon l'égalité des puissances d'entrée et de sortie du convertisseur, $P_{conv_{ext}}$ est donné par l'Équation (3.29).

$$I_{in} + I_{out} = I_{diff} = I_{e_{max}} \quad (3.28)$$

$$P_{conv_{ext}} = \frac{I_{e_{max}} \cdot V_{EB} \cdot V_{PB}}{V_{EB} + V_{PB}} \quad (3.29)$$

Pour trouver la valeur $P_{conv_{max}}$, on part de la plus faible valeur des deux puissances calculées, on simule le cycle et on observe l'évolution du SOC_{PB} . La valeur de $P_{conv_{max}}$ est augmentée à chaque simulation pour que l'on détermine, par essais successifs, la plus faible puissance du convertisseur capable de maintenir le SOC_{PB} entre 100% et 20% pendant le cycle.

Le synoptique qui illustre la stratégie utilisée est présenté dans la Figure 3-33. Tout d'abord, comme la batterie énergie est celle qui embarque le plus d'énergie, son SOC est vérifié. S'il est supérieur à 20%, l'équilibrage des SOC peut être effectué. Dans ce cas, un précalcul de la puissance du convertisseur est fait selon la fonction $P_{conv} = f(SOC_{PB})$. Si le SOC_{EB} est inférieur ou égal à 20%, c'est-à-dire batterie déchargée, la batterie puissance doit assurer la fourniture de puissance de manière à ce qu'à la fin de l'utilisation du VE son SOC soit de 20%. Dans ce cas, un précalcul de la puissance du convertisseur est fait en fonction des SOC et des énergies du système. Dans tous les cas, pour que ce précalcul soit validé, on vérifie les puissances des batteries. Si les deux limites sont dépassées, le HESS passe en mode surcharge (non abordé). Si l'une des limites est dépassée, la valeur de P_{conv} change afin de garantir que la limitation soit respectée et que la puissance de la charge soit délivrée. Si leurs limites ne sont pas dépassées, la valeur P_{conv} précalculée est maintenue et validée.

Comme dans l'architecture cascade à SCC, le cas où le VE freine lorsque les batteries sont entièrement rechargées n'est pas pris en compte (freins mécaniques activés).

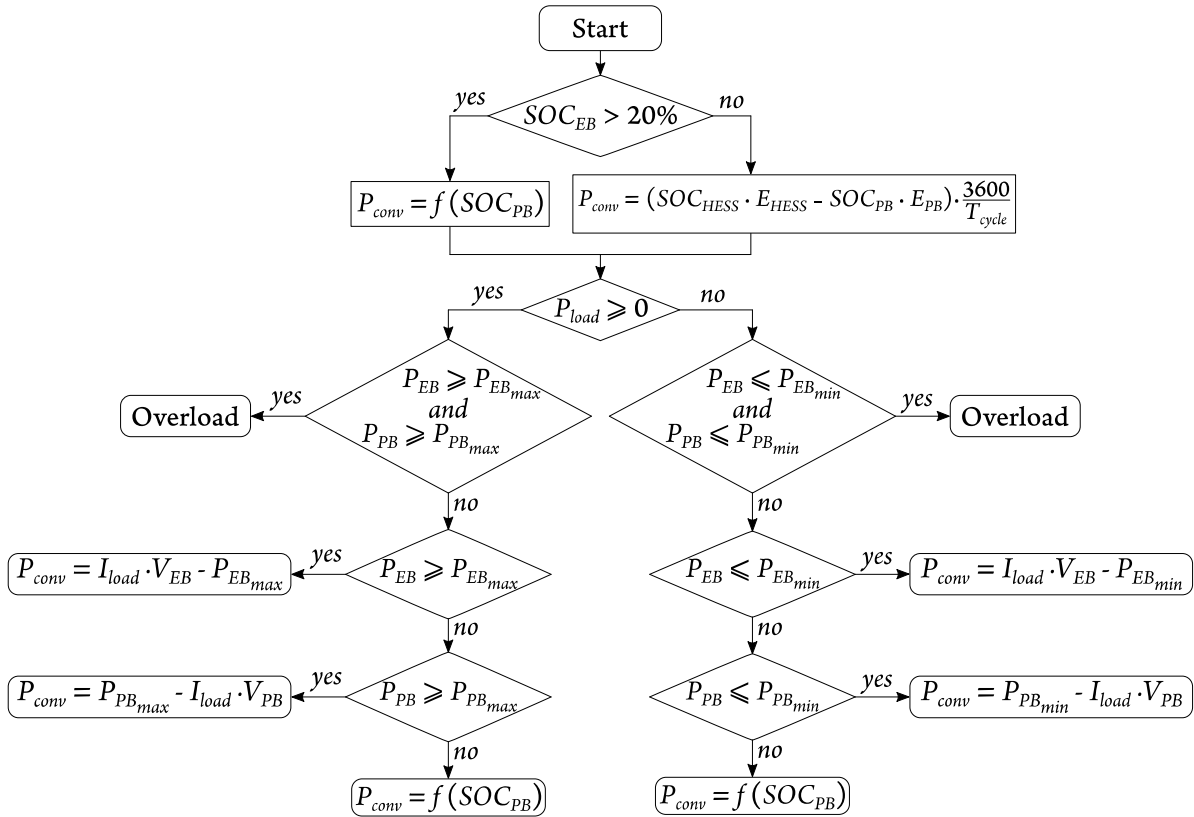


Figure 3-33 : Synoptique de la stratégie de gestion d'énergie de l'architecture série

IV.3.b. Exemples de fonctionnement sur cycle de conduite

Le dimensionnement en puissance des convertisseurs des couples de batteries considérés et le fonctionnement de la stratégie de gestion utilisée sont illustrés par deux exemples. Comme pour la cascade à SCC, le convertisseur DC-DC est considéré comme un dispositif sans pertes qui transite une puissance déterminée par la stratégie de gestion. Les batteries sont également considérées comme des sources de tension idéales à tension constante.

IV.3.b.i. Couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage

Comme présenté dans la Section III, pour les deux architectures étudiées, les couples dimensionnés embarquent la même énergie. Par conséquent, il est prévu que la PB atteigne des profondeurs de décharge similaires. Dans le couple Panasonic – A123, cette batterie n'embarque que 3,4% de l'énergie du HESS, présentant donc une grande profondeur de décharge pendant le cycle d'utilisation du VE (Figure 3-34). L'EB, à son tour, se décharge de manière plus régulière.

Pour cette solution, après des essais successifs, la valeur $P_{convmax}$ a été définie à -3,62 kW. La dynamique du convertisseur et toute l'évolution de sa puissance sont présentées en Figure 3-35. Pendant la majeure partie du temps, une puissance négative est transitée, pour

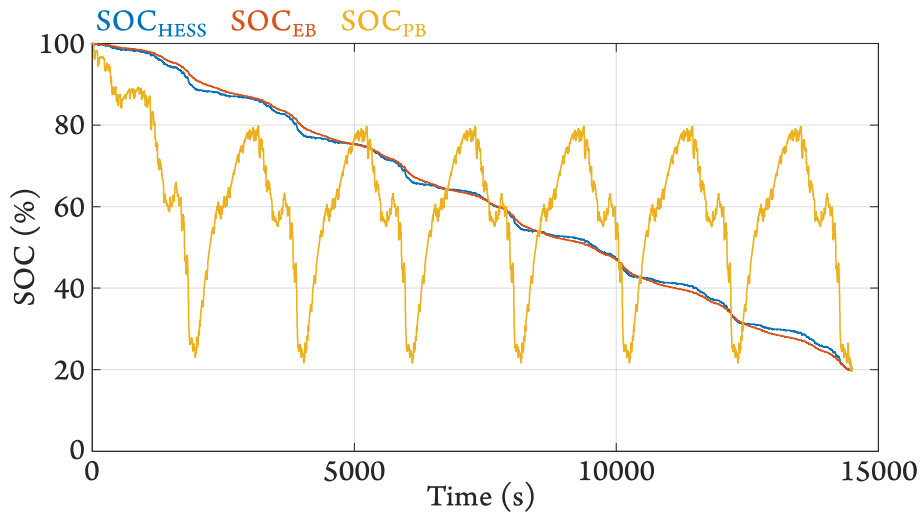


Figure 3-34 : Variation des SOC du couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture série avec cycle régulier

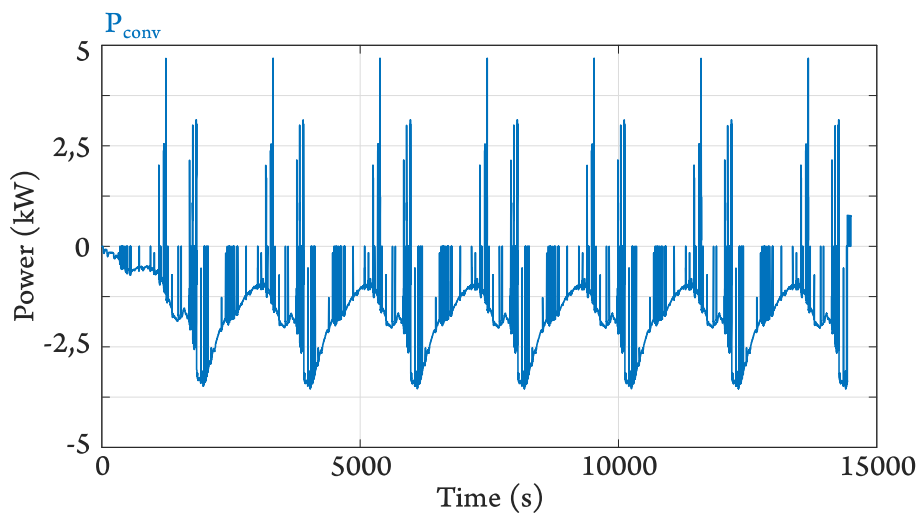


Figure 3-35 : Évolution de P_{conv} pour le couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture série avec cycle régulier

l'équilibrage des SOC. Cependant, lorsque l'une des batteries atteint sa limite en puissance, le convertisseur change de mode de fonctionnement afin d'assurer le respect des limites des batteries. À la fin du cycle de conduite, a lieu le fonctionnement nécessaire pour que le SOC de la PB atteigne également 20%.

Avant la fin du cycle de conduite, l'EB atteint un SOC de 20%. C'est donc à la PB de prendre en charge la majeure partie de la fourniture de puissance de traction pour que son SOC arrive aussi à 20% à la fin du cycle. Dans l'Annexe IV, des résultats complémentaires sont présentés sur les échanges de puissance.

IV.3.b.ii. Couple LG – Tiamat

Pour ce couple, après des essais successifs, la valeur $P_{conv_{max}}$ a été définie à -2,68 kW. La Figure 3-36 présente l'évolution des SOC du couple LG – Tiamat. Comme le taux d'hybridation dans ce cas est moins élevé, la batterie puissance embarque plus d'énergie que celle du couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage, environ 22% de l'énergie totale du HESS, d'où la plus faible profondeur de décharge cyclique de cette batterie. L'évolution de la puissance du convertisseur est présentée en Figure 3-37. Dans l'Annexe IV, des résultats complémentaires sont présentés sur les échanges de puissance.

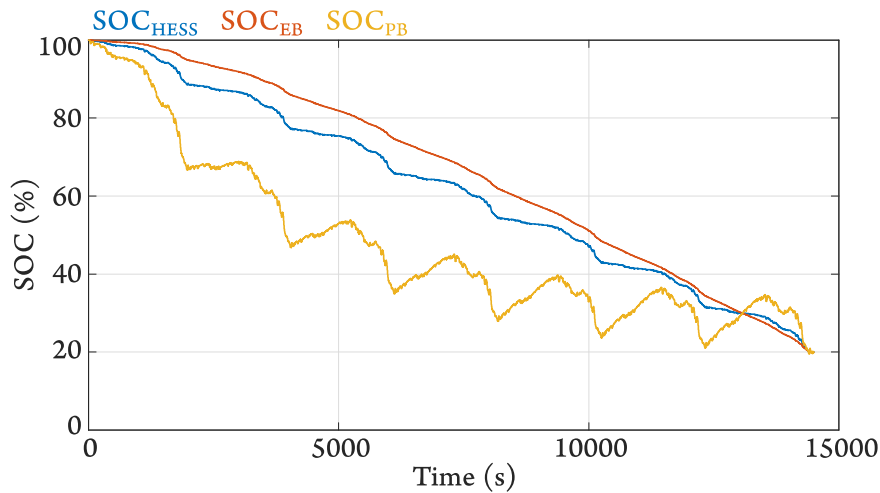


Figure 3-36 : Variation des états de charge du couple LG – Tiamat dans l'architecture série avec cycle régulier

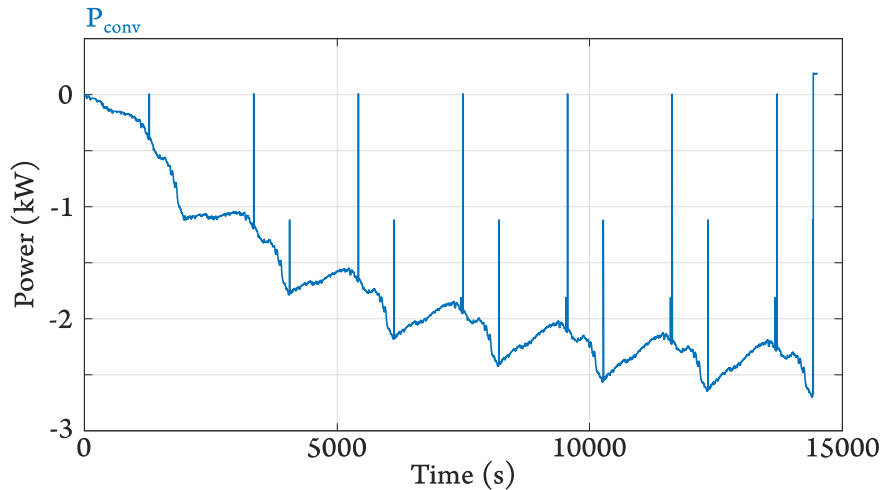


Figure 3-37 : Évolution de P_{conv} pour le couple LG – Tiamat dans l'architecture série avec cycle régulier

IV.3.b.iii. Synthèse

Dans l'architecture série, la tension maximale prise en compte dans le calcul de la puissance de dimensionnement du convertisseur est la tension de l'EB. Dans le Tableau 3.12,

ces tensions et les courants maximaux atteints par chaque couple, ainsi que les valeurs $P_{conv_{max}}$ et $P_{conv_{dimens}}$, sont donnés.

Tableau 3.12 : Puissance de dimensionnement du convertisseur DC-DC de l'architecture série

		$P_{conv_{max}}$	$V_{out} = V_{EB}$	$ I_{out} _{max}$	$P_{conv_{dimens}}$
LG-Tiamat	(1)	-2,68 kW	100,69 V	26,8 A	2,70 kVA
LG-Tiamat avec réduction	(2)	-2,38 kW	169,84 V	13,9 A	2,36 kVA
LG-A123	(3)	-2,9 kW	110,28 V	25,75 A	2,84 kVA
LG-A123 avec réduction	(4)	-2,42 kW	255,29 V	46,1 A	11,8 kVA
Panasonic-A123	(5)	-3,45 kW	54,84 V	61,65 A	3,38 kVA
Panasonic-A123 avec réduction	(6)	-3,62 kW	197,19 V	23,7 A	4,67 kVA
Panasonic-Tiamat	(7)	-3,15 kW	49,25 V	64,2 A	3,16 kVA
Panasonic-Tiamat avec réduction	(8)	-3,2 kW	111,78 V	27,8 A	3,10 kVA

Tout d'abord, on remarque que malgré la dualité entre les architectures, les valeurs $P_{conv_{max}}$ et $P_{conv_{min}}$ de la cascade à SCC ne sont pas adaptées à l'architecture série. En effet, les puissances de dimensionnement du convertisseur de cette dernière sont beaucoup plus élevées que celles de la cascade à SCC. La plus élevée des $P_{conv_{dimens}}$ est celle du couple LG – A123 avec réduction de la puissance de freinage. Dans ce cas, l'EB n'est capable de fournir que 64,6 A en décharge. Lorsque le courant maximal de décharge (110,7 A) est demandé, le courant doit transiter 46,1 A, d'où la puissance de dimensionnement très élevée.

En résumé, dans l'architecture série le convertisseur doit assurer que les SOC des deux batteries soient équilibrés et que leurs limites de puissance soient respectées. En ce qui concerne le premier objectif, c'est normalement la PB qui pose problème, car elle embarque moins d'énergie, se déchargeant plus rapidement que l'EB. L'impact du second objectif sur la puissance de dimensionnement du convertisseur dépend du couple HESS utilisé. Par exemple, si les deux batteries sont capables de transiter les courants maximums de la charge, le convertisseur ne sera utilisé que pour l'équilibrage énergétique.

IV.4. Synthèse des dimensionnements

En raison de la dualité entre les architectures étudiées, les couples HESS dimensionnés embarquent les mêmes valeurs d'énergie et ont les mêmes capacités en puissance pour les deux architectures. De ce point de vue, les deux architectures sont équivalentes.

En ce qui concerne la puissance de dimensionnement du convertisseur, le Tableau 3.13 indique qu'une réduction importante de puissance peut être obtenue si l'une des architectures étudiées est utilisée au lieu de l'architecture classique cascade de référence. Dans le cas du couple Panasonic – A123 (5) avec l'architecture cascade à SCC, cette réduction atteint 91,2%.

Tableau 3.13 : Puissances de dimensionnement des convertisseurs des exemples développés

		Architecture classique cascade avec 1 convertisseur	Architecture cascade à SCC	Architecture série
LG-Tiamat	(1)	13 kVA	1,42 kVA	2,70 kVA
LG-Tiamat avec réduction	(2)	14,9 kVA	1,66 kVA	2,36 kVA
LG-A123	(3)	14,2 kVA	1,54 kVA	2,84 kVA
LG-A123 avec réduction	(4)	16,5 kVA	1,83 kVA	11,8 kVA
Panasonic-A123	(5)	13,7 kVA	1,20 kVA	3,38 kVA
Panasonic-A123 avec réduction	(6)	17,2 kVA	1,90 kVA	4,67 kVA
Panasonic-Tiamat	(7)	12,3 kVA	1,17 kVA	3,16 kVA
Panasonic-Tiamat avec réduction	(8)	15,1 kVA	1,68 kVA	3,10 kVA

Parmi les architectures étudiées, la cascade à SCC est celle qui présente les plus faibles valeurs de puissance de dimensionnement du convertisseur. Cependant, dans cette architecture la puissance du convertisseur dépend de la différence de tension entre les batteries. Dans les exemples présentés, cette différence a été considérée égale à 50 V. Afin que ces valeurs de dimensionnement soient plus précises et que la comparaison entre les architectures soit plus réaliste, certaines non-idéalités du système peuvent être considérées. Dans cette perspective, la résistance interne des batteries est prise en compte dans la section suivante.

En ce qui concerne les stratégies de gestion d'énergie, dans les exemples le cycle Artemis régulier de la Figure 3-20 a été considéré. Néanmoins, pour analyser ces stratégies sous une

dynamique sans périodicité, les cycles urbain et périurbain du cycle Artemis ont été mélangés pour donner lieu à des variantes, en maintenant toutefois la répétition de 7 fois afin de préserver l'autonomie de 150 km. Avec cela, on a toujours un cycle dont les conditions sont proches de la réalité, mais dont la demande de puissance varie davantage que dans le cas régulier. Trois variantes ont été testées et les résultats sont présentés en Annexe IV. Dans tous les cas, les objectifs de la stratégie sont atteints et les mêmes puissances de dimensionnement du convertisseur sont obtenues. Les autres cycles présentés, NEDC et WLTP, ont également été testés et la stratégie a été validée.

IV.5. Prise en compte des résistances internes des batteries

Pour mieux prendre en compte le système réel et ajouter des critères à la comparaison entre les architectures, de nouvelles simulations ont été effectuées en tenant compte des résistances internes (R_{int}) des cellules qui composent les batteries. L'objectif reste le même, identifier quelle architecture est la plus avantageuse.

La résistance interne agit sur la tension de la batterie. Ainsi, dans nos simulations les tensions ne sont plus constantes, mais varient en fonction du courant transité par la batterie. Cette variation de tension a des conséquences différentes sur le convertisseur selon l'architecture. Dans la série, le convertisseur est dimensionné en fonction de la tension de l'EB. En revanche, dans la cascade à SCC, la puissance de dimensionnement du convertisseur est donnée en fonction de l'écart de tension entre les deux batteries. Les R_{int} ajoutent aussi des pertes au système, qui sont proportionnelles au carré des courants que transitent les batteries ce qui va réduire l'autonomie du VE.

La résistance interne d'une batterie (R_{bat}) est égale à la résistance équivalente de l'ensemble des cellules qui la composent, comme le donne l'Équation (3.29).

$$R_{bat} = R_{int} \cdot \frac{N_s}{N_p} \quad (3.30)$$

La résistance interne d'une cellule Panasonic vaut 30 mΩ, tandis que celle d'une A123 vaut 3,5 mΩ. Pour la LG elle est égale à 40 mΩ et pour la Tiamat, 12 mΩ. Les caractéristiques électriques des couples avec résistance interne prise en compte sont présentées en Annexe III.

IV.5.a. Architecture cascade à SCC

Dans les exemples présentés précédemment pour l'architecture cascade à SCC, les batteries ont été dimensionnées avec une différence de tension $V_{EB} - V_{PB}$ de 50 V. Cette valeur a été choisie à titre d'exemple, car dans un vrai système elle ne reste pas constante. En effet, les résistances internes entraînent une variation de la tension de la batterie dans la simulation, ce qui modifie la puissance de dimensionnement du convertisseur, qui était auparavant calculée en fonction d'une tension constante. Comme le convertisseur n'est pas réversible en tension, cette différence ne doit pas être inférieure à zéro. Cependant, sa valeur minimale doit être proche de zéro afin que $P_{conv\ dimens}$ soit faible.

Pour calculer la nouvelle différence de tension à utiliser dans le dimensionnement, on prend en compte les valeurs précédemment dimensionnées et les résistances internes. Dans le cas du couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage, la valeur minimale de $V_{EB} - V_{PB}$ doit se produire lorsque l'EB transite sa puissance maximale et la PB transite sa puissance minimale, comme donné dans l'Équation (3.31). Une différence minimale d'environ 8 V est obtenue. Pour la rendre proche de zéro, un nouveau dimensionnement du HESS est réalisé, diminuant la tension de la batterie énergie de 450 V à 442 V.

$$(V_{EB} - V_{PB})_{min} = \left(V_{EB} - R_{EB} \cdot \frac{P_{EBmax}}{V_{EB}} \right) - \left(V_{PB} - R_{PB} \cdot \frac{P_{PBmin}}{V_{PB}} \right) \quad (3.31)$$

Pour le couple LG – Tiamat, compte tenu des puissances maximales et minimales des batteries dimensionnées (Tableau 3.7) et de la stratégie de gestion utilisée, le cas de l'Équation (3.31) est peu probable. D'autre part, l'évolution des SOC (Figure 3-29) présente une période initiale où l'EB est complètement chargée et seule la PB absorbe de l'énergie. Considérant que cette énergie absorbée correspond à la puissance minimale de la batterie puissance, la différence minimale dans ce cas est donnée par l'Équation (3.32).

$$(V_{EB} - V_{PB})_{min} = V_{EB} - \left(V_{PB} - R_{PB} \cdot \frac{P_{PBmin}}{V_{PB}} \right) \quad (3.32)$$

La différence minimale calculée est d'environ 29 V. Ainsi, dans le nouveau HESS dimensionné, la tension de la batterie énergie est considérée comme étant de 421 V.

IV.5.a.i. Couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage

Les caractéristiques électriques des batteries avec prise en compte des résistances internes sont présentées dans le Tableau 3.14. L'évolution des états de charge de ce couple est présentée dans la Figure 3-38 et la différence de tension $V_{EB} - V_{PB}$, dans la Figure 3-39. Comme la prise en compte des résistances internes signifie un ajout de pertes au système, les batteries qui avaient été dimensionnées pour effectuer un cycle de 150 km ne sont plus en mesure de le faire. Dans ce cas, le VE serait capable d'effectuer 142,5 km, soit environ 92% du cycle total, qui est représenté par le SOC_{HESS} théorique en bleu. Comme la différence de tension entre les batteries devient beaucoup plus importante que celle considérée précédemment (127 V contre 50 V), la puissance maximale de dimensionnement du convertisseur augmente de 159%, passant de 1,9 kVA à 4,92 kVA.

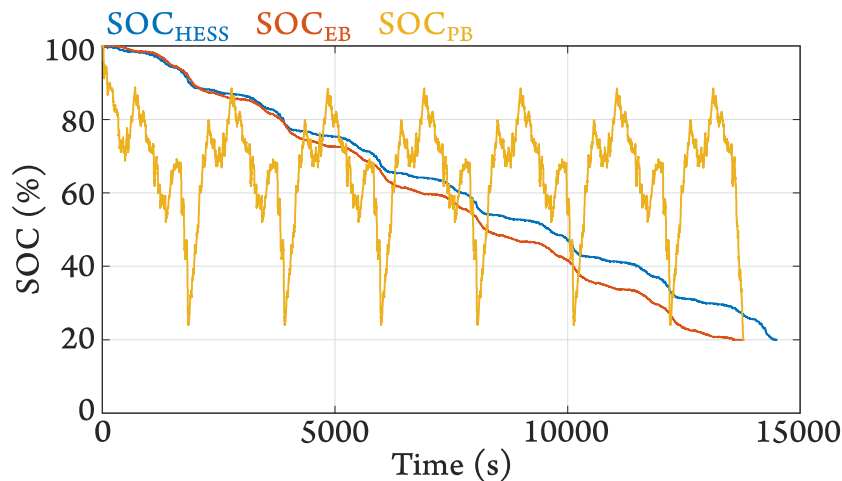


Figure 3-38 : SOC du couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture cascade à SCC (R_{bat} prises en compte)

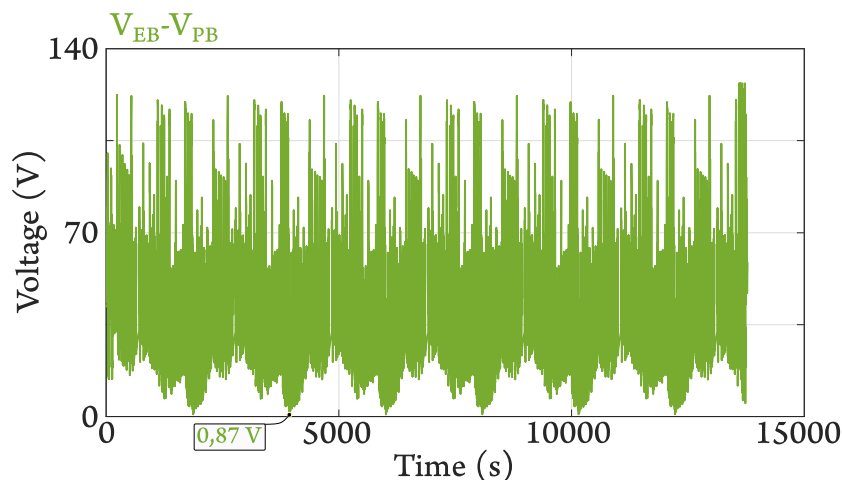


Figure 3-39 : Variation de la tension d'entrée du convertisseur du couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture cascade à SCC (R_{bat} prises en compte)

Tableau 3.14 : Couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l’architecture cascade à SCC (R_{bat} prises en compte)

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p	R_{bat}
EB (Panasonic)	75,06 kg	17,15 kWh	442 V	17,16 kW	-8,58 kW	122,78	9,70	380 mΩ
PB (A123)	8,43 kg	0,61 kWh	400 V	27,14 kW	-8,82 kW	121,21	0,34	1,25 Ω
HESS	83,49 kg	17,76 kWh	400 V	44,3 kW	-17,4 kW			

IV.5.a.ii. Couple LG – Tiamat

Les caractéristiques électriques des batteries avec prise en compte des résistances internes sont présentées dans le Tableau 3.15. L’évolution des SOC du couple LG – Tiamat est présentée en Figure 3-40. L’autonomie du VE avec ce couple serait d’environ 149 km, soit 96% du cycle total. L’évolution de la différence de tension entre les batteries est présentée en Figure 3-41. Dans ce cas, la valeur maximale de cette différence est plus faible que sans prise en

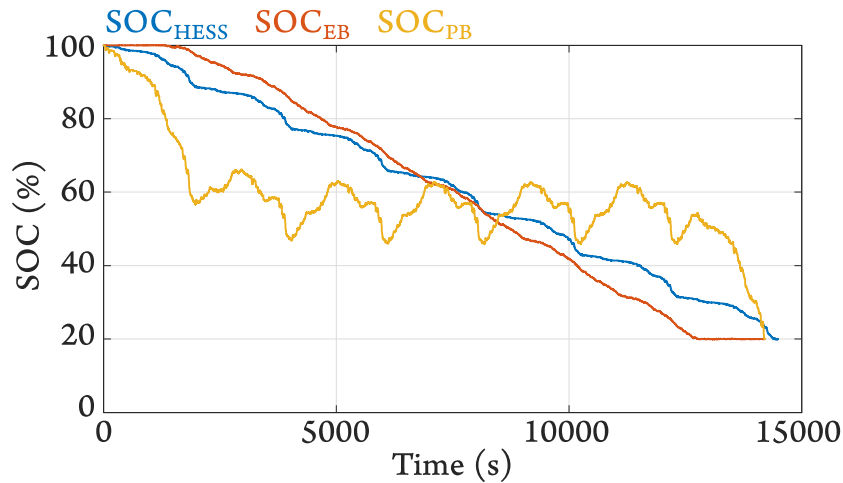


Figure 3-40 : SOC du couple LG – Tiamat dans l’architecture cascade à SCC (R_{bat} prises en compte)

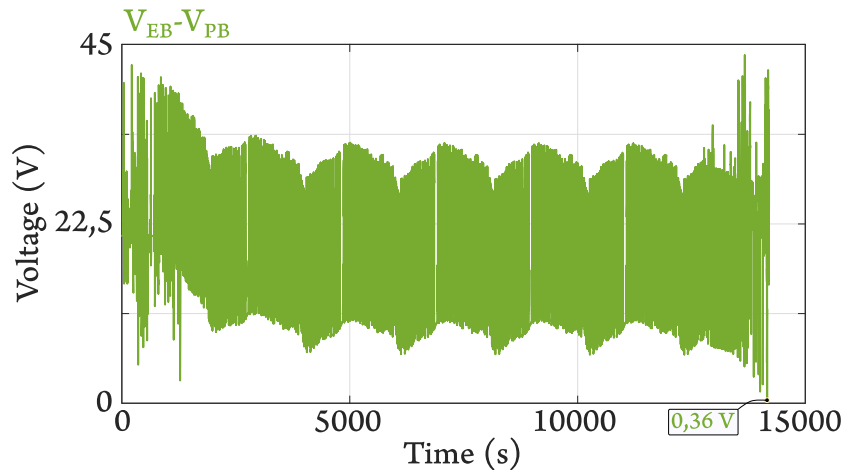


Figure 3-41 : Variation de la tension d’entrée du convertisseur du couple LG – Tiamat dans l’architecture cascade à SCC (R_{bat} prises en compte)

compte des résistances internes (43,6 V contre 50 V). Ainsi, la $P_{conv\,dimens}$ diminue de 9,3%, passant de 1,4 kVA à 1,27 kVA.

Tableau 3.15 : Couple LG – Tiamat dans l’architecture cascade à SCC (R_{bat} prises en compte)

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat\,max}$	$P_{bat\,min}$	N_s	N_p	R_{bat}
EB (LG)	49,90 kg	12,96 kWh	421 V	12,96 kW	-12,59 kW	115,82	8,79	527 mΩ
PB (Tiamat)	41,89 kg	3,74 kWh	400 V	56,11 kW	-37,41 kW	108,11	6,68	194 mΩ
HESS	91,79 kg	16,7 kWh	400 V	69,07 kW	-50 kW			

IV.5.b. Architecture série

Dans les simulations de l’architecture série, les batteries dimensionnées précédemment sont conservées, seules leurs résistances internes y sont ajoutées.

IV.5.b.i. Couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage

Le premier cas analysé est le couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage (Tableau 3.16). L’évolution des SOC des batteries est donnée en Figure 3-42. Dans ce cas, le VE serait capable de parcourir 147,5 km, soit environ 95% du cycle total. Dans l’architecture série, le $P_{conv\,dimens}$ dépend de la tension de l’EB. L’évolution de cette dernière est illustrée en Figure 3-43. Bien que la tension maximale de l’EB soit plus élevée que celle considérée précédemment, le courant maximal transité par le convertisseur est un peu plus faible. Ainsi, $P_{conv\,dimens}$ passe de 4,67 kVA à 4,51 kVA, soit une diminution de 3,4%.

Tableau 3.16 : Couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l’architecture série (R_{bat} prises en compte)

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat\,max}$	$P_{bat\,min}$	N_s	N_p	R_{bat}
EB (Panasonic)	75,06 kg	17,15 kWh	197,19 V	17,16 kW	-8,58 kW	54,77	21,75	76 mΩ
PB (A123)	8,43 kg	0,61 kWh	202,81 V	27,14 kW	-8,82 kW	61,46	0,67	321 mΩ
HESS	83,49 kg	17,76 kWh	400 V	44,3 kW	-17,4 kW			

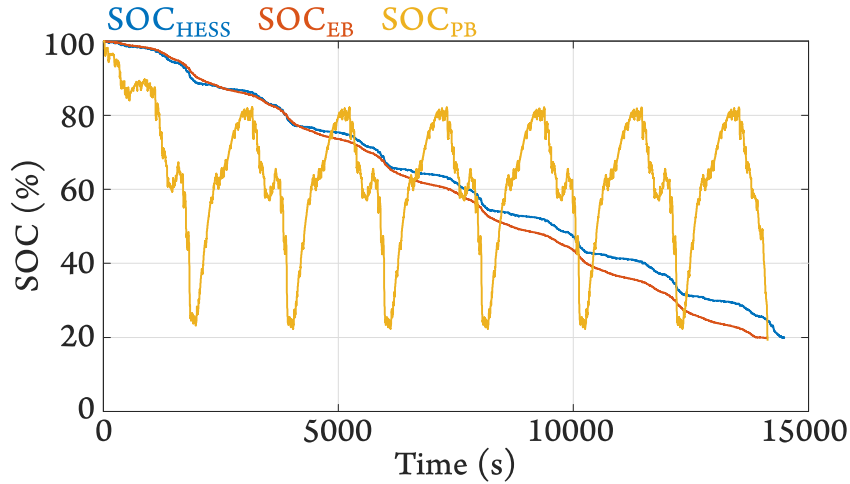


Figure 3-42 : SOC du couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l’architecture série (R_{bat} prises en compte)

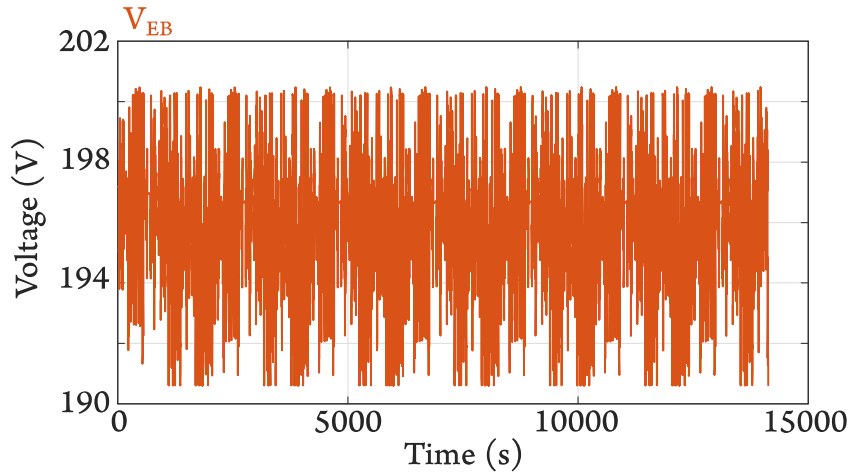


Figure 3-43 : Variation de la V_{EB} du couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l’architecture série (R_{bat} prises en compte)

IV.5.b.ii. Couple LG – Tiamat

En analysant le couple LG – Tiamat (Tableau 3.17), dont l’évolution des SOC est présentée en Figure 3-44, le VE serait capable d’effectuer 150,4 km, environ 97% du cycle total. Quant à la puissance de dimensionnement du convertisseur, qui dépend de la V_{EB} présentée en Figure 3-45, une augmentation de 25,7% est obtenue, passant de 2,68 kVA à 3,37 kVA.

Tableau 3.17 : Couple LG – Tiamat dans l’architecture série (R_{bat} prises en compte)

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p	R_{bat}
EB (LG)	49,90 kg	12,96 kWh	100,69 V	12,96 kW	-12,59 kW	27,70	36,76	30 mΩ
PB (Tiamat)	41,89 kg	3,74 kWh	299,31 V	56,11 kW	-37,41 kW	80,89	8,93	109 mΩ
HESS	91,79 kg	16,7 kWh	400 V	69,07 kW	-50 kW			

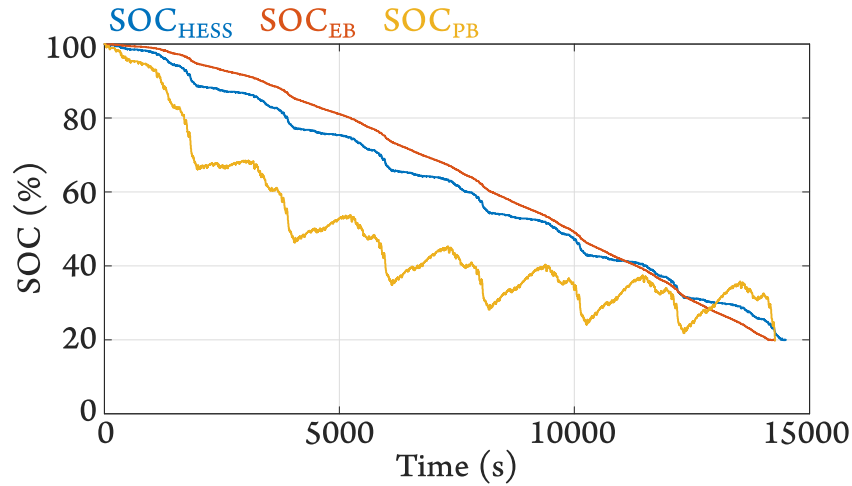


Figure 3-44 : SOC du couple LG – Tiamat dans l'architecture série (R_{bat} prises en compte)

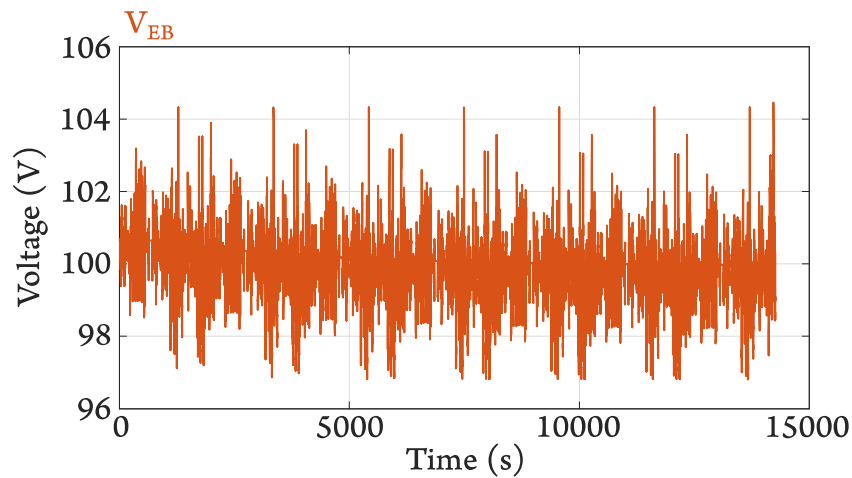


Figure 3-45 : Variation de la V_{EB} du couple LG – Tiamat dans l'architecture série (R_{bat} prises en compte)

IV.5.c. Synthèse

À l'aide du Tableau 3.18, on constate que, même en tenant compte d'une imperfection du système, les convertisseurs obtenus avec les architectures étudiées présentent des puissances de dimensionnement bien inférieures à celles obtenues avec l'architecture classique.

L'architecture cascade à SCC est plus influencée que la série par la prise en compte des résistances internes. En effet, comme les tensions des batteries de la première architecture sont supérieures à celles de la dernière, plus de cellules sont mises en série, ce qui augmente les valeurs de R_{bat} . En revanche, sauf dans le cas (6) où la PB embarque peu d'énergie ce qui fait que l'EB soit plus sollicitée, l'architecture cascade à SCC continue à présenter des convertisseurs avec puissance de dimensionnement inférieure à ceux de l'architecture série.

Tableau 3.18 : Puissances de dimensionnement du convertisseur avec prise en compte des résistances internes

		Architecture classique cascade avec 1 convertisseur	Architecture cascade à SCC	Architecture cascade à SCC avec résistances internes	Architecture série	Architecture série avec résistances internes
LG-Tiamat	(1)	13 kVA	1,42 kVA	1,27 kVA	2,70 kVA	3,37 kVA
LG-Tiamat avec réduction	(2)	14,9 kVA	1,66 kVA	1,89 kVA	2,36 kVA	4,02 kVA
LG-A123	(3)	14,2 kVA	1,54 kVA	1,93 kVA	2,84 kVA	3,10 kVA
LG-A123 avec réduction	(4)	16,5 kVA	1,83 kVA	4,83 kVA	11,8 kVA	11,52 kVA
Panasonic-A123	(5)	13,7 kVA	1,20 kVA	1,56 kVA	3,38 kVA	3,60 kVA
Panasonic-A123 avec réduction	(6)	17,2 kVA	1,90 kVA	4,92 kVA	4,67 kVA	4,51 kVA
Panasonic-Tiamat	(7)	12,3 kVA	1,17 kVA	0,98 kVA	3,16 kVA	3,29 kVA
Panasonic-Tiamat avec réduction	(8)	15,1 kVA	1,68 kVA	1,82 kVA	3,10 kVA	3,31 kVA

Par ailleurs, en ce qui concerne l'autonomie (Tableau 3.19), les couples de l'architecture série présentent des valeurs plus proches du cycle de conduite considéré (155 km). Cela signifie que cette architecture série présente moins de pertes que l'architecture cascade à SCC. La perte d'autonomie est plus importante quand l'énergie embarquée par la PB est plus faible.

Tableau 3.19 : Autonomies des architectures avec prise en compte des résistances internes

		Autonomie de l'architecture cascade à SCC avec résistances internes	Autonomie de l'architecture série avec résistances internes
LG-Tiamat	(1)	149 km	150,4 km
LG-Tiamat avec réduction	(2)	147,6 km	151,2 km
LG-A123	(3)	147,7 km	150,4 km
LG-A123 avec réduction	(4)	139,7 km	150 km
Panasonic-A123	(5)	149,2 km	150,2 km
Panasonic-A123 avec réduction	(6)	142,5 km	147,5 km
Panasonic-Tiamat	(7)	150,2 km	150,7 km
Panasonic-Tiamat avec réduction	(8)	149,1 km	150,4 km

Pour rendre le modèle de batterie utilisé encore plus réaliste vis-à-vis du convertisseur, il serait nécessaire de faire varier la tension à vide des batteries en fonction de leurs SOC. La variation de la tension des batteries serait alors encore plus importante, ce qui se refléterait dans le $P_{conv\ dimens}$. Comme le convertisseur de l'architecture cascade à SCC dépend directement de la tension des batteries, cette architecture devrait être plus affectée par ce critère que l'architecture série.

IV.6. Utilisation du HESS dimensionné avec un cycle différent

Les couples HESS présentés ont été dimensionnés en fonction du cycle Artemis (Figure 3-3). Comme le VE ne sera pas toujours conduit selon ces contraintes, on s'intéresse dans cette section à analyser l'impact d'un cycle différent sur les batteries et sur le convertisseur. À titre d'exemple, on utilise ici le cycle WLTP (Figure 3-2).

Le cycle Artemis de référence présente une vitesse maximale de 110 km/h et une courte période de 36 secondes de vitesse supérieure à 100 km/h. En répétant ce cycle sept fois (Figure 3-20), la distance parcourue est de 155 km. Avec une récupération totale de la puissance de freinage, une énergie de 16,7 kWh est nécessaire pour effectuer ce cycle, ce qui se traduit par une consommation de 10,8 kWh/100 km. Le cycle WLTP, quant à lui, présente une vitesse maximale de 130 km/h avec une période de 3 minutes de vitesse supérieure à 100 km/h. En répétant ce cycle 7 fois, comme présenté en Figure 3-46, une distance parcourue de 163 km est obtenue. Avec une récupération totale de la puissance de freinage, une énergie de 22 kWh est nécessaire pour effectuer ce cycle, soit une consommation de 13,5 kWh/100 km.

Ainsi, un HESS dimensionné selon le cycle Artemis ne sera pas en mesure de réaliser intégralement le cycle WLTP, puisqu'il n'embarque pas suffisamment d'énergie. En outre, une longue période de vitesse élevée du VE signifie une longue période de valeurs de puissance élevées sur le stockeur. Cette dynamique fait que la PB se décharge rapidement, car elle n'embarque pas beaucoup d'énergie. Le convertisseur doit donc transiter plus de puissance pour que le SOC_{PB} reste entre 100% et 20% pendant le cycle.

