



HAL
open science

Algorithmes de commande pour architecture multi-niveaux avec batteries-convertisseurs intégrés

Adrien Dittrick, Bertrand Revol, Denis Labrousse

► To cite this version:

Adrien Dittrick, Bertrand Revol, Denis Labrousse. Algorithmes de commande pour architecture multi-niveaux avec batteries-convertisseurs intégrés. 3ème Symposium de Génie Electrique (SGE 2018), Université de Lorraine [UL], Jul 2018, Nancy, France. hal-02981742

HAL Id: hal-02981742

<https://hal.science/hal-02981742>

Submitted on 28 Oct 2020

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.

Algorithmes de commande pour architecture multi-niveaux avec batteries-convertisseurs intégrés

Adrien DITTRICK⁽¹⁾, Bertrand REVOL⁽¹⁾, Denis LABROUSSE⁽²⁾

SATIE-Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Energie,

⁽¹⁾ENS Paris-Saclay, 61 avenue du Président Wilson, 94230 Cachan

⁽²⁾Le CNAM, 292 Rue Saint-Martin, 75003 Paris.

RESUME –Cet article traite, dans le cadre d'une application pour véhicules électriques, d'un convertisseur multiniveau mettant en série des modules intégrés associant une cellule de batterie et un hacheur 4 quadrants. Les 3 algorithmes de commande proposés permettent pour la même tension de référence en sortie, de connecter des cellules de façon différente afin d'optimiser des paramètres tels que le rendement, l'équilibrage des états de charge, et le vieillissement des cellules. Ces travaux s'inscrivent dans un projet d'intégration de convertisseurs au plus près de la cellule de batterie.

Mots-clés—MMC, commande pleine onde, batteries, intégration

1. INTRODUCTION

Les structures multiniveaux telles que les convertisseurs multiniveaux modulaires (MMC) sont des onduleurs de tension utilisés en général pour des applications sur les réseaux de transport d'énergie électrique [1] pour l'interconnexion de ces derniers (HVDC-VSC). Une structure classique consiste en l'association de cellules de commutations connectées à un condensateur. Les stratégies de commande utilisées doivent permettre d'assurer à la fois la forme d'onde désirée en sortie et l'équilibrage des condensateurs. On se propose ici d'utiliser une architecture similaire mais utilisant comme source de tension non pas des condensateurs mais des cellules de batteries.

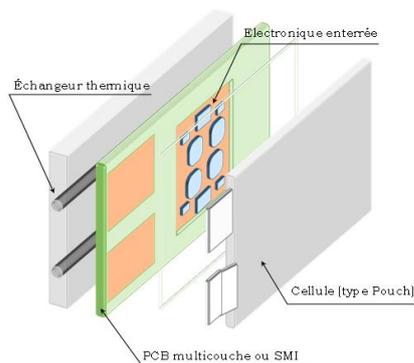


Fig 1 : Assemblage d'une cellule batterie, de l'électronique de puissance associée au convertisseur, et du refroidissement.

La structure doit générer un système de tensions triphasées permettant le pilotage d'une machine synchrone de traction. Des premiers travaux [2] ont déjà été réalisés pour comparer les performances de cette nouvelle architecture vis-à-vis d'un onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) classique

et ont montré de meilleures performances en termes de rendement. On se propose ici d'étudier l'influence de cette architecture sur les cellules de batterie. La finalité de ces travaux sera l'intégration d'une électronique de puissance au plus près des cellules en interconnectant des modules indépendants représentés Fig 1.

On commencera par décrire l'architecture multiniveaux et les modules élémentaires desquels elle est composée. On choisira ici de n'étudier qu'une seule des trois phases qu'elle comporte afin de simplifier les calculs.

On présentera ensuite les différents algorithmes de commande permettant de répartir les cellules de batterie afin d'obtenir en sortie d'une phase la tension de référence désirée en consigne.