La limitation de la puissance de freinage réduit l'énergie embarquée par la PB. Ainsi, le couple Panasonic-A123 avec réduction de la puissance de freinage (6) n'est pas adapté à la réalisation d'un cycle qui demande plus d'énergie que celui pour lequel il a été dimensionné. Afin d'utiliser un couple disposant de plus d'énergie embarquée, on considère, pour les

simulations développées dans cette partie, le couple Panasonic–A123 (S), présenté dans le Tableau 3.20 pour l’architecture cascade à SCC et dans le Tableau 3.21 pour l’architecture série. Ici, les résistances internes des batteries ne sont pas prises en compte.

Tableau 3.20 : Couple Panasonic – A123 dans l’architecture cascade à SCC

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p
EB (Panasonic)	59,98 kg	13,71 kWh	450 V	13,71 kW	-6,85 kW	125	7,62
PB (A123)	41,24 kg	2,99 kWh	400 V	132,76 kW	-43,15 kW	121,21	1,66
HESS	101,22 kg	16,7 kWh	400 V	146,47 kW	-50 kW		

Tableau 3.21 : Couple Panasonic – A123 dans l’architecture série

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p
EB (Panasonic)	59,98 kg	13,71 kWh	54,84 V	13,71 kW	-6,85 kW	15,23	62,5
PB (A123)	41,24 kg	2,99 kWh	345,16 V	132,76 kW	-43,15 kW	104,59	1,92
HESS	101,22 kg	16,7 kWh	400 V	146,47 kW	-50 kW		

Les $P_{conv_{dimens}}$ relatifs au cycle Artemis pour ce couple valent 1,2 kVA pour la cascade à SCC et 3,44 kVA pour la série. Comme la demande en puissance du cycle WLTP est plus importante, ces valeurs ne sont pas suffisantes et doivent être augmentées. Cela est nécessaire pour que les puissances transitées par les batteries soient adaptées à leurs limites de puissance et pour que l’autonomie du VE soit la plus longue possible. En passant à un $P_{conv_{dimens}}$ de 1,43 kVA pour la cascade à SCC et 6,13 kVA pour la série, la variation des SOC présentée en Figure 3-47 est obtenue. La courbe SOC_{HESS} en bleu représente une évolution théorique dans le cas où le VE aurait parcouru le cycle complet. Le VE est donc capable de parcourir 126 km, environ 77% du cycle total. L’évolution de P_{conv} est présentée dans la Figure 3-48.

Les valeurs élevées de puissance dans le convertisseur se produisent sur une courte période, lorsque le véhicule atteint la vitesse maximale du cycle. Pour le type de VE proposé dans ce travail, c’est-à-dire un véhicule urbain pour un usage quotidien, une vitesse maximale de 110 km/h (maximum autorisé sur les voies rapides urbaines) est suffisante.

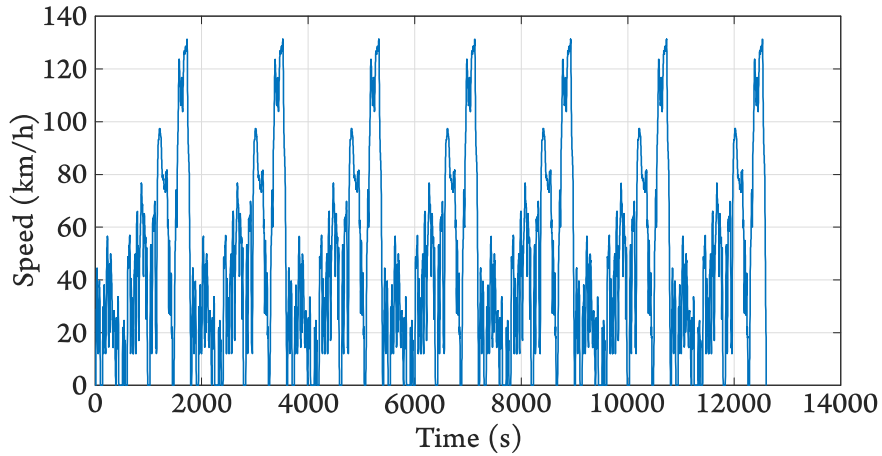


Figure 3-46 : Cycle WLTP répété 7 fois

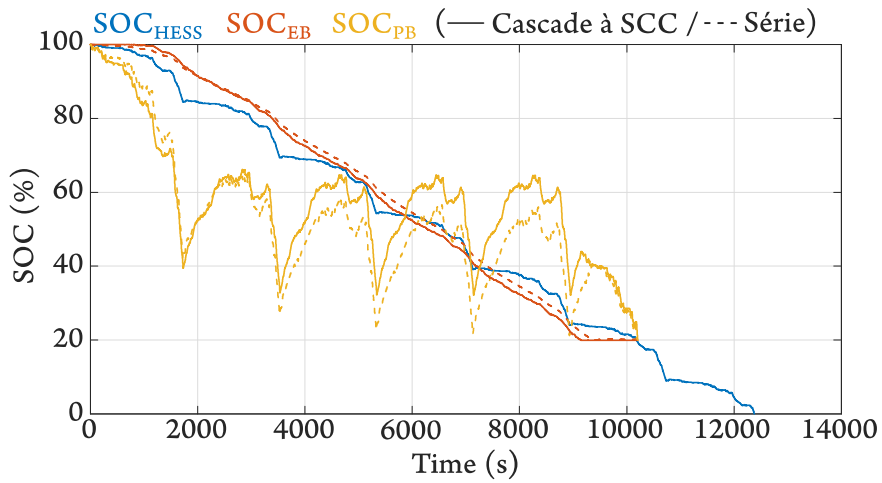


Figure 3-47 : Variation des SOC du couple Panasonic – A123 avec cycle WLTP

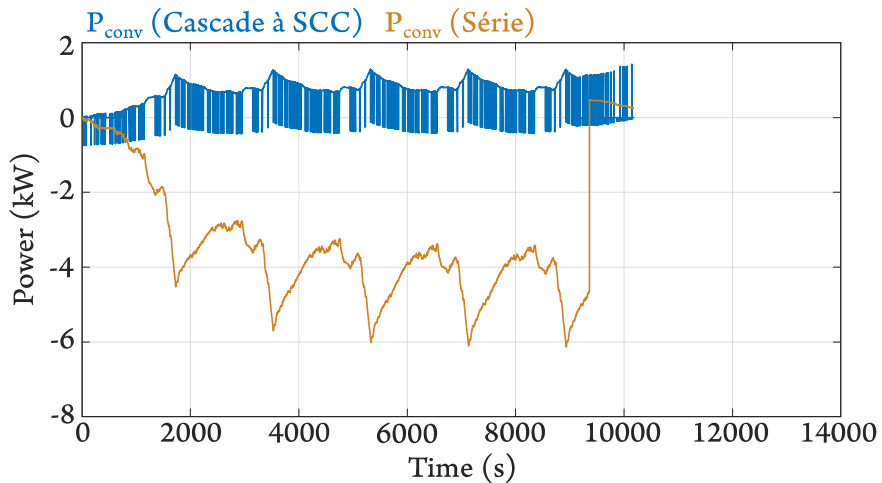


Figure 3-48 : Évolution de la puissance du convertisseur du couple Panasonic – A123 avec cycle WLTP

En limitant la vitesse maximale du cycle WLTP à 110 km/h, comme présenté dans la Figure 3-49, les puissances de dimensionnement des convertisseurs sont réduites. Pour l'architecture cascade à SCC, elle est même inférieure à celle de départ (1,2 kVA) et vaut 1,14 kVA. Pour l'architecture série, $P_{conv\ dimens}$ passe de 6,13 kVA pour le cycle à 130 km/h à

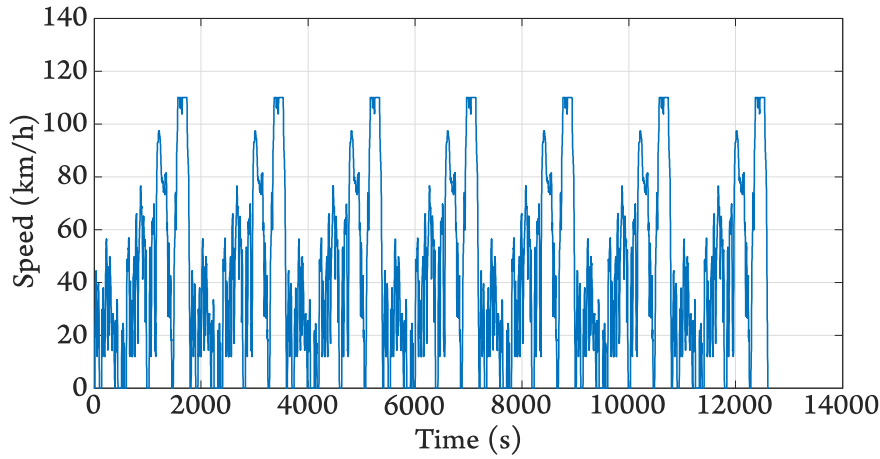


Figure 3-49 : Cycle WLTP limité à 110 km/h répété 7 fois

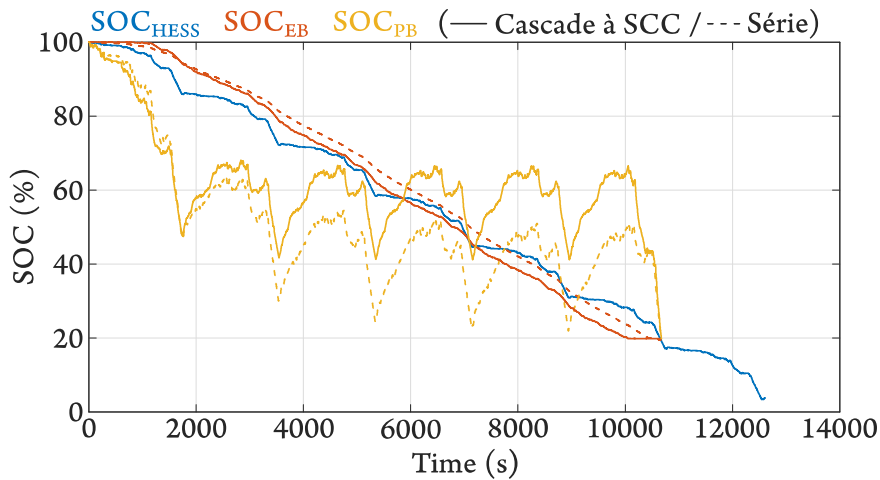


Figure 3-50 : Variation des SOC du couple Panasonic - A123 dans l'architecture série avec cycle WLTP limité

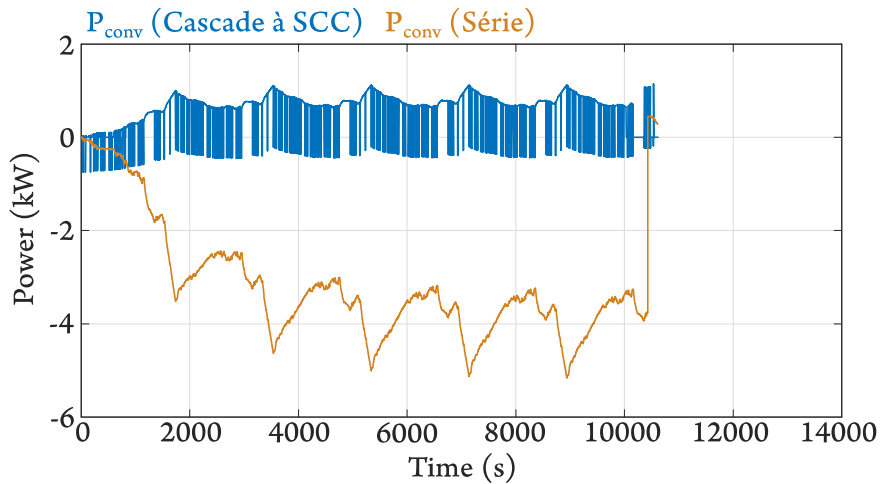


Figure 3-51 : P_{conv} pour le couple Panasonic - A123 dans l'architecture série avec cycle WLTP limité

5,16 kVA pour le cycle avec limitation de vitesse. L'évolution des puissances des convertisseurs sont illustrées dans la Figure 3-51. Enfin, la limitation de la vitesse maximale augmente aussi l'autonomie du VE, qui est capable de réaliser environ 133 km, et diminue l'amplitude de la variation des SOC (Figure 3-50).

En conclusion, la vitesse maximale du VE a une grande influence sur son autonomie, mais aussi sur la puissance de dimensionnement du convertisseur du HESS et donc sur la taille et le volume de ce dispositif. Dans le but de trouver une solution compacte pour ce dernier, il est important de limiter la vitesse que le VE peut atteindre. Par ailleurs, pour que le VE soit capable d'effectuer ce nouveau cycle, il faudrait redimensionner le couple des batteries et, par la suite, le convertisseur de couplage.

V. ETUDE DE LA RECHARGE DU HESS

La gestion des puissances des batteries en cycle ayant été définie, il est également nécessaire d'étudier l'impact du mode de recharge du HESS, en conservant les mêmes dimensionnements de convertisseur. En effet, il est important de définir le rôle du convertisseur DC-DC dans cette opération, afin que la puissance requise pour la recharge, celle requise pour le fonctionnement du VE et celle de dimensionnement du convertisseur soient compatibles. Le but ici n'est pas de définir la recharge optimale, mais plutôt d'avoir une idée du temps et de la puissance de recharge envisageables avec nos HESS. Pour rapprocher cette étude de la réalité, les résistances internes des batteries ont été prises en compte.

V.1. Modes de recharge conventionnels

Afin d'avoir une référence concernant les puissances de recharge possibles, on analyse ci-après les modes existants pour les VE vendus commercialement aujourd'hui. Ces systèmes de recharge sont réglementés par la norme IEC (*International Electrotechnical Commission*) 61851. Quatre modes de recharge y sont définis [Schneider], illustrés dans la Figure 3-52.

Le mode 1 consiste à connecter le VE directement à une prise domestique de courant alternatif (AC – *Alternating Current*) à une tension de 230 V monophasé ou 400 V triphasé. Comme il n'y a aucun équipement de contrôle ou de communication sur la connexion entre le véhicule et la prise, ce mode présente des risques importants et est interdit dans certains pays.

Le mode 2 consiste à connecter le VE à une prise domestique via un connecteur Type 2, défini par la norme IEC 62196. Cette connexion comprend un dispositif intégrant une fonction de protection et de contrôle de puissance. Cet équipement réduit fortement les risques du mode 1 et doit être capable de supporter des courants allant jusqu'à 32 A. En considérant une puissance de recharge de 2,3 kW (10 A) pour la Renault Zoe version Q90, qui comporte une batterie de 41 kWh, la durée d'une recharge complète dans ce mode est d'environ 18 h.

Le mode 3 correspond à la recharge avec des puissances comprises entre 3,7 kW et 22 kW AC. Dans ce cas, le VE est connecté à une station de recharge dédiée, qui intègre des fonctions de contrôle et de protection, et les valeurs de puissance plus élevées permettent une recharge plus rapide de la batterie. En effet, à une puissance de 22 kW, la Renault Zoe version Q90 peut être complètement rechargée en environ 2 heures. Ce mode est le plus indiqué, car le risque de raccordement à une installation inappropriée est éliminé. En outre, la fonction de contrôle gère le temps de recharge et optimise la consommation électrique, garantissant la recharge optimale de la batterie et préservant sa durée de vie.

Dans le mode 4, une station de recharge DC est utilisée avec des niveaux de puissance importants compris entre 22 kW et 350 kW DC. Dans ce cas, la recharge se fait en courant continu et la source d'énergie est directement connectée à la batterie, ce qui permet des recharges extrêmement rapides, en quelques minutes. Dans ce cas, la norme IEC 61851-24 exige une communication numérique entre l'équipement de recharge et le VE, avec le connecteur CCS Combo 2 comme standard.

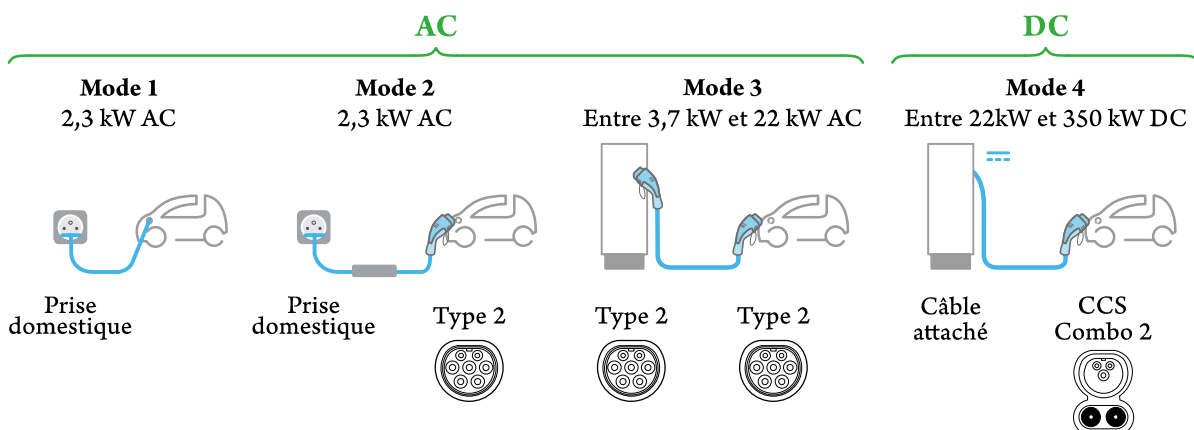


Figure 3-52 : Modes de recharge des VE (adapté de [Schneider])

V.2. Recharge des architectures cascade à SCC et série

L'objet d'étude de cette thèse est la réduction de la puissance de dimensionnement du convertisseur de couplage d'un HESS. Ainsi, pour établir la gestion de recharge des architectures étudiées, on détermine la puissance de recharge fournie au HESS en fonction de la puissance du convertisseur. De plus, elle est considérée comme constante pendant toute la durée de la recharge. La puissance fournie à chaque batterie sera définie en fonction de leurs puissances limites.

V.2.a. Architecture cascade à SCC

La gestion de recharge de l'architecture cascade à SCC a été définie de manière simple, en tenant compte de la valeur $P_{conv\ min}$ de la fonction $P_{conv} = f(SOC_{PB})$ qui est déterminée en fonction de la puissance de recharge maximale de l'EB ($P_{EB\ min}$). On considère la connexion du HESS au réseau via l'*On-Board Charger* (OBC) selon le schéma de la Figure 3-53.

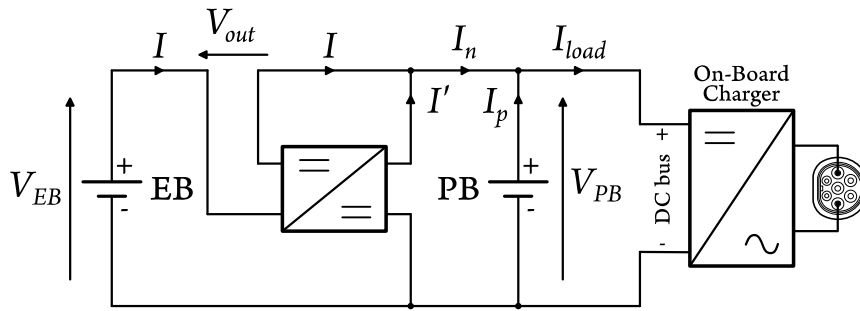


Figure 3-53 : Recharge de l'architecture cascade à SCC avec convertisseur en mode boost

Comme vu dans les exemples présentés, la PB est celle qui embarque le moins d'énergie. Son SOC varie donc plus fortement que celui de l'EB pendant l'utilisation du VE, que ce soit en recharge ou en décharge. Ainsi, en connectant l'OBC au bus DC, la PB se recharge naturellement plus vite que l'EB. Lorsque le SOC de la PB atteint 100%, son courant doit alors rester nul. Par conséquent, on délègue la PB de la totalité de sa puissance pour l'envoyer, via le convertisseur, vers l'EB. En considérant que le convertisseur transite une puissance égale à $-|P_{con\ min}|$, la puissance de recharge est donnée par l'Équation (3.36) et est constante durant toute la phase de recharge du HESS.

$$I_{load} = I_{recharge} = I_n = I + I' \quad (3.33)$$

$$P_{conv} = I \cdot (V_{EB} - V_{PB}) = I' \cdot V_{PB} \quad (3.34)$$

$$P_{recharge} = I_{recharge} \cdot V_{PB} = I \cdot V_{PB} + P_{conv} = P_{conv} \cdot \frac{V_{PB}}{V_{EB} - V_{PB}} + P_{conv} \quad (3.35)$$

$$P_{recharge} = -|P_{conv\ min}| \cdot \left(\frac{V_{EB}}{V_{EB} - V_{PB}} \right) \quad (3.36)$$

La Figure 3-54 présente le synoptique qui illustre le fonctionnement de la gestion de recharge. Tout d'abord, la puissance de recharge est calculée avec l'Équation (3.36). Ensuite, le SOC de la batterie puissance est vérifié. Si elle n'est pas complètement rechargée, la puissance de recharge est répartie entre les batteries. La puissance de recharge de l'EB est donnée par l'Équation (3.37) et celle de la PB par l'Équation (3.38). Si la PB est totalement rechargée, le convertisseur doit alors transiter la puissance $-|P_{conv_{min}}|$. Ainsi, le courant dans la batterie puissance est annulé et la puissance de recharge de la batterie énergie augmente et est donnée par l'Équation (3.39).

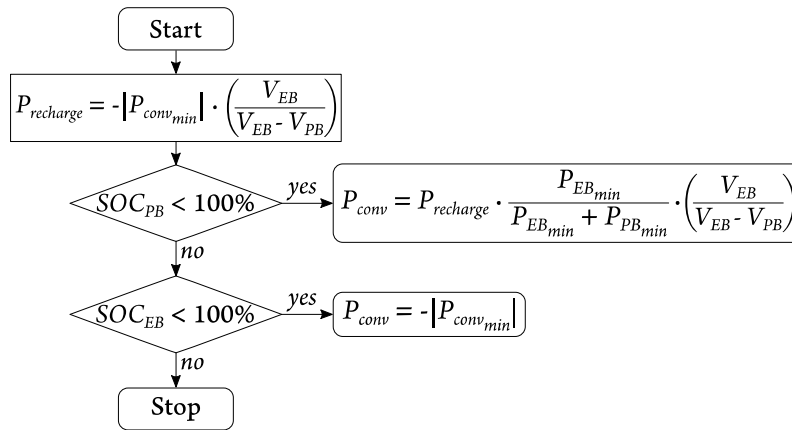


Figure 3-54 : Synoptique de la gestion de recharge de l'architecture cascade à SCC

$$P_{EB} = P_{recharge} \cdot \frac{P_{EB_{min}}}{P_{EB_{min}} + P_{PB_{min}}} \cdot \frac{V_{EB}}{V_{PB}} \quad \text{si } SOC_{PB} < 100\% \quad (3.37)$$

$$P_{PB} = P_{recharge} - P_{EB} \quad \text{si } SOC_{PB} < 100\% \quad (3.38)$$

$$P_{EB} = P_{EB_{min}} \quad \text{si } SOC_{PB} = 100\% \quad (3.39)$$

Les exemples suivants reprennent ceux des Figures 3-38 et 3-40 et illustrent le fonctionnement de la gestion de recharge.

V.2.a.i. Couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage

Dans ce cas, présenté dans la Figure 3-55, $P_{conv_{min}}$ est égal à -0,82 kW, ce qui fait que $P_{recharge} = -8,6$ kW. Au départ, le convertisseur transite une puissance de -0,36 kW et la PB présente une puissance de recharge de -3,9 kW, se rechargeant en 8 minutes. Une fois la PB rechargée, la puissance de recharge de l'EB passe de -4,7 kW à -8,6 kW et le convertisseur transite -0,94 kW. Le temps de recharge total est de 1 heure et 40 minutes.

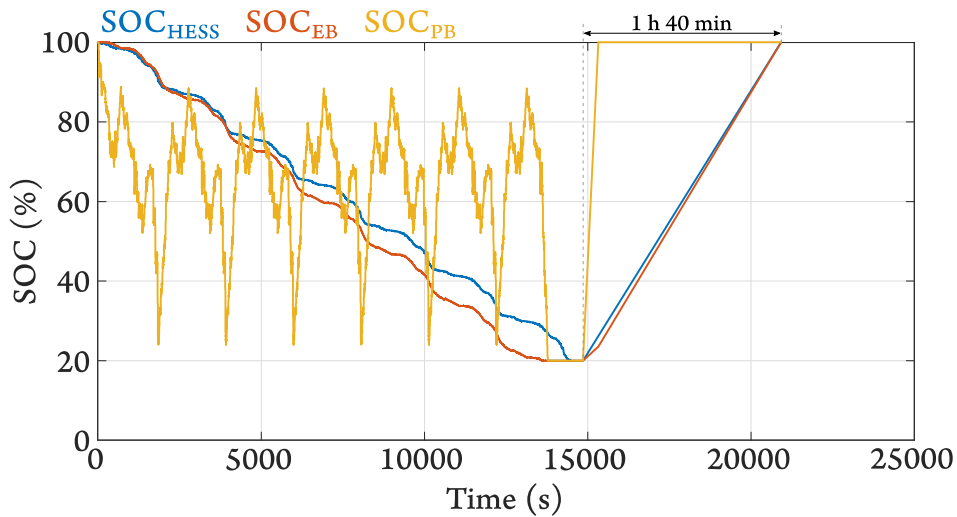


Figure 3-55 : Gestion de recharge de l'architecture cascade à SCC pour le couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage

V.2.a.ii. Couple LG – Tiamat

La Figure 3-56 présente la gestion de recharge de ce cas. Ici, $P_{con\ min}$ est égal à $-0,63\ kW$, ce qui conduit à un $P_{recharge} = -12,6\ kW$. Au départ, la puissance de recharge de la batterie puissance est égale à $-9,2\ kW$ et le convertisseur transite $-0,16\ kW$. Comme la batterie Tiamat de ce couple présente une capacité en énergie supérieure à celle de l'A123 du couple précédent, son temps de recharge est plus long même si elle a une puissance de recharge plus élevée. Ce temps est de 20 minutes. Une fois la PB rechargée, la puissance de recharge de la batterie énergie passe de $-3,4\ kW$ à $-12,6\ kW$ et le convertisseur transite $-1\ kW$. Le temps de recharge total est de 1 heure et 6 minutes.

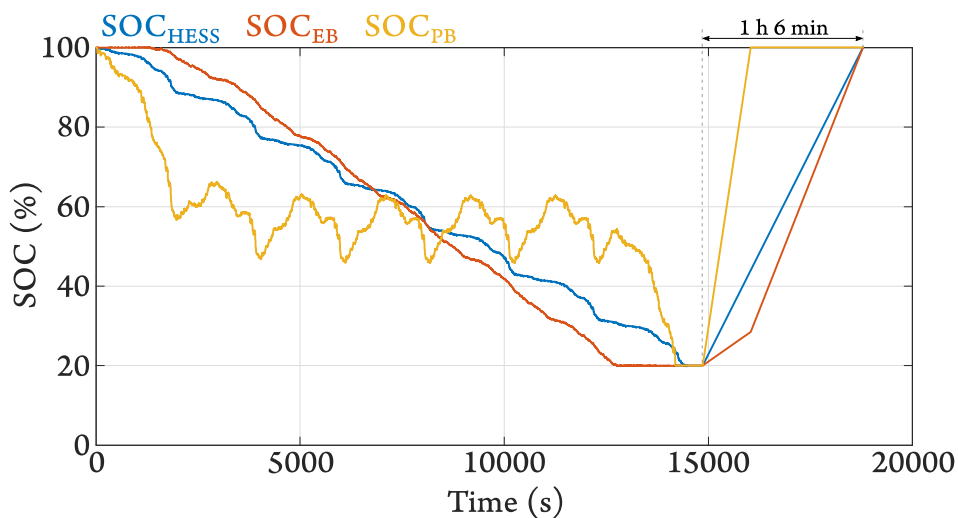


Figure 3-56 : Gestion de recharge de l'architecture cascade à SCC pour le couple LG – Tiamat

V.2.b. Architecture série

On considère la connexion du HESS au réseau via l'*On-Board Charger* (OBC) selon le schéma de la Figure 3-57. La gestion de recharge de l'architecture série reprend la même logique que celle de l'architecture cascade à SCC. Ici, c'est la valeur $P_{conv_{max}}$ de la fonction $P_{conv} = f(SOC_{PB})$ qui est prise en compte. Comme dans l'architecture cascade à SCC, lorsque le SOC de la batterie puissance atteint 100% dans l'architecture série, son courant doit rester nul. Par conséquent, on déleste la batterie puissance de la totalité de sa puissance pour l'envoyer, via le convertisseur, vers la batterie énergie. En considérant que le convertisseur transite une puissance $|P_{conv_{max}}|$, la puissance de recharge est donnée par l'Équation (3.41).

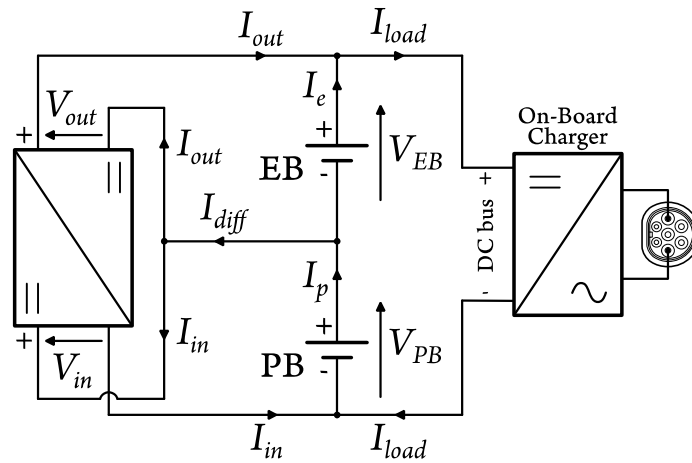


Figure 3-57 : Recharge de l'architecture série

$$I_{load} = I_{recharge} = -\frac{|P_{conv_{max}}|}{V_{PB}} \quad (3.40)$$

$$P_{recharge} = -|P_{conv_{max}}| \cdot \left(\frac{V_{EB} + V_{PB}}{V_{PB}}\right) \quad (3.41)$$

Le synoptique présenté en Figure 3-58 illustre le fonctionnement de la gestion de recharge. La puissance de recharge, constante sur toute la séquence, est précalculée selon l'Équation (3.41). Ensuite, le SOC de la batterie puissance est vérifié. Si elle n'est pas complètement rechargée, le convertisseur doit être désactivé et les deux batteries se rechargent avec le même courant. La puissance de recharge de l'EB est donnée par l'Équation (3.42) et celle de la PB par l'Équation (3.43). Dès que la batterie puissance est complètement rechargée, le convertisseur doit transiter la puissance $|P_{conv_{max}}|$. De cette manière, le courant dans la batterie puissance est annulé et la puissance de recharge de la batterie énergie est augmentée, étant donnée par l'Équation (3.44).

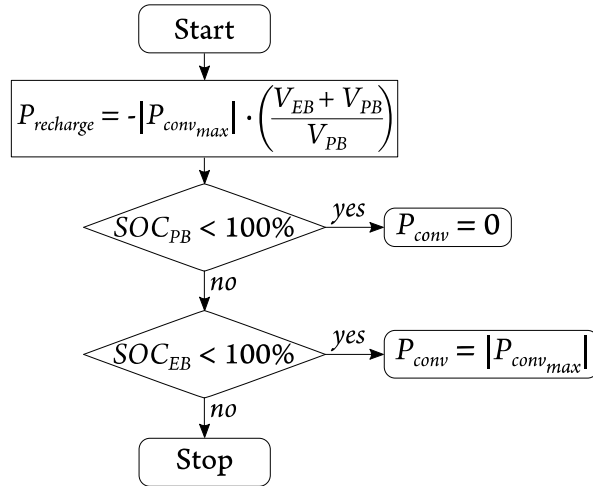


Figure 3-58 : Synoptique de la gestion de recharge de l'architecture série

$$P_{EB} = -|P_{conv_{max}}| \cdot \frac{V_{EB}}{V_{PB}} \quad \text{si } SOC_{PB} < 100\% \quad (3.42)$$

$$P_{PB} = -|P_{conv_{max}}| \quad \text{si } SOC_{PB} < 100\% \quad (3.43)$$

$$P_{EB} = -|P_{conv_{max}}| \cdot \left(\frac{V_{EB} + V_{PB}}{V_{PB}}\right) \quad \text{si } SOC_{PB} = 100\% \quad (3.44)$$

Les exemples suivants reprennent ceux des Figures 3-42 et 3-44 et illustrent le fonctionnement de la gestion de recharge.

V.2.b.i. Couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage

Dans ce cas, présenté dans la Figure 3-59, $|P_{conv_{max}}|$ est égal à 4,1 kW, ce qui fait que $P_{recharge}$ soit égal à -8,1 kW. La PB se recharge en 8 minutes, comme dans l'architecture cascade

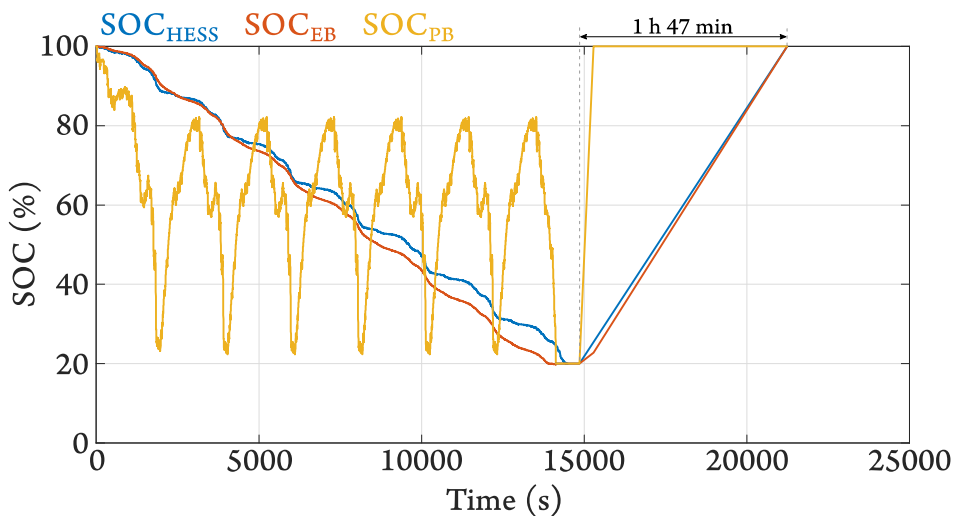


Figure 3-59 : Gestion de recharge de l'architecture série pour le couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage

à SCC. Une fois cette dernière rechargée, la puissance de recharge de l'EB passe de -4 kW à -8,1 kW. Comme la puissance de recharge de ce cas est légèrement inférieure à celle de l'architecture cascade à SCC (-8,6 kW), le temps de recharge total est augmenté, soit 1 h 47 min.

V.2.b.ii. Couple LG – Tiamat

La gestion de recharge de ce cas est présentée dans la Figure 3-60. Ici, $|P_{convmax}|$ est égal à 2,8 kW, ce qui conduit à un $P_{recharge}$ qui vaut -3,73 kW. Comme la capacité en énergie de la batterie puissance est supérieure à celle de la batterie A123 du couple précédent et sa puissance de recharge est plus faible, sa recharge complète dure environ 1 heure et 5 minutes. Une fois la batterie puissance rechargée, la puissance de recharge de la batterie énergie passe de -0,94 kW à -3,73 kW. Comme la puissance de recharge dans ce cas est environ trois fois inférieure à celle de l'architecture cascade à SCC (-12,6 kW), le temps de recharge total est environ trois fois plus long, soit 3 heures et 36 minutes.

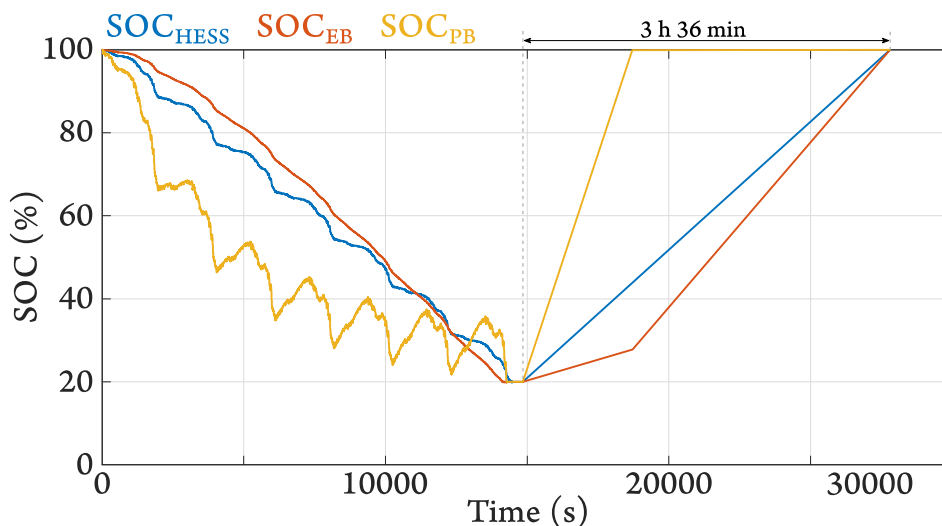


Figure 3-60 : Gestion de recharge de l'architecture série pour le couple LG – Tiamat

V.3. Synthèse

Comme pour les stratégies de gestion d'énergie, la gestion de recharge présentée ici n'est pas une solution optimale. Elle vise uniquement à donner une idée du temps et de la puissance maximale nécessaires pour la recharge des batteries des exemples présentés. Le Tableau 3.22 résume les valeurs obtenues. Pour le couple Panasonic – A123, les résultats obtenus pour les deux architectures sont très proches. La différence entre elles se trouve dans la puissance transitée par le convertisseur lors de la recharge, qui est plus faible dans l'architecture cascade à SCC. En tout cas, ces valeurs sont bien adaptées aux puissances de dimensionnement

obtenues précédemment. Dans le cas du couple LG – Tiamat, les différences sont beaucoup plus grandes puisqu'un facteur 3 apparaît entre les deux architectures : la puissance de recharge trois fois plus grande dans l'architecture cascade à SCC. Ici aussi, les puissances transitées par le convertisseur sont bien adaptées aux puissances de dimensionnement obtenues précédemment. En faisant un parallèle avec les modes de recharge actuellement existants, on peut dire que tous les cas présentés correspondent au mode 3. En revanche, le mode 4 (chargeurs rapide DC) n'est pas adapté au HESS.

Tableau 3.22 : Synthèse des temps et puissances des exemples présentés

	Architecture cascade à SCC		Architecture série	
	Couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage	Couple LG – Tiamat	Couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage	Couple LG – Tiamat
$P_{recharge}$	-8,6 kW	-12,6 kW	-8,1 kW	-3,73 kW
P_{conv} ($SOC_{PB} = 100\%$)	-0,94 kW	-1 kW	4,1 kW	2,8 kW
$P_{conv dimens}$ (R_{bat} prises en compte)	4,92 kVA	1,27 kVA	4,51 kVA	3,37 kVA
Temps de recharge	1 h 40 min	1 h 6 min	1 h 47 min	3 h 36 min

La recharge d'un VE est composée d'une étape à courant constant suivie d'une étape à tension constante. Dans cette étude, seule l'étape à courant constant a été considérée. Pour que la seconde étape soit étudiée et que le fonctionnement de ces gestions de recharge soit mieux évalué, il faut considérer la variation de la tension à vide des batteries en fonction de leur SOC. Cela allongerait les temps de recharge, mais les tendances resteraient identiques.

VI. CONCLUSION

Dans ce chapitre, la méthode de dimensionnement des batteries d'un HESS a été présentée. C'est une méthode graphique simple, basée sur le diagramme de Ragone. Elle ne dépend pas de la stratégie de gestion ou d'autres caractéristiques du système. Elle prend en compte les puissances extrêmes que le stockeur doit fournir, et éventuellement un taux de freinage récupératif limité si on souhaite limiter la taille de la batterie puissance. Ce dimensionnement global permet ensuite de définir les caractéristiques électriques de la batterie

puissance et de la batterie énergie selon l'architecture choisie. Il faut noter que les dimensionnements pour les architectures cascade à SCC et série conduisent à la même batterie globale, seul l'agencement entre les cellules diffère.

La seconde partie de ce chapitre a présenté le dimensionnement du convertisseur de couplage entre l'EB et la PB selon l'architecture choisie et les stockeurs utilisés. Pour aboutir à un dimensionnement du convertisseur, il est nécessaire de définir une stratégie de gestion d'énergie des stockeurs pour chaque architecture, leurs contraintes de gestion étant différentes. Les stratégies appliquées ont été définies comme étant à base de règles, sans fonctions d'optimisation. Leur objectif est de faire en sorte que les stockeurs atteignent le même niveau de décharge à la fin de l'utilisation du VE. Dans les cas présentés, ce niveau correspondait à un état de charge de 20%. Des simulations ont été réalisées pour les deux architectures avec le cycle de conduite proposé et avec les stockeurs dimensionnés précédemment.

Afin de mieux comparer les architectures étudiées, de nouvelles simulations ont été réalisées en tenant compte des résistances internes des batteries. La conclusion de cette partie est que l'architecture cascade à SCC présente des convertisseurs avec une puissance de dimensionnement inférieure à ceux de l'architecture série. En revanche, l'autonomie du VE est légèrement supérieure avec l'architecture série car les pertes pour cette configuration sont plus faibles.

Les HESS dimensionnés ont ensuite été testées avec un cycle plus contraignant. L'objectif était d'observer le comportement du HESS lorsqu'il effectue un cycle différent de celui utilisé pour le dimensionnement. Il a été observé que pour atteindre des vitesses élevées, le convertisseur doit transiter des puissances plus élevées. De plus, les PB doivent embarquer suffisamment d'énergie pour pouvoir assurer des phases plus longues de fonctionnement à forte puissance. Ainsi, le dimensionnement du stockeur sur la base du diagramme de Ragone devra toujours être validée sur cycle et réadaptée si la PB prédéfinie ne permet pas d'assurer les plages de fonctionnement à forte vitesse. Il en va de même pour le dimensionnement en puissance du convertisseur, puisque celui-ci est fait sur la base d'un cycle prédéterminé. L'approche proposée dans ce chapitre permet donc un prédimensionnement du HESS, qui est toujours nécessaire de valider sur le cycle correspondant au cahier des charges du véhicule.

Enfin, la problématique de la recharge du HESS a été abordée. L'objectif était de quantifier approximativement les limites de recharge de ces systèmes sur une stratégie de

recharge simple. Les modes de recharge conventionnels d'un VE ont été rappelés. On a alors identifié des gestions de recharge pour les architectures cascade à SCC et série en connectant le chargeur sur le bus DC du véhicule. Les valeurs de puissance de recharge trouvées sont équivalentes au mode 3 des recharges conventionnelles, avec des durées comprises entre 1 h 6 min et 3 h 36 min selon le stockeur. D'autres modes de recharge pourraient bien sûr être envisagés, comme par exemple une connexion du chargeur sur l'EB, qui pourrait limiter les contraintes liées à la limitation de puissance du convertisseur de couplage.

Des perspectives pour les études présentées dans ce chapitre peuvent être évoquées. Tout d'abord, la prise en compte de la variation de la tension à vide des éléments de stockage permettrait de préciser les contraintes en tension sur le convertisseur de couplage et donc son dimensionnement. Il serait aussi intéressant de prendre en compte l'évolution du SOC des batteries pendant l'utilisation du VE. En effet, la durée de vie des batteries est fortement dépendante de la profondeur de décharge. Il est clair qu'une batterie soumise à des variations de SOC comme celle présentée en Figure 3-34, vieillira plus rapidement que celle dont le SOC évolue comme indiqué en Figure 3-36. Un dernier point qui peut être mentionné est le fonctionnement du HESS en mode dégradé, c'est-à-dire comment le HESS devrait fonctionner en modes extrêmes. Ces modes prennent en compte certaines configurations, par exemple lorsqu'une des batteries est défaillante ou totalement déchargée et que le conducteur tente d'accélérer le véhicule. Ces aspects n'ont pas été pris en compte dans l'élaboration de la stratégie de gestion présentée, mais ils sont d'une extrême importance pour obtenir des résultats plus réels et pour faire de la stratégie présentée un produit industriel.

Jusqu'à présent, le convertisseur DC-DC a été considéré comme une boîte noire, sa topologie n'ayant pas été définie. Dans le chapitre suivant, différentes topologies adaptés aux deux architectures et répondant aux règles de base de l'électronique de puissance sont décrites. Une solution utilisant une carte d'évaluation Infineon est ensuite proposée. Son fonctionnement théorique et les modifications apportées pour répondre aux besoins du démonstrateur sont présentés. Enfin, des résultats expérimentaux sont décrits.

CHAPITRE 4 : *Convertisseur DC-DC pour HESS :*
démonstrateur et essais

I. INTRODUCTION

L'analyse réalisée dans les chapitres précédents a permis de définir les architectures de couplage utilisant des convertisseurs à puissance partielle. L'ordre de grandeur de la puissance de dimensionnement du convertisseur DC-DC a été déterminé en utilisant un modèle de type boîte noire, sans à priori sur la topologie définie pour les architectures proposées. Le convertisseur a pour rôle de régler la puissance échangée entre les batteries et le bus DC, et d'adapter les tensions des batteries.

À terme, notre ambition est de développer un émulateur de HESS à partir de cellules de batteries. On pourra, de la sorte, valider globalement le système HESS en prenant en compte les caractéristiques réelles des cellules en fonctionnement. En subissant des contraintes électriques réelles, le stockeur imposera au convertisseur son comportement électrique en fonctionnement (évolution de la tension selon le SOC, dynamique de courant, effets de la température et d'autres contraintes qui en découlent). L'objet de ce chapitre est donc de développer une structure de conversion DC-DC adaptée à nos architectures et qui pourra s'intégrer dans cet émulateur de HESS.

Le convertisseur doit répondre à différentes contraintes liées à la nature et à la réversibilité des sources ainsi qu'aux architectures proposées. Le convertisseur doit aussi permettre de réduire la puissance transitée dans le HESS :

- Dans un VE, les batteries doivent fournir de l'énergie mais aussi en récupérer. Le convertisseur doit donc être bidirectionnel en puissance, pour être capable de faire transiter de la puissance dans les deux sens de fonctionnement.
- Les batteries étant des sources de tension, elles imposent la tension à laquelle le convertisseur doit fonctionner. Comme le convertisseur doit contrôler la puissance transitant par le système, la grandeur qui doit être contrôlée est le courant.
- Le fait que les batteries soient des sources de tension implique également que le convertisseur doit intégrer une source de courant en interne (grandeur contrôlée), afin de respecter la règle d'alternance des sources des convertisseurs statiques.
- L'agencement des batteries dans les deux architectures impose d'utiliser un convertisseur isolé. En plus d'assurer une isolation galvanique, un transformateur HF permet d'adapter les niveaux de tension. Cela réduit l'écart entre la puissance transitée et celle de dimensionnement du convertisseur. Son rendement s'en trouve donc augmenté [Allali 16].

À partir de ces critères, une recherche dans la littérature a été effectuée et deux solutions potentielles ont été retenues, à savoir les topologies *Dual Active Bridge* (DAB) et *Phase-Shift Full-Bridge* (PSFB). Ces solutions sont comparées dans la section suivante. Le fonctionnement théorique de la topologie choisie est alors détaillé et un prototype est développé pour un fonctionnement adapté à notre HESS. Enfin, des résultats expérimentaux sont présentés pour différents modes de fonctionnement.

II. CONVERTISSEURS DC-DC ISOLÉS A DEUX PONTS COMPLETS

Dans la littérature, les solutions existantes répondant le mieux aux critères précédents sont les convertisseurs DC-DC isolés composés de deux ponts complets : *Dual Active Bridge* et *Phase-Shift Full-Bridge*. Leurs structures sont similaires mais reposent sur des principes de fonctionnement différents et des modulations distinctes.

II.1. Convertisseur *Dual Active Bridge* (DAB)

La structure de base d'un convertisseur DAB est présentée en Figure 4-1. Elle se compose d'un étage onduleur suivi d'un étage redresseur. Entre les deux, un transformateur HF assure l'isolation galvanique du système. L'avantage de cette solution est de pouvoir éventuellement utiliser l'inductance de fuite du transformateur, si sa valeur est bien maîtrisée, comme source de courant intermédiaire pour respecter la règle d'alternance des sources.

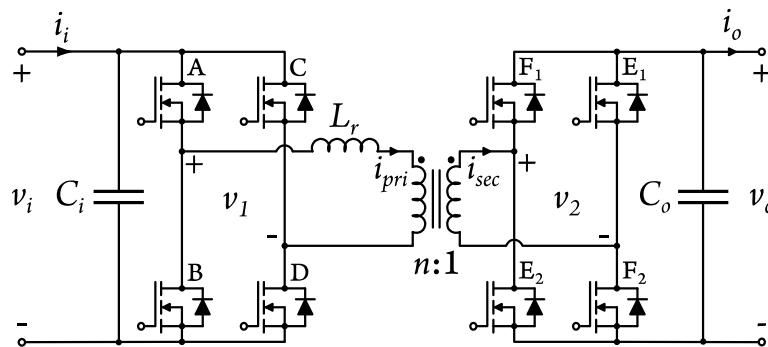


Figure 4-1 : Convertisseur DC-DC *Dual Active Bridge*

Dans cette structure, l'entrée et la sortie sont des sources de tension (v_i et v_o), avec un étage intermédiaire en courant associé au transformateur. La modulation de base de cette structure est faite de manière à ce que les bras de transistors des ponts soient commandés de manière complémentaire. Un déphasage de commande entre le pont primaire et le pont secondaire est alors imposé. C'est le réglage de ce déphasage, combiné aux tensions d'entrée et

de sortie, qui permet de gérer la puissance transitée par le convertisseur [Krismer 10]. Dans une application de type HESS, les batteries imposent les tensions du système. Comme la structure DAB permet de contrôler la puissance transitée, il est possible de contrôler le courant en agissant sur la tension aux bornes de l'inductance L_r . De nombreux travaux ont été présentés sur la structure DAB et sur sa modulation, du fait des degrés de libertés liés à sa commande (déphasages des bras de pont) et de la recherche d'efficacité optimale (limitation du courant transité et des pertes par commutation) [Bai 08] [Wu 19].

Au cours des dernières années, plusieurs études ont proposé des modifications à cette structure de base avec, également, différents types de modulation. En règle générale, ces modulations peuvent fonctionner en commutation dure ou douce. Pour augmenter le rendement et la densité de puissance du convertisseur, la plupart de ces études travaillent en commutation douce. Ce mode de fonctionnement permet de réduire les pertes par commutation du convertisseur, ce qui engendre une augmentation de son rendement et un fonctionnement possible à fréquence de commutation plus élevée. L'augmentation de cette dernière permet alors de diminuer le volume des éléments passifs, notamment les transformateurs et les inductances, et donc de réduire la taille et le volume du convertisseur lui-même.

L'idée de base de la commutation douce est d'ajouter des éléments au circuit, ou d'utiliser les éléments parasites présents, de façon à ce que leur résonance rende le courant ou la tension du transistor nul pendant les commutations [Shahabi 20]. On fonctionne alors en Commutation à Zéro de Tension (ZVS – *Zero-Voltage Switching*) ou en Commutation à Zéro de Courant (ZCS – *Zero-Current Switching*).

L'une des méthodes les plus simples pour obtenir un fonctionnement de type ZVS avec cette structure est d'utiliser des condensateurs en parallèle aux transistors afin de maintenir la tension de ces derniers constante pendant les intervalles de commutation [Kheraluwala 92] [Inoue 07]. Cependant, ce convertisseur ne fonctionne en ZVS que dans des conditions spécifiques, en plus d'avoir un courant de circulation élevé. Ceci ne le rend pas adapté à une large gamme de fonctionnement.

La structure DAB est également la base de convertisseurs utilisant la résonance pour obtenir des commutations douces, tels que le CLLC présenté sur la Figure 4-2. Dans ce cas, la commutation douce peut être atteinte en ZVS pour les transistors du pont primaire et en ZCS

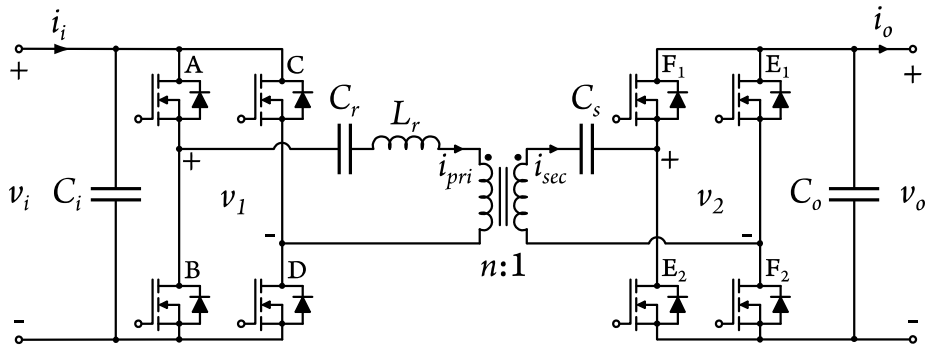


Figure 4-2 : Convertisseur DC-DC à résonance CLLC

pour ceux du pont secondaire [Chen 10]. Ce type de convertisseur présente un rendement élevé lorsque la fréquence de commutation est proche la fréquence de résonance. Cependant, leur tension de sortie est ajustée en faisant varier la fréquence de commutation [Liu 20]. Dans le cas d'un HESS, où la tension des stockeurs varie largement pendant l'utilisation du VE, la performance globale du convertisseur serait dégradée. Cette variation de fréquence de commutation complexifie aussi le dimensionnement des composants magnétiques de la topologie [Zhaksylyk 19]. De plus, les condensateurs en série doivent gérer tout le courant transité, ce qui entraîne une augmentation de leur volume et de leur coût [Tan 11].

II.2. Convertisseur *Phase-Shift Full-Bridge* (PSFB)

La structure PSFB, proposée par [Steigerwald 89], est présentée en Figure 4-3. Bien que similaire au DAB, le PSFB diffère par l'emplacement de l'inductance L_o nécessaire pour l'alternance des sources (tension-courant-tension), non plus en série avec le transformateur, mais positionnée au niveau du filtre de sortie.

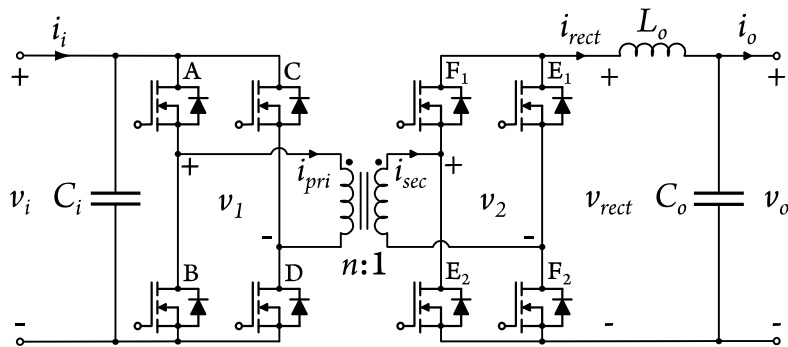


Figure 4-3 : Convertisseur DC-DC *Phase-Shift Full-Bridge*

Dans cette structure, l'entrée se fait directement en tension (v_i) mais la sortie se fait en courant, avant la source de tension de sortie (v_o). Il est ainsi possible de contrôler le courant circulant dans le convertisseur. La modulation de base de cette structure consiste à créer un

déphasage entre les bras du pont primaire, tandis que le pont secondaire fonctionne en redressement synchrone avec le bras primaire de référence. La puissance transitée par le convertisseur dépend alors de la tension d'entrée, du courant de sortie et du déphasage entre les commandes des bras du pont primaire. Ces caractéristiques en font une topologie bien adaptée au fonctionnement dans un HESS. Son principal problème est lié à la présence de l'inductance de fuite du transformateur L_{lk} , non représentée sur la Figure 4-3, qui est gênante lors des commutations. Pour que celles-ci se passent correctement, il faut veiller à ce que les courants des inductances L_{lk} et L_o aient la même valeur. Comme nous le verrons par la suite, cela peut se faire en contrôlant les instants de commutation entre les bras primaires et secondaires.

II.3. Choix de la topologie

Les structures DAB et PSFB sont toutes les deux bien adaptées à notre système. Le choix de la topologie développée dans ce chapitre a été déterminé selon un critère pratique. En effet, afin d'éviter les inconvénients et les délais qu'impose la construction d'un prototype complet, nous avons fait le choix de développer notre convertisseur à partir d'un démonstrateur existant. Ceci permet d'utiliser un convertisseur déjà fiabilisé et très bien documenté. En effet, ces structures n'étant pas originales, notre objectif était d'obtenir une maquette rapidement fonctionnelle à puissance nominale. Une recherche a donc été réalisée afin d'identifier les cartes d'évaluation de convertisseurs DC-DC isolés disponibles sur le marché.

Le choix de la structure a été fait en fonction de la compatibilité entre la solution et les tests expérimentaux à réaliser, mais aussi en fonction de notre expérience. En effet, dans la thèse réalisée par [Allali 16] et dans laquelle l'architecture cascade à SCC avait été proposée, c'était une topologie de type PSFB qui avait été utilisée. Par conséquent, en plus d'être bien adaptée à une solution HESS, la maîtrise de cette structure nous a poussé à privilégier cette solution.

L'objet de la suite de ce chapitre est donc de présenter ce convertisseur et de montrer les adaptations faites pour le développement du démonstrateur. Il s'agit principalement de modifications sur la partie *software*, pour que le convertisseur puisse gérer le flux de puissance entre les stockeurs. La partie *hardware* (convertisseurs, drivers, composants passifs et transformateur) est restée inchangée.

Avant de présenter la carte d'évaluation choisie, les modes de fonctionnement de la structure PSFB de base sont présentés, ainsi que les équations régissant ces différents modes.

III. TOPOLOGIE PHASE-SHIFT FULL-BRIDGE (PSFB)

Les modes de fonctionnement de la structure PSFB sont présentés dans cette section. Comme toutes les structures de conversion existantes, la topologie PSFB présente également des contraintes liées aux pertes par conduction et par commutation. La modulation proposée par [Escudero 20] vise à résoudre ces problèmes. Cette modulation est appliquée dans ce travail et fait partie des modes de fonctionnement utilisés par la suite.

III.1. Modes de fonctionnement

La topologie PSFB fonctionne en mode buck ou boost, selon le sens de transit de la puissance. Le mode buck correspond au transit de puissance de l'entrée v_i vers la sortie v_o , tandis que le mode boost correspond au transit inverse, de la sortie v_o vers l'entrée v_i (Figure 4-3). Chaque mode de fonctionnement présente une modulation différente de commande des transistors du pont secondaire. Pour l'analyse théorique de ces modes de fonctionnement, les composants sont considérés comme idéaux. De plus, la tension d'entrée et le courant de sortie sont supposés constants. Ils valent V_i et I_o , respectivement.

III.1.a. Mode buck

Les formes d'onde théoriques du mode buck sont présentées en Figure 4-4. Le signal de commande du transistor C est considéré comme étant le signal PWM (*Pulse Width Modulation*) de référence. Du côté secondaire, la commande du transistor F est synchrone avec celle du transistor C. Les transistors D et E sont complémentaires à C et F. Le transistor B, quant à lui, est déphasé d'un retard φ par rapport au transistor C. La puissance transitée par le convertisseur varie en fonction de la valeur de ce déphasage.

L'inversion du courant traversant le transformateur est directement liée à son inductance de fuite L_{lk} . Cette phase débute lorsque le transistor B est commandé, la tension v_1 passant de 0 à V_i . Cette inversion (t_{inv}) dure entre l'instant t_1 et l'instant t_2 . Elle est donnée par l'Équation (4.1), n étant le nombre de spires au primaire du transformateur.

$$t_{inv} = t_2 - t_1 = \frac{2 \cdot L_{lk} \cdot I_o}{V_i \cdot n} \quad (4.1)$$

$$t_2 = \frac{2 \cdot L_{lk} \cdot I_o}{V_i \cdot n} + t_0 + \varphi \quad (4.2)$$

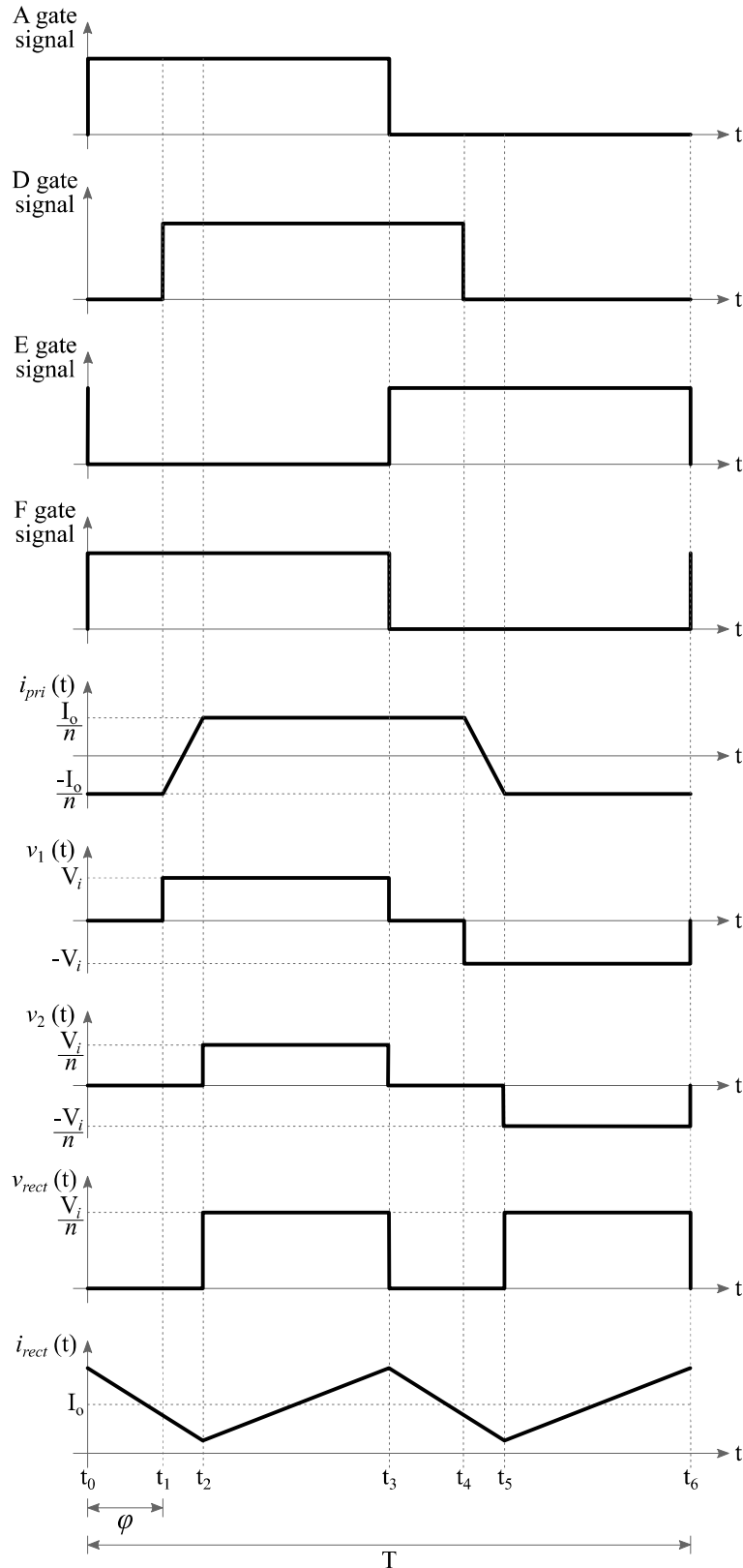


Figure 4-4 : Étapes de fonctionnement de la topologie PSFB en mode buck

En modélisant l'inductance de fuite côté primaire du transformateur HF et en séparant sa tension de celle de l'enroulement primaire, la tension v_{Llk} s'annule une fois l'inversion effectuée. La tension du secondaire du transformateur v_2 , ainsi que la tension redressée v_{rect} ,

deviennent alors égales à V_i/n . Cette valeur étant supérieure à la valeur de la tension de sortie V_o , le courant i_{rect} qui traverse l'inductance L_o croît. Cette étape dure entre l'instant t_2 et l'instant t_3 . Enfin, de l'instant t_3 à l'instant t_6 , on a le complément des étapes précédentes.

La tension de sortie V_o est finalement calculée par la moyenne de v_{rect} (Équation (4.3)). En considérant que $t_3 = T/2$ et que $t_0 = 0$ s, t_2 est donné par l'Équation (4.4) et V_o est obtenu via l'Équation (4.5), en fonction du déphasage φ , de la tension d'entrée et du courant de sortie.

$$V_o = \langle v_{rect} \rangle = \frac{2}{T} \cdot \int_{t_2}^{t_3} \frac{V_i}{n} \cdot dt = \frac{2 \cdot V_i \cdot (t_3 - t_2)}{T \cdot n} \quad (4.3)$$

$$t_2 = \frac{2 \cdot L_{lk} \cdot I_o}{V_i \cdot n} + \varphi \quad (4.4)$$

$$V_o = \langle v_{rect} \rangle = \frac{V_i}{n} - \frac{2 \cdot V_i \cdot \varphi}{T \cdot n} - \frac{4 \cdot I_o \cdot L_{lk}}{T \cdot n^2} \quad (4.5)$$

En considérant que le convertisseur est un dispositif idéal, sans pertes, sa puissance (P_{conv}) est donnée par l'Équation (4.7), en fonction de la fréquence de commutation f .

$$P_{conv} = V_o \cdot I_o \quad (4.6)$$

$$P_{conv} = \frac{V_i \cdot I_o}{n} - \frac{2 \cdot f \cdot V_i \cdot I_o \cdot \varphi}{n} - \frac{4 \cdot f \cdot I_o^2 \cdot L_{lk}}{n^2} \quad (4.7)$$

L'expression de P_{conv} peut se décomposer en trois termes. Le premier est une valeur idéale de puissance, correspondant à une tension v_{rect} toujours égale à V_i/n . Le deuxième terme représente l'action du déphasage φ , affaiblissant la moyenne de la tension v_{rect} . Enfin, le troisième terme prend en compte l'empiètement du courant traversant le transformateur, qui contribue également à la réduction de la valeur moyenne de la tension v_{rect} .

III.1.b. Mode boost

Le mode Boost est utilisé lorsque le convertisseur transite de la puissance dans le sens inverse, de v_o à v_i . Dans ce cas, le pont secondaire cesse de fonctionner en redressement synchrone et devient responsable de l'inversion du courant qui traverse le transformateur. Ce mode de fonctionnement nécessite un changement de la modulation du pont secondaire, celle du pont primaire restant identique à celle du mode buck.

Les formes d'onde théoriques du mode boost sont présentées en Figure 4-5. Les fronts descendants des signaux de commande des transistors E et F sont liés au changement d'état du signal de commande du transistor B. Les fronts montants sont liés au signal de commande du transistor C

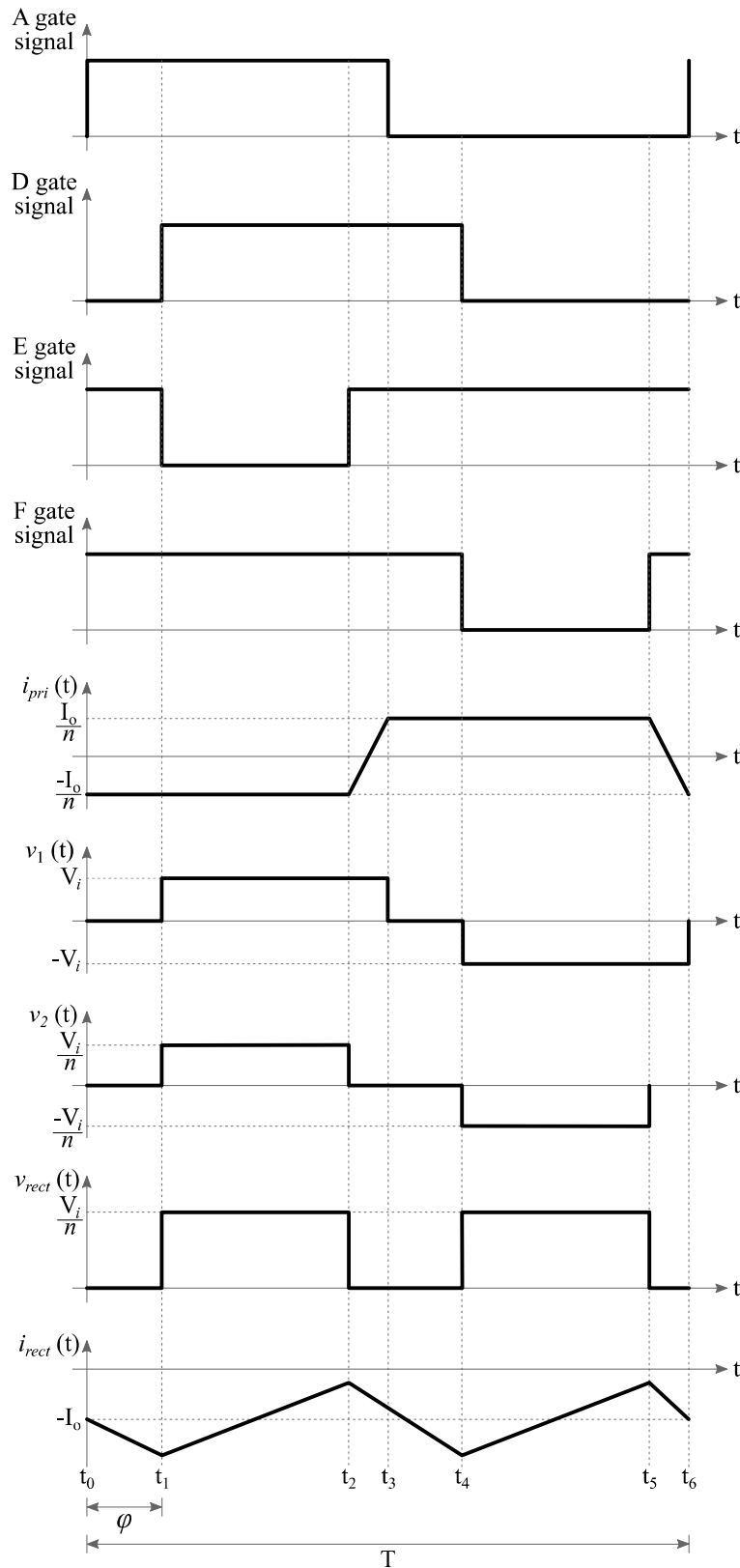


Figure 4-5 : Étapes de fonctionnement de la topologie PSFB en mode boost

mais ils doivent être anticipés d'un temps t_{inv} pour permettre l'inversion dans le courant du transformateur. La valeur de ce temps d'inversion peut être calculée à l'aide de l'Équation (4.8).

$$t_{inv} = t_3 - t_2 = \frac{2 \cdot L_{lk} \cdot I_o}{V_i \cdot n} \quad (4.8)$$

En considérant que $t_0 = 0$ s, la valeur moyenne de v_{rect} est donnée par l'Équation (4.11).

$$t_2 = \frac{T}{2} - \frac{2 \cdot L_{lk} \cdot I_o}{V_i \cdot n} \quad (4.9)$$

$$V_o = \langle v_{rect} \rangle = \frac{2}{T} \cdot \int_{t_1}^{t_2} \frac{V_i}{n} \cdot dt = \frac{2 \cdot V_i \cdot (t_2 - t_1)}{T \cdot n} \quad (4.10)$$

$$V_o = \langle v_{rect} \rangle = \frac{V_i}{n} - \frac{2 \cdot V_i \cdot \varphi}{T \cdot n} - \frac{4 \cdot I_o \cdot L_{lk}}{T \cdot n^2} \quad (4.11)$$

La puissance transmise par le convertisseur dans ce mode boost est donc donnée par l'Équation (4.13). On peut remarquer qu'elle est identique à celle du mode buck vu précédemment (Équation (4.7)).

$$P_{conv} = V_o \cdot I_o \quad (4.12)$$

$$P_{conv} = \frac{V_i \cdot I_o}{n} - \frac{2 \cdot f \cdot V_i \cdot I_o \cdot \varphi}{n} - \frac{4 \cdot f \cdot I_o^2 \cdot L_{lk}}{n^2} \quad (4.13)$$

III.2. Synthèse

Dans cette section, le fonctionnement et les formes d'onde théoriques de la topologie PSFB ont été présentés. Bien que les deux modes de fonctionnement buck et boost utilisent des modulations différentes, la puissance transmise est régie par une même équation qui dépend du déphasage φ appliqué aux transistors, de la tension d'entrée et du courant de sortie. Dans la section suivante, la carte d'évaluation utilisée pour les essais expérimentaux est présentée.

IV. CONVERTISSEUR PSFB INFINEON

Le convertisseur choisi est la carte d'évaluation PSFB Infineon modèle EVAL_3K3W_BIDI_DCDC présenté en Figure 4-6. Sa puissance nominale, de 3,3 kW, est de l'ordre de grandeur des puissances de dimensionnement obtenues dans le Chapitre 3. En

outre, avec une masse de 2,08 kg et un volume de 0,76 L, cette solution est légère et peu volumineuse. Ses autres caractéristiques sont données dans le Tableau 4.1.



Figure 4-6 : Carte d'évaluation PSFB Infineon 3300 W

Tableau 4.1 : Caractéristiques de la carte d'évaluation PSFB Infineon

Caractéristique	Valeur
Tension d'entrée (V)	350 ~ 415
Tension de sortie (V)	43 ~ 58
Puissance (W)	3300
Fréquence de commutation (kHz)	90 ~ 110
Rendement max (50% de charge)	98%
Masse (kg)	2,08
Volume (L)	0,76
Densité de puissance (kW/L)	4,34

Pour permettre le fonctionnement en ZVS, la structure du convertisseur Infineon présente des modifications par rapport à la structure de base PSFB (Figure 4-3). Ces modifications, présentées en Figure 4-7, comprennent une inductance L_r , ajoutée en série avec l'enroulement primaire du transformateur et un bras de diodes de clamp, en parallèle avec les bras de transistors du côté primaire, connecté au primaire du transformateur en sortie de l'inductance L_r . Par ailleurs, le bras de référence de leur modulation est le bras constitué des transistors C-D, au lieu du bras A-B de l'étude générale précédente.

Dans la structure PSFB de base, le temps d'inversion du courant du transformateur (phase d'empiètement) dépend de la valeur de son inductance de fuite L_{lk} (Équation (4.1)). L'inductance L_r (Figure 4-7), dont la valeur est maîtrisée et bien supérieure à celle de L_{lk} , a été ajoutée pour mieux contrôler cette phase délicate d'inversion de courant. Les diodes D_1 et D_2 , quant à elles, limitent la tension dans le transformateur au même niveau que la tension d'entrée.

Elles permettent aussi d'aiguiller les éventuelles différences de courant entre l'inductance L_r et le primaire du transformateur vers le bus DC.

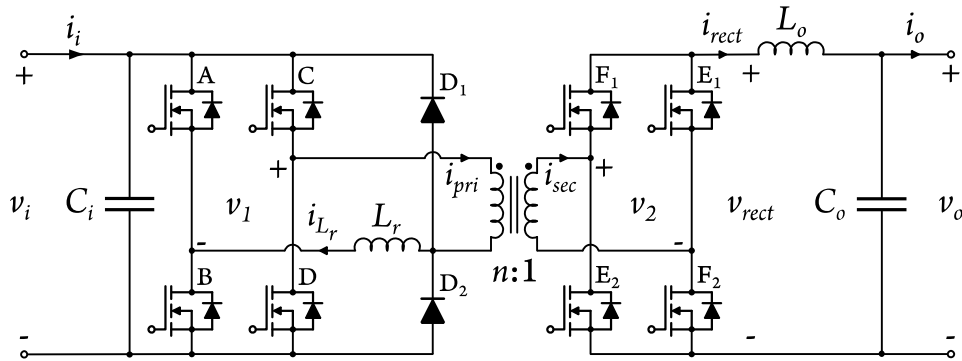


Figure 4-7 : Structure de la carte d'évaluation PSFB Infineon

Bien que présentant des caractéristiques générales adaptées à l'application étudiée, la commande implantée dans la carte d'évaluation régule la tension de sortie et non le courant comme souhaité pour le HESS. De plus, bien que cette solution permette un fonctionnement bidirectionnel, le passage d'un mode à l'autre ne se fait pas de manière continue. En effet, le choix du mode de fonctionnement est contrôlé à l'aide d'un interrupteur sur la carte d'évaluation. Il est donc nécessaire d'arrêter le convertisseur pour pouvoir changer de mode. Ces contraintes font que la partie *software* de la carte d'évaluation a dû être modifiée en termes de modulation et de régulation. La partie *hardware*, en revanche, a été conservée.

IV.1. Modèle du convertisseur PSFB Infineon

Des essais ont premièrement été réalisés pour observer le fonctionnement réel de la carte d'évaluation et de le comparer au fonctionnement théorique. Ces tests ont aussi permis de développer un modèle plus précis du convertisseur. Ils serviront de base pour l'implantation de la boucle de contrôle en courant.

Afin de vérifier le fonctionnement du convertisseur en mode boost, un premier essai a été réalisé pour une puissance de 1,7 kW, soit la moitié de la puissance nominale. La tension et le courant d'entrée étaient respectivement de 408 V et de 4,4 A. La tension de sortie a été fixée à 49 V, avec un courant de 34,5 A. Les formes d'onde du courant dans l'inductance L_r (i_{L_r}) et de la tension à la sortie du pont redresseur (v_{rect}) sont présentées en Figure 4-8.

Comme indiqué dans le fonctionnement théorique, l'inversion du courant a lieu après le front descendant de la tension redressée. Le temps d'inversion du courant peut être calculé selon

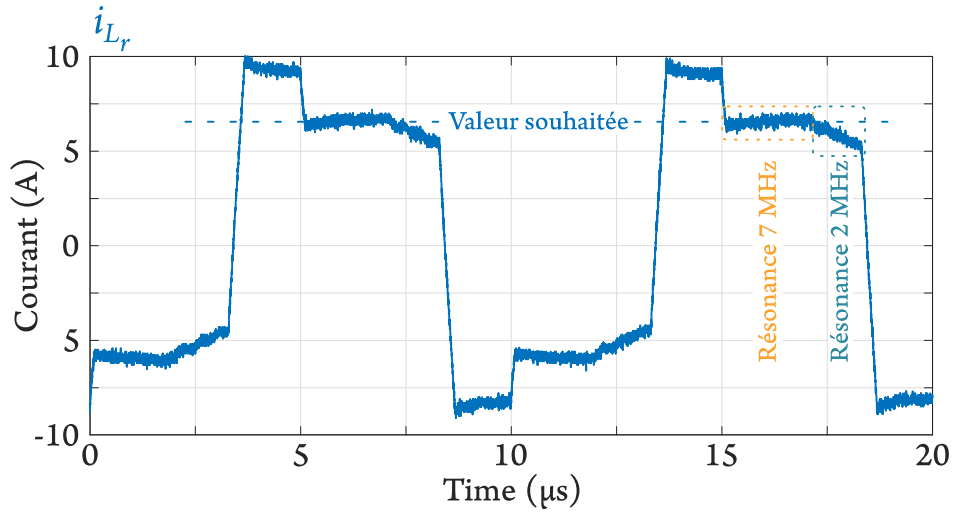
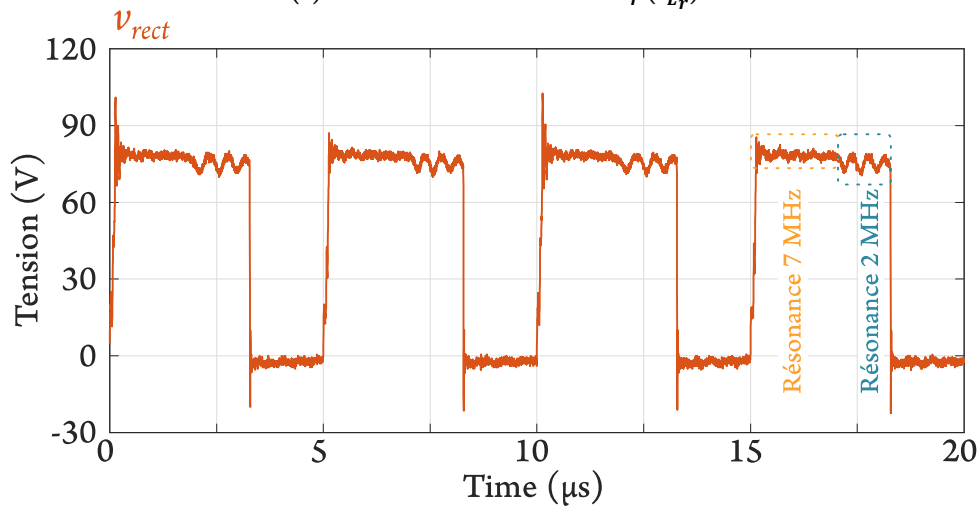
(a) Courant dans l'inductance L_r (i_{L_r})(b) Tension en sortie du pont redresseur (v_{rect})

Figure 4-8 : Courant et tension mesurés expérimentalement en mode boost

l'Équation (4.1). Cependant, un phénomène de résonance parasite, dont les fréquences sont mieux identifiées sur la tension v_{rect} (Figure 4-8.b), est observé sur les grandeurs mesurées. Cette résonance entraîne une diminution de la valeur du courant avant son inversion (Figure 4-8.a). De ce fait, comme le calcul du temps d'inversion est fait selon la valeur souhaitée de courant, après ce temps un dépassement est obtenu. Le courant revient « naturellement » à la valeur souhaitée après, à travers les diodes internes des transistors du pont secondaire, lorsque la valeur du courant dans le transformateur i_{sec} est égale à celle dans l'inductance L_o (i_{rect}).

Une analyse du schéma de puissance de la carte d'évaluation, fournie en Annexe V, nous a permis d'identifier certains des éléments à l'origine des résonances à 2 et 7 MHz (Figure 4-8.a). Parmi ces éléments, on peut citer, notamment, les condensateurs connectés en parallèle aux transistors A et C. D'autres paramètres internes ou éléments parasites propres au

transformateur, comme l'inductance de fuite L_{lk} et la capacité parasite C_{tr} , ou à l'inductance de sortie L_o , comme la résistance R_s qui modélise les pertes, ont également été identifiés. Un modèle complet du convertisseur a ainsi été établi (Figure 4-9) pour réussir à modéliser les différentes résonances apparaissant lors des phases de fonctionnement.

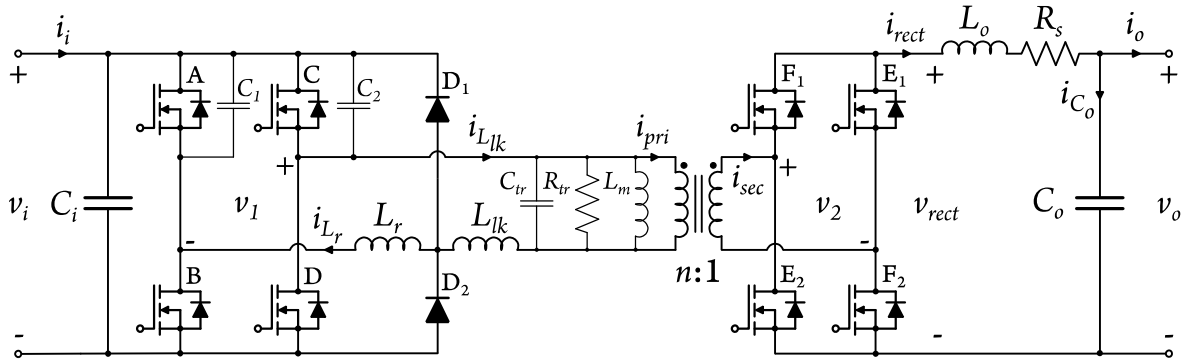


Figure 4-9 : Modèle complet du convertisseur PSFB Infineon incluant les phénomènes parasites

Juste après le front montant de la tension redressée (Figure 4-8.b), les premières résonances de 7 MHz sont causées par l'inductance de fuite L_{lk} du transformateur couplée à la capacité équivalente composée des condensateurs C_1 , C_2 et de la capacité parasite du transformateur C_{tr} . Ensuite, les résonances de 2 MHz ont pour origine la même capacité équivalente associée cette fois à l'inductance équivalente entre L_{lk} et L_r .

Afin de valider le modèle complet établi, une simulation de ce dernier a été réalisée avec le logiciel PSIM. Le résultat de la simulation est comparé à un relevé expérimental sur la Figure 4-10.

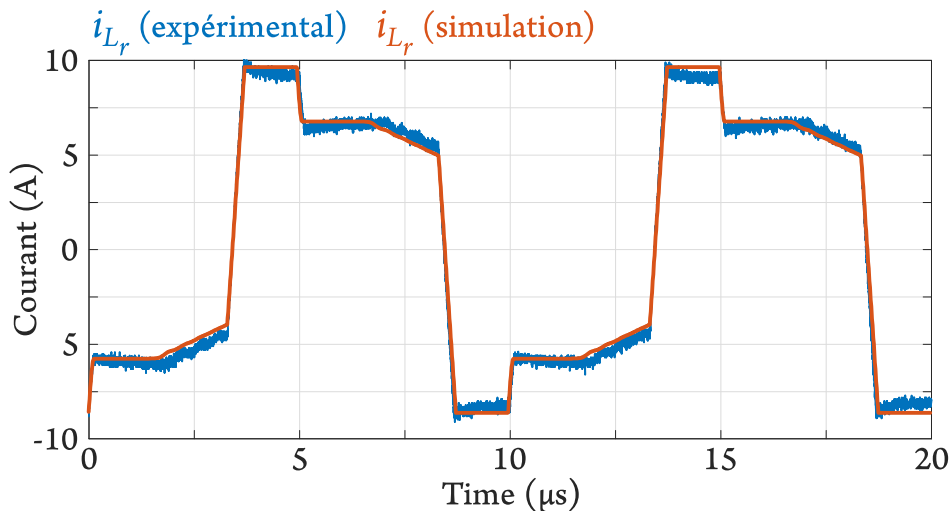


Figure 4-10 : Comparaison entre résultats expérimental et de simulation du courant dans L_r en mode boost

On observe, sur cette comparaison, que les résonances sont bien modélisées en simulation, ainsi que le dépassement de la valeur du courant et le retour « naturel » à la valeur

souhaitée. Les légères différences entre les résultats sont certainement liées, entre autres, à des capacités non prises en compte, notamment celles internes des transistors. Quoiqu'il en soit, le modèle complet (Figure 4-9) peut être validé. Il est utilisé, par la suite, pour mettre en place la boucle de contrôle en courant.

IV.2. Boucle de contrôle en courant

On s'intéresse ici à l'établissement de la boucle de contrôle du courant de sortie du convertisseur. Dans un premier temps, on néglige l'empiètement de l'inductance L_r , qui engendre une diminution de la valeur moyenne de la tension redressée et donc, une diminution de la puissance transitée par le convertisseur. La tension redressée v_{rect} , sans prise en compte de ce phénomène, est illustrée en Figure 4-11. La constante α représente le rapport cyclique de la tension, sur une demi-période, et est donnée par l'Équation (4.14).

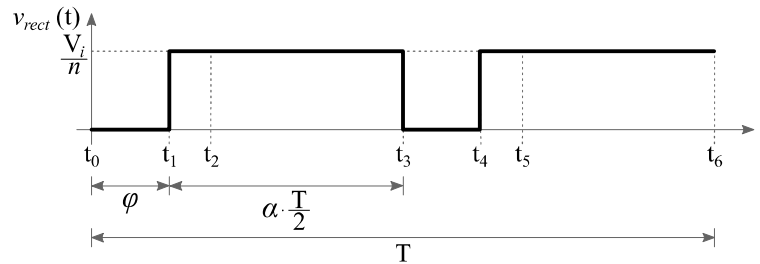


Figure 4-11 : Tension redressée $v_{rect}(t)$ sans prise en compte de l'empiètement de l'inductance L_r

$$\alpha = 1 - \frac{2 \cdot \varphi}{T} \quad (4.14)$$

La valeur moyenne de cette tension redressée idéale est donnée par l'Équation (4.15).

$$\langle v_{rect} \rangle_{idéale} = \frac{V_i}{n} \cdot \alpha = \frac{V_i}{n} \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot \varphi}{T} \right) \quad (4.15)$$

Pour obtenir la tension moyenne réelle redressée, on soustrait, à cette tension idéale, les chutes de tension liées au fonctionnement du convertisseur. En intégrant le phénomène d'empiètement et le temps d'inversion du courant (Équation (4.8)), il est alors possible de calculer la chute de tension liée à ces phénomènes (Équation (4.16)).

$$\langle v_{rect} \rangle_{erreur} = \frac{V_i}{n} \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot \varphi}{T} \right) - \left[\frac{V_i}{n} \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot (\varphi + t_{inv})}{T} \right) \right] = \frac{4 \cdot L_r \cdot i_{rect}}{T \cdot n^2} \quad (4.16)$$

La valeur de $\langle v_{rect} \rangle$ est finalement obtenue (Équation (4.17)) en soustrayant la valeur moyenne idéale (Équation (4.15)) et l'erreur lié à l'empiètement (Équation (4.16)). On exprime ensuite la tension aux bornes de l'inductance L_o (Équation (4.18)), qui nous permet d'établir la régulation en courant.

$$\langle v_{rect} \rangle = \langle v_{rect} \rangle_{id\acute{e}ale} - \langle v_{rect} \rangle_{erreur} = \frac{V_i}{n} \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot \varphi}{T}\right) - \frac{4 \cdot L_r \cdot i_{rect}}{T \cdot n^2} \quad (4.17)$$

$$v_{rect} - v_o = L_o \cdot \frac{di_{rect}}{dt} + R_s \cdot i_{rect} \quad (4.18)$$

En considérant que le courant de sortie du convertisseur $I_o = \langle i_{rect} \rangle$, son équation dans le domaine de Laplace est donnée par l'Équation (4.19).

$$I_o(p) = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{\langle v_{rect} \rangle - v_o}{1 + \tau_o \cdot p} \quad \text{avec} \quad \tau_o = \frac{L_o}{R_s} \quad (4.19)$$

La boucle de contrôle en courant peut ainsi être établie, comme illustré sur la Figure 4-12. Pour qu'elle soit valable aussi bien en mode buck qu'en mode boost, c'est la valeur absolue du courant de sortie qui doit être prise en compte.