Dans la partie suivante on considèrera un cas idéal de fonctionnement (une charge inductive simple) pour en déduire une formulation analytique des courants absorbés théoriques représentatifs d'une période électrique pour une application de pilotage d'une machine de traction.

Enfin, à l'aide des tensions définies dans les parties précédentes et d'un modèle mécanique de machine, on en déduira les courants représentatifs d'un cycle de fonctionnement classique de véhicule électrique.

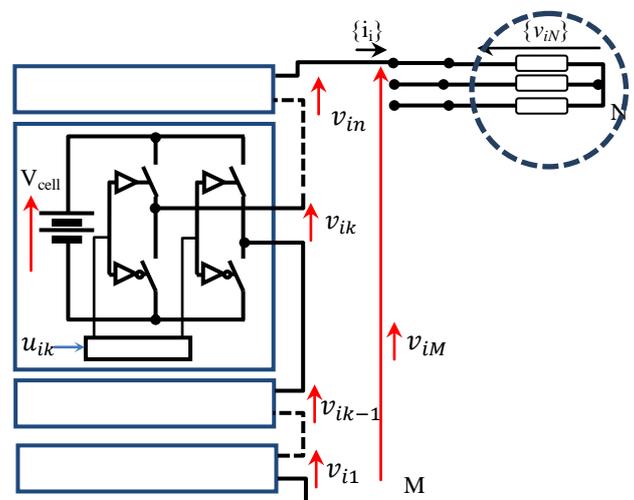


Fig 2: Grandeurs associées à une phase d'onduleur

2. PRESENTATION DE L'ARCHITECTURE

L'architecture de l'onduleur intégré nommé pour ce projet « Integrated Battery-Inverter System » (IBIS) est composée de trois phases (cf. Fig 2) indicées i comportant chacune n modules élémentaires en série.

Chaque module identifié par son numéro (k) de la phase i associe une cellule de batterie de tension V_{Cell} et de deux cellules de commutation formant une structure réversible classique. Celui-ci permet ainsi de définir une tension élémentaire v_{ik} positive, nulle ou négative selon une variable de commande u_{ik} . Chaque module est donc représenté par son état u_{ik} . Il en résulte aux bornes d'une phase une tension simple quantifiée v_{iM} dont l'expression est donnée en (1) si la tension des cellules est supposée identique. Cette hypothèse est parfaitement réaliste dans le cas de cellule Lithium-ion.

$$v_{iM} = V_{Cell} \cdot \sum_{k=1}^n u_{ik} \quad (1)$$

Il est possible d'obtenir en sortie d'onduleur de nombreuses formes d'ondes (par exemple sinusoïdales) si à chaque instant on connecte dans le même sens q cellules ($q \leq n$), où q est le rapport entre la valeur instantanée de la tension désirée (V_{ref_i}) et la valeur de la tension aux bornes d'une cellule.

3. PRESENTATION DES ALGORITHMES DE COMMANDE

Une première façon d'imposer la tension aux bornes d'une phase est d'associer à chaque module un numéro n_k et d'adopter l'algorithme (2).

$$u_{ik} = \begin{cases} 1 & \text{si } V_{ref_i}(t) > n_k \cdot V_{Cell} \\ -1 & \text{si } V_{ref_i}(t) < -n_k \cdot V_{Cell} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (2)$$

On obtient alors pour une référence sinusoïdale les formes d'ondes présentées Fig 3, ayant un contenu HF beaucoup plus faible que dans le cas d'une commande par MLI classique d'après [3].