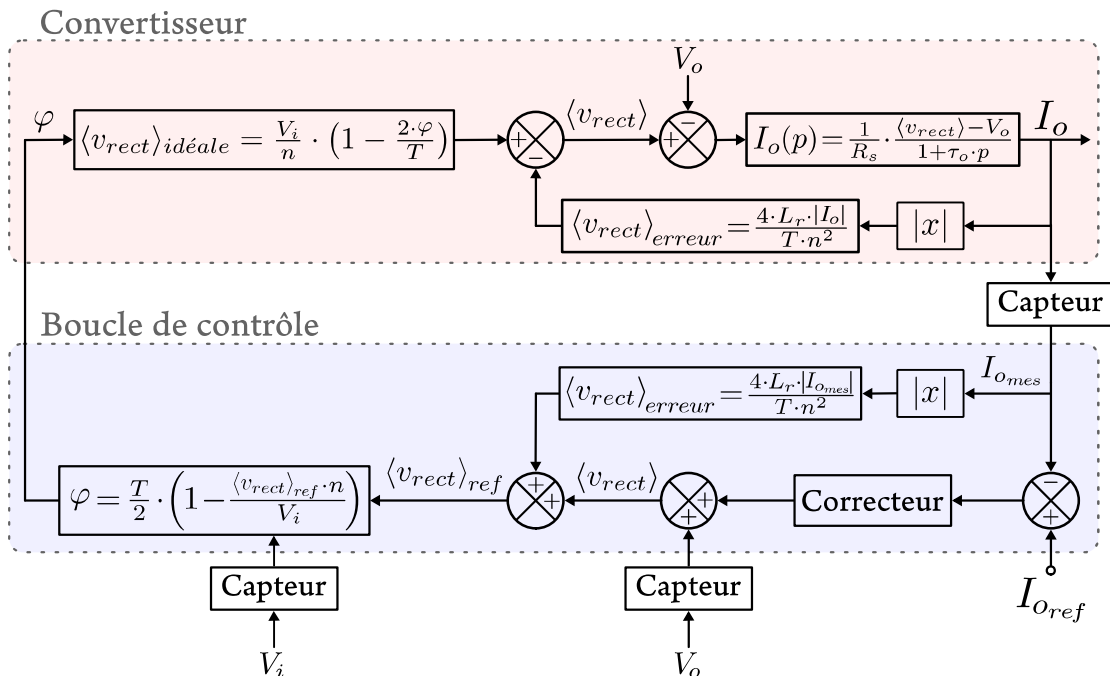


Figure 4-12 : Boucle de contrôle en courant du convertisseur PSFB

Cette boucle nous permet donc de contrôler le courant de sortie du convertisseur PSFB. Elle a été implémentée expérimentalement en remplacement de la boucle de contrôle en tension implémentée initialement sur la carte d'évaluation Infineon.

IV.3. Mise en œuvre de la boucle de contrôle en courant

Pour l'implémentation expérimentale de la régulation en courant, une modification de la partie *software*, c'est-à-dire du code de programmation du microcontrôleur, était nécessaire. Cependant, le code source déployé sur la carte d'évaluation Infineon semblait avoir été développé à partir d'un modèle informatique de génération de code. Ceci le rendait difficile à comprendre, avec une logique très peu détaillée et faiblement documentée.

Cette problématique nous a amené à décider de réaliser cette régulation en courant à l'aide d'un autre type de microcontrôleur. Ce choix a été motivé par l'expérience acquise, au L2EP, sur les composants Texas Instruments (TMS320) et du grand nombre de documentation disponible. Une nouvelle carte de contrôle a alors été conçue et fabriquée (Figure 4-13), sur la base du schéma électronique de la carte de contrôle Infineon. La modulation des signaux PWM, sur cette carte, reste identique à celle réalisée sur le démonstrateur initial.

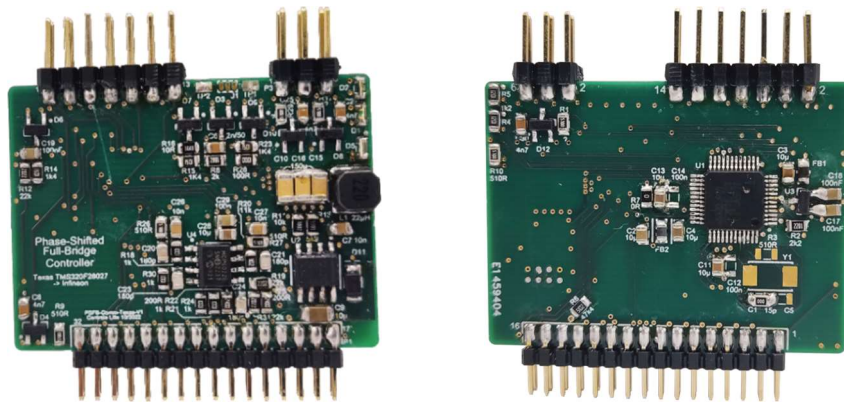


Figure 4-13 : Nouvelle carte de contrôle PSFB



Figure 4-14 : Carte d'évaluation PSFB Infineon avec la nouvelle carte de contrôle

Cette nouvelle carte de contrôle nous a également permis de rendre le convertisseur bidirectionnel de façon continue en s'affranchissant de la sélection de mode (buck ou boost) par interrupteur. Il n'est donc plus nécessaire d'arrêter le convertisseur pour changer de mode

de fonctionnement. L'interrupteur, toujours présent sur la carte, sert maintenant à activer ou à désactiver les signaux de commande des transistors. La Figure 4-14 présente la nouvelle carte de contrôle connectée à la carte d'évaluation Infineon.

Une fois que l'opérabilité de la nouvelle carte de contrôle a été vérifiée, des essais expérimentaux ont pu être réalisés. Les résultats de ces essais sont présentés dans la dernière partie de ce chapitre.

V. ESSAIS EXPÉRIMENTAUX

V.1. Configuration de test

Pour les essais expérimentaux, deux alimentations deux quadrants (Figure 4-15), nous ont servi aussi bien comme source que comme charge. La première est l'alimentation bidirectionnelle Delta Elektronika SM500-CP-90, qui peut atteindre 500 V et peut transiter un courant de ± 90 A. Cette alimentation est limitée en puissance à 15 kW. La deuxième



Figure 4-15 : Configuration de test de la carte d'évaluation PSFB Infineon (alimentations électroniques)

alimentation est l'Itech IT6532C, capable d'atteindre 80 V et 240 A, et limitée à 6 kW. Elle est couplée à une charge électronique IT-E502, qui supporte 80 V, 120 A et 3 kW.

Pour les mesures des tensions du convertisseur, un boîtier avec des fiches bananes femelles connectées à différents points de la carte d'évaluation a été réalisé. Les courants pouvant être mesurés sur le convertisseur sont le courant d'entrée, celui de sortie et celui de l'inductance L_r . La configuration de test des appareils de mesure est présentée sur la Figure 4-16. Les sondes de tension utilisées sont des Tektronix P5205. Pour les courants, on a utilisé une sonde Tektronix TCP0030 et une LEM PR630.

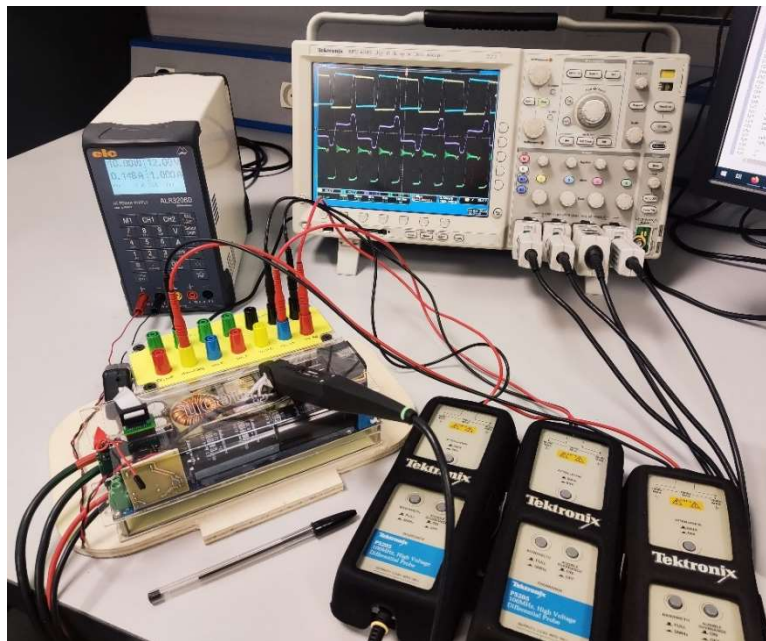


Figure 4-16 : Configuration de test de la carte d'évaluation PSFB Infineon (appareils de mesure)

V.2. Mode buck

Pour tester le mode buck, on a fait transiter $\frac{1}{3}$ de la puissance nominale du convertisseur. Pour cela, le convertisseur PSFB a été connecté, en entrée et en sortie, aux sources de tension, préalablement réglées à 250 V et à 35 V. Une référence de courant de sortie de 30 A a été fixée, équivalente à la moitié de son courant nominal. Le résultat de la réponse indicielle est illustré en Figure 4-17.

La phase transitoire dure environ 3 ms. Ce temps est relativement rapide pour un système HESS où le temps de réponse des batteries est, généralement, beaucoup plus lent. Le courant de sortie se stabilise à une valeur de 29,5 A, tandis que celui d'entrée vaut 4,3 A. Le rendement estimé pour cet essai est d'environ 96%. Comme, dans ce cas, le convertisseur fonctionne à $\frac{1}{3}$ de sa puissance nominale, on peut s'attendre à ce que son rendement augmente pour une puissance plus élevée.

Une séquence de commutations est présentée sur la Figure 4-18 pour ce point de fonctionnement. Il est possible d'observer le déphasage φ entre les tensions des transistors D et B. La valeur de la tension d'entrée correspond au niveau haut de la tension sur ces transistors, soit 250 V. La durée de l'empiètement commandé est de 0,78 μs . Cela signifie que, dans une période de commutation, environ 15,6% du temps est consacré à l'inversion commandée du courant dans le transformateur, ce qui réduit le rendement du convertisseur. Il est aussi possible d'observer que les tensions des transistors du pont secondaire ne sont pas parfaitement complémentaires, comme leurs signaux PWM de commande. En effet, la tension de ces transistors dépend de la

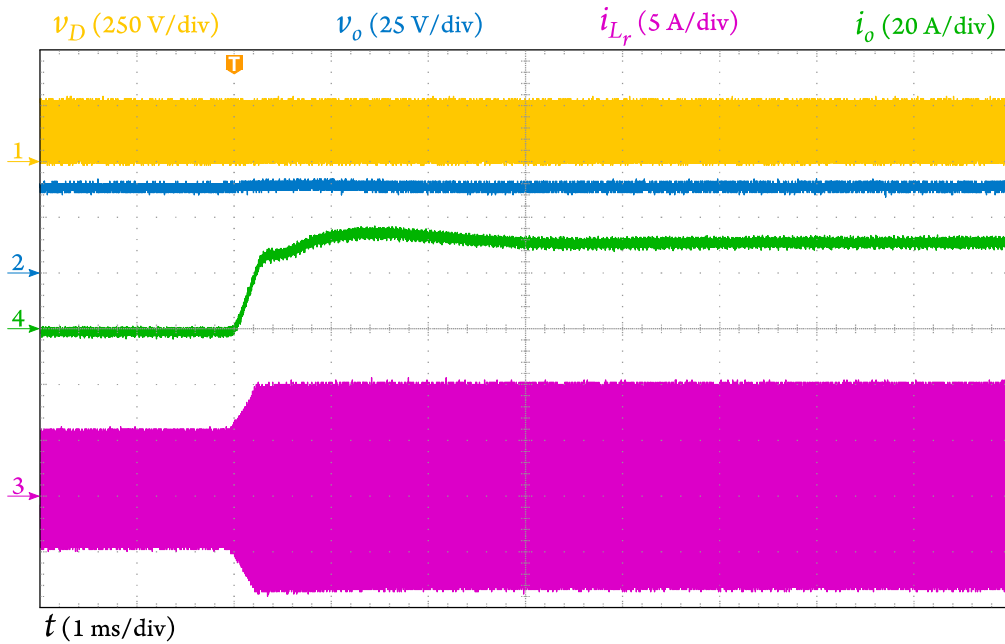


Figure 4-17 : Réponse indicielle à un courant de référence de 30 A (mode buck)

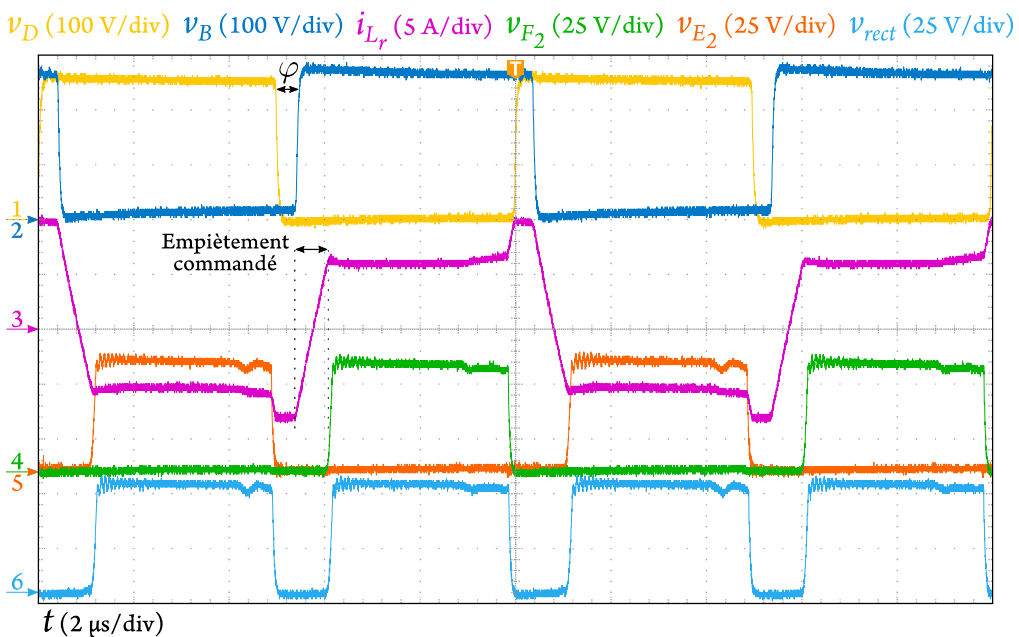


Figure 4-18 : Séquence de commutations pour un courant de référence de 30 A (mode buck)

tension du transformateur qui est, elle-même, liée au courant qui le traverse. C'est pourquoi la tension des transistors n'augmente qu'après l'inversion du courant. Enfin, la tension de sortie du convertisseur est obtenue via la valeur moyenne de la tension redressée v_{rect} .

V.3. Mode boost

Pour tester le mode boost, on modifie le courant de référence de 30 A à -30 A. Cet essai dynamique nous permet aussi de tester la bidirectionnalité continue du convertisseur, en passant du mode buck au mode boost. Le résultat de cet essai est présenté en Figure 4-19.

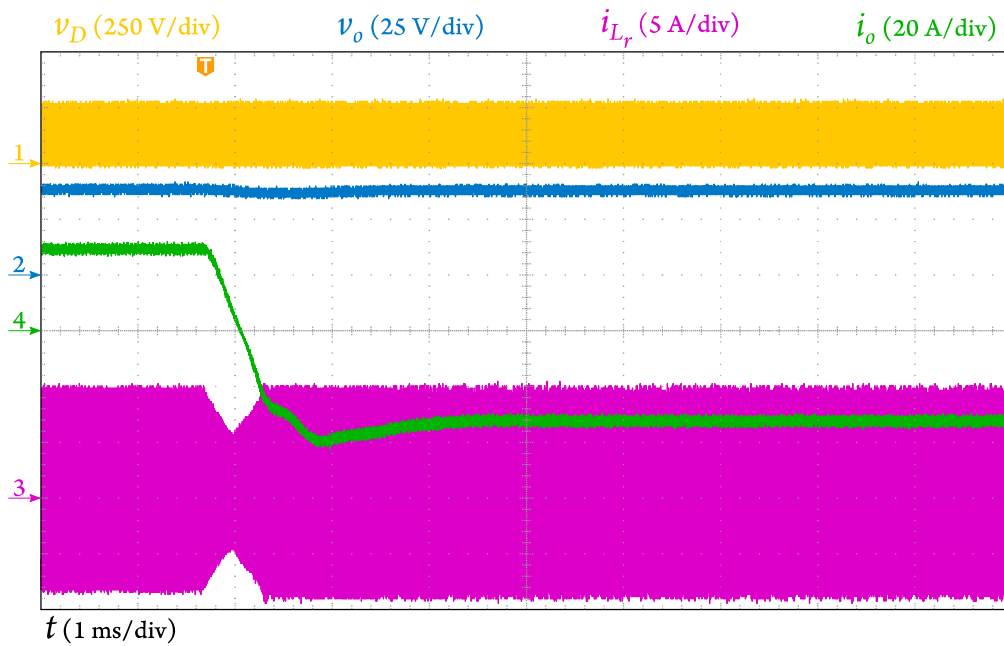


Figure 4-19 : Réponse indicielle à un courant de référence de -30 A (mode boost)

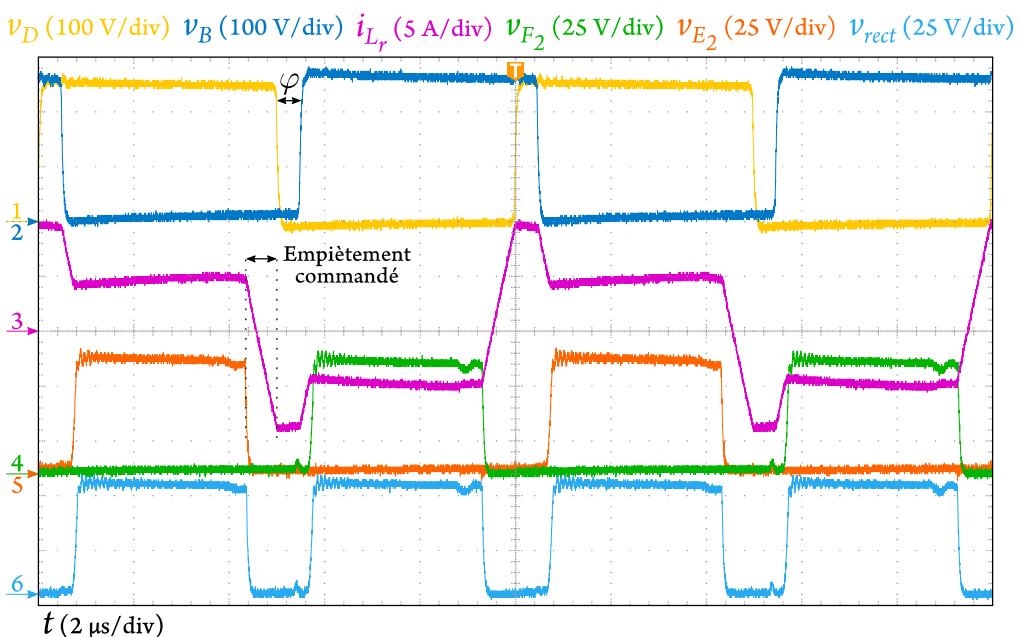


Figure 4-20 : Séquence de commutations pour un courant de référence de -30 A (mode boost)

Après environ 3,4 ms, le courant passe de 29,5 A à -30,5 A. En mode boost, la puissance du convertisseur transite de la sortie v_o vers l'entrée v_i . Ainsi, la valeur absolue du courant d'entrée i_i diminue par rapport à l'essai précédent, pour atteindre -4,13 A. Le rendement estimé, pour cet essai, est d'environ 96,7%. Il est légèrement supérieur à celui du mode buck.

La Figure 4-20 présente une séquence de commutations pour le point de fonctionnement avec courant de référence à -30 A. On constate que, bien que la modulation du mode boost soit différente de celle du mode buck, les tensions des transistors sont presque identiques pour les deux modes de fonctionnement. Comme expliqué précédemment, cela s'explique par le fait que la tension du transformateur s'impose aux transistors du pont secondaire. Dans ce cas, la durée de l'empiètement commandé est de 0,71 μ s. 14,2% du temps de la période de commutation est donc consacré à l'inversion commandée du courant. Cette réduction est l'une des raisons de l'augmentation du rendement dans ce mode de fonctionnement.

V.4. Synthèse

Nous disposons, maintenant, d'une carte d'évaluation PSFB régulée en courant et capable de passer d'un mode de fonctionnement à un autre de manière continue. Des tests de réponse indicielle ont été réalisés pour évaluer l'efficacité de la boucle de contrôle en courant. Des temps de réponse compris entre 3 et 3,4 ms ont été obtenus. Ces valeurs peuvent être considérées comme bien adaptées au fonctionnement d'un HESS. Enfin, bien qu'environ 15% d'une période de commutation soit consacrée à l'inversion du courant dans le transformateur, des rendements autour des 96% ont été obtenus pour un fonctionnement à $\frac{1}{3}$ de la puissance nominale du convertisseur. Ces valeurs sont élevées et bien supérieures aux 85% atteints par le prototype réalisé par [Allali 16]. Des tests à puissance nominale n'ont pas pu être menés à terme en raison d'une perte de communication avec le débogueur lors de l'augmentation de la puissance.

VI. CONCLUSION

Dans ce chapitre, notre ambition en termes de plateforme expérimentale HESS a été initiée. Pour définir la topologie la plus adaptée à ce type de système, un cahier des charges a été défini. À partir de ces critères, deux solutions possibles de convertisseurs ont été retenues : le *Dual Active Bridge* et le *Phase-Shift Full-Bridge*.

Pour des raisons de compatibilité, mais aussi en fonction de notre expérience, la topologie PSFB a été préférée. Ses modes de fonctionnement ont ensuite été traités théoriquement et le démonstrateur utilisé pour les essais expérimentaux a été présenté. Il s'agit de la carte d'évaluation PSFB Infineon modèle EVAL_3K3W_BIDI_DCDC.

Bien que ce convertisseur était adapté à l'application étudiée, il ne présentait pas de régulation en courant, mais seulement une régulation en tension. Ce type de régulation n'était pas compatible avec le système HESS envisagé. De plus, le passage d'un mode de fonctionnement à l'autre (buck ou boost) nécessitait l'arrêt du convertisseur et le changement d'état d'un interrupteur. Par conséquent, pour adapter cette carte d'évaluation à une utilisation en HESS, une boucle de contrôle en courant a été établie et une nouvelle carte de contrôle, basée sur un autre type de microcontrôleur, a été développée. Son fonctionnement a été vérifié.

Cette modification a également permis de faire en sorte que le changement de mode de fonctionnement se produise de façon continue, sans qu'il soit nécessaire d'arrêter le convertisseur.

La carte d'évaluation et sa nouvelle régulation ont ensuite été testées expérimentalement. Les deux modes de fonctionnement ont été validés à $\frac{1}{3}$ de la puissance nominale. Des rendements de l'ordre de 96% ont été obtenus. Comme perspective sur cet aspect expérimental, il reste à tester le convertisseur à sa pleine capacité, c'est-à-dire à sa puissance nominale. Ces essais serviront de base pour déployer, ensuite, une plateforme expérimentale d'émulation de HESS, basée sur un convertisseur de couplage à dimensionnement réduit de 3,3 kW au maximum. Cette plateforme nous permettra de tester les architectures de couplage étudiées et leurs stratégies de gestion d'énergie.

CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Le domaine des transports est actuellement le plus grand contributeur au réchauffement climatique et l'électrification des véhicules est donc la seule alternative pour le transport individuel, mais cela ne va pas sans certains défis. Afin de concilier la démocratisation des VE et les risques éventuels de pénurie de ressources, nous pensons que la solution serait le développement de VE à autonomie réduite, avec des batteries de petite taille et/ou utilisant des ressources moins rares et moins polluantes.

Toutefois, les batteries de petite taille ne sont pas, actuellement, en mesure de garantir une dynamique de puissance élevée, nécessaire pour que les VE puissent atteindre des vitesses adaptées, ni récupérer efficacement l'énergie de freinage. Par conséquent, l'hybridation de deux technologies complémentaires, l'une à forte puissance et l'autre très énergétique, peut offrir de nouvelles solutions pour le stockage de l'énergie électrique dans les VE et améliorer leur rendement. C'est la solution étudiée dans ce manuscrit. Ce compromis énergie-puissance implique alors l'utilisation d'un convertisseur DC-DC permettant de coupler les deux technologies et de gérer la répartition des puissances consommées par le VE entre les stockeurs. Afin de réduire le volume et la masse de ce convertisseur DC-DC, l'objectif de ce travail a été de travailler sur les architectures de couplage à puissance de dimensionnement réduite.

L'une des architectures étudiées est appelée cascade à source de courant contrôlée, et a déjà été étudiée par [Allali 16] dans une thèse précédente au L2EP. Cette architecture vise à réduire la puissance transitée par le convertisseur en ne travaillant pas sur la totalité de la tension mais sur une partie seulement. L'approche proposée a été faite de façon plus générale et une solution simplifiée a été choisie.

La seconde solution étudiée est l'architecture série. Elle consiste, globalement, en la solution duale de la première. Dans ce cas, la puissance transitée par le convertisseur dépend de la différence de courant entre les sources. Contrairement à la première architecture, la seconde est originale et, à notre connaissance, n'a jamais fait objet d'étude. Les deux architectures utilisent un convertisseur similaire DC-DC isolé contrôlé en courant, qui relie deux sources de tension DC, mais avec des contraintes électriques différentes. Après avoir défini les architectures, on s'est intéressé au dimensionnement des différents éléments du système, à savoir les batteries et le convertisseur DC-DC.

Pour dimensionner les batteries, une méthode graphique simple, basée sur le diagramme de Ragone, a été développée. Cette méthode prend en compte les puissances maximales que les batteries doivent fournir, ainsi qu'un taux de freinage récupératif limité si l'on souhaite réduire la taille de la batterie puissance. Une fois le dimensionnement global effectué, les caractéristiques électriques des batteries peuvent être définies en fonction de l'architecture choisie. Il faut noter que les dimensionnements pour les deux architectures aboutissent à une batterie globale identique, seule la disposition des cellules diffère.

Pour ce qui concerne le convertisseur, il est dans un premier temps considéré comme une boîte noire, sans à priori sur la topologie. Il est dimensionné en puissance, selon l'architecture, à l'aide de simulations de cycles de conduite et les caractéristiques des stockeurs dimensionnés au préalable. Cette approche nécessite la mise en place de stratégies de gestion adaptées à chaque architecture. Les stratégies appliquées ont été définies sur la base de règles et ne représentent pas la méthode de gestion optimale pour les architectures considérées. En outre, bien que les architectures présentent des contraintes différentes, les stratégies visent à répondre aux mêmes objectifs et au même cahier des charges. Les convertisseurs dimensionnés ont été évalués dans divers scénarios, tels que la prise en compte de la résistance interne des batteries, l'utilisation du VE dans un cycle plus contraignant que celui pour lequel les éléments ont été dimensionnés, ainsi que leur fonctionnement en mode de recharge. Les puissances de dimensionnement obtenues ont été comparées à celles d'une solution classique et, dans tous les cas, les convertisseurs des architectures étudiées ont une puissance de dimensionnement inférieure à celle de l'architecture classique. Parmi les architectures étudiées, la cascade à SCC permet d'obtenir les plus faibles puissances de dimensionnement et les plus courts temps de recharge des batteries. En revanche, l'architecture série est celle qui présente le moins de pertes lorsque les résistances internes des batteries sont prises en compte.

Pour l'étude expérimentale, deux topologies de convertisseur DC-DC isolé contrôlable en courant ont été considérées. Le choix s'est basé sur la compatibilité de la solution avec le système étudié, ainsi que sur la connaissance préalable de la structure choisie. Un démonstrateur industriel existant, déjà fiabilisé et bien documenté, a été choisi afin d'éviter les inconvénients et les retards liés à la construction d'un prototype complet. Néanmoins, des modifications ont dû être apportées au niveau du *software* de cette structure pour qu'elle puisse répondre aux besoins d'un HESS.

Notre objectif à terme est de mettre en place une plateforme expérimentale d'émulation de HESS. Dans cette thèse, nous nous sommes concentrés sur la structure de conversion DC-DC. Nous avons réalisé des essais à $\frac{1}{3}$ de la puissance nominale du démonstrateur, qui ont montré des rendements autour des 96% et des temps de réponse d'environ 3 ms. Ces résultats peuvent être considérées comme appropriés pour le fonctionnement en HESS, et les rendements sont bien supérieurs aux 85% obtenus par le prototype créé par [Allali 16].

Après la validation expérimentale du convertisseur DC-DC, il reste deux étapes à franchir pour que la plateforme expérimentale d'émulation de HESS soit entièrement opérationnelle. La première consiste à configurer des alimentations réversibles dont le rôle est d'émuler le comportement des batteries subissant les contraintes électriques réelles. Les alimentations vont ainsi imposer au convertisseur des tensions semblables à celles des batteries, en prenant en compte des aspects tels que l'évolution de la tension selon le SOC, la dynamique de courant, l'effet des résistances internes, entre autres. La deuxième étape consiste à implémenter dans le convertisseur DC-DC la stratégie de gestion d'énergie utilisée. Cette stratégie répartira la puissance consommée par le VE entre les deux batteries. On pourra alors tester le convertisseur sous contraintes électriques réelle sur un cycle de conduite.

D'autres perspectives concernant le HESS et le convertisseur peuvent être citées :

- En ce qui concerne le dimensionnement des batteries, la méthode proposée définit uniquement la capacité des stockeurs à fournir les puissances crêtes demandées par la chaîne de traction. Une seconde étape de dimensionnement devrait être ajoutée pour adapter l'énergie minimale à embarquer dans la PB pour assurer les longues plages de cycle de conduite sous forte contrainte selon le couple de cellules utilisé. Ceci permettrait d'aboutir à un dimensionnement de batteries selon un cycle de conduite contraignant et adapté au VE, prenant en compte les caractéristiques des deux types de cellules utilisées.
- En ce qui concerne la puissance de dimensionnement du convertisseur, la comparaison faite au Chapitre 3 a montré que sa valeur variait de façon importante selon le couple de cellules et l'architecture utilisés. Ceci rend l'identification de la puissance de dimensionnement du convertisseur délicate. Pour faciliter cette détermination, il serait nécessaire d'élaborer une méthodologie d'aide au dimensionnement qui explique les raisons pour lesquelles certaines solutions sont plus avantageuses que d'autres. En outre, la prise en compte de critères plus réalistes, tels que des modèles de batteries, permettrait

d'obtenir un dimensionnement plus fidèle des convertisseurs et des couples HESS. Il serait alors possible de comparer les architectures étudiées avec encore plus de précision.

- Enfin, en ce qui concerne les stratégies de gestion d'énergie, il convient de prendre en compte davantage de critères dans leur fonctionnement. Des caractéristiques telles que l'échauffement et le vieillissement des batteries modifient les contraintes en courant du système. Ces changements peuvent être déterminants pour le dimensionnement en puissance du convertisseur. Par ailleurs, de nouveaux travaux pourraient être axés sur l'optimisation de ces stratégies ou la définition de nouvelles stratégies afin de mieux démontrer le potentiel de ces architectures.

BIBLIOGRAPHIE

- [**Abeywardana 16**] D. W. Abeywardana, “Single-Phase Grid-Connected Battery-Supercapacitor Hybrid Energy Storage System”, *University of New South Wales, Sydney - Australie, Thèse de Doctorat*, Déc. 2016, doi: 10.26190/unsworks/19297.
- [**Akar 13**] F. Akar and B. Vural, “Battery/UC hybridization for electric vehicles via a novel double input DC/DC power converter”, *2013 3rd International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems*, pp. 1-4, Oct. 2013, doi: 10.1109/EPECS.2013.6713077.
- [**Akar 16**] F. Akar *et al.*, “A Bidirectional Nonisolated Multi-Input DC–DC Converter for Hybrid Energy Storage Systems in Electric Vehicles”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 10, pp. 7944-7955, Oct. 2016, doi: 10.1109/TVT.2015.2500683.
- [**Akar 17**] F. Akar, Y. Tavlasoglu and B. Vural, “An Energy Management Strategy for a Concept Battery/Ultracapacitor Electric Vehicle With Improved Battery Life”, *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 3, no. 1, pp. 191-200, March 2017, doi: 10.1109/TTE.2016.2638640.
- [**Allali 16**] N. Allali, “Convertisseur haut rendement à dimensionnement réduit pour batterie hybridée puissance/énergie de véhicule électrique : Principe de source de courant contrôlée”, *L2EP / Centrale Lille, Thèse de Doctorat*, Déc. 2016.
- [**Allègre 09**] A. L. Allègre, A. Bouscayrol and R. Trigui, “Influence of control strategies on battery/supercapacitor hybrid Energy Storage Systems for traction applications”, *2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, pp. 213-220, Sept. 2009, doi: 10.1109/VPPC.2009.5289849.
- [**Alyakhni 21**] A. Alyakhni *et al.*, “A Comprehensive Review on Energy Management Strategies for Electric Vehicles Considering Degradation Using Aging Models”, *IEEE Access*, vol. 9, pp. 143922-143940, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3120563.
- [**André 04**] M. André, “The ARTEMIS European driving cycles for measuring car pollutant emissions”, *Science of the Total Environment*, vol. 334, pp. 73-84, Dec. 2004, doi: 10.1016/j.scitotenv.2004.04.070.
- [**Andwari 17**] A. M. Andwari *et al.*, “A review of battery electric vehicle technology and readiness levels”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 78, pp. 414-430, Oct. 2017, doi: 10.1016/j.rser.2017.03.138.
- [**Araújo 14**] R. E. Araújo *et al.*, “Combined Sizing and Energy Management in EVs With Batteries and Supercapacitors”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, no. 7, pp. 3062-3076, Sept. 2014, doi: 10.1109/TVT.2014.2318275.
- [**Avila 21**] A. Avila *et al.*, “Hybrid Energy Storage System Based on Li-Ion and Li-S Battery Modules and GaN-Based DC-DC Converter”, *IEEE Access*, vol. 9, pp. 132342-132353, Sept. 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3114785.
- [**Bai 08**] H. Bai and C. Mi, “Eliminate Reactive Power and Increase System Efficiency of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC–DC Converters Using Novel Dual-Phase-Shift Control”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 6, pp. 2905-2914, Nov. 2008, doi: 10.1109/TPEL.2008.2005103.
- [**Becker 18**] J. Becker *et al.*, “Dimensioning and optimization of hybrid li-ion battery systems for EVs”, *World Electric Vehicle Journal*, vol. 9, no. 2, p. 19, June 2018, doi: 10.3390/wevj9020019.

- [**Béresš 10**] T. Béresš, M. Olejár and J. Dudrik, “Bi-directional DC/DC converter for hybrid battery”, *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*, pp. T9-78-T9-81, Sept. 2010, doi: 10.1109/EPEPEMC.2010.5606617.
- [**Bloch 20**] D. Bloch, T. Priem, S. Martinet and C. Ngô, *Batteries Li-ion : Du présent au futur*, France: EDP Sciences, 2020, p. 20, ISBN: 978-2-7598-2392-5.
- [**Broux 19**] T. Broux *et al.*, “High rate performance for carbon-coated $\text{Na}_3\text{V}_2(\text{PO}_4)_2\text{F}_3$ in Na-Ion Batteries”, *Small Methods*, vol. 3, no. 4, p. 1800215, Sept. 2019, doi: 10.1002/smt.201800215.
- [**BU**] Battery University, “BU-205: Types of Lithium-ion”, disponible sur www.batteryuniversity.com (consulté en Mars 2022).
- [**Camara 07**] M. B. Camara, “Supercondensateurs pour échange dynamique d’énergie à bord du véhicule électrique hybride : Modélisation, étude des convertisseurs et commande”, *FEMTO-ST / Université de Franche-Comté*, Thèse de Doctorat, Déc. 2007.
- [**Cao 12**] J. Cao and A. Emadi, “A New Battery/Ultracapacitor Hybrid Energy Storage System for Electric, Hybrid, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 1, pp. 122-132, Jan. 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2151206.
- [**Carter 08**] R. Carter and A. Cruden, “Strategies for control of a battery/supercapacitor system in an electric vehicle”, *2008 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, pp. 727-732, June 2008, doi: 10.1109/SPEEDHAM.2008.4581315.
- [**Castaigns 16a**] A. Castaigns *et al.*, “Comparison of energy management strategies of a battery/supercapacitors system for electric vehicle under real-time constraints”, *Applied Energy*, vol. 163, pp. 190-200, Feb. 2016, doi: 10.1016/j.apenergy.2015.11.020.
- [**Castaigns 16b**] A. Castaigns, “Gestion d’énergie de véhicules multi-sources électriques et hybrides au travers de la représentation énergétique macroscopique”, *LE2P / Université de Lille*, Thèse de Doctorat, Mai 2016.
- [**Caumont 00**] O. Caumont *et al.*, “Energy gauge for lead-acid batteries in electric vehicles”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 15, no. 3, pp. 354-360, Sept. 2000, doi: 10.1109/60.875503.
- [**Chen 10**] W. Chen, P. Rong and Z. Lu, “Snubberless Bidirectional DC–DC Converter with New CLLC Resonant Tank Featuring Minimized Switching Loss”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 9, pp. 3075-3086, Sept. 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2037099.
- [**Chung 17**] S. Chung and O. Trescases, “Hybrid Energy Storage System with Active Power-Mix Control in a Dual-Chemistry Battery Pack for Light Electric Vehicles”, *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 3, no. 3, pp. 600-617, Sept. 2017, doi: 10.1109/TTE.2017.2710628.
- [**DOE**] Department of Energy, “Fuel Cells”, disponible sur www.energy.gov (consulté en Mars 2022).
- [**EEA 21**] European Environment Agency, “Transport: increasing oil consumption and greenhouse gas emissions hamper EU progress towards environment and climate objectives”, Sep. 2021, disponible sur www.eea.europa.eu (consulté en Jan. 2022).

- [Escudero 20] M. Escudero *et al.*, “Modulation Scheme for the Bidirectional Operation of the Phase-Shift Full-Bridge Power Converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 2, pp. 1377-1391, Feb. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2923804.
- [Fetcenko 07] M. A. Fetcenko *et al.*, “Recent advances in NiMH battery technology”, *Journal of Power Sources*, vol. 165, no. 2, pp. 544-551, March 2007, doi: 10.1016/j.jpowsour.2006.10.036.
- [Fetcenko 15] M. Fetcenko, J. Koch and M. Zelinsky, “Nickel–metal hydride and nickel–zinc batteries for hybrid electric vehicles and battery electric vehicles”, *Advances in battery technologies for electric vehicle*, Woodhead Publishing, p. 113, 2015, doi: 10.1016/B978-1-78242-377-5.00006-6.
- [FHWA 17] Federal Highway Administration, “National Household Travel Survey”, 2017, disponible sur nhts.ornl.gov.
- [Finger 20] D. F. Finger, C. Braun and C. Bil, “Impact of battery performance on the initial sizing of hybrid-electric general aviation aircraft”, *Journal of Aerospace Engineering*, vol. 33, no. 3, p. 04020007, May 2020, doi: 10.1061/(ASCE)AS.1943-5525.0001113.
- [Franke 13] T. Franke and J. F. Krems, “What drives range preferences in electric vehicle users?”, *Transport Policy*, vol. 30, pp. 56-62, Nov. 2013, doi: 10.1016/j.tranpol.2013.07.005.
- [Freitas 21a] C. F. de Freitas, P. Bartholomeus, X. Margueron and P. Le Moigne, “Low-volume and high-efficiency converter solution for interfacing a Hybrid Energy Storage System (HESS)”, *2021 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, pp. 1-6, Oct. 2021, doi: 10.1109/VPPC53923.2021.9699150.
- [Freitas 21b] C. F. de Freitas, P. Bartholomeus, X. Margueron and P. Le Moigne, “Ragone plot-based method for sizing an Electric Vehicle's Battery-Battery Hybrid Energy Storage System (HESS)”, *2021 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, pp. 1-6, Oct. 2021, doi: 10.1109/VPPC53923.2021.9699182.
- [Friedl 11] C. Friedl, “Autos unter Strom”, *Öko-Institut e.V.*, 2011, disponible sur www.oeko.de.
- [Gruber 11] P. W. Gruber *et al.*, “Global lithium availability: a constraint for electric vehicles?”, *Journal of Industrial Ecology*, vol. 15, no. 5, pp. 760-775, July 2011, doi: 10.1111/j.1530-9290.2011.00359.x.
- [Guidi 08] G. Guidi, T. M. Undeland and Y. Hori, “Optimized power electronics interface for auxiliary power buffer based on supercapacitors”, *2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 1-6, Sept. 2008, doi: 10.1109/VPPC.2008.4677433.
- [Han 14] J. Han, Y. Park and D. Kum, “Optimal adaptation of equivalent factor of equivalent consumption minimization strategy for fuel cell hybrid electric vehicles under active state inequality constraints”, *Journal of Power Sources*, v. 267, p. 491-502, Dec. 2014, doi: 10.1016/j.jpowsour.2014.05.067.
- [Hannan 18] M. A. Hannan *et al.*, “State-of-the-Art and Energy Management System of Lithium-Ion Batteries in Electric Vehicle Applications: Issues and Recommendations”, *IEEE Access*, vol. 6, pp. 19362-19378, March 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2817655.
- [Hartley 11] J. A. A. Hartley *et al.*, “Regenerative braking system evaluation on a full electric vehicle”, *Innovations in Fuel Economy and Sustainable Road Transport*, pp. 73-86, 2011, doi: 10.1533/9780857095879.1.73.

- [**Henze 21**] V. Henze, “Battery pack prices fall to an average of \$132/kWh, but rising commodity prices start to bite”, *Bloomberg New Energy Finance*, Nov. 2021, disponible sur about.bnef.com (consulté en Jan. 2022).
- [**Hintz 15**] A. Hintz, U. R. Prasanna and K. Rajashekara, “Novel Modular Multiple-Input Bidirectional DC-DC Power Converter (MIPC) for HEV/FCV Application”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 5, pp. 3163-3172, May 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2371778.
- [**Hsieh 21**] M.-F. Hsieh *et al.*, “Development of Supercapacitor-Aided Hybrid Energy Storage System to Enhance Battery Life Cycle of Electric Vehicles,” *Sustainability*, vol. 13, no. 14, p. 7682, Jul. 2021, doi: 10.3390/su13147682.
- [**IEA**] International Energy Agency, “Data and statistics”, disponible sur www.iea.org (consulté en Jan. 2022).
- [**Inoue 07**] S. Inoue and H. Akagi, “A Bidirectional DC–DC Converter for an Energy Storage System with Galvanic Isolation”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 6, pp. 2299-2306, Nov. 2007, doi: 10.1109/TPEL.2007.909248.
- [**Jayasawal 21**] K. Jayasawal, A. K. Karna and K. B. Thapa, “Topologies for Interfacing Supercapacitor and Battery in Hybrid Electric Vehicle Applications: An Overview”, *2021 International Conference on Sustainable Energy and Future Electric Transportation (SEFET)*, pp. 1-6, Jan. 2021, doi: 10.1109/SeFet48154.2021.9375802.
- [**Kadyk 18**] T. Kadyk *et al.*, “Analysis and Design of Fuel Cell Systems for Aviation”, *Energies*, vol. 11, no. 2, p. 375, Feb. 2018, doi: 10.3390/en11020375.
- [**Kermani 11**] S. Kermani *et al.*, “PHIL Implementation of Energy Management Optimization for a Parallel HEV on a Predefined Route”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 3, pp. 782-792, March 2011, doi: 10.1109/TVT.2011.2107534.
- [**Kheraluwala 92**] M. N. Kheraluwala *et al.*, “Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 6, pp. 1294-1301, Dec. 1992, doi: 10.1109/28.175280.
- [**Kremer 21**] F. Kremer, “Amélioration de l’opérabilité des centrales électriques par l’intégration d’un système de stockage d’énergie”, *GREEN / Université de Lorraine*, Thèse de Doctorat, Fév. 2021.
- [**Krismer 10**] F. Krismer, “Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC–DC Converter Topologies”, *ETH Zurich*, Thèse de Doctorat, 2010.
- [**Li 09**] H. Li, C. Liao and L. Wang, “Research on State-of-Charge Estimation of Battery Pack Used on Hybrid Electric Vehicle”, *2009 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*, pp. 1-4, March 2009, doi: 10.1109/APPEEC.2009.4918709.
- [**Li 21**] M. Li *et al.*, “Sizing Optimization and Energy Management Strategy for Hybrid Energy Storage System Using Multiobjective Optimization and Random Forests”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 10, pp. 11421-11430, Oct. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2021.3070393.
- [**Liu 09**] H. Liu *et al.*, “Improvement on the Cold Cranking Capacity of Commercial Vehicle by Using Supercapacitor and Lead-Acid Battery Hybrid”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 3, pp. 1097-1105, March 2009, doi: 10.1109/TVT.2008.929220.

- [Liu 16] G. Liu *et al.*, “Over 300kHz GaN device based resonant bidirectional DCDC converter with integrated magnetics”, *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 595-600, March 2016, doi: 10.1109/APEC.2016.7467932.
- [Liu 20] C. Liu *et al.*, “A Bidirectional PSFB (B-PSFB) DC-DC Converter with Seamless Power Transition”, *2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia)*, pp. 1384-1389, 2020, doi: 10.1109/IPEMC-ECCEAsia48364.2020.9367917.
- [Ma 15] T. Ma, H. Yang and L. Lu, “Development of hybrid battery–supercapacitor energy storage for remote area renewable energy systems”, *Applied Energy*, v. 153, p. 56-62, Sept. 2015, doi: 10.1016/j.apenergy.2014.12.008.
- [Masson-Delmotte 18] V. Masson-Delmotte *et al.*, “Global Warming of 1.5°C. An IPCC Special Report on the impacts of global warming of 1.5°C above pre-industrial levels and related global greenhouse gas emission pathways, in the context of strengthening the global response to the threat of climate change, sustainable development, and efforts to eradicate poverty”, *Intergovernmental Panel on Climate Change*, 2018, disponible sur www.ipcc.ch (consulté en Jan. 2022).
- [McKerracher 21] C. McKerracher *et al.*, “Electric vehicle outlook 2021”, *Bloomberg New Energy Finance*, June 2021.
- [Mesbahi 16] T. Mesbahi, “Influence des stratégies de gestion d’une source hybride de véhicule électrique sur son dimensionnement et sa durée de vie par intégration d’un modèle multiphysique”, *L2EP / Centrale Lille*, Thèse de Doctorat, Mars 2016.
- [Mesbahi 17] T. Mesbahi *et al.*, “Combined Optimal Sizing and Control of Li-Ion Battery/Supercapacitor Embedded Power Supply Using Hybrid Particle Swarm–Nelder–Mead Algorithm”, *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 8, no. 1, pp. 59-73, Jan. 2017, doi: 10.1109/TSTE.2016.2582927.
- [Miao 19] Y. Miao *et al.*, “Current Li-Ion Battery Technologies in Electric Vehicles and Opportunities for Advancements”, *Energies*, vol. 12, no. 6, p. 1074, Mar. 2019, doi: 10.3390/en12061074.
- [Musolino 10] V. Musolino and E. Tironi, “A comparison of supercapacitor and high-power lithium batteries”, *Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion*, pp. 1-6, 2010, doi: 10.1109/ESARS.2010.5665263.
- [Nguyen 19] B.-H. Nguyen, “Energy management strategies of electric and hybrid vehicles supplied by hybrid energy storage systems”, *L2EP / Université de Lille & e-TESC Lab / Université de Sherbrooke*, Thèse de Doctorat, Sept. 2019.
- [Nguyen 21] B.-H. Nguyen *et al.*, “Optimal Energy Management of Hybrid Storage Systems Using an Alternative Approach of Pontryagin’s Minimum Principle”, *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 7, no. 4, pp. 2224-2237, Dec. 2021, doi: 10.1109/TTE.2021.3063072.
- [Nüesch 14] T. Nüesch *et al.*, “Equivalent Consumption Minimization Strategy for the Control of Real Driving NOx Emissions of a Diesel Hybrid Electric Vehicle”, *Energies*, vol. 7, no. 5, pp. 3148–3178, May 2014, doi: 10.3390/en7053148.
- [Olatomiwa 16] L. Olatomiwa *et al.*, “Energy management strategies in hybrid renewable energy systems: A review”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 62, pp. 821-835, 2016, doi: 10.1016/j.rser.2016.05.040.

- [**Olivetti 17**] E. A. Olivetti *et al.*, “Lithium-ion battery supply chain considerations: analysis of potential bottlenecks in critical metals”, *Joule*, vol. 1, no. 2, pp. 229-243, Oct. 2017, doi: 10.1016/j.joule.2017.08.019.
- [**Omar 10**] N. Omar *et al.*, “Evaluation of performance characteristics of various lithium-ion batteries for use in BEV application”, *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, pp. 1-6, Sept. 2010, doi: 10.1109/VPPC.2010.5729083.
- [**Ostadi 13**] A. Ostadi, M. Kazerani and S. Chen, “Hybrid Energy Storage System (HESS) in vehicular applications: A review on interfacing battery and ultra-capacitor units”, *2013 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, pp. 1-7, June 2013, doi: 10.1109/ITEC.2013.6573471.
- [**Pam 20**] A. Pam, “Méthodologie d’émulation pour le test de chaîne de puissance de véhicules électrifiés”, *L2EP / Université de Lille*, Thèse de Doctorat, Oct. 2020.
- [**Panasonic**] Automotive & Industrial Systems Company of Panasonic Group, NCR20700B data sheet.
- [**Phattanasak 11**] M. Phattanasak *et al.*, “Comparison of two nonlinear control strategies for a hybrid source system using an isolated three-port bidirectional DC-DC converter”, *2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 1-6, Sept. 2011, doi: 10.1109/VPPC.2011.6043161.
- [**Prasad 19**] G. G. Prasad *et al.*, “Supercapacitor technology and its applications: a review”, *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, vol. 561, no. 1, p. 012105, Oct. 2019, doi: 10.1088/1757-899X/561/1/012105.
- [**Prigent 97**] M. Prigent, “Les piles à combustible : état du développement et des recherches en cours”, *Editions Technip*, 1997.
- [**Rani 20**] J. R. Rani *et al.*, “Ultra-High Energy Density Hybrid Supercapacitors Using MnO₂/Reduced Graphene Oxide Hybrid Nanoscrolls”, *Nanomaterials*, vol. 10, no. 10, p. 2049, Oct. 2020, doi: 10.3390/nano10102049.
- [**Redl 94**] R. Redl, L. Balogh and D. W. Edwards, “Optimum ZVS full-bridge DC/DC converter with PWM phase-shift control: analysis, design considerations, and experimental results”, *Proceedings of 1994 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - ASPEC'94*, pp. 159-165 vol.1, 1994, doi: 10.1109/APEC.1994.316405.
- [**Ren 22**] J. Ren *et al.*, “Full Current-Type Control-Based Hybrid Energy Storage System”, *Energies*, vol. 15, no. 8, p. 2910, Apr. 2022, doi: 10.3390/en15082910.
- [**Richardson 15**] I. A. Richardson *et al.*, “Low-cost, transportable hydrogen fueling station for early market adoption of fuel cell electric vehicles”, *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 40, no. 25, pp. 8122-8127, July 2015, doi: 10.1016/j.ijhydene.2015.04.066.
- [**Riczu 18**] C. Riczu, S. Habibi and J. Bauman, “Design and Optimization of An Electric Vehicle with Two Battery Cell Chemistries”, *2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, pp. 506-512, June 2018, doi: 10.1109/ITEC.2018.8450156.
- [**Ritchie 20**] H. Ritchie and M. Roser, “CO₂ and Greenhouse Gas Emissions”, *Our World in Data*, Aug. 2020, disponible sur ourworldindata.org (consulté en Jan. 2022).

- [**Rizoug 06**] N. Rizoug, “Modélisation électrique et énergétique des supercondensateurs et méthodes de caractérisation : Application au cyclage d’un module de supercondensateurs basse tension en grande puissance”, *L2EP / Centrale Lille*, Thèse de Doctorat, Février 2006.
- [**Ruan 04**] Xinbo Ruan and Fuxin Liu, “An improved ZVS PWM full-bridge converter with clamping diodes”, *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, vol. 2, pp. 1476-1481, Germany, 2004, doi: 10.1109/PESC.2004.1355642.
- [**Sadoun 13**] R. Sadoun, “Intérêt d’une source d’énergie électrique hybride pour véhicule électrique urbain – dimensionnement et tests de cyclage”, *L2EP / Centrale Lille*, Thèse de Doctorat, Juin 2013.
- [**Salmasi 07**] F. R. Salmasi, “Control Strategies for Hybrid Electric Vehicles: Evolution, Classification, Comparison, and Future Trends”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, no. 5, pp. 2393-2404, Sept. 2007, doi: 10.1109/TVT.2007.899933.
- [**Schindler 21**] M. Schindler *et al.*, “Analyzing the Aging Behavior of Lithium-Ion Cells Connected in Parallel Considering Varying Charging Profiles and Initial Cell-to-Cell Variations”, *Journal of The Electrochemical Society*, vol. 168, no. 9, p. 090524, Sept. 2021, doi: 10.1149/1945-7111/ac2089.
- [**Schneider**] Schneider Electric, “Electric Vehicle and EV charging fundamentals”, disponible sur www.electrical-installation.org (consulté en Sept. 2022).
- [**SDES 21**] Service des Données et Études Statistiques, “Chiffres clés du climat France, Europe et Monde”, Oct. 2019, disponible sur www.statistiques.developpement-durable.gouv.fr (consulté en Mars 2022).
- [**Shahabi 20**] A. Shahabi, “Methodology for Optimizing Phase-Shifted Full-Bridge Converters Employing Wide Band-Gap Semiconductors”, *The University of Alabama*, Thèse de Doctorat, 2020.
- [**Shen 15**] J. Shen and A. Khaligh, “A Supervisory Energy Management Control Strategy in a Battery/Ultracapacitor Hybrid Energy Storage System”, *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 1, no. 3, pp. 223-231, Oct. 2015, doi: 10.1109/TTE.2015.2464690.
- [**Shmaryahu 21**] A. Shmaryahu *et al.*, “Sizing Procedure for System Hybridization Based on Experimental Source Modeling for Electric Vehicles”, *Energies*, vol. 14, no. 17, p. 5275, Aug. 2021, doi: 10.3390/en14175275.
- [**SNCF 22**] Société Nationale des Chemins de fer Français, “Trains hydrogène : première commande lancée”, Mars 2022, disponible sur www.sncf.com (consulté en Mars 2022).
- [**Song 14a**] Z. Song *et al.*, “Energy management strategies comparison for electric vehicles with hybrid energy storage system”, *Applied Energy*, vol. 134, pp. 321-331, Dec. 2014, doi: 10.1016/j.apenergy.2014.08.035.
- [**Song 14b**] Z. Song *et al.*, “Multi-objective optimization of a semi-active battery/supercapacitor energy storage system for electric vehicles”, *Applied Energy*, vol. 135, p. 212-224, 2014, doi: 10.1016/j.apenergy.2014.06.087.
- [**Song 15a**] Z. Song *et al.*, “Optimization for a hybrid energy storage system in electric vehicles using dynamic programming approach”, *Applied Energy*, vol. 139, pp. 151-162, Feb. 2015, doi: 10.1016/j.apenergy.2014.11.020.
- [**Song 15b**] Z. Song *et al.*, “A comparison study of different semi-active hybrid energy storage system topologies for electric vehicles”, *Journal of Power Sources*, vol. 274, pp. 400-411, Jan. 2015, doi: 10.1016/j.jpowsour.2014.10.061.

- [**Souffran 12**] G. Souffran, “Dimensionnement de la chaîne de traction d’un véhicule électrique hybride basé sur une modélisation stochastique de ses profils de mission”, *IREENA / Université de Nantes*, Thèse de Doctorat, Juillet 2012.
- [**Sovacool 19**] B. K. Sovacool, “The precarious political economy of cobalt: Balancing prosperity, poverty, and brutality in artisanal and industrial mining in the Democratic Republic of the Congo”, *The Extractive Industries and Society*, vol. 6, no. 3, pp. 915-939, July 2019, doi: 10.1016/j.exis.2019.05.018.
- [**Steigerwald 89**] R. L. Steigerwald and K. D. T. Ngo, “Full-bridge lossless switching converter”, U.S. Patent 4864479, Sept. 5, 1989.
- [**Takeda 14**] K. Takeda *et al.*, “Design of hybrid energy storage system using dual batteries for renewable applications”, *2014 IEEE PES General Meeting | Conference & Exposition*, pp. 1-5, July 2014, doi: 10.1109/PESGM.2014.6938860.
- [**Tan 11**] N. M. L. Tan, T. Abe and H. Akagi, “Topology and application of bidirectional isolated dc-dc converters”, *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*, South Korea, pp. 1039-1046, 2011, doi: 10.1109/ICPE.2011.5944690.
- [**Tani 12**] A. Tani, M. B. Camara and B. Dakyo, “Energy Management Based on Frequency Approach for Hybrid Electric Vehicle Applications: Fuel-Cell/Lithium-Battery and Ultracapacitors”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 8, pp. 3375-3386, Oct. 2012, doi: 10.1109/TVT.2012.2206415.
- [**Tiefensee 10**] F. Tiefensee *et al.*, “Sampled-data energetic management of a Fuel Cell/Supercapacitor system”, *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 1-6, Sept. 2010, doi: 10.1109/VPPC.2010.5729225.
- [**Tribioli 14**] L. Tribioli *et al.*, “A real time energy management strategy for plug-in hybrid electric vehicles based on optimal control theory”, *Energy Procedia*, vol. 45, pp. 949-958, 2014, doi: 10.1016/j.egypro.2014.01.100.
- [**US-EPA 21**] United States Environmental Protection Agency, “Transportation, Air Pollution, and Climate Change”, June 2021, disponible sur www.epa.gov (consulté en Jan. 2022).
- [**Vaalma 18**] C. Vaalma *et al.*, “A cost and resource analysis of sodium-ion batteries”, *Nature reviews materials*, vol. 3, no. 4, pp. 1-11, March 2018, doi: 10.1038/natrevmats.2018.13.
- [**Vinot 10**] E. Vinot, R. Trigui and B. Jeanneret, “Optimal management of electric vehicles with a hybrid storage system”, *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 1-6, Sept. 2010, doi: 10.1109/VPPC.2010.5729126.
- [**VOLTEIS**] VOLTEIS, X2 VS2/X4 VS2, disponible sur www.volteis.com (consulté en Mars 2022).
- [**Vural 13**] B. Vural, “FC/UC hybridization for dynamic loads with a novel double input DC–DC converter topology”, *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 38, no. 2, pp. 1103-1110, Jan. 2013, doi: 10.1016/j.ijhydene.2012.10.094.
- [**Wikipédia**] Wikipédia, Tesla Model S, disponible sur www.wikipedia.org (consulté en Février 2023).
- [**Wu 19**] F. Wu, F. Feng and H. B. Gooi, “Cooperative Triple-Phase-Shift Control for Isolated DAB DC–DC Converter to Improve Current Characteristics”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 9, pp. 7022-7031, Sept. 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2877115.

- [**Xu 13**] L. Xu *et al.*, “Application of Pontryagin's Minimal Principle to the energy management strategy of plugin fuel cell electric vehicles”, *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 38, no. 24, pp. 10104-10115, Aug. 2013, doi: 10.1016/j.ijhydene.2013.05.125.
- [**Yang 16**] J. Yang *et al.*, “A high power density 50kW bi-directional converter for hybrid electronic vehicle HDC”, *IET Conference Proceedings*, pp. 1-6, April 2016, doi: 10.1049/cp.2016.0199.
- [**Yim 16**] C. H. Yim *et al.*, “Towards improving the practical energy density of Li-ion batteries: optimization and evaluation of silicon: graphite composites in full cells”, *Journal of The Electrochemical Society*, vol. 164, no. 1, p. A6294, Dec. 2016, doi: 10.1149/2.0481701jes.
- [**Yin 16**] H. Yin *et al.*, “An Adaptive Fuzzy Logic-Based Energy Management Strategy on Battery/Ultracapacitor Hybrid Electric Vehicles”, *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 2, no. 3, pp. 300-311, Sept. 2016, doi: 10.1109/TTE.2016.2552721.
- [**Zhaksylyk 19**] A. Zhaksylyk, “Implementation of a Phase Shifted Full Bridge DC-DC ZVS converter with peak current mode control”, *Universidad de Oviedo*, Master's Thesis, Sept. 2019.
- [**Zhang 15**] Y. Zhang *et al.*, “The Ragone plots guided sizing of hybrid storage system for taming the wind power”, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 65, pp. 246-253, Feb. 2015, doi: 10.1016/j.ijepes.2014.10.006.
- [**Zhang 18**] L. Zhang *et al.*, “Multiobjective Optimal Sizing of Hybrid Energy Storage System for Electric Vehicles”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 2, pp. 1027-1035, Feb. 2018, doi: 10.1109/TVT.2017.2762368.
- [**Zhou 19**] H. Zhou *et al.*, “What limits the capacity of layered oxide cathodes in lithium batteries?”, *ACS Energy Letters*, vol. 4, no. 8, pp. 1902-1906, July 2019, doi: 10.1021/acscenergylett.9b01236.
- [**Zhou 20**] Y. Zhou *et al.*, “Optimal battery electric vehicles range: A study considering heterogeneous travel patterns, charging behaviors, and access to charging infrastructure”, *Energy*, vol. 197, p. 116945, April 2020, doi: 10.1016/j.energy.2020.116945.
- [**Zhu 21**] T. Zhu *et al.*, “Optimal sizing and sensitivity analysis of a battery-supercapacitor energy storage system for electric vehicles”, *Energy*, vol. 221, p. 119851, April 2021, doi: 10.1016/j.energy.2021.119851.
- [**Zubi 20**] G. Zubi *et al.*, “Lithium-ion battery-packs for solar home systems: Layout, cost and implementation perspectives”, *Journal of Energy Storage*, vol. 32, p. 101985, Dec. 2020, doi: 10.1016/j.est.2020.101985.

***ANNEXE I : Estimation des contraintes en
courant des cellules énergie***

Lorsque l'on dimensionne un pack batterie, l'un des problèmes récurrents est de trouver un compromis entre les contraintes électriques et l'objectif de durée de vie. C'est d'autant plus difficile que les données disponibles sont rares ou pas toujours adaptées.

Les stockeurs à haute densité d'énergie utilisés dans cette thèse n'étaient pas initialement prévus pour des applications de véhicule électrique. La cellule Li-ion Panasonic NCR20700B est reconnue pour être une technologie très proche des cellules utilisées dans la Tesla Model S [Zubi 20]. Cependant, selon les données du fabricant [Panasonic], il semble peu probable que ces cellules soient utilisées aux limites de puissance indiquées pour notre application. En effet, les tests de vieillissement présentés aboutissent à des durées de vie bien trop faibles pour l'application VE, avec seulement quelques centaines de cycles, l'équivalent donc de quelques dizaines de milliers de kilomètres.

À partir des données disponibles, il faut donc évaluer les contraintes admissibles pour ce type de cellule dans un véhicule de type Tesla. Pour connaître les densités de puissance acceptables pour ce type d'application, les données techniques des batteries et des véhicules ont été utilisées, et les contraintes en puissance imposées pour un fonctionnement sur route ont été estimées. Pour cela, nous avons pris en compte les vitesses et puissances maximales des différentes versions de la Model S commercialisée vers 2017. En effet, les caractéristiques des cellules de batterie de ces modèles correspondent à celles des versions haute densité d'énergie utilisées dans cette thèse. La puissance maximale en utilisation régulière a ensuite été estimée pour la vitesse maximale autorisée sur autoroute, en considérant que la puissance demandée était proportionnelle au cube de la vitesse. Les données obtenues à partir de [Wikipédia] sont présentées dans le Tableau AI.1 et Tableau AI.2.

Il faut noter que la puissance estimée au Tableau AI.2 ne tient pas compte d'une éventuelle pente de la route ou d'un supplément de puissance en phase d'accélération. Ces valeurs sont donc légèrement sous-estimées.

Ces données nous permettent de constater que les densités de puissances sont ici équivalentes aux densités d'énergie. Nous avons donc choisi de limiter le courant des cellules à 1C en décharge pour les cellules Panasonic NCR20700B et LG INR18650MJ1.

Tableau AI.1 : Caractéristiques des 3 modèles de batterie de la Tesla Model S disponibles à la vente en 2017

Modèle de batterie	60kWh	90kWh	100kWh
Énergie (kWh)	62	84,5	98
Nombre de cellules	5376	7104	8256
Masse cellule (g)	49	49	49
Tension cellule (V)	3,6	3,6	3,6
Cellules en série	84	96	96
Cellules en parallèle	64	74	86
Capacité cellule (Ah)	3,2	3,3	3,3
Masse batterie (kg)	263,4	348,1	404,5
Densité d'énergie (Wh/kg)	235,4	242,4	242,4
Tension batterie (V)	302,4	345,6	345,6

Tableau AI.2 : Caractéristiques des 3 modèles de la Tesla Model S disponibles à la vente en 2017

Modèle de véhicule	60D	90D	100D
Puissance maximale (kW)	244	311	311
Vitesse maximale (km/h)	210	250	250
Autonomie sur autoroute (km)	270	350	410
Puissance estimée à 130 km/h (kW)	58	44	44
Masse batterie (kg)	263,4	348,1	404,5
Densité de puissance (W/kg)	220,2	126,4	108,7
Densité de puissance à P_{max} traction (W/kg)	926,3	893,4	768,8
Densité de puissance super charge (W/kg)	344,4	367,3	341,7

***ANNEXE II : Comparaison entre
les cellules Tiamat***

La cellule Tiamat TSP1 a été utilisée dans les dimensionnements réalisés au Chapitre 3. Une cellule plus récente ayant été produite par la société (PP7.2), on présente dans cette annexe une comparaison entre les dimensionnements effectués avec les deux types de cellule. En termes de batterie énergie, les éléments utilisés dans le Chapitre 3 sont conservés pour cette comparaison. Le Tableau AII.1 présente les différentes caractéristiques des stockeurs.

Tableau AII.1 : Caractéristiques des cellules de batterie utilisées dans les dimensionnements

	Li-ion Panasonic NCR20700B (Batterie énergie)	Li-ion LG INR18650MJ1 (Batterie énergie)	Na-ion Tiamat TSP1 (Batterie puissance)	Na-ion Tiamat PP7.2 (Batterie puissance)
Technologie	NCA	NMC	Na-ion	Na-ion
Tension	3,6 V	3,6 V	3,7 V	3,7 V
Capacité	4 Ah	3,5 Ah	1,4 Ah	0,7 Ah
Courant max décharge	4 A (15 A)	3,5 A (10 A)	21 A	14 A
Courant max recharge	-2 A	-3,4 A	-14 A	-10 A
Masse	63 g	49 g	58 g	34 g
Densité d'énergie	228,6 Wh/kg	259,6 Wh/kg	89,3 Wh/kg	76,2 Wh/kg
Densité de puissance décharge	228,6 W/kg (857,2 W/kg)	259,6 W/kg (734,7 W/kg)	1339,6 W/kg	1523,5 W/kg
Densité de puissance recharge	-114,3 W/kg	-252,2 W/kg	-893,1 W/kg	-1088,2 W/kg

La cellule PP7.2 possède la moitié de la capacité de la cellule TSP1, ce qui entraîne également une densité d'énergie plus faible. Cette nouvelle cellule a également des courants maximums plus faibles. Cependant, étant donné qu'elle est plus légère, la PP7.2 offre des densités de puissance plus élevées.

Les différentes combinaisons de couple de batterie énergie et batterie puissance du Tableau AII.1 ont été faites. Comme les diagrammes de Ragone de toutes les combinaisons présentent des intersections dans les deux quadrants, les dimensionnements ont été effectués avec et sans réduction de la puissance de freinage. Les Tableaux AII.2 et AII.3 résument les résultats obtenus.

Tableau AII.2 : Masses des couples dimensionnés

	M_{EB} (kg)	M_{PB} (kg)	M_{HESS} (kg)
Panasonic–Tiamat TSP1	53,87	49,09	102,96
Panasonic–Tiamat PP7.2	59,82	39,68	99,50
Panasonic–Tiamat TSP1 avec réduction	66,02	21,78	87,80
Panasonic–Tiamat PP7.2 avec réduction	68,03	18,96	86,99
LG–Tiamat TSP1	49,90	41,89	91,79
LG–Tiamat PP7.2	54,53	33,32	87,85
LG–Tiamat TSP1 avec réduction	56,74	23,61	80,35
LG–Tiamat PP7.2 avec réduction	58,72	20,58	79,30

Tableau AII.3 : Énergies et puissances des couples dimensionnés

	E_{EB} (kWh)	E_{PB} (kWh)	E_{HESS} (kWh)	$\frac{E_{PB}}{E_{HESS}}$ (%)	$P_{HESSmax}$ (kW)	$P_{HESSmin}$ (kW)
Panasonic–Tiamat TSP1	12,31	4,38	16,69	26,2	78,07	-50
Panasonic–Tiamat PP7.2	13,67	3,02	16,69	18,1	74,12	-50
Panasonic–Tiamat TSP1 avec réduction	15,09	1,94	17,03	11,4	44,27	-27
Panasonic–Tiamat PP7.2 avec réduction	15,55	1,44	16,99	8,5	44,43	-28,40
LG–Tiamat TSP1	12,95	3,74	16,69	22,4	67,21	-50
LG–Tiamat PP7.2	14,16	2,53	16,69	15,2	62,89	-50
LG–Tiamat TSP1 avec réduction	14,73	2,11	16,84	12,5	44,25	-35,39
LG–Tiamat PP7.2 avec réduction	15,24	1,57	16,81	9,3	44,42	-37,20

Comme la cellule PP7.2 a une masse inférieure à celle de la TSP1, les masses des batteries puissance composées de cellules PP7.2 sont toujours inférieures à celles composées de cellules TSP1. Les batteries PP7.2 embarquent également moins d'énergie que les batteries TSP1 car elles ont une capacité inférieure. De ce fait, la batterie énergie du couple doit embarquer plus d'énergie et donc être plus lourde. Cependant, la masse totale des éléments du HESS est très légèrement plus faible lorsque le modèle PP7.2 est utilisé. Quant aux puissances du HESS,

lorsqu'il n'y a pas de limitation de la puissance de récupération, la puissance minimale est égale à la puissance de motorisation, soit -50 kW. Dans ces cas, la puissance de décharge est surdimensionnée, étant légèrement inférieure dans les couples avec cellule PP7.2 par rapport à ceux avec cellule TSP1. Lorsque la puissance de récupération est réduite, la puissance maximale du couple est égale à la puissance maximale du cycle de conduite. La puissance minimale du HESS dépend alors de l'intersection entre les diagrammes de Ragone qui entraîne la même densité d'énergie dans les deux quadrants. Les couples composés par le modèle PP7.2 présentent une puissance minimale légèrement inférieure à ceux composés par le modèle TSP1. Cela signifie qu'ils sont capables de récupérer un peu plus de l'énergie disponible lors du freinage.

De manière générale, la plus récente cellule Tiamat PP7.2 présente des améliorations par rapport au modèle TSP1 en termes de masse totale des cellules du HESS. Cependant, la diminution de la masse de la batterie puissance entraîne une augmentation de la masse de la batterie énergie. Cela signifie qu'il faudrait davantage de ressources matérielles, comme le lithium, pour les fabriquer, ce qui est contraire aux objectifs de ce travail.

***ANNEXE III : Caractéristiques électriques
des couples HESS considérés***

Dans cette annexe, en complément du Chapitre 3, les caractéristiques électriques de tous les couples HESS considérés dans cette thèse sont présentées. Ces caractéristiques sont détaillées pour les deux architectures étudiées, cascade à SCC et série, et pour les cas avec et sans résistances internes.

SOMMAIRE DE L'ANNEXE

I. Architecture cascade à SCC	193
II. Architecture série	195
III. Architecture cascade à SCC avec prise en compte des résistances internes	197
IV. Architecture série avec prise en compte des résistances internes	200

I. ARCHITECTURE CASCADE A SCC

Tableau AIII.1 : Couple LG – Tiamat pour l'architecture cascade à SCC

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p
EB (LG)	49,90 kg	12,96 kWh	450 V	12,96 kW	-12,59 kW	123,80	8,23
PB (Tiamat)	41,89 kg	3,74 kWh	400 V	56,11 kW	-37,41 kW	108,11	6,68
HESS	91,79 kg	16,7 kWh	400 V	69,07 kW	-50 kW		

Tableau AIII.2 : Couple LG – Tiamat avec réduction de la puissance de freinage pour l'architecture cascade à SCC

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p
EB (LG)	57,40 kg	14,90 kWh	450 V	14,90 kW	-14,48 kW	123,80	9,46
PB (Tiamat)	21,97 kg	1,96 kWh	400 V	29,43 kW	-19,62 kW	108,11	3,50
HESS	79,37 kg	16,86 kWh	400 V	44,33 kW	-34,10 kW		

Tableau AIII.3 : Couple LG – A123 pour l'architecture cascade à SCC

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p
EB (LG)	54,65 kg	14,19 kWh	450 V	14,19 kW	-13,78 kW	123,80	9,01
PB (A123)	34,61 kg	2,50 kWh	400 V	111,43 kW	-36,22 kW	121,21	1,39
HESS	89,26 kg	16,7 kWh	400 V	125,62 kW	-50 kW		

Tableau AIII.4 : Couple LG – A123 avec réduction de la puissance de freinage pour l'architecture cascade à SCC

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p
EB (LG)	63,51 kg	16,49 kWh	450 V	16,49 kW	-16,02 kW	123,80	10,47
PB (A123)	8,68 kg	0,63 kWh	400 V	27,94 kW	-9,08 kW	121,21	0,35
HESS	72,19 kg	17,12 kWh	400 V	44,43 kW	-25,1 kW		

Tableau AIII.5 : Couple Panasonic – A123 pour l'architecture cascade à SCC

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p
EB (Panasonic)	59,98 kg	13,71 kWh	450 V	13,71 kW	-6,85 kW	125	7,62
PB (A123)	41,24 kg	2,99 kWh	400 V	132,76 kW	-43,15 kW	121,21	1,66
HESS	101,22 kg	16,7 kWh	400 V	146,47 kW	-50 kW		

Tableau AIII.6 : Couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage pour l'architecture cascade à SCC

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p
EB (Panasonic)	75,06 kg	17,15 kWh	450 V	17,16 kW	-8,58 kW	125	9,53
PB (A123)	8,43 kg	0,61 kWh	400 V	27,14 kW	-8,82 kW	121,21	0,34
HESS	83,49 kg	17,76 kWh	400 V	44,3 kW	-17,4 kW		

Tableau AIII.7 : Couple Panasonic – Tiamat pour l'architecture cascade à SCC

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p
EB (Panasonic)	53,87 kg	12,32 kWh	450 V	12,31 kW	-6,16 kW	125	6,84
PB (Tiamat)	49,09 kg	4,38 kWh	400 V	65,76 kW	-43,84 kW	108,11	7,83
HESS	102,96 kg	16,7 kWh	400 V	78,07 kW	-50 kW		

Tableau AIII.8 : Couple Panasonic – Tiamat avec réduction de la puissance de freinage pour l'architecture cascade à SCC

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p
EB (Panasonic)	66,02 kg	15,09 kWh	450 V	15,09 kW	-7,55 kW	125	8,38
PB (Tiamat)	21,78 kg	1,94 kWh	400 V	29,18 kW	-19,45 kW	108,11	3,47
HESS	87,80 kg	17,03 kWh	400 V	44,27 kW	-27 kW		

II. ARCHITECTURE SERIE

Tableau AIII.9 : Couple LG – Tiamat pour l'architecture série

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p
EB (LG)	49,90 kg	12,96 kWh	100,69 V	12,96 kW	-12,59 kW	27,70	36,76
PB (Tiamat)	41,89 kg	3,74 kWh	299,31 V	56,11 kW	-37,41 kW	80,89	8,93
HESS	91,79 kg	16,7 kWh	400 V	69,07 kW	-50 kW		

Tableau AIII.10 : Couple LG – Tiamat avec réduction de la puissance de freinage pour l'architecture série

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p
EB (LG)	57,40 kg	14,90 kWh	169,84 V	14,90 kW	-14,48 kW	46,72	25,07
PB (Tiamat)	21,97 kg	1,96 kWh	230,16 V	29,43 kW	-19,62 kW	62,20	6,09
HESS	79,37 kg	16,86 kWh	400 V	44,33 kW	-34,10 kW		

Tableau AIII.11 : Couple LG – A123 pour l'architecture série

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p
EB (LG)	54,65 kg	14,19 kWh	110,28 V	14,19 kW	-13,78 kW	30,34	36,76
PB (A123)	34,61 kg	2,50 kWh	289,72 V	111,43 kW	-36,22 kW	87,79	1,92
HESS	89,26 kg	16,7 kWh	400 V	125,62 kW	-50 kW		

Tableau AIII.12 : Couple LG – A123 avec réduction de la puissance de freinage pour l'architecture série

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p
EB (LG)	63,51 kg	16,49 kWh	255,29 V	16,49 kW	-16,02 kW	70,23	18,45
PB (A123)	8,68 kg	0,63 kWh	144,71 V	27,94 kW	-9,08 kW	43,85	0,97
HESS	72,19 kg	17,12 kWh	400 V	44,43 kW	-25,10 kW		

Tableau AIII.13 : Couple Panasonic – A123 pour l'architecture série

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p
EB (Panasonic)	59,98 kg	13,71 kWh	54,84 V	13,71 kW	-6,85 kW	15,23	62,5
PB (A123)	41,24 kg	2,99 kWh	345,16 V	132,76 kW	-43,15 kW	104,59	1,92
HESS	101,22 kg	16,7 kWh	400 V	146,47 kW	-50 kW		

Tableau AIII.14 : Couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage pour l'architecture série

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p
EB (Panasonic)	75,06 kg	17,15 kWh	197,19 V	17,16 kW	-8,58 kW	54,77	21,75
PB (A123)	8,43 kg	0,61 kWh	202,81 V	27,14 kW	-8,82 kW	61,46	0,67
HESS	83,49 kg	17,76 kWh	400 V	44,3 kW	-17,4 kW		

Tableau AIII.15 : Couple Panasonic – Tiamat pour l'architecture série

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p
EB (Panasonic)	53,87 kg	12,32 kWh	49,25 V	12,31 kW	-6,16 kW	13,68	62,50
PB (Tiamat)	49,09 kg	4,38 kWh	350,75 V	65,76 kW	-43,84 kW	94,80	8,93
HESS	102,96 kg	16,7 kWh	400 V	78,07 kW	-50 kW		

Tableau AIII.16 : Couple Panasonic – Tiamat avec réduction de la puissance de freinage pour l'architecture série

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p
EB (Panasonic)	66,02 kg	15,09 kWh	111,78 V	15,09 kW	-7,55 kW	31,05	33,75
PB (Tiamat)	21,78 kg	1,94 kWh	288,22 V	29,18 kW	-19,45 kW	77,90	4,82
HESS	87,80 kg	17,03 kWh	400 V	44,27 kW	-27 kW		

III. ARCHITECTURE CASCADE A SCC AVEC PRISE EN COMPTE DES RESISTANCES INTERNES

Tableau AIII.17 : Couple LG – Tiamat pour l'architecture cascade à SCC (R_{bat} prises en compte)

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p	R_{bat}
EB (LG)	49,90 kg	12,96 kWh	421 V	12,96 kW	-12,59 kW	115,82	8,79	527 mΩ
PB (Tiamat)	41,89 kg	3,74 kWh	400 V	56,11 kW	-37,41 kW	108,11	6,68	194 mΩ
HESS	91,79 kg	16,7 kWh	400 V	69,07 kW	-50 kW			

Tableau AIII.18 : Couple LG – Tiamat avec réduction de la puissance de freinage pour l'architecture cascade à SCC (R_{bat} prises en compte)

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p	R_{bat}
EB (LG)	57,40 kg	14,90 kWh	427 V	14,90 kW	-14,48 kW	117,47	9,97	471 mΩ
PB (Tiamat)	21,97 kg	1,96 kWh	400 V	29,43 kW	-19,62 kW	108,11	3,50	370 mΩ
HESS	79,37 kg	16,86 kWh	400 V	44,33 kW	-34,10 kW			

Tableau AIII.19 : Couple LG – A123 pour l'architecture cascade à SCC (R_{bat} prises en compte)

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p	R_{bat}
EB (LG)	54,65 kg	14,19 kWh	425 V	14,19 kW	-13,78 kW	116,92	9,54	490 mΩ
PB (A123)	34,61 kg	2,50 kWh	400 V	111,43 kW	-36,22 kW	121,21	1,39	304 mΩ
HESS	89,26 kg	16,7 kWh	400 V	125,62 kW	-50 kW			

Tableau AIII.20 : Couple LG – A123 avec réduction de la puissance de freinage pour l'architecture cascade à SCC (R_{bat} prises en compte)

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p	R_{bat}
EB (LG)	63,51 kg	16,49 kWh	445 V	16,49 kW	-16,02 kW	122,42	10,59	463 mΩ
PB (A123)	8,68 kg	0,63 kWh	400 V	27,94 kW	-9,08 kW	121,21	0,35	1,21 Ω
HESS	72,19 kg	17,12 kWh	400 V	44,43 kW	-25,1 kW			

Tableau AIII.21 : Couple Panasonic – A123 pour l'architecture cascade à SCC (R_{bat} prises en compte)

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p	R_{bat}
EB (Panasonic)	59,98 kg	13,71 kWh	425 V	13,71 kW	-6,85 kW	118,06	8,06	439 mΩ
PB (A123)	41,24 kg	2,99 kWh	400 V	132,76 kW	-43,15 kW	121,21	1,66	256 mΩ
HESS	101,22 kg	16,7 kWh	400 V	146,47 kW	-50 kW			

Tableau AIII.22 : Couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage pour l'architecture cascade à SCC (R_{bat} prises en compte)

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p	R_{bat}
EB (Panasonic)	75,06 kg	17,15 kWh	442 V	17,16 kW	-8,58 kW	122,78	9,70	380 mΩ
PB (A123)	8,43 kg	0,61 kWh	400 V	27,14 kW	-8,82 kW	121,21	0,34	1,25 Ω
HESS	83,49 kg	17,76 kWh	400 V	44,3 kW	-17,4 kW			

Tableau AIII.23 : Couple Panasonic – Tiamat pour l'architecture cascade à SCC (R_{bat} prises en compte)

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p	R_{bat}
EB (Panasonic)	53,87 kg	12,32 kWh	419 V	12,31 kW	-6,16 kW	116,39	7,35	475 mΩ
PB (Tiamat)	49,09 kg	4,38 kWh	400 V	65,76 kW	-43,84 kW	108,11	7,83	166 mΩ
HESS	102,96 kg	16,7 kWh	400 V	78,07 kW	-50 kW			

Tableau AIII.24 : Couple Panasonic – Tiamat avec réduction de la puissance de freinage pour l'architecture cascade à SCC (R_{bat} prises en compte)

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p	R_{bat}
EB (Panasonic)	66,02 kg	15,09 kWh	424 V	15,09 kW	-7,55 kW	117,78	8,90	397 mΩ
PB (Tiamat)	21,78 kg	1,94 kWh	400 V	29,18 kW	-19,45 kW	108,11	3,47	374 mΩ
HESS	87,80 kg	17,03 kWh	400 V	44,27 kW	-27 kW			

IV. ARCHITECTURE SERIE AVEC PRISE EN COMPTE DES RESISTANCES INTERNES

Tableau AIII.25 : Couple LG – Tiamat pour l'architecture série (R_{bat} prises en compte)

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p	R_{bat}
EB (LG)	49,90 kg	12,96 kWh	100,69 V	12,96 kW	-12,59 kW	27,70	36,76	30 mΩ
PB (Tiamat)	41,89 kg	3,74 kWh	299,31 V	56,11 kW	-37,41 kW	80,89	8,93	109 mΩ
HESS	91,79 kg	16,7 kWh	400 V	69,07 kW	-50 kW			

Tableau AIII.26 : Couple LG – Tiamat avec réduction de la puissance de freinage pour l'architecture série (R_{bat} prises en compte)

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p	R_{bat}
EB (LG)	57,40 kg	14,90 kWh	169,84 V	14,90 kW	-14,48 kW	46,72	25,07	75 mΩ
PB (Tiamat)	21,97 kg	1,96 kWh	230,16 V	29,43 kW	-19,62 kW	62,20	6,09	123 mΩ
HESS	79,37 kg	16,86 kWh	400 V	44,33 kW	-34,10 kW			

Tableau AIII.27 : Couple LG – A123 pour l'architecture série (R_{bat} prises en compte)

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p	R_{bat}
EB (LG)	54,65 kg	14,19 kWh	110,28 V	14,19 kW	-13,78 kW	30,34	36,76	33 mΩ
PB (A123)	34,61 kg	2,50 kWh	289,72 V	111,43 kW	-36,22 kW	87,79	1,92	160 mΩ
HESS	89,26 kg	16,7 kWh	400 V	125,62 kW	-50 kW			

Tableau AIII.28 : Couple LG – A123 avec réduction de la puissance de freinage pour l'architecture série (R_{bat} prises en compte)

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat_{max}}$	$P_{bat_{min}}$	N_s	N_p	R_{bat}
EB (LG)	63,51 kg	16,49 kWh	255,29 V	16,49 kW	-16,02 kW	70,23	18,45	152 mΩ
PB (A123)	8,68 kg	0,63 kWh	144,71 V	27,94 kW	-9,08 kW	43,85	0,97	159 mΩ
HESS	72,19 kg	17,12 kWh	400 V	44,43 kW	-25,10 kW			

Tableau AIII.29 : Couple Panasonic – A123 pour l'architecture série (R_{bat} prises en compte)

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat,max}$	$P_{bat,min}$	N_s	N_p	R_{bat}
EB (Panasonic)	59,98 kg	13,71 kWh	54,84 V	13,71 kW	-6,85 kW	15,23	62,5	7,3 mΩ
PB (A123)	41,24 kg	2,99 kWh	345,16 V	132,76 kW	-43,15 kW	104,59	1,92	190 mΩ
HESS	101,22 kg	16,7 kWh	400 V	146,47 kW	-50 kW			

Tableau AIII.30 : Couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage pour l'architecture série (R_{bat} prises en compte)

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat,max}$	$P_{bat,min}$	N_s	N_p	R_{bat}
EB (Panasonic)	75,06 kg	17,15 kWh	197,19 V	17,16 kW	-8,58 kW	54,77	21,75	76 mΩ
PB (A123)	8,43 kg	0,61 kWh	202,81 V	27,14 kW	-8,82 kW	61,46	0,67	321 mΩ
HESS	83,49 kg	17,76 kWh	400 V	44,3 kW	-17,4 kW			

Tableau AIII.31 : Couple Panasonic – Tiamat pour l'architecture série (R_{bat} prises en compte)

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat,max}$	$P_{bat,min}$	N_s	N_p	R_{bat}
EB (Panasonic)	53,87 kg	12,32 kWh	49,25 V	12,31 kW	-6,16 kW	13,68	62,50	6,6 mΩ
PB (Tiamat)	49,09 kg	4,38 kWh	350,75 V	65,76 kW	-43,84 kW	94,80	8,93	127 mΩ
HESS	102,96 kg	16,7 kWh	400 V	78,07 kW	-50 kW			

Tableau AIII.32 : Couple Panasonic – Tiamat avec réduction de la puissance de freinage pour l'architecture série (R_{bat} prises en compte)

	Masse	Énergie	Tension	$P_{bat,max}$	$P_{bat,min}$	N_s	N_p	R_{bat}
EB (Panasonic)	66,02 kg	15,09 kWh	111,78 V	15,09 kW	-7,55 kW	31,05	33,75	28 mΩ
PB (Tiamat)	21,78 kg	1,94 kWh	288,22 V	29,18 kW	-19,45 kW	77,90	4,82	194 mΩ
HESS	87,80 kg	17,03 kWh	400 V	44,27 kW	-27 kW			

***ANNEXE IV : Résultats des stratégies
de gestion d'énergie***

Cette annexe, comme la précédente, complémente le Chapitre 3. Elle présente les résultats de simulation des stratégies de gestion d'énergie des architectures cascade à SCC et série. Le cycle Artemis est pris en compte, ainsi que trois variantes de ce cycle, afin d'analyser les stratégies sous une dynamique non périodique. Ceci nous permet d'obtenir un cycle dont les conditions sont proches de la réalité, mais dont la demande de puissance varie davantage que dans le cas régulier. L'autonomie souhaitée de 150 km est toutefois préservée.

SOMMAIRE DE L'ANNEXE

I. Architecture cascade à SCC	206
I.1. Couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage	206
I.1.a. Cycle Artemis régulier	206
I.1.b. Cycle Artemis modifié type 1	207
I.1.c. Cycle Artemis modifié type 2	209
I.1.d. Cycle Artemis modifié type 3	211
I.2. Couple LG – Tiamat	213
I.2.a. Cycle Artemis régulier	213
I.2.b. Cycle Artemis modifié type 1	214
I.2.c. Cycle Artemis modifié type 2	216
I.2.d. Cycle Artemis modifié type 3	218
II. Architecture série	220
II.1. Couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage	220
II.1.a. Cycle Artemis régulier	220
II.1.b. Cycle Artemis modifié type 1	221
II.1.c. Cycle Artemis modifié type 2	223
II.1.d. Cycle Artemis modifié type 3	225
II.2. Couple LG – Tiamat	227
II.2.a. Cycle Artemis régulier	227
II.2.b. Cycle Artemis modifié type 1	228
II.2.c. Cycle Artemis modifié type 2	230
II.2.d. Cycle Artemis modifié type 3	232

I. ARCHITECTURE CASCADE A SCC

I.1. Couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage

I.1.a. Cycle Artemis régulier

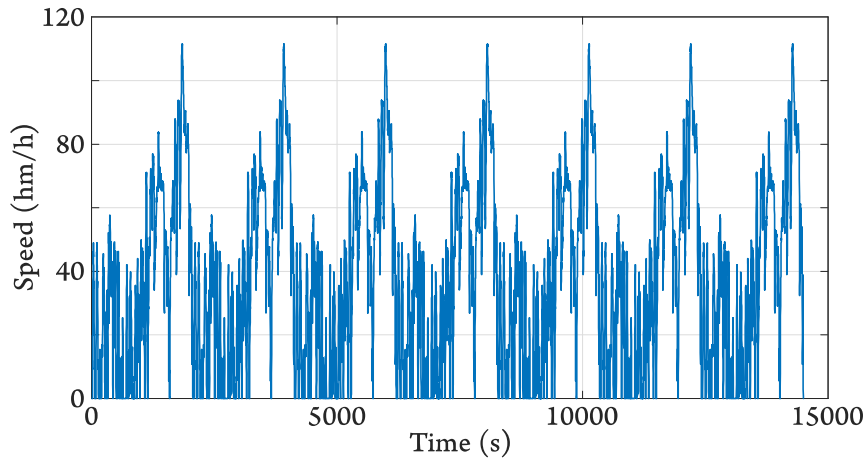


Figure AIV.1 : Cycle Artemis régulier

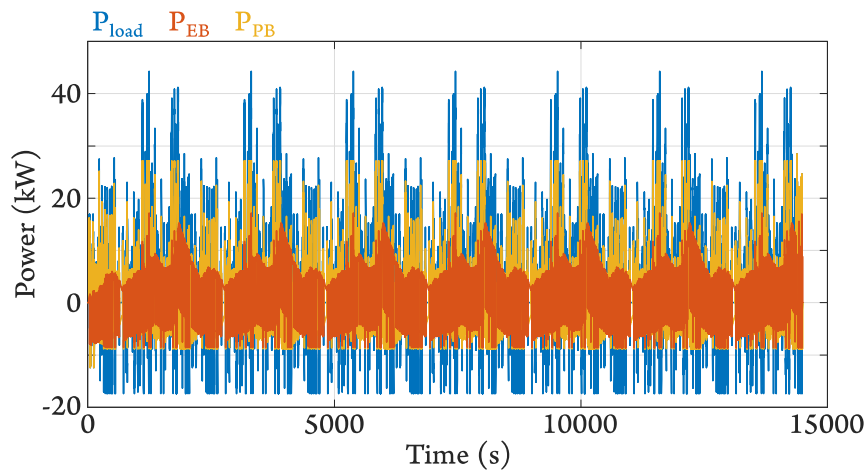


Figure AIV.2 : Puissances du couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture cascade à SCC avec cycle régulier

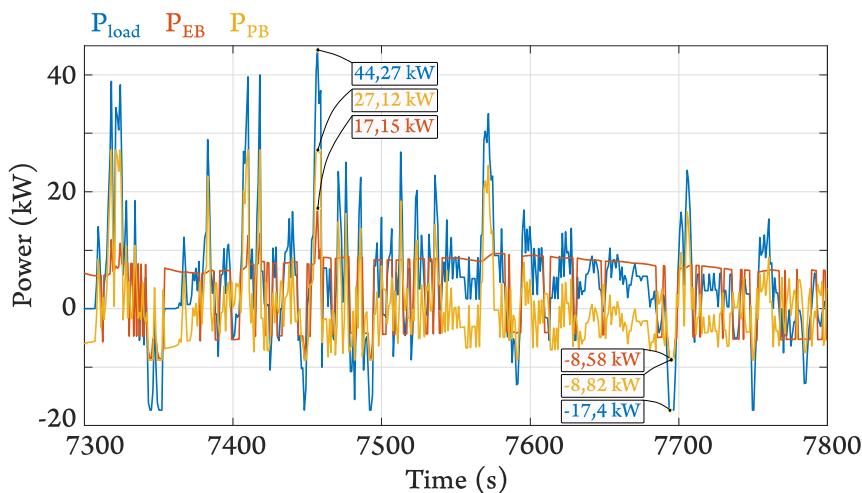


Figure AIV.3 : Puissances du couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture cascade à SCC avec cycle régulier

La plupart du temps, l'équilibrage des SOC est actif. Par exemple, lorsque $P_{load} = 0$, la batterie énergie fournit de la puissance à la PB pour qu'elle se recharge. Cependant, lorsque des grands pics de puissance apparaissent, la stratégie de gestion se met en saturation pour que les limites des batteries soient respectées.

I.1.b. Cycle Artemis modifié type 1

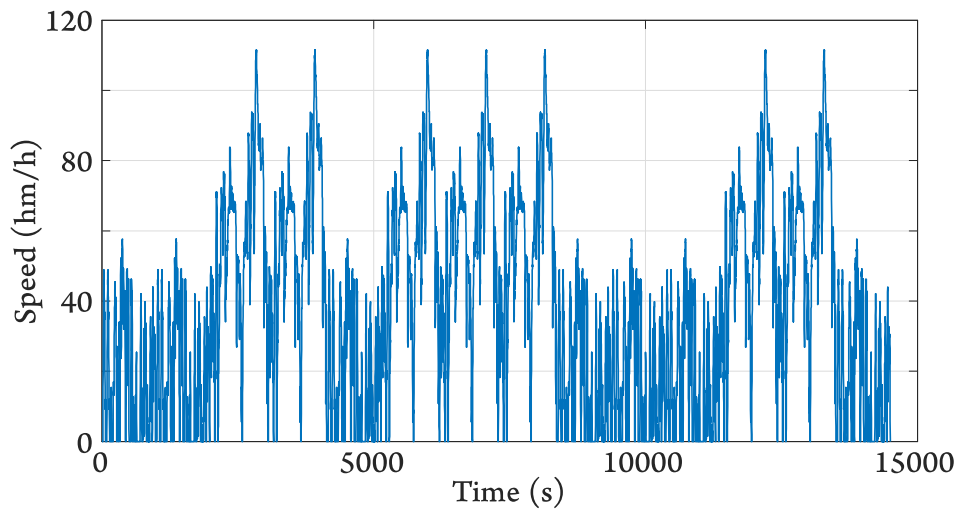


Figure AIV.4 : Cycle Artemis modifié type 1

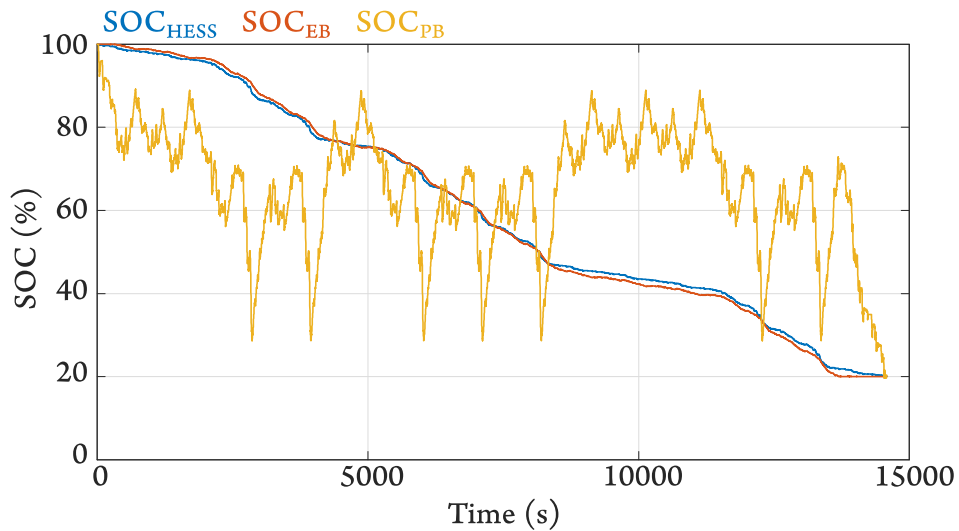


Figure AIV.5 : SOC du couple Panasonic - A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture cascade à SCC et cycle modifié type 1

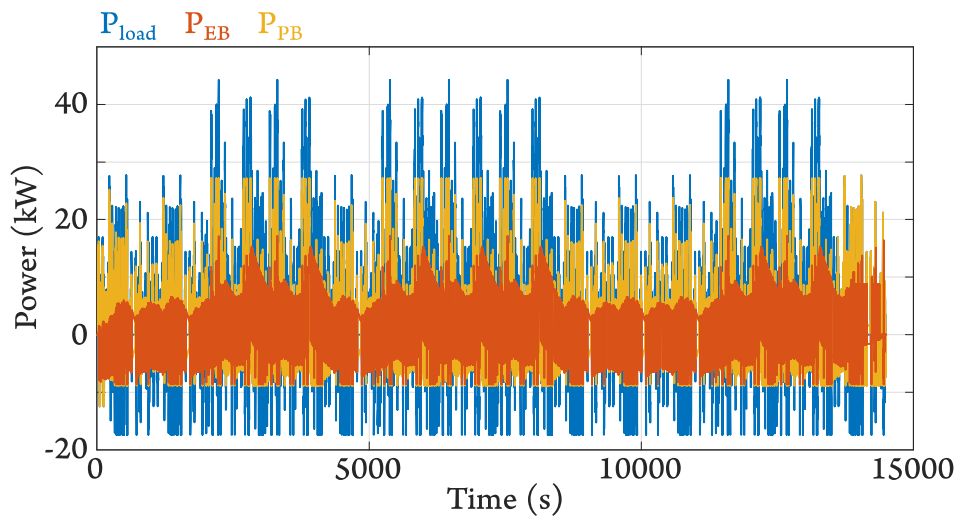


Figure AIV.6 : Puissances du couple Panasonic - A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture cascade à SCC et cycle modifié type 1

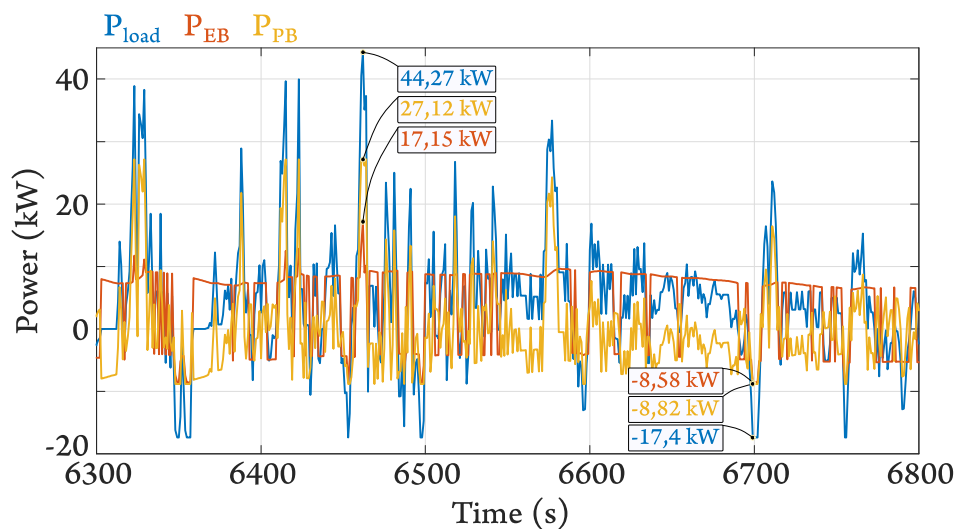


Figure AIV.7 : Puissances du couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture cascade à SCC et cycle modifié type 1

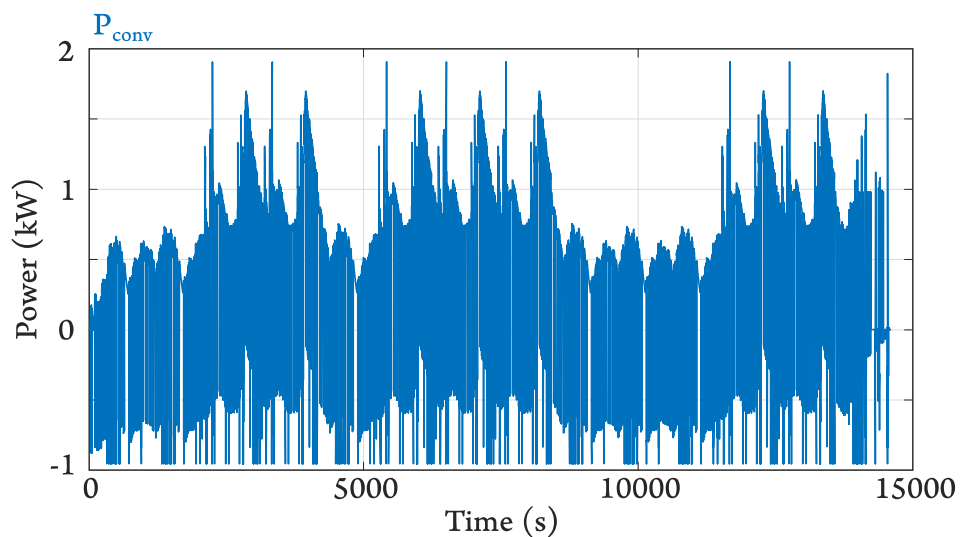


Figure AIV.8 : P_{conv} pour le couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture cascade à SCC et cycle modifié type 1

I.1.c. Cycle Artemis modifié type 2

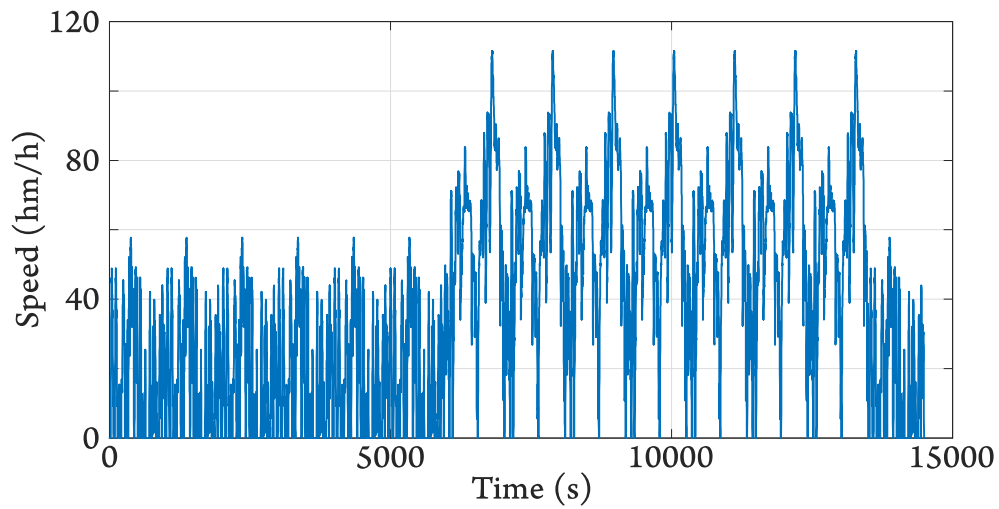


Figure AIV.9 : Cycle Artemis modifié type 2

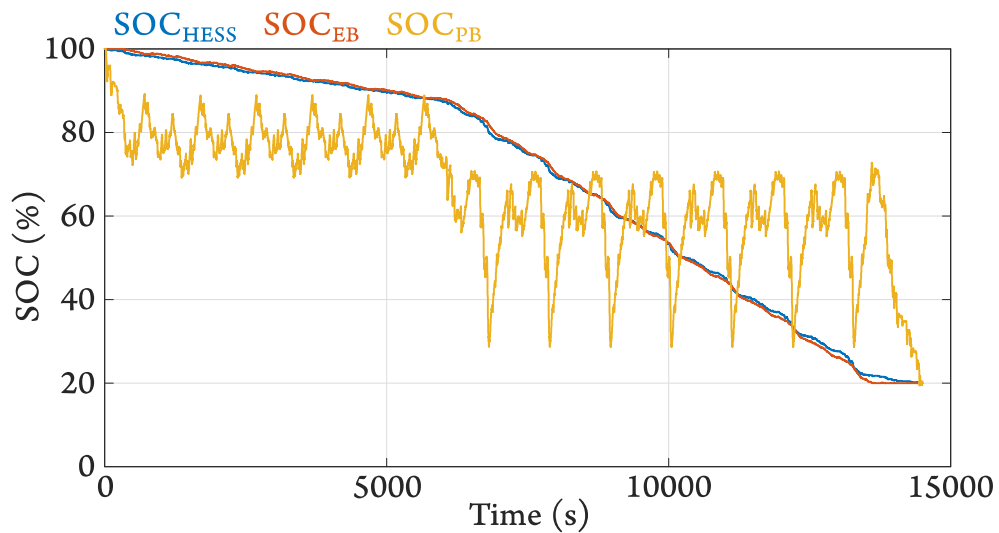


Figure AIV.10 : SOC du couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture cascade à SCC et cycle modifié type 2

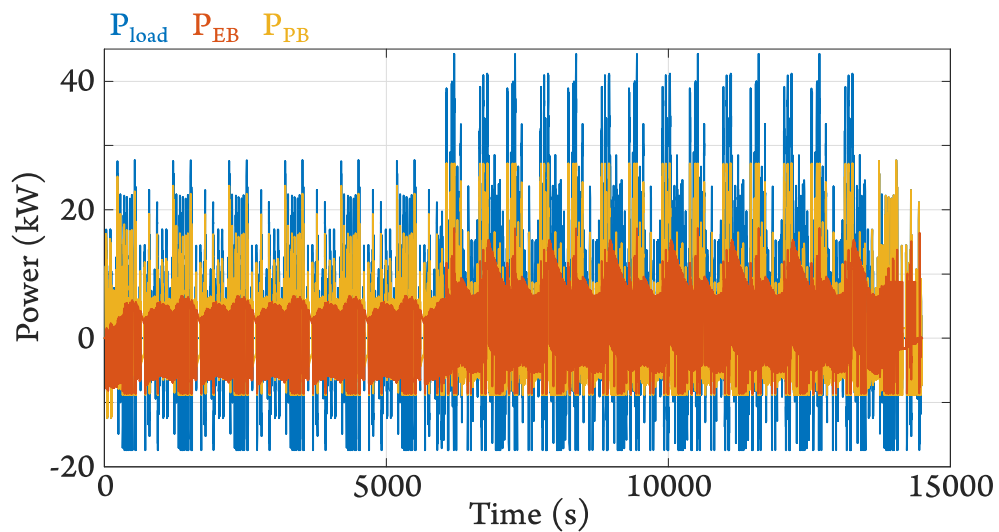


Figure AIV.11 : Puissances du couple Panasonic–A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture cascade à SCC et cycle modifié type 2

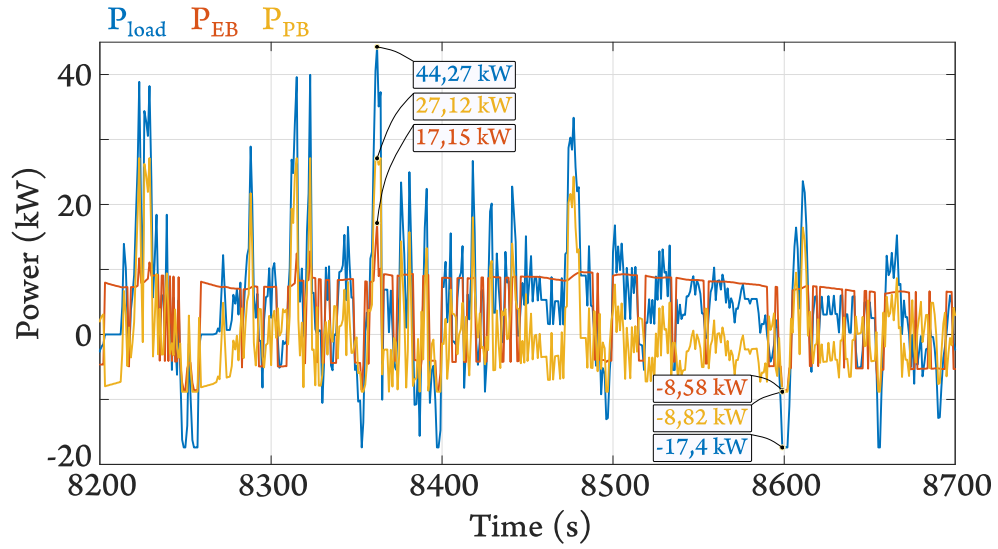


Figure AIV.12 : Puissances du couple Panasonic-A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture cascade à SCC et cycle modifié type 2

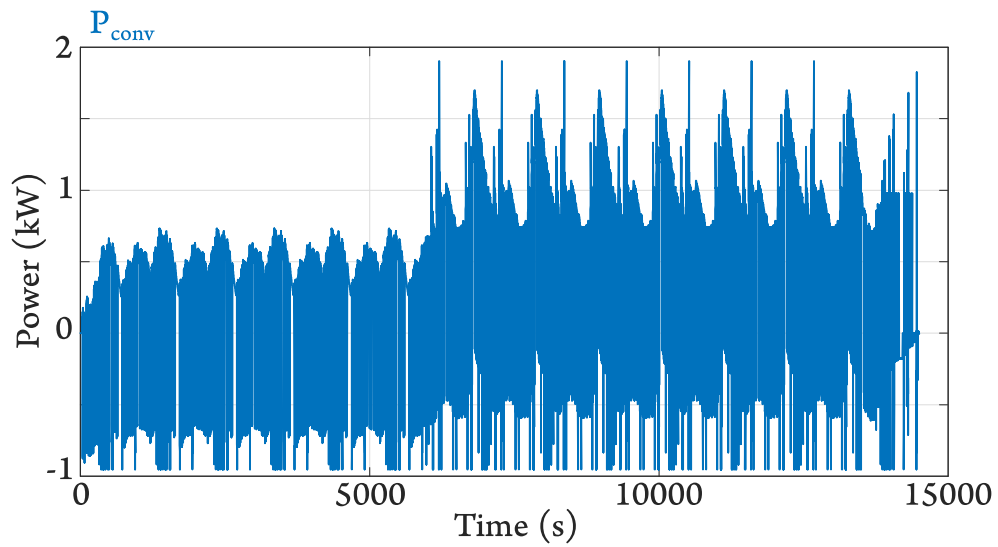


Figure AIV.13 : P_{conv} pour le couple Panasonic - A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture cascade à SCC et cycle modifié type 2

I.1.d. Cycle Artemis modifié type 3

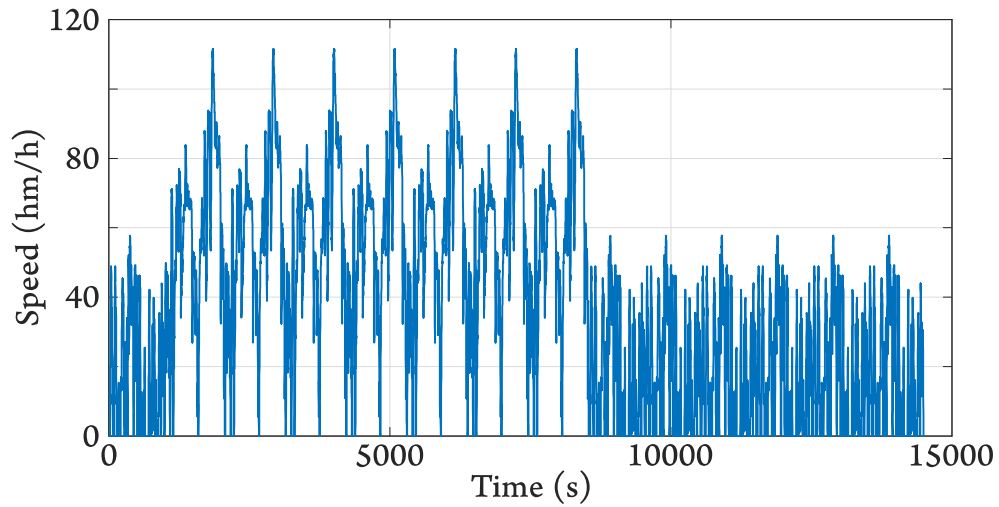


Figure AIV.14 : Cycle Artemis modifié type 3

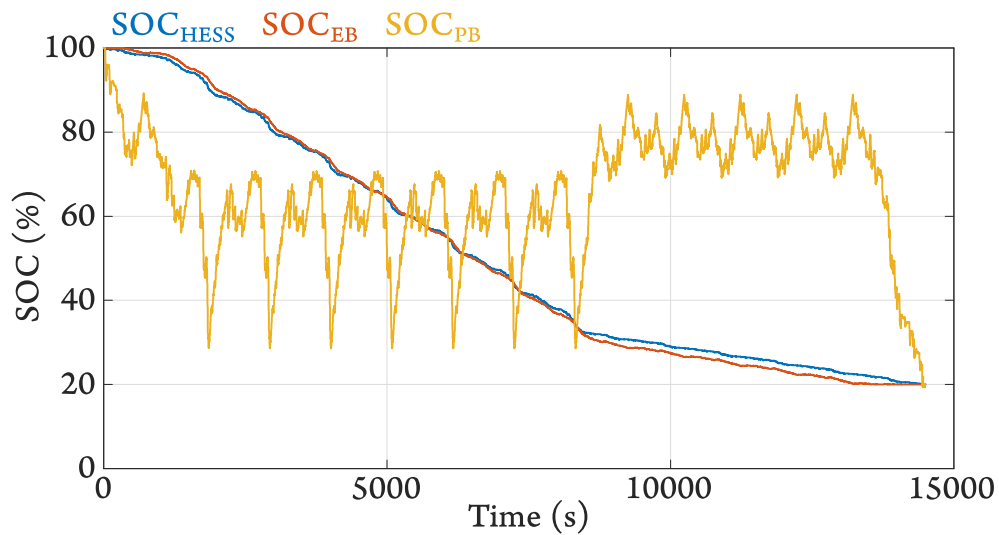


Figure AIV.15 : SOC du couple Panasonic - A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture cascade à SCC et cycle modifié type 3

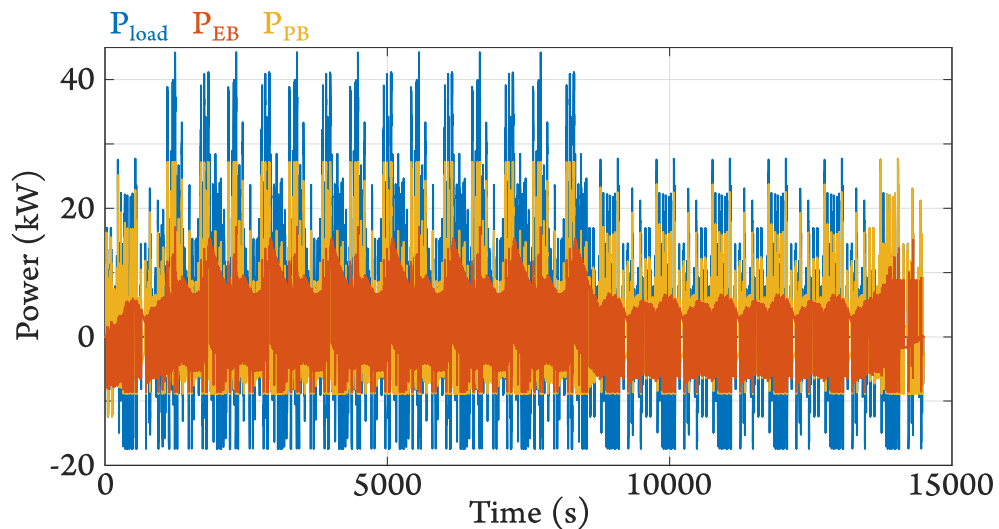


Figure AIV.16 : Puissances du couple Panasonic-A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture cascade à SCC et cycle modifié type 3

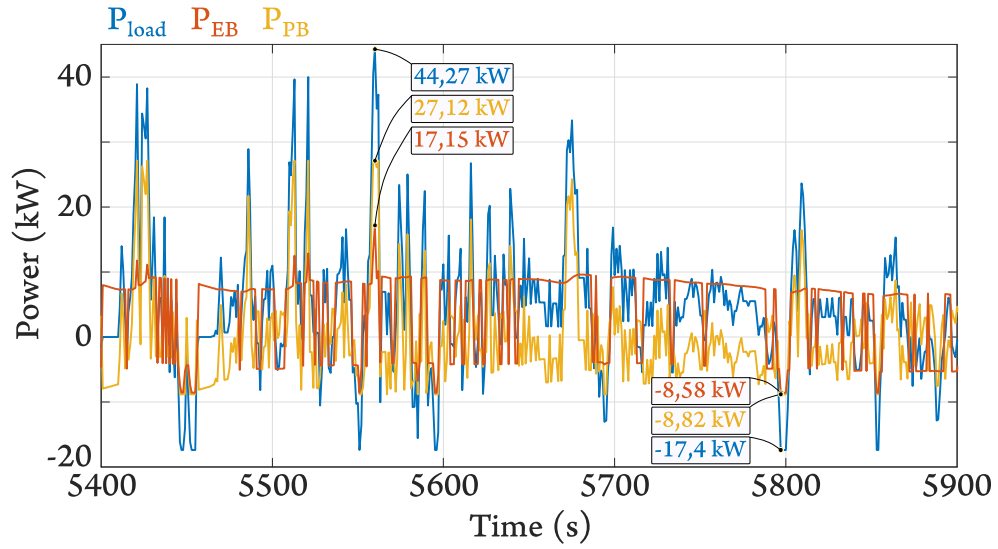


Figure AIV.17 : Puissances du couple Panasonic-A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture cascade à SCC et cycle modifié type 3

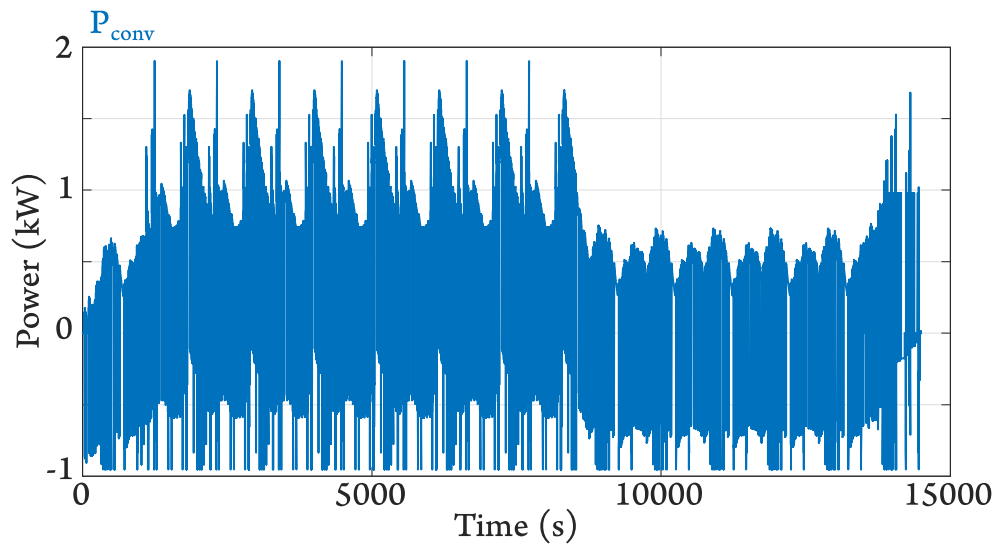


Figure AIV.18 : P_{conv} pour le couple Panasonic - A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture cascade à SCC et cycle modifié type 3

I.2. Couple LG – Tiamat

I.2.a. Cycle Artemis régulier

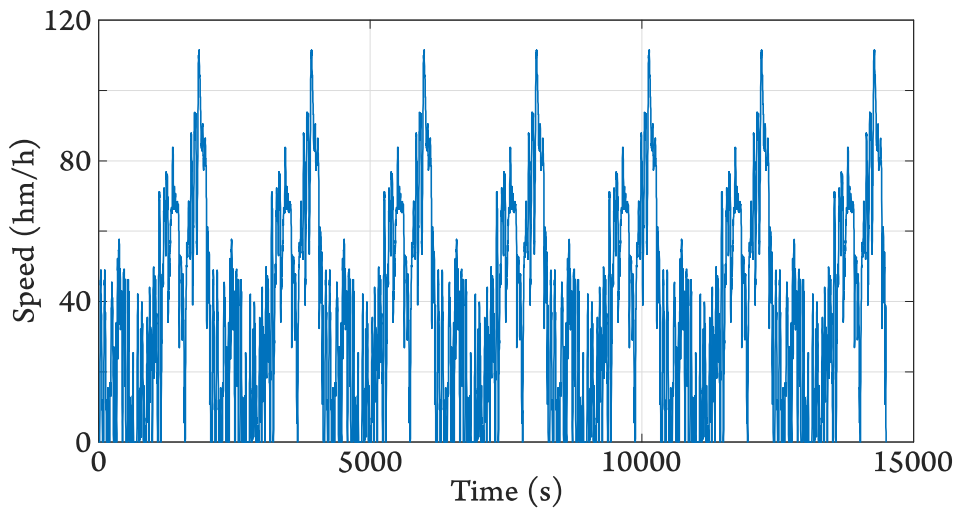


Figure AIV.19 : Cycle Artemis régulier

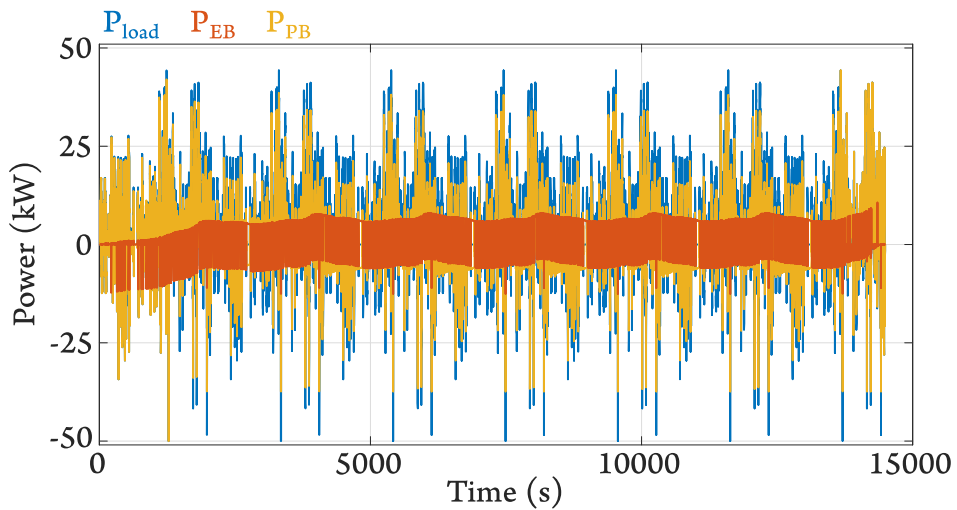


Figure AIV.20 : Puissances du couple LG – Tiamat dans l'architecture cascade à SCC avec cycle régulier

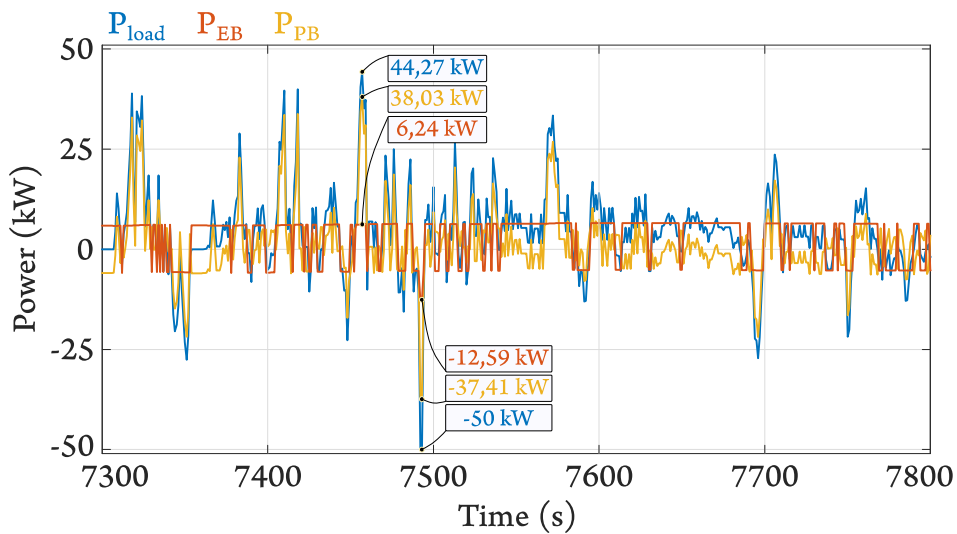


Figure AIV.21 : Puissances du couple LG – Tiamat dans l'architecture cascade à SCC avec cycle régulier

I.2.b. Cycle Artemis modifié type 1

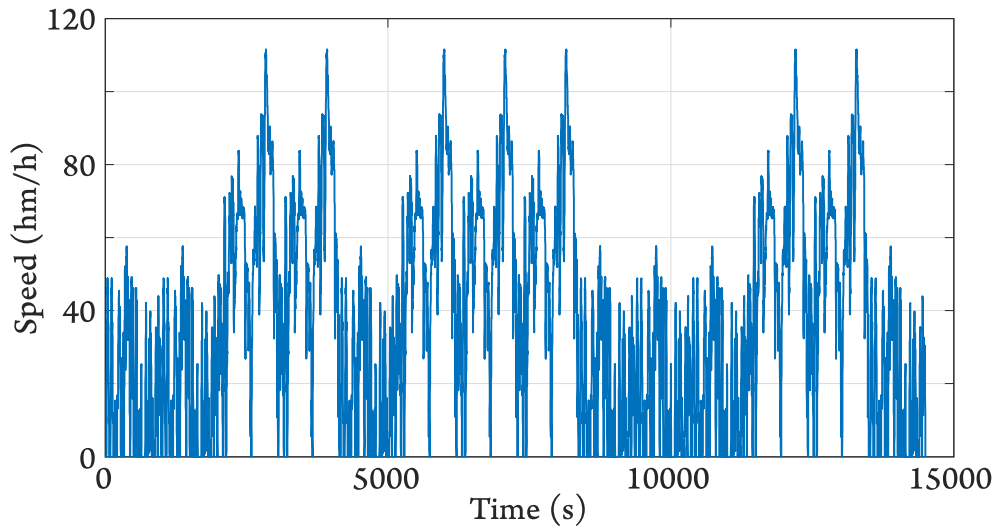


Figure AIV.22 : Cycle Artemis modifié type 1

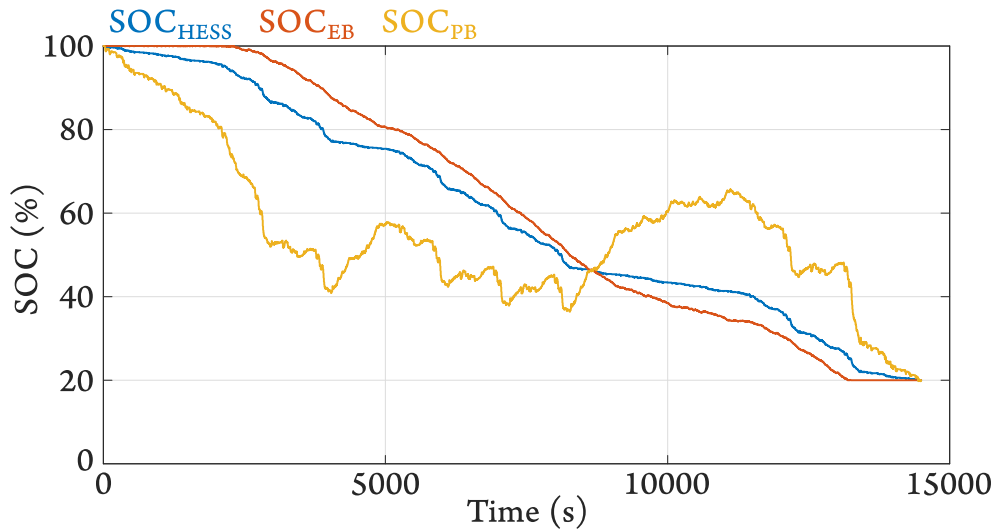


Figure AIV.23 : SOC du couple LG - Tiamat dans l'architecture cascade à SCC avec cycle modifié type 1

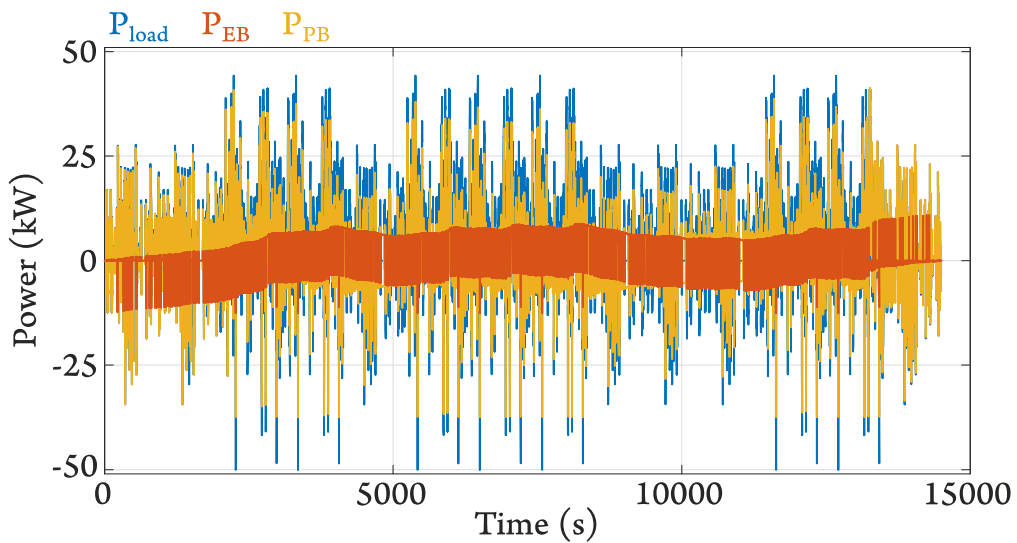


Figure AIV.24 : Puissances du couple LG - Tiamat dans l'architecture cascade à SCC avec cycle modifié type 1

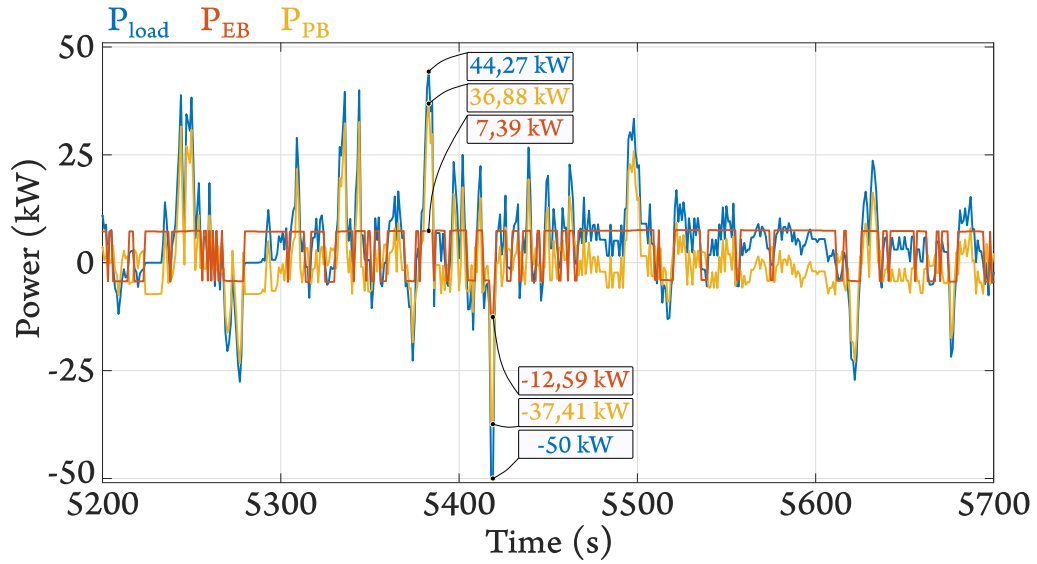


Figure AIV.25 : Puissances du couple LG – Tiamat dans l'architecture cascade à SCC avec cycle modifié type 1

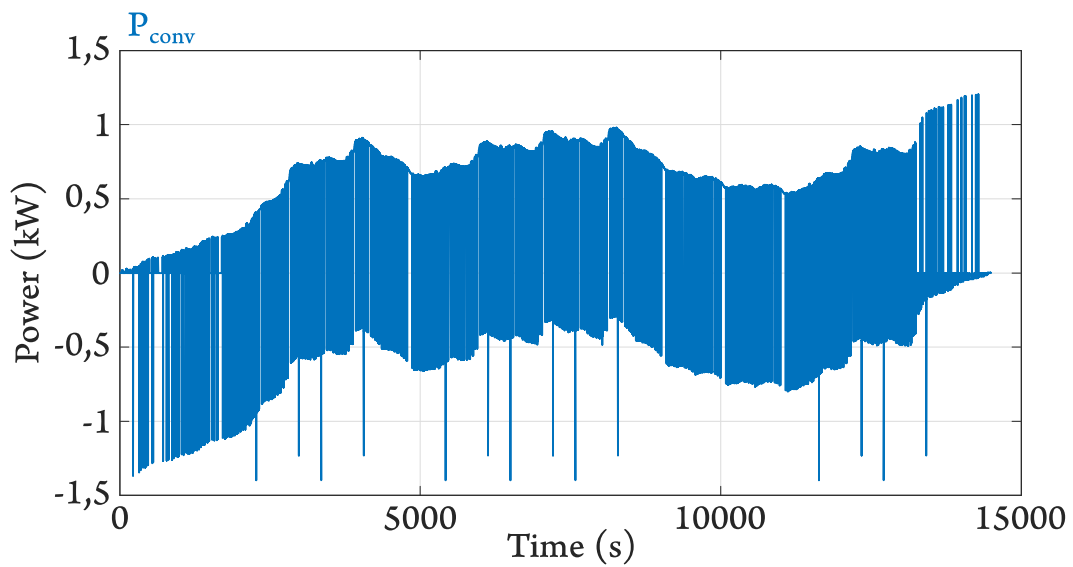


Figure AIV.26 : P_{conv} pour le couple LG – Tiamat dans l'architecture cascade à SCC avec cycle modifié type 1

I.2.c. Cycle Artemis modifié type 2

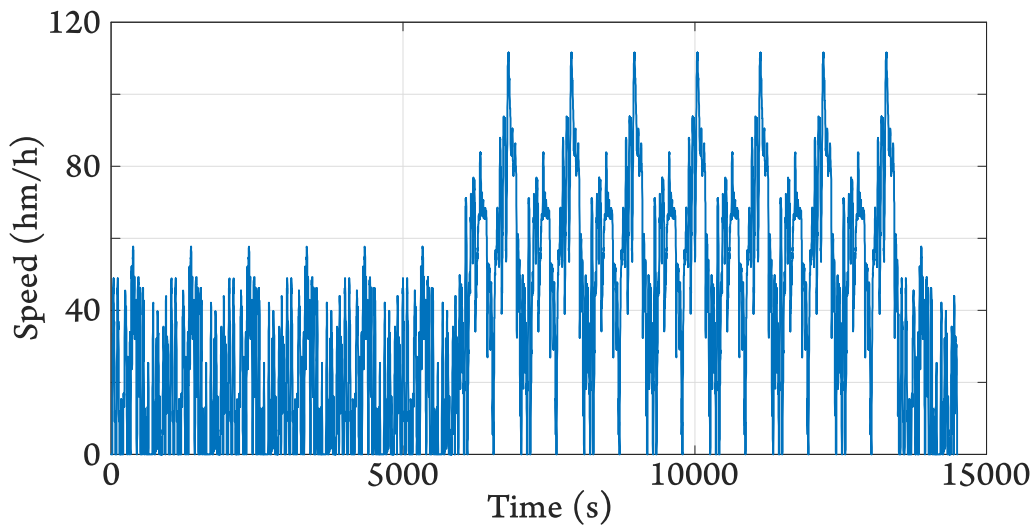


Figure AIV.27 : Cycle Artemis modifié type 2

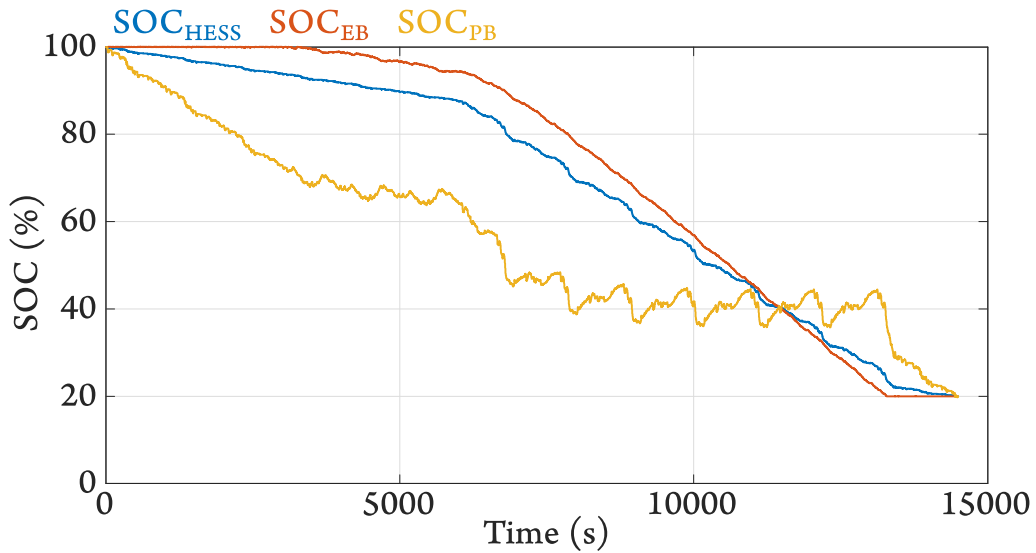


Figure AIV.28 : SOC du couple LG - Tiamat dans l'architecture cascade à SCC avec cycle modifié type 2

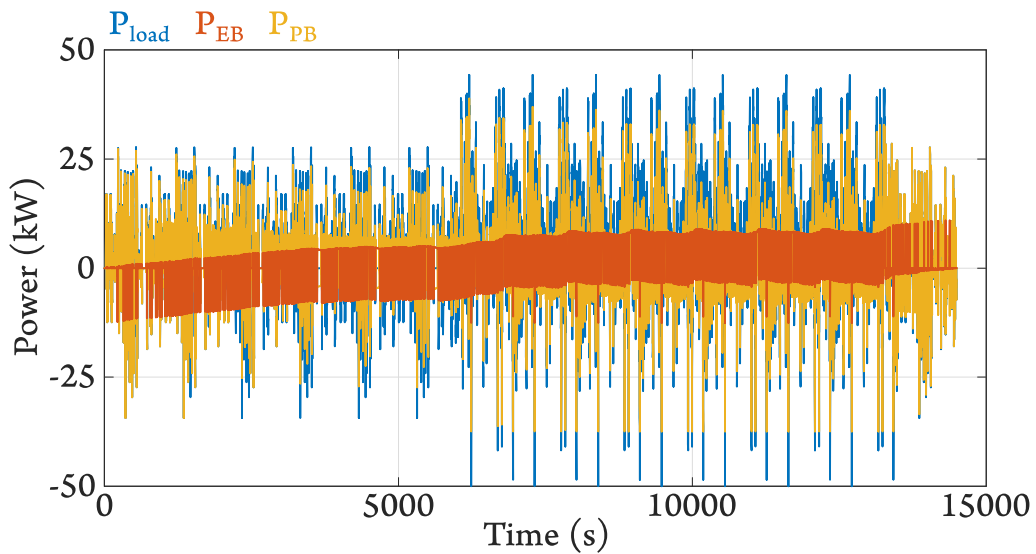


Figure AIV.29 : Puissances du couple LG - Tiamat dans l'architecture cascade à SCC avec cycle modifié type 2

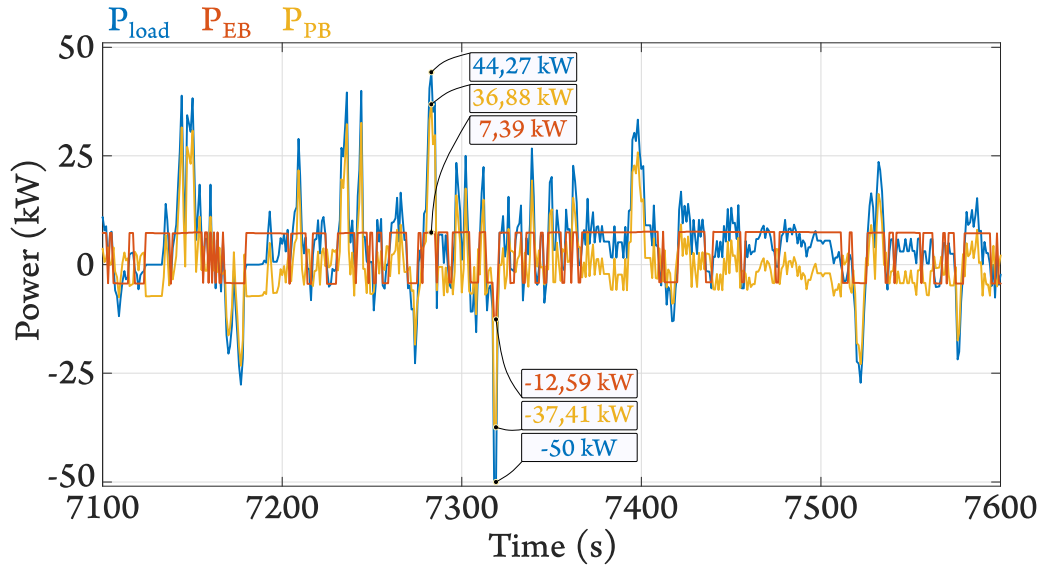


Figure AIV.30 : Puissances du couple LG – Tiamat dans l'architecture cascade à SCC avec cycle modifié type 2

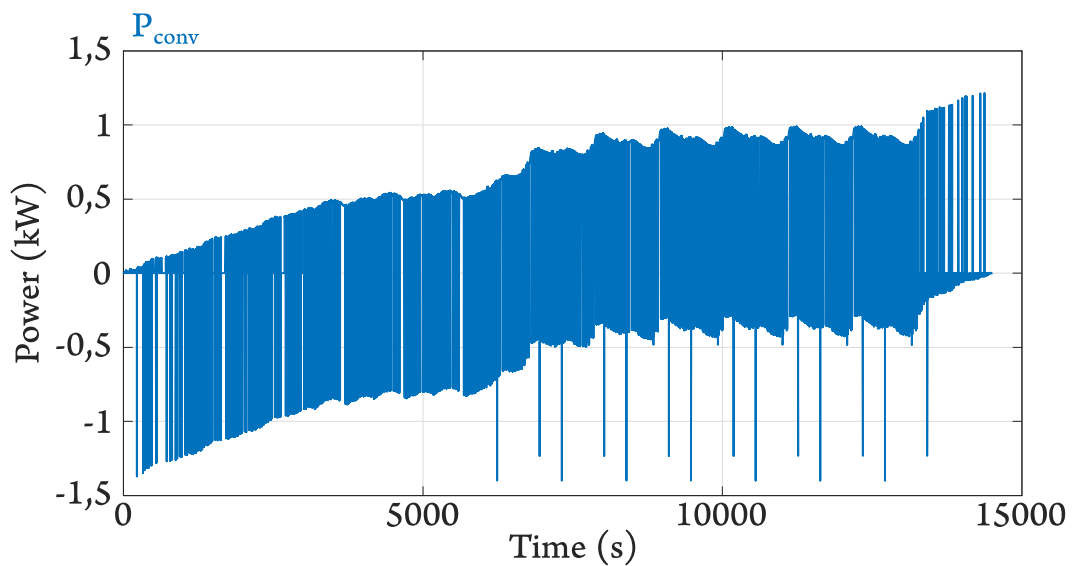


Figure AIV.31 : P_{conv} pour le couple LG – Tiamat dans l'architecture cascade à SCC avec cycle modifié type 2

I.2.d. Cycle Artemis modifié type 3

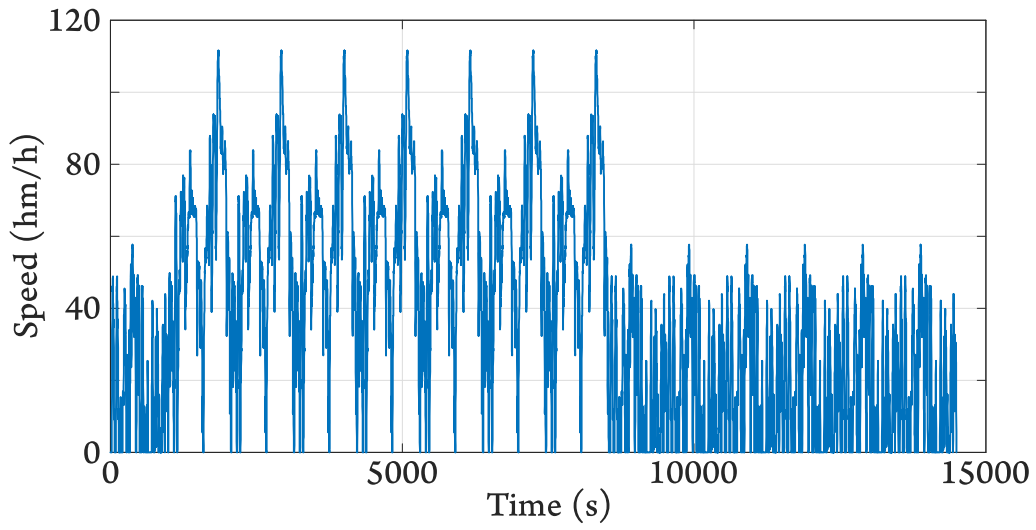


Figure AIV.32 : Cycle Artemis modifié type 3

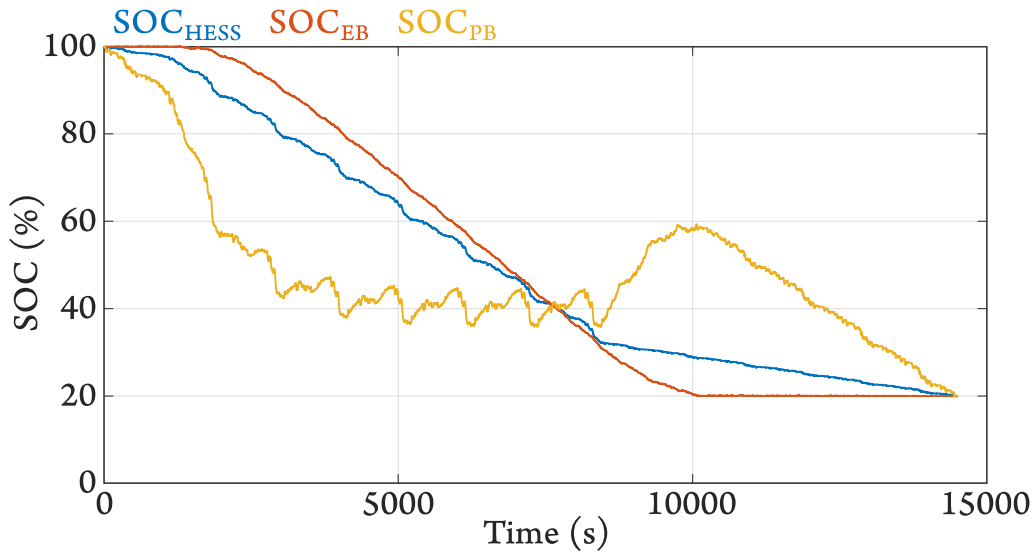


Figure AIV.33 : SOC du couple LG - Tiamat dans l'architecture cascade à SCC avec cycle modifié type 3

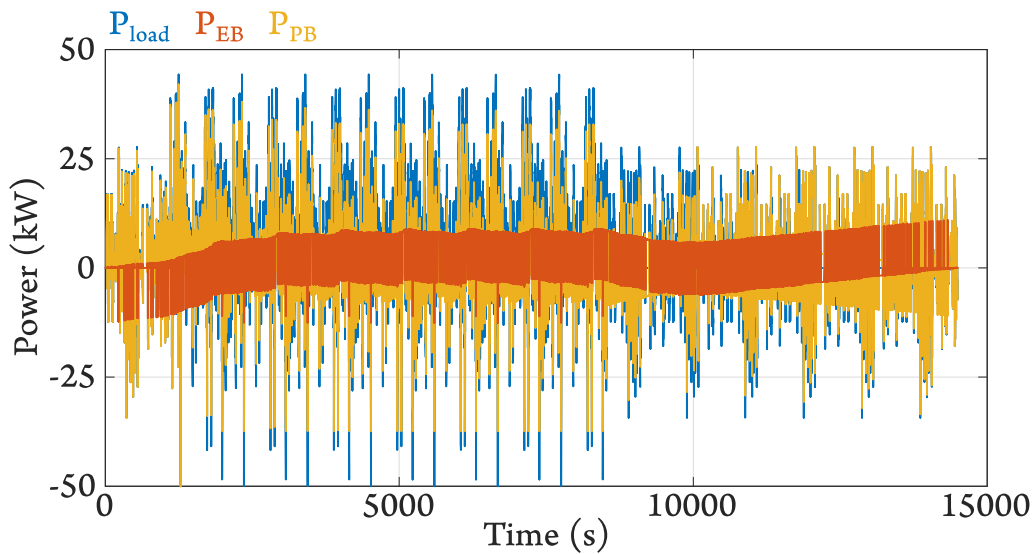


Figure AIV.34 : Puissances du couple LG - Tiamat dans l'architecture cascade à SCC avec cycle modifié type 3

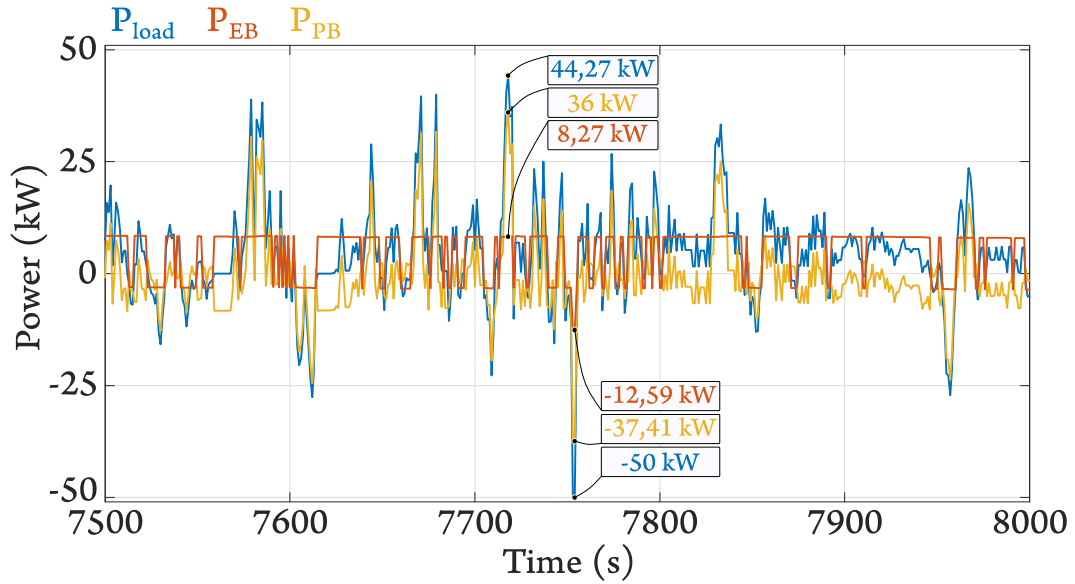


Figure AIV.35 : Puissances du couple LG – Tiamat dans l'architecture cascade à SCC avec cycle modifié type 3

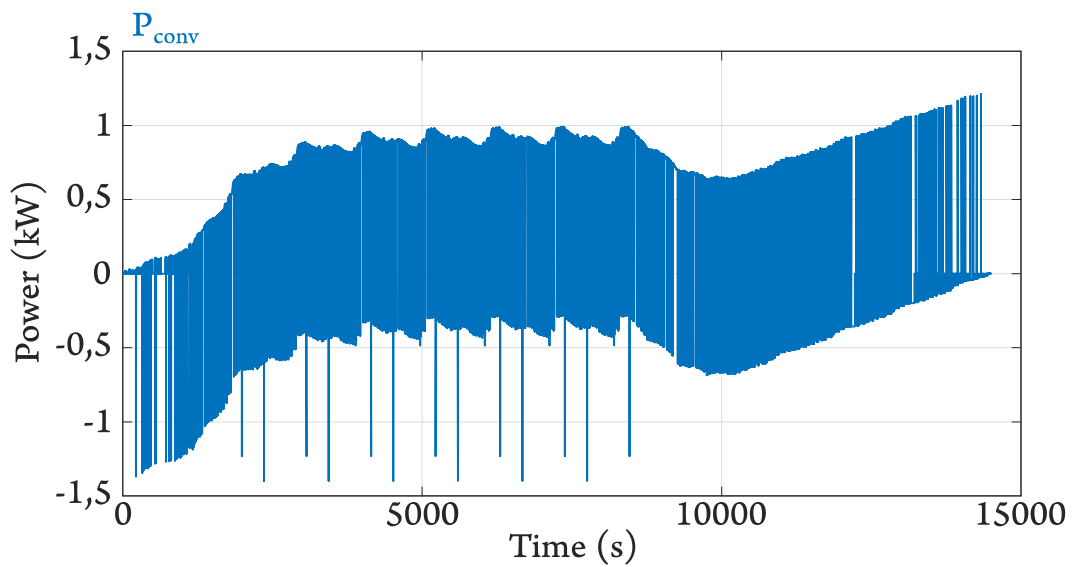


Figure AIV.36 : P_{conv} pour le couple LG – Tiamat dans l'architecture cascade à SCC avec cycle modifié type 3

II. ARCHITECTURE SERIE

II.1. Couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage

II.1.a. Cycle Artemis régulier

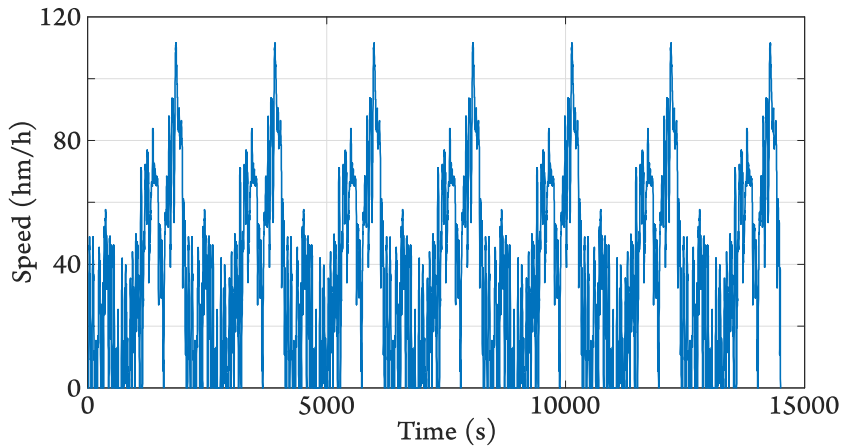


Figure AIV.37 : Cycle Artemis régulier

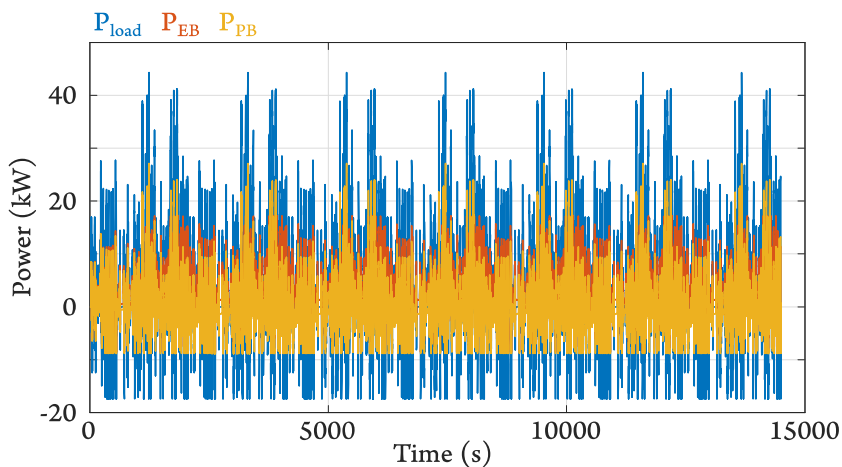


Figure AIV.38 : Puissances du couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture série avec cycle régulier

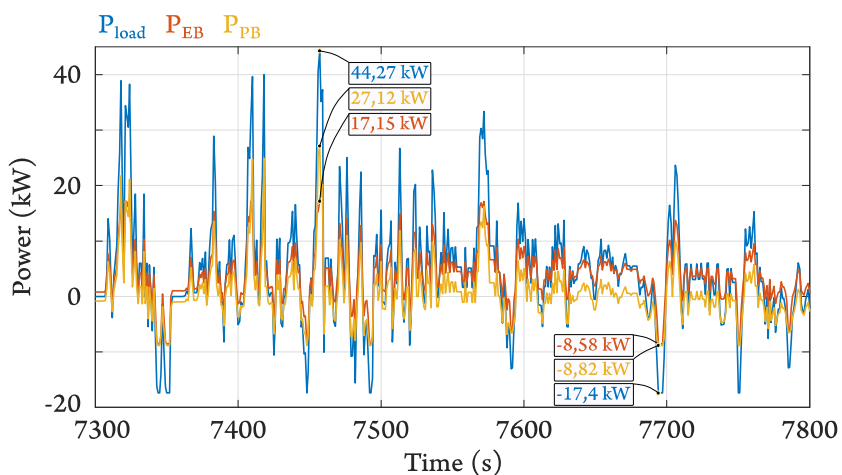


Figure AIV.39 : Puissances du couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture série avec cycle régulier

La Figure AIV.38 montre l'évolution des puissances sur le cycle et il est possible de vérifier que, la plupart du temps, l'équilibrage des SOC est actif (Figure AIV.39). Lorsque $P_{load} = 0$, l'EB fournit de la puissance à la PB pour qu'elle se recharge. Cependant, lorsque des pics de puissance apparaissent, les limites des batteries doivent être respectées. Comme elles sont capables d'absorber le courant maximal de recharge ($-17,4\text{kW} \div 400\text{V} = -43,5\text{A}$), en fort freinage le convertisseur doit être désactivé. En décharge, l'EB est capable de fournir 87 A ($17,16\text{ kW} \div 197,19\text{ V}$), tandis que la PB est capable de fournir 133,8 A ($27,14\text{ kW} \div 202,81\text{ V}$). Par conséquent, lorsque le courant maximal de décharge (110,7 A) est demandé, le convertisseur transite 4,67kW ($23,7\text{ A} \cdot 197,19\text{ V}$) pour que le circuit soit rééquilibré et que les limites des batteries soient respectées.

II.1.b. Cycle Artemis modifié type 1

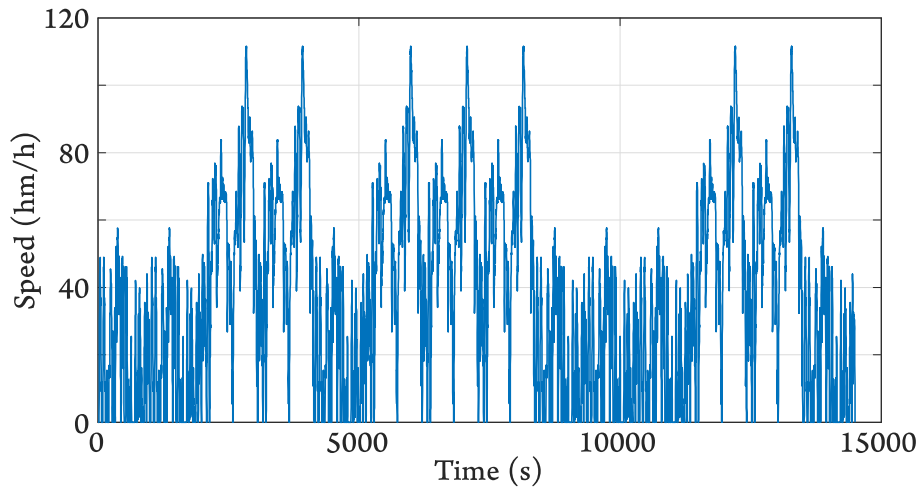


Figure AIV.40 : Cycle Artemis modifié type 1

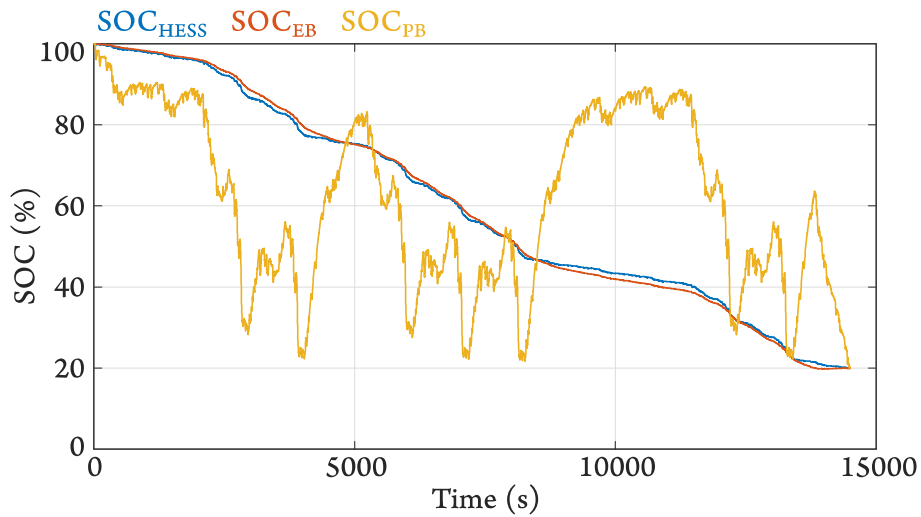


Figure AIV.41 : SOC du couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture série avec cycle modifié type 1

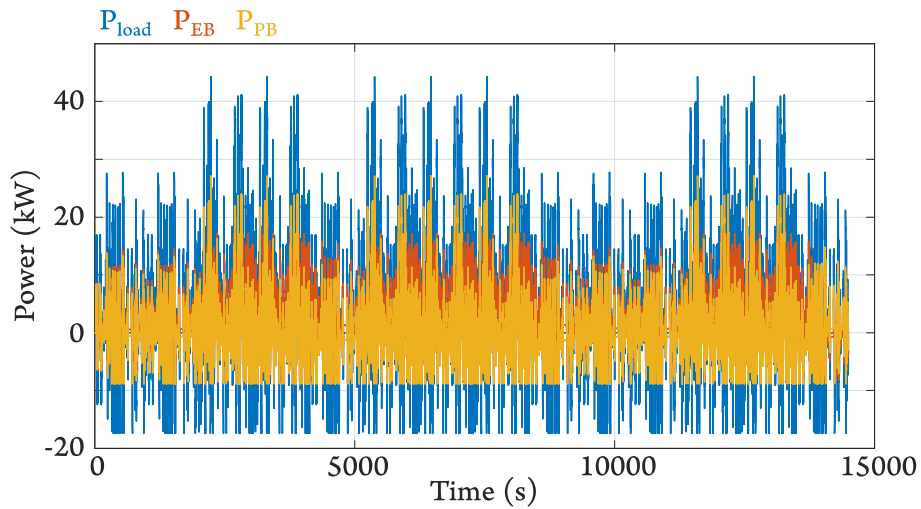


Figure AIV.42 : Puissances du couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture série avec cycle modifié type 1

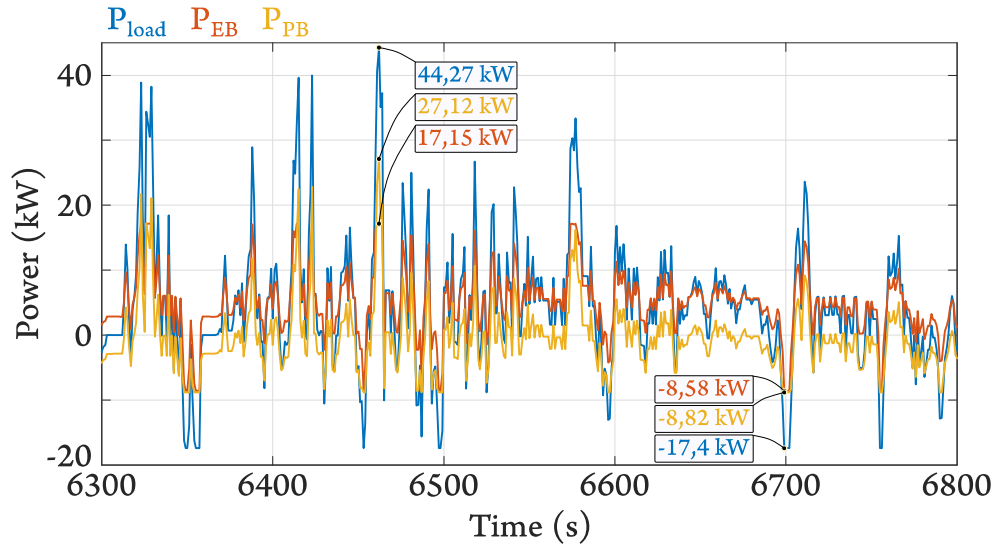


Figure AIV.43 : Puissances du couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture série avec cycle modifié type 1

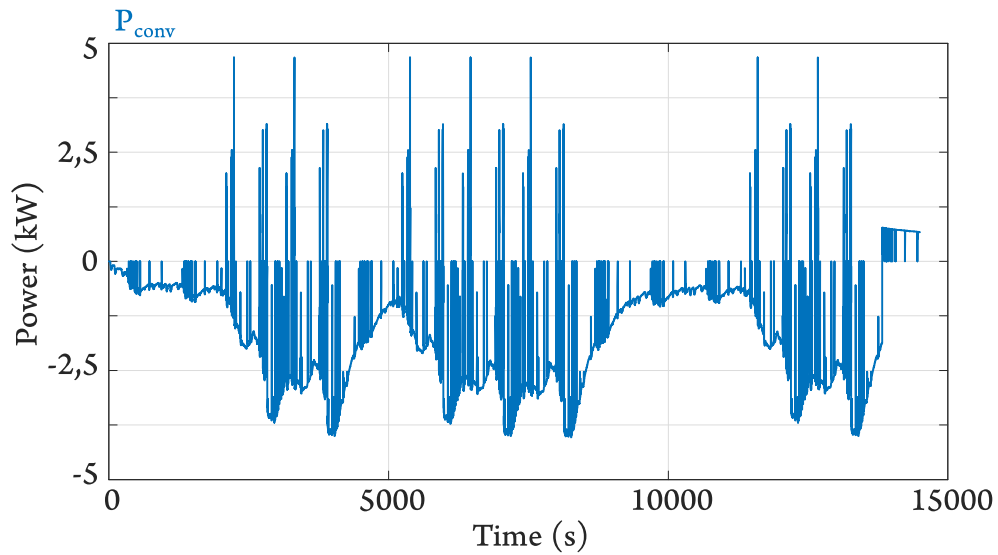


Figure AIV.44 : P_{conv} pour le couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture série avec cycle modifié type 1

II.1.c. Cycle Artemis modifié type 2

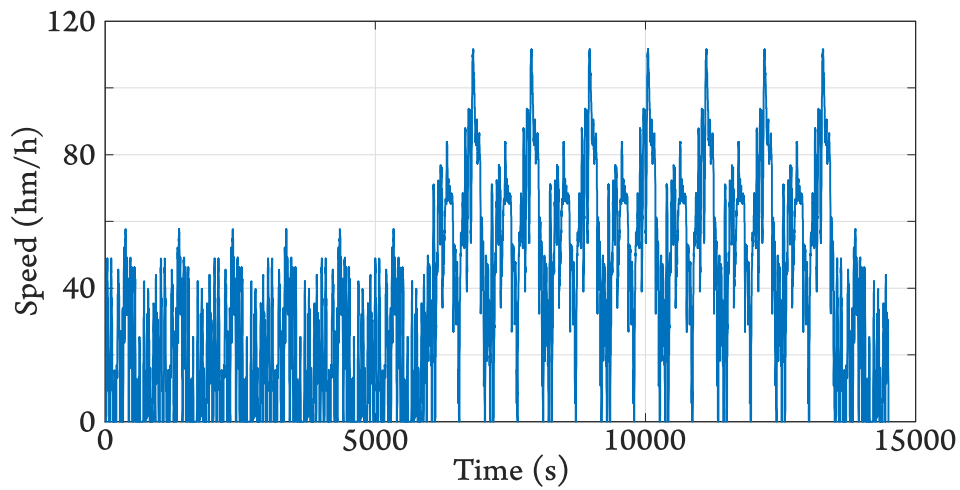


Figure AIV.45 : Cycle Artemis modifié type 2

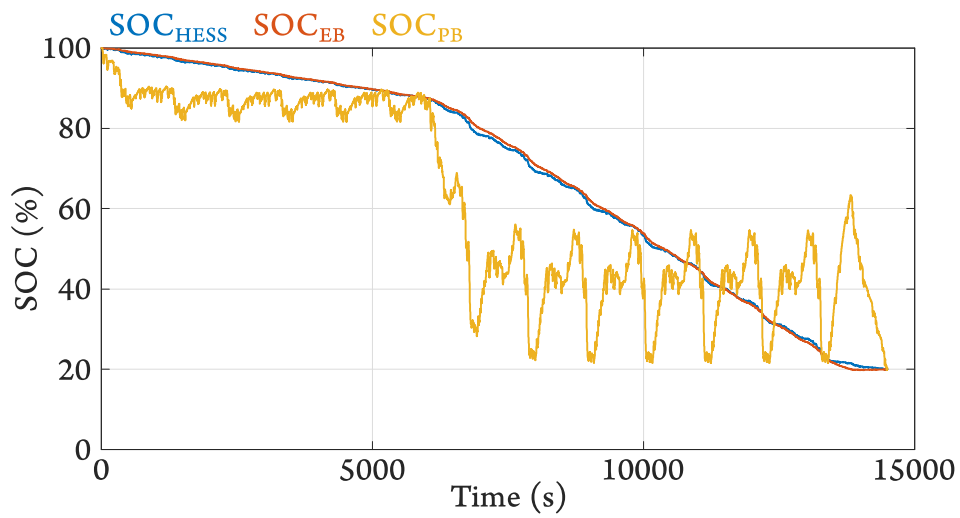


Figure AIV.46 : États de charge du couple Panasonic - A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture série avec cycle modifié type 2

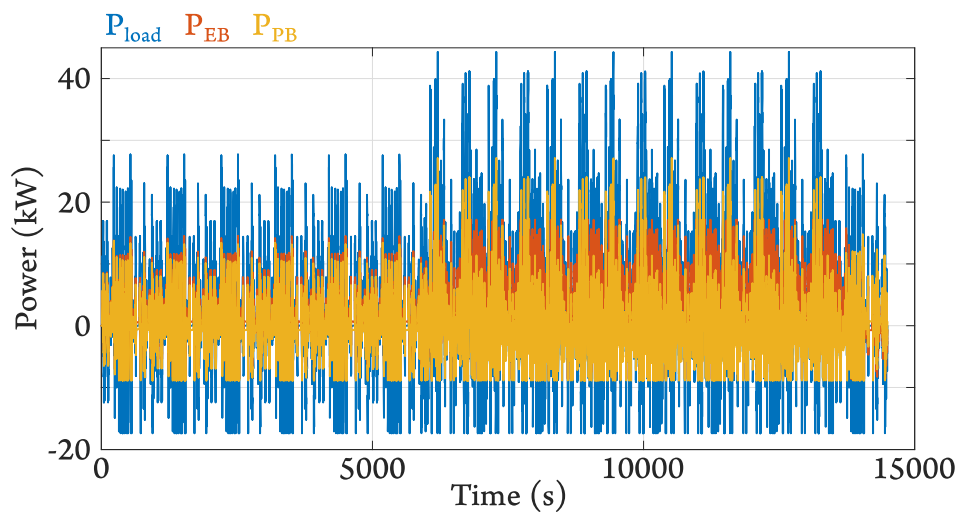


Figure AIV.47 : Puissances du couple Panasonic - A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture série avec cycle modifié type 2

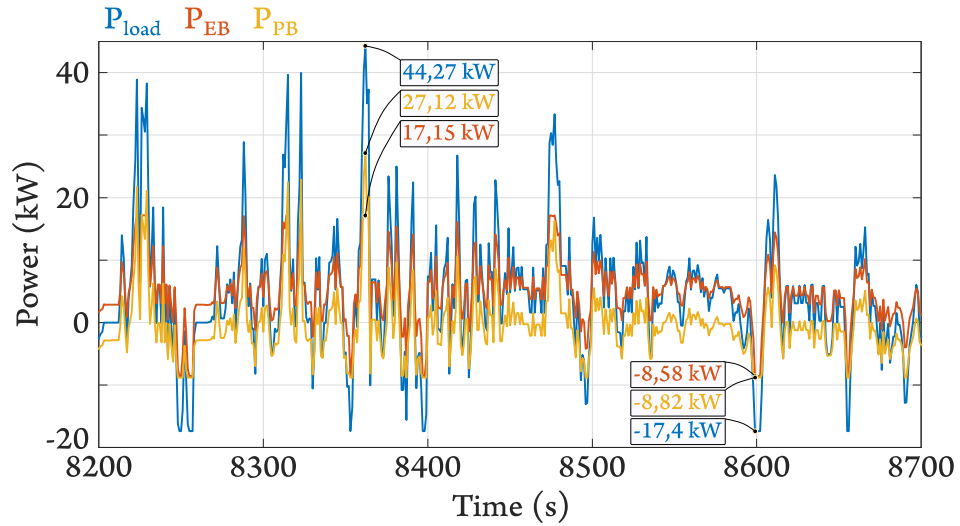


Figure AIV.48 : Puissances du couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture série avec cycle modifié type 2

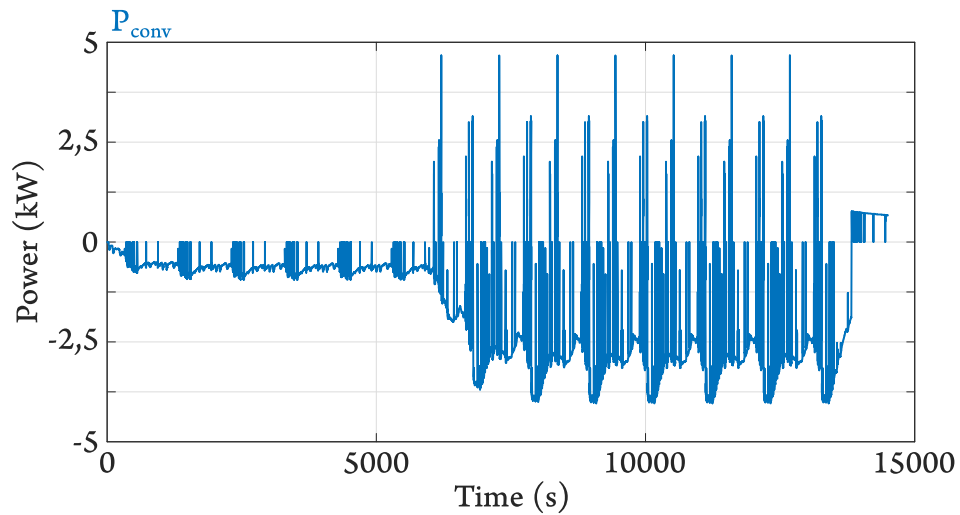


Figure AIV.49 : P_{conv} pour le couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture série avec cycle modifié type 2

II.1.d. Cycle Artemis modifié type 3

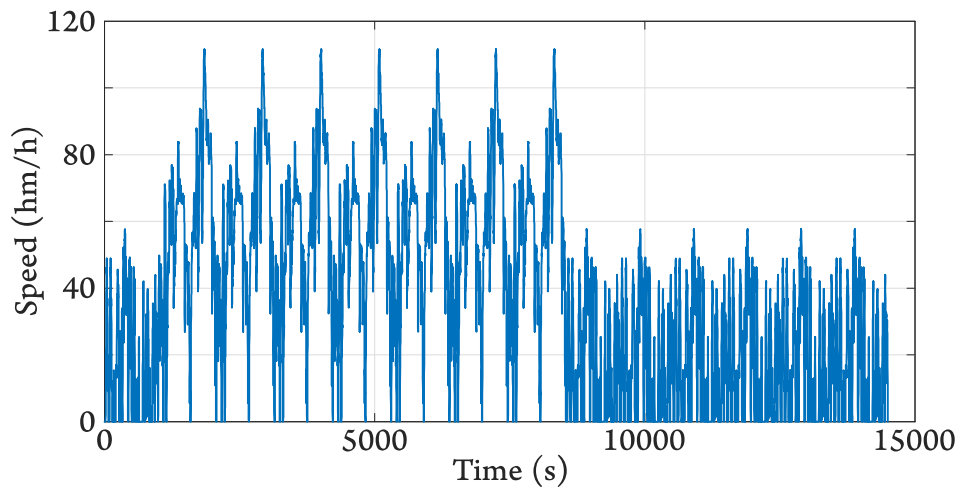


Figure AIV.50 : Cycle Artemis modifié type 3

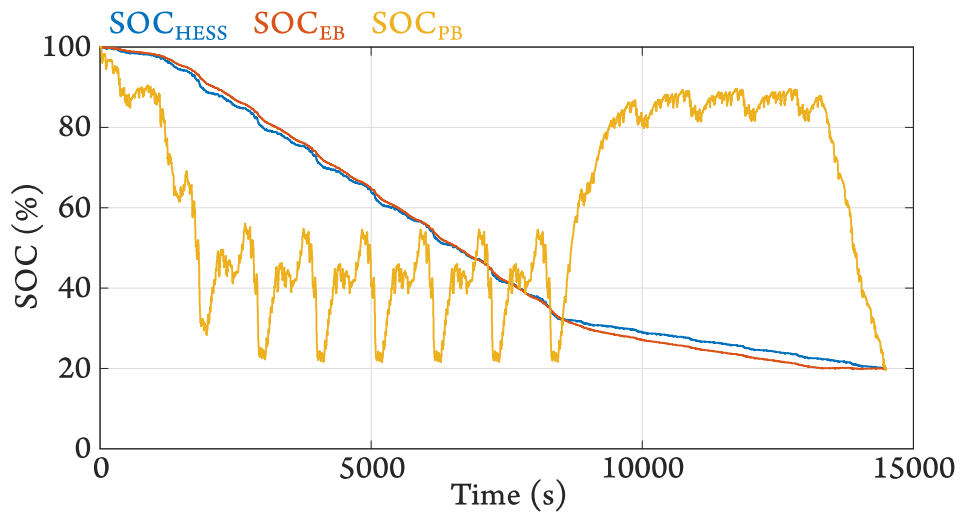


Figure AIV.51 : États de charge du couple Panasonic - A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture série avec cycle modifié type 3

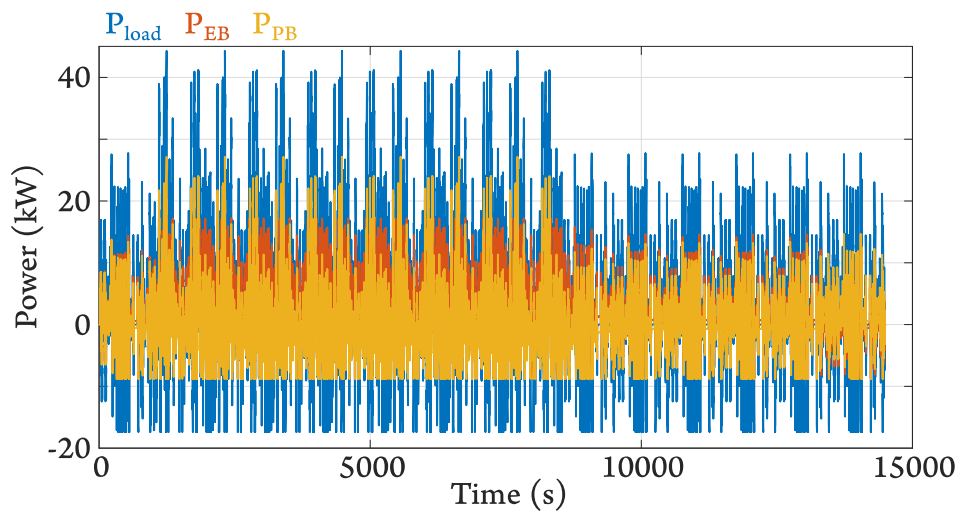


Figure AIV.52 : Puissances du couple Panasonic - A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture série avec cycle modifié type 3

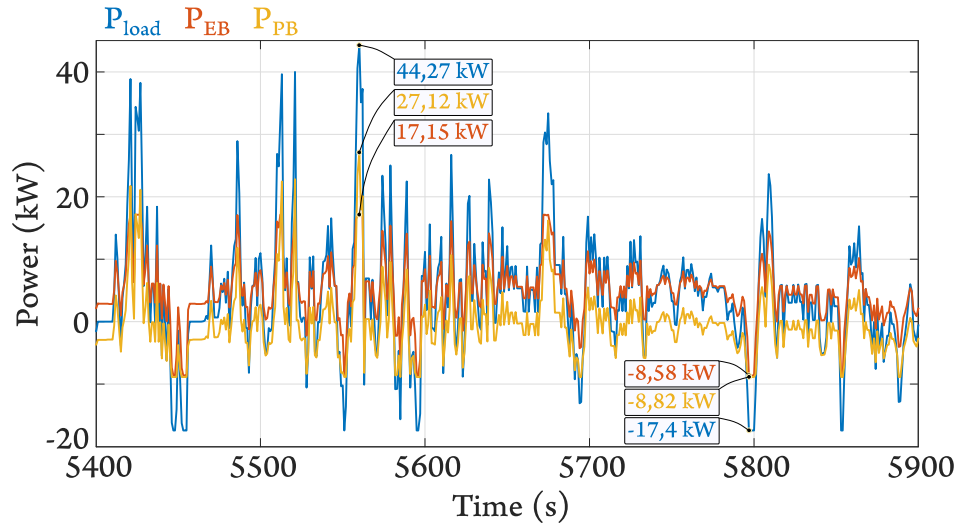


Figure AIV.53 : Puissances du couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture série avec cycle modifié type 3

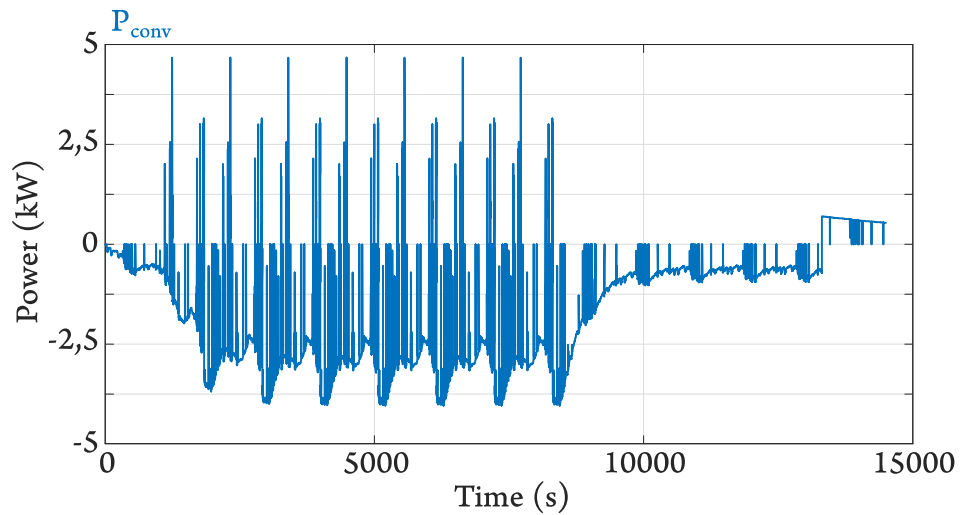


Figure AIV.54 : P_{conv} pour le couple Panasonic – A123 avec réduction de la puissance de freinage dans l'architecture série avec cycle modifié type 3

II.2. Couple LG – Tiamat

II.2.a. Cycle Artemis régulier

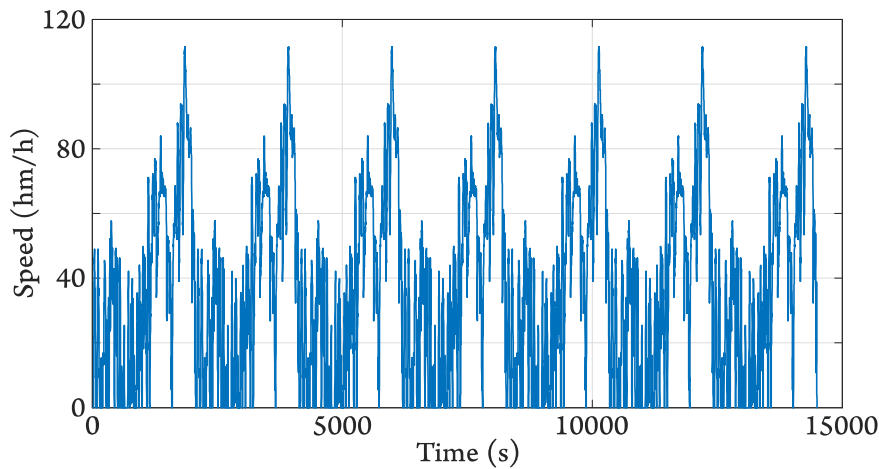


Figure AIV.55 : Cycle Artemis régulier

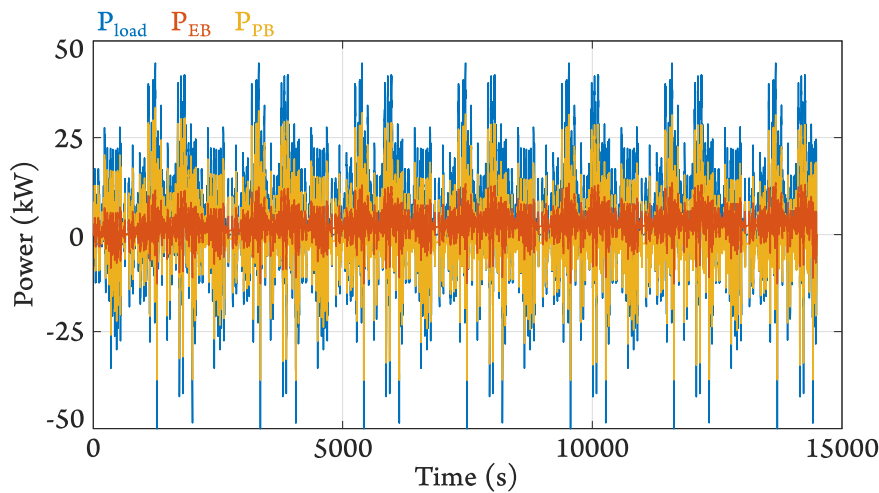


Figure AIV.56 : Évolution des puissances du couple LG – Tiamat dans l'architecture série avec cycle régulier

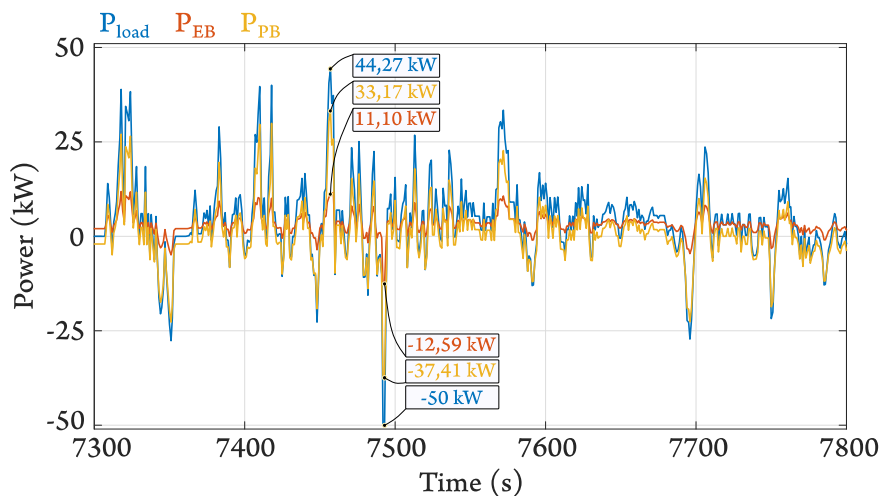


Figure AIV.57 : Évolution des puissances du couple LG – Tiamat dans l'architecture série avec cycle régulier

La Figure AIV.57 présente les valeurs de puissance atteintes par les batteries en forte décharge et en forte recharge. Les valeurs de recharge correspondent aux puissances maximales de recharge des batteries, ce qui amène le convertisseur à être désactivé et à annuler la puissance qu'il transite à ces moments. D'autre part, les valeurs de puissance de décharge atteintes par les batteries sont inférieures à leurs puissances maximales de décharge. Par conséquent, à ces moments-là, il n'est pas nécessaire de modifier le fonctionnement du convertisseur et l'équilibrage de SOC peut continuer.

II.2.b. Cycle Artemis modifié type 1

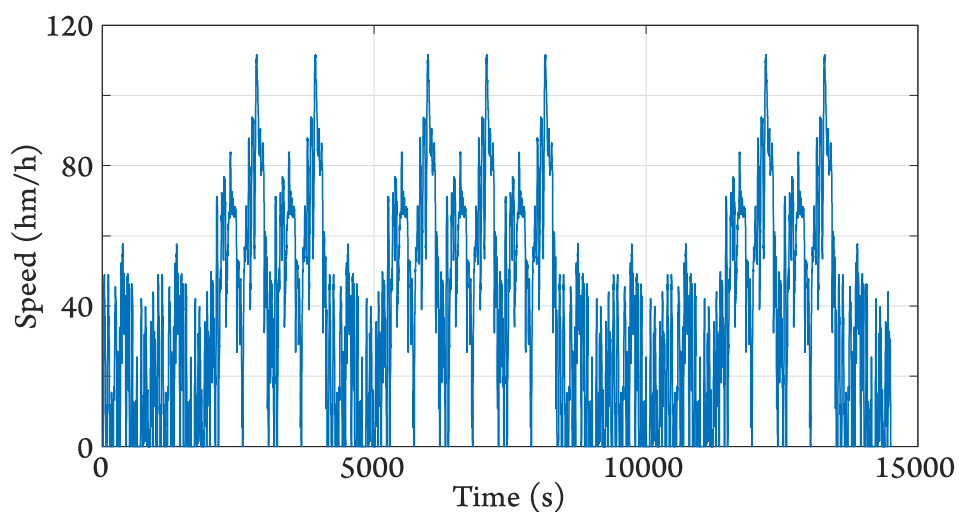


Figure AIV.58 : Cycle Artemis modifié type 1

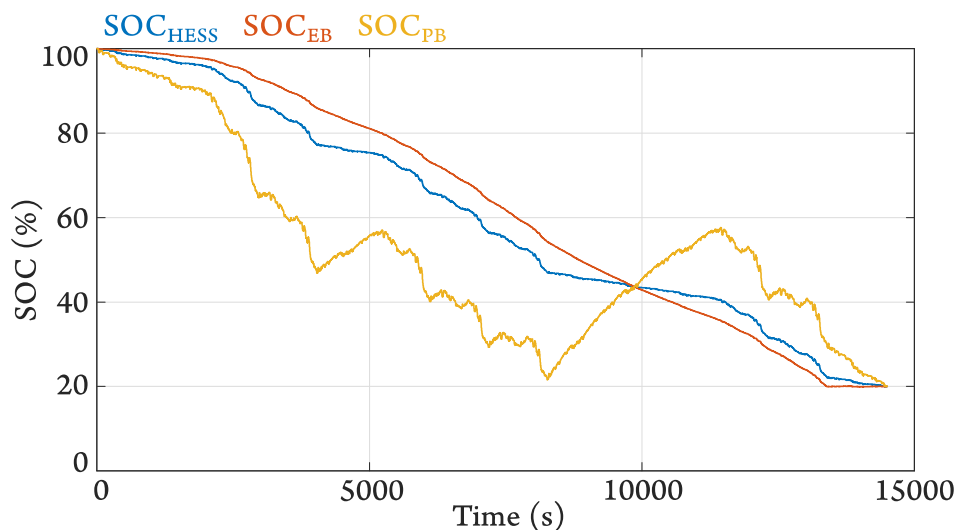


Figure AIV.59 : SOC du couple LG - Tiamat dans l'architecture série avec cycle modifié type 1

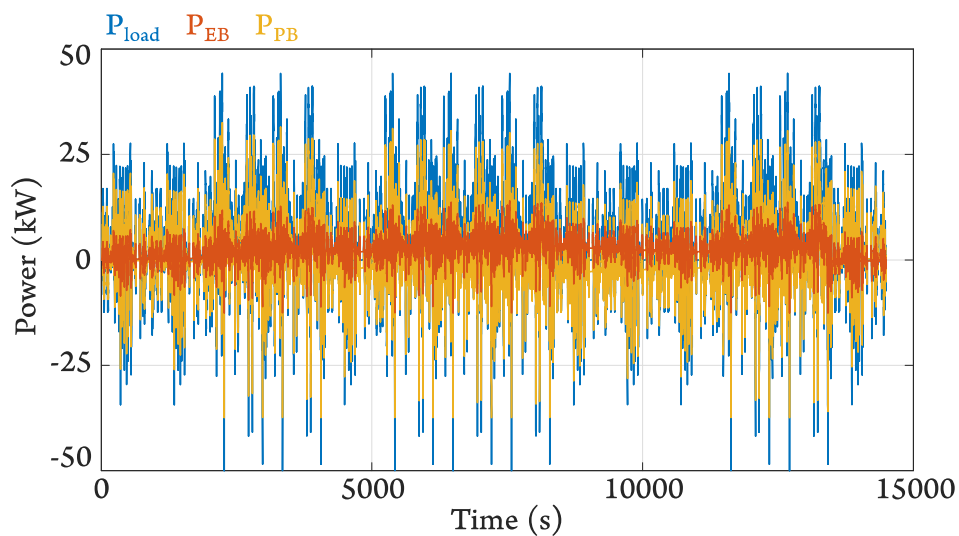


Figure AIV.60 : Puissances du couple LG - Tiamat dans l'architecture série avec cycle modifié type 1

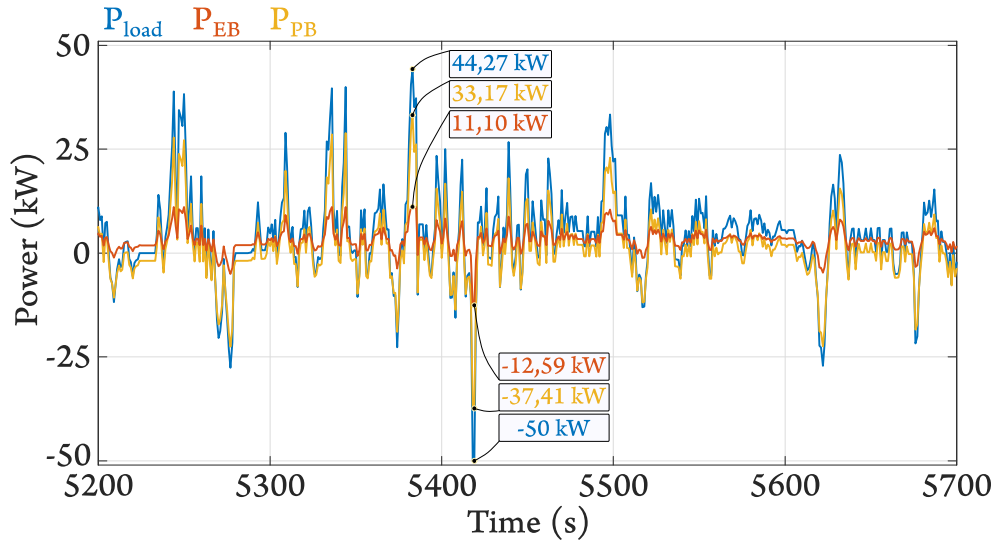


Figure AIV.61 : Puissances du couple LG – Tiamat dans l'architecture série avec cycle modifié type 1

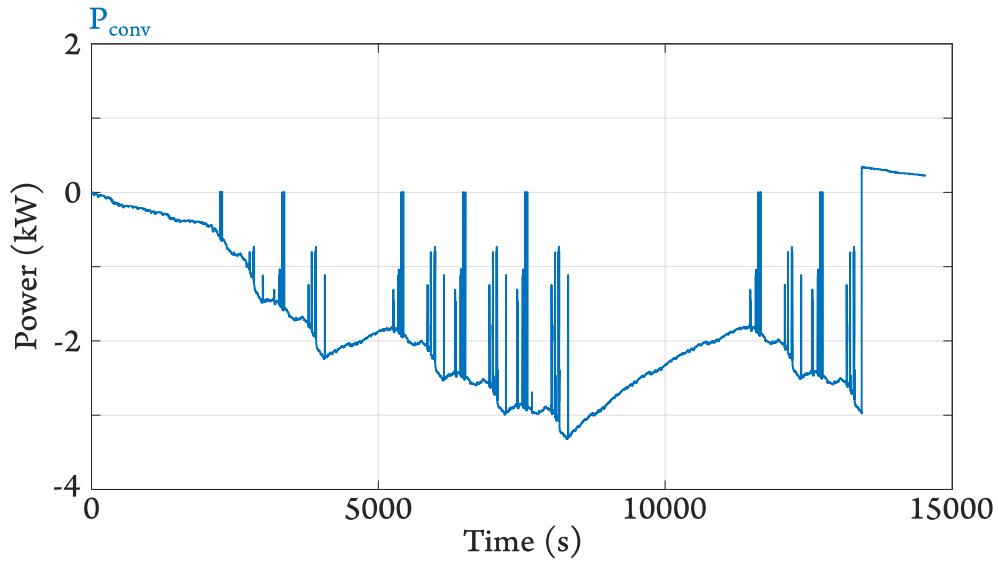


Figure AIV.62 : P_{conv} pour le couple LG – Tiamat dans l'architecture série avec cycle modifié type 1

II.2.c. Cycle Artemis modifié type 2

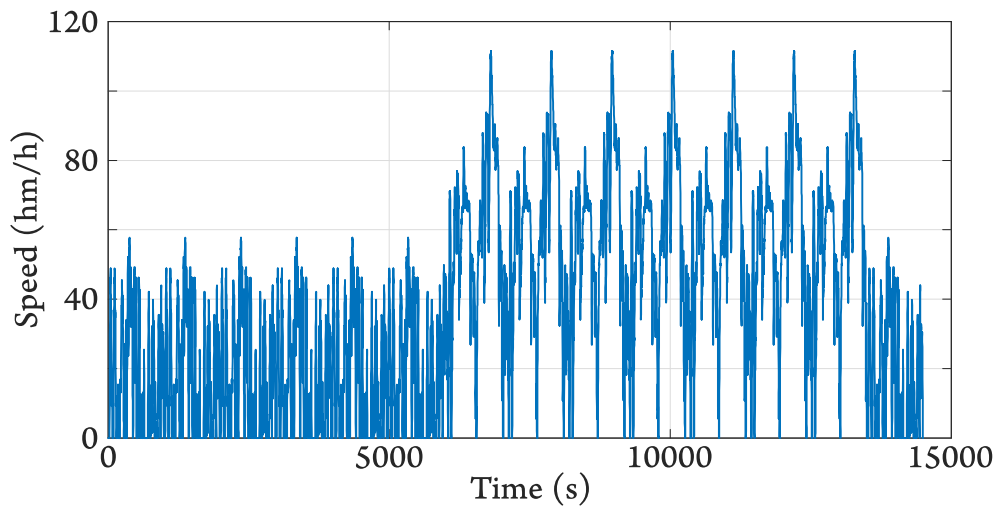


Figure AIV.63 : Cycle Artemis modifié type 2

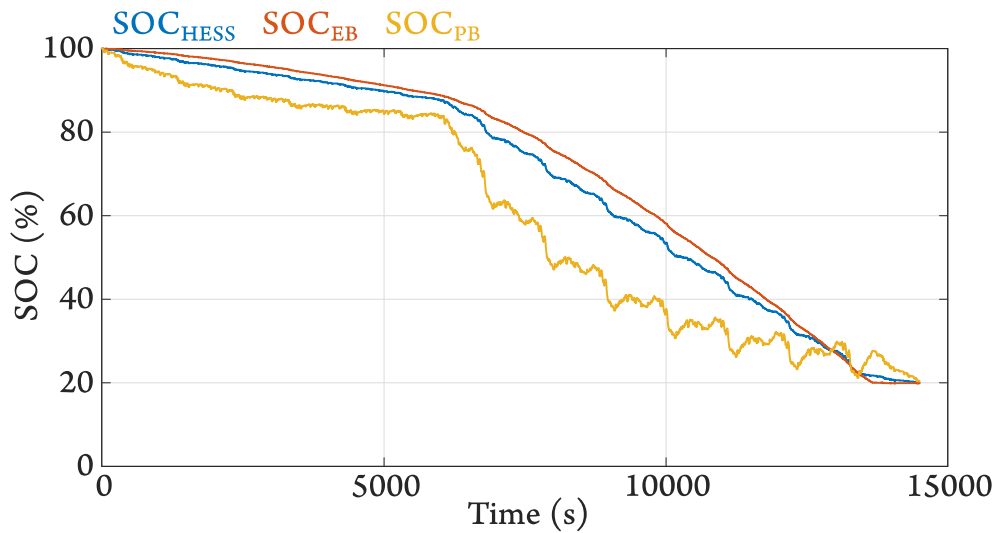


Figure AIV.64 : États de charge du couple LG - Tiamat dans l'architecture série avec cycle modifié type 2

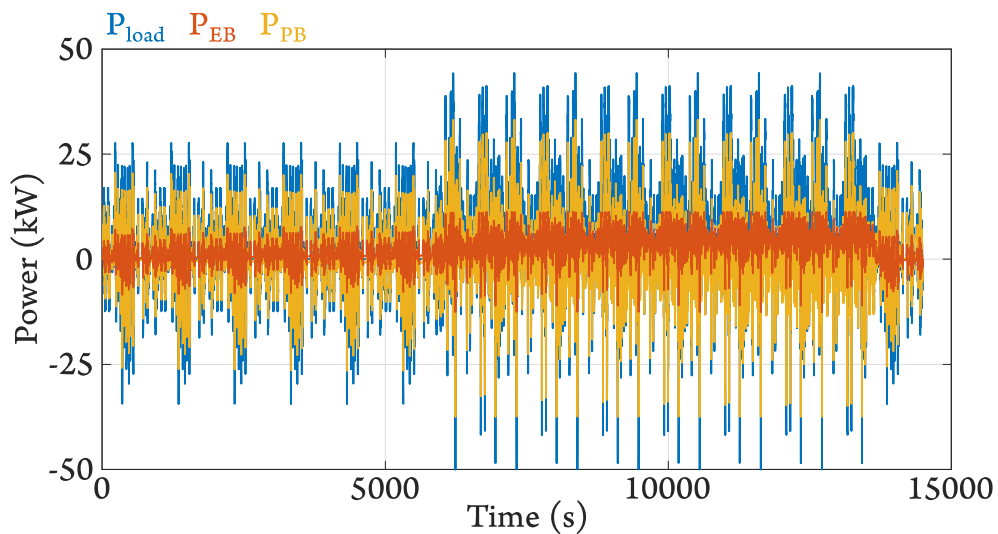


Figure AIV.65 : Puissances du couple LG - Tiamat dans l'architecture série avec cycle modifié type 2

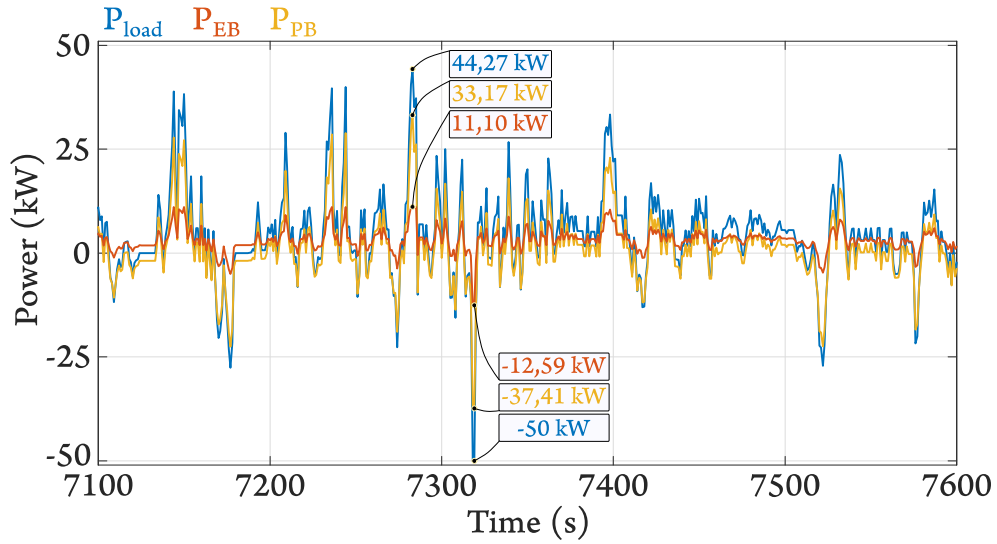


Figure AIV.66 : Puissances du couple LG – Tiamat dans l'architecture série avec cycle modifié type 2

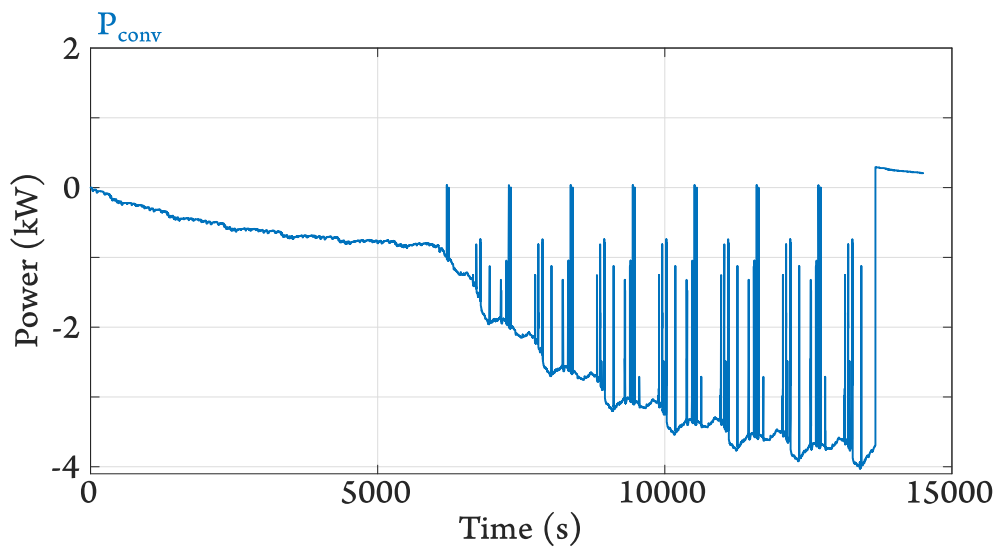


Figure AIV.67 : P_{conv} pour le couple LG – Tiamat dans l'architecture série avec cycle modifié type 2

II.2.d. Cycle Artemis modifié type 3

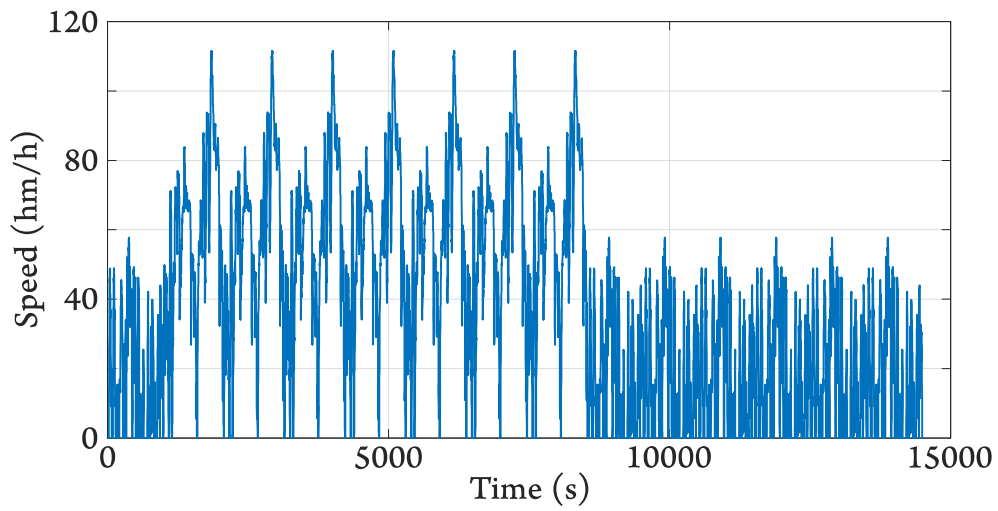


Figure AIV.68 : Cycle Artemis modifié type 3

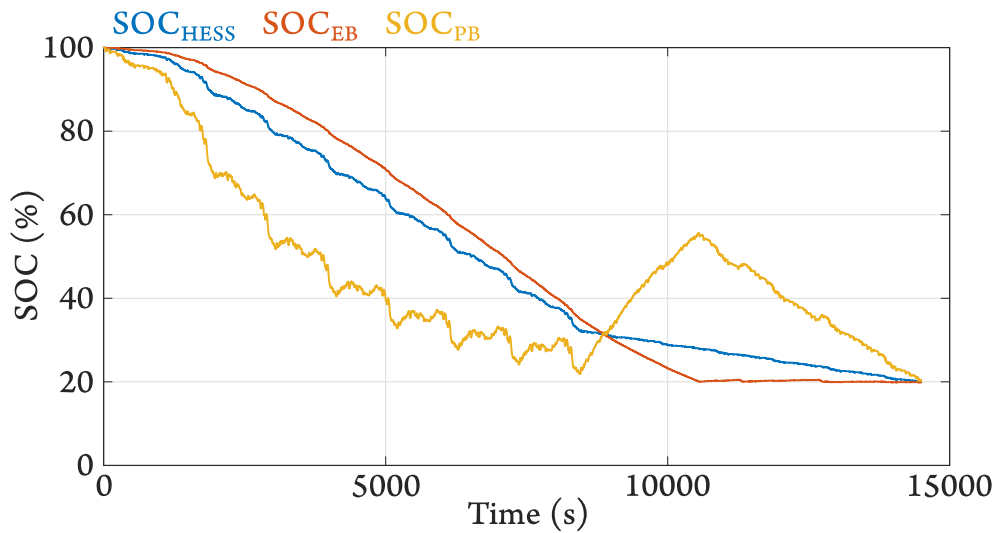


Figure AIV.69 : États de charge du couple LG - Tiamat dans l'architecture série avec cycle modifié type 3

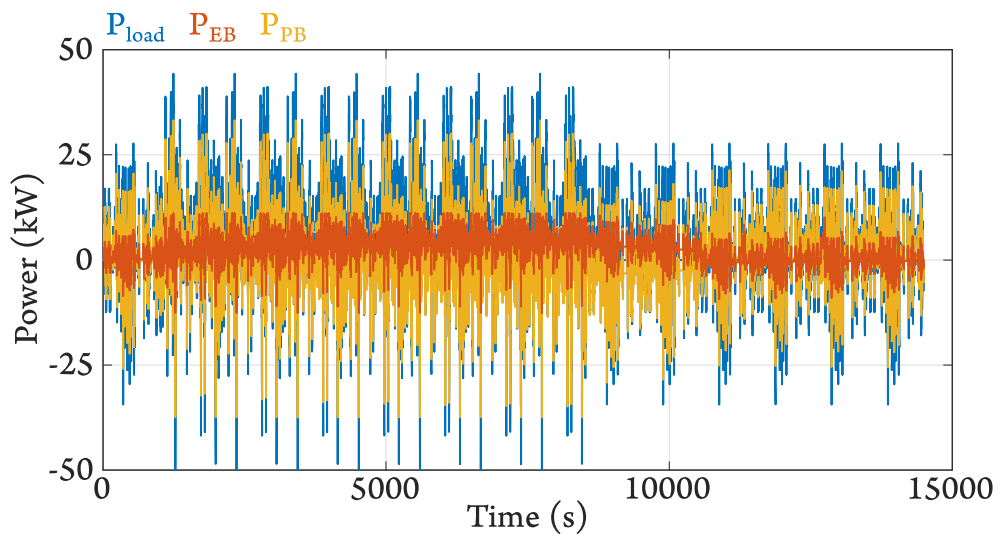


Figure AIV.70 : Puissances du couple LG - Tiamat dans l'architecture série avec cycle modifié type 3

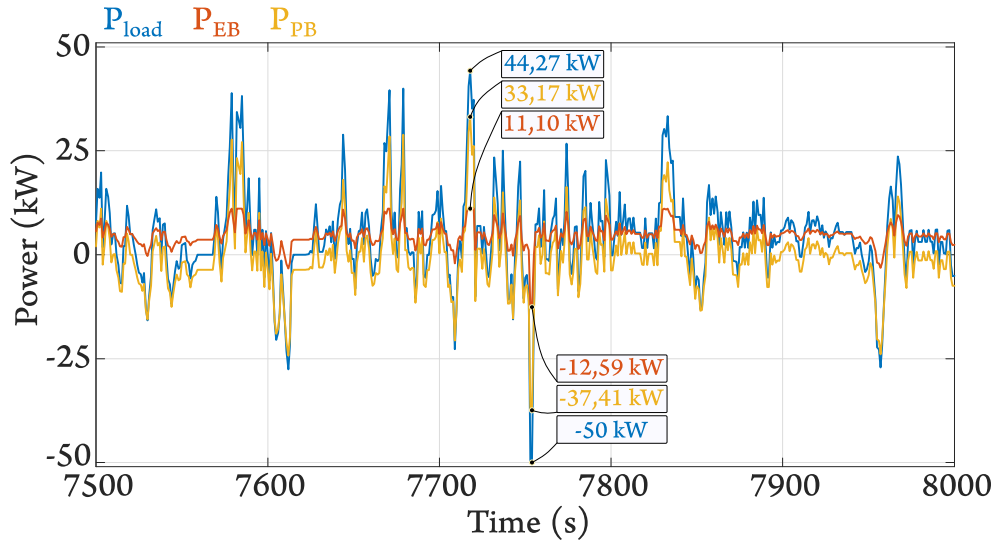
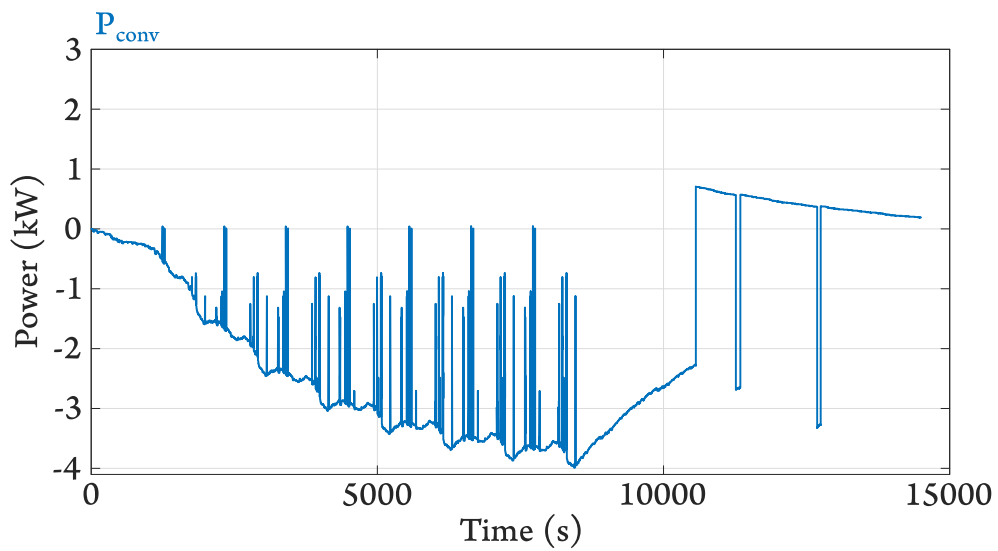


Figure AIV.71 : Puissances du couple LG – Tiamat dans l'architecture série avec cycle modifié type 3

Figure AIV.72 : P_{conv} pour le couple LG – Tiamat dans l'architecture série avec cycle modifié type 3

***ANNEXE V : Schéma de puissance de la
carte d'évaluation Infineon***

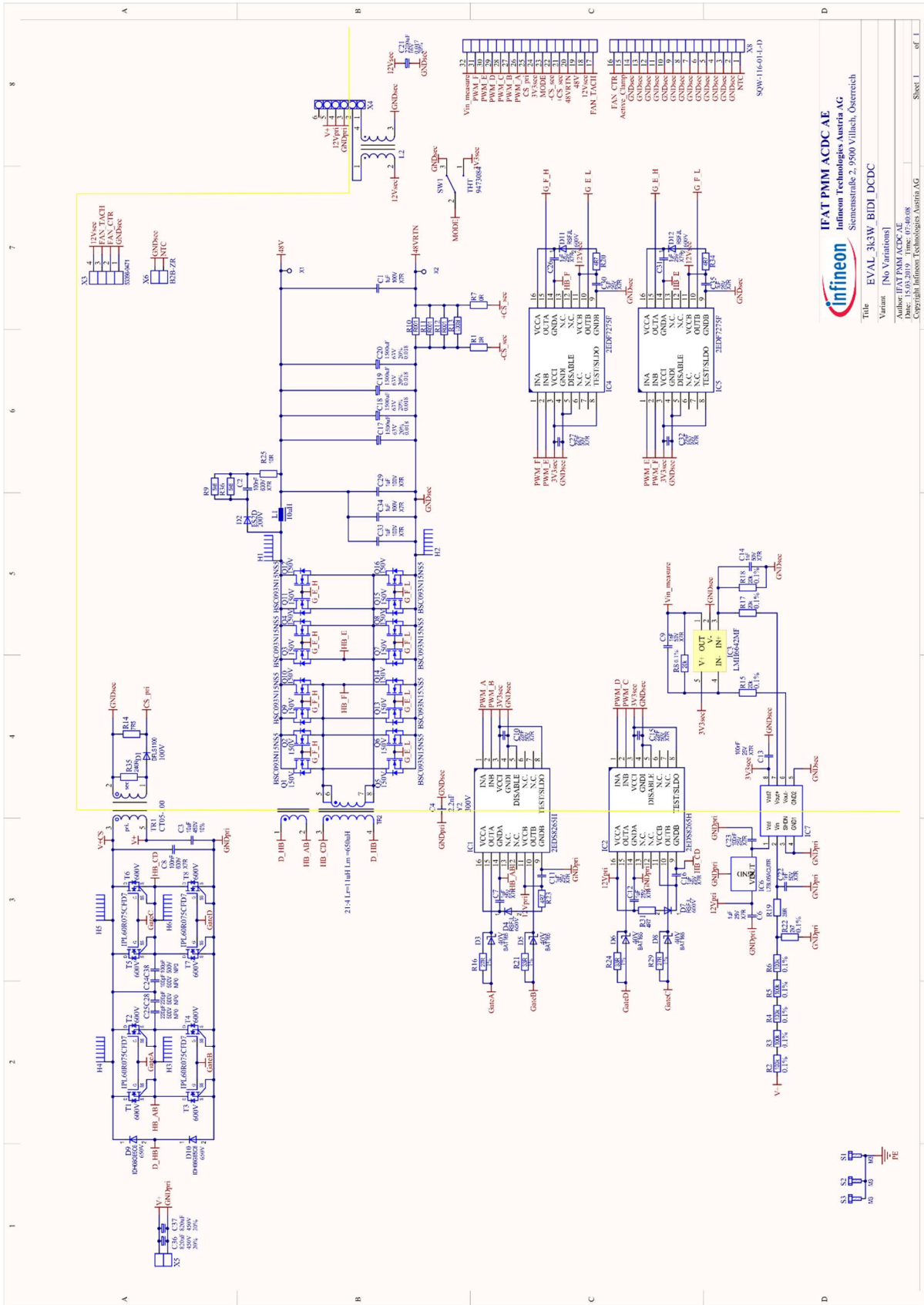


Figure AV.1 : Schéma de puissance de la carte d'évaluation Infineon PSFB EVAL_3K3W_BIDI_DCDC

RÉSUMÉ

Titre de la thèse : Hybridation de batteries puissance-énergie avec convertisseur de couplage à dimensionnement réduit : Application aux véhicules électriques urbains

Résumé : Le véhicule électrique (VE) est un mode de transport en plein essor du fait des contraintes environnementales. Son développement est étroitement lié à l'évolution des technologies de batteries : on leur demande d'être plus efficaces, moins coûteuses et également moins dépendantes de matériaux critiques tels que le lithium et le cobalt. Dans les VE actuels, l'autonomie est un point critique et les constructeurs ont tendance à privilégier des autonomies largement supérieures aux besoins réels de déplacement. Ce choix favorise l'utilisation de batteries de type énergie (EB) possédant une forte densité d'énergie (ED), mais une densité de puissance (PD) limitée. Ce type de batterie est parfaitement adapté aux grandes autonomies, la faible PD étant compensée par une masse importante de batterie embarquée. Ainsi, ces VE sont capables de supporter des dynamiques de puissance élevées : fortes accélérations, freinage électrique efficace. Si on veut démocratiser l'utilisation du VE, tout en limitant l'impact sur l'environnement, d'autres solutions doivent être envisagées. Une des clés principales est le développement de VE plus légers avec une autonomie raisonnable. Mais si l'EB est plus petite, sa PD limite alors la dynamique du véhicule et surtout son freinage récupératif. Les systèmes hybrides de stockage d'énergie (HESS – Hybrid Energy Storage System) peuvent résoudre ce problème. Ils combinent deux sources de stockage : une première à forte ED, associée à une seconde à forte PD. De plus, ces HESS permettent de pouvoir mixer et donc diversifier les technologies de stockeurs d'énergie. Leur principal défaut est de nécessiter la présence de convertisseurs d'électronique de puissance afin de répartir la puissance du véhicule entre les deux sources du HESS. Cette masse supplémentaire dégrade les performances du HESS en densité d'énergie et de puissance. Il est donc nécessaire de réduire autant que possible la masse de ce convertisseur supplémentaire. L'objet de cette thèse est l'étude du dimensionnement du couple EB-PB associé à un convertisseur DC-DC à puissance de dimensionnement réduite comparativement aux solutions traditionnelles. Afin d'étudier le système HESS complet, une méthode de dimensionnement du couple de batteries EB-PB est proposée. Ensuite, en vue de réduire la masse du convertisseur de couplage, deux architectures originales de HESS sont proposées : une architecture série et une architecture cascade à source de courant contrôlée. Elles ont pour objectif la réduction de la puissance transmise dans le convertisseur de couplage. Ces architectures nécessitent l'utilisation d'un convertisseur similaire, à savoir un DC/DC isolé, dont les contraintes électriques dépendent de l'architecture choisie. Afin d'évaluer la puissance de dimensionnement du convertisseur, une stratégie de gestion d'énergie adaptée à chaque architecture est proposée et utilisée. Ces stratégies permettent de dimensionner en puissance le convertisseur de couplage selon le couple de batteries choisies en simulant le cycle de conduite. Les simulations valident le dimensionnement du HESS complet : EB, PB et DC-DC isolé. Elles montrent ainsi que la puissance de dimensionnement peut être réduite de plus de 90% par rapport à une architecture de couplage classique. Les deux architectures de couplages sont ensuite validées en laboratoire sur un banc expérimental.

Mots-clés : Convertisseur DC-DC, système hybride de stockage d'énergie, véhicules électriques

ABSTRACT

Thesis title: Power-energy batteries hybridization with reduced sizing coupling converter: Application to urban electric vehicles

Abstract: The electric vehicle (EV) is a fast-growing mode of transport due to environmental constraints. Its development is closely linked to the evolution of battery technologies: they are required to be more efficient, less expensive, and also less dependent on critical materials such as lithium and cobalt. In present EVs, the range is a critical point and manufacturers tend to favor ranges that are much longer than the real needs for travel. This choice favors the use of energy-type batteries (EB) with a high energy density (ED), but a limited power density (PD). This type of battery is perfectly suited to long ranges, as the low PD is compensated for by the large mass of the battery on board. Thus, these EVs are able to support high power dynamics: strong acceleration, and efficient electric braking. If we want to make the use of EVs more democratic, while limiting the impact on the environment, other solutions must be considered. One of the main keys is the development of lighter EVs with a reasonable range. But if the EB is smaller, its PD limits the vehicle's dynamics and especially its regenerative braking. Hybrid energy storage systems (HESS) can solve this problem. They combine two storage sources: a first one with high ED, associated with a second one with high PD. In addition, these HESS systems make it possible to mix and therefore diversify energy storage technologies. Their main drawback is requiring power electronics converters to balance the vehicle's power between the two HESS sources. This additional mass degrades the performance of the HESS in energy and power density. It is therefore essential to reduce the mass of this additional converter as much as possible. The purpose of this thesis is to study the sizing of the EB-PB couple associated with a DC-DC converter with reduced sizing power when compared to traditional solutions. In order to study the complete HESS system, a sizing method for the EB-PB couple is proposed. Then, in order to reduce the mass of the coupling converter, two original HESS architectures are proposed: a series architecture and a controlled current source cascade architecture. Their objective is to reduce the power transferred by the coupling converter. These architectures require the use of a similar converter, which is an isolated DC/DC, whose electrical requirements depend on the chosen architecture. In order to evaluate the power sizing of the converter, an energy management strategy adapted to each architecture is proposed and used. These strategies allow to size the power of the coupling converter according to the batteries couple chosen by simulating the driving cycle. The simulations validate the sizing of the complete HESS: EB, PB, and isolated DC-DC. They show that the design power can be reduced by more than 90% compared to a conventional coupling architecture. The two coupling architectures are then validated in laboratory on an experimental bench.

Keywords: DC-DC converter, hybrid energy storage system, electric vehicles