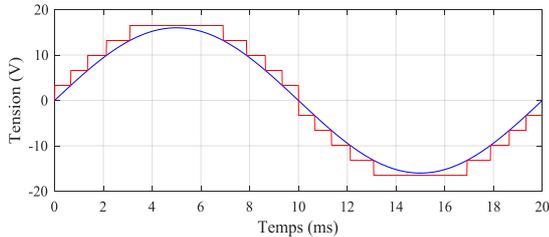


Fig 3: Tension de sortie d'une phase (rouge) pour une référence sinusoïdale (bleu) avec des étages de hauteur $V_{cell}=3.3V$

Pour que cet algorithme fonctionne correctement, il faut qu'à chaque instant n cellules fonctionnelles aient un numéro k_{com} différent compris entre 1 et n . Ces numéros peuvent donc varier au cours du fonctionnement. Il en résulte plusieurs modes de commande, en fonction de l'utilisation souhaitée des cellules de batterie.

Un paramètre important pour cette commande est l'état de charge ou state of charge (SoC) de chaque cellule. Il existe plusieurs méthodes d'estimation, dépendant de la tension, du courant, et de la température cellule [11]. Dans un système classique, ce SoC serait estimé par un Battery Management System (BMS) faisant une mesure tension et une mesure de courant globale pour un groupe de cellules en série, que nous ne pouvons pas utiliser ici car les cellules sont isolées les unes par rapport aux autres. En revanche, il est possible d'effectuer

la même estimation en mesurant la tension individuelle de chaque cellule, et en utilisant le courant traversant une phase et l'état élémentaire d'une cellule pour obtenir le courant la traversant (3).

$$i_{ik}(t) = u_{ik}(t) \cdot i_i(t) \quad (3)$$

En fonction du SoC, on en déduit 3 sous-algorithmes basés sur (2) qui seront décrits ci-dessous.

3.1. Minimisation des pertes (A)

Ce premier algorithme, le plus simple, consiste à trier les cellules en fonction de leur SoC estimé. On affecte donc à chaque cellule un numéro n_k la cellule la plus chargée sera définie par $n_k = 1$ et la cellule la moins chargée par $n_k = n$. Pour une référence sinusoïdale, chaque module commutera un maximum de 4 fois par période. Cette méthode permet donc naturellement de minimiser les pertes en commutation. De plus, elle offre l'avantage supplémentaire de nécessiter très peu de communication pour fonctionner. L'inconvénient principal est que la fonction d'équilibrage ne sera efficace qu'en fonctionnement décharge où le courant moyen fourni par la cellule est positif.

3.2. Equilibrage dynamique des états de charge (B)

Si les cellules ont des SoC différents, il est possible de faire en sorte que la cellule la plus chargée fournisse toujours plus de courant que les autres, et la cellule la moins chargée absorbe le plus de courant. Une différence principale avec l'algorithme précédent est que l'on utilise la mesure du courant de phase à chaque instant de calcul. S'il est positif, on utilise l'algorithme (2). S'il est négatif, on utilise l'algorithme (4) :

$$u_{ik} = \begin{cases} 1 & \text{si } V_{ref_i}(t) > (n - n_k) \cdot V_{Cell} \\ -1 & \text{si } V_{ref_i}(t) < -(n - n_k) \cdot V_{Cell} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (4)$$

Avec cet algorithme, le classement des cellules en fonction de leur SoC peut se faire à très basse fréquence (par exemple toutes les secondes) et elles resteront équilibrées en moyenne sur un cycle de fonctionnement classique de véhicules électriques.

3.3. Equilibrage statique des courants et des SoC (C)

Si toutes les cellules ont le même SoC initial, on peut équilibrer les courants i_{ik} pour que leurs valeurs moyennes et efficaces soient identiques dans toutes les cellules. Pour ce faire, on cycle les numéros k_{com} des cellules à une fréquence plus élevée que celle de la tension de référence, par exemple en effectuant (5) à la lecture d'un signal d'horloge commun :

$$n_k \leftarrow (n_k + 1) \bmod n \quad (5)$$

Cet algorithme a l'avantage principal de rendre tous les courants moyens au cours d'une période égaux. De plus, il apparaît dans [9] que le comportement résistif de la cellule dépend de sa fréquence d'utilisation, qu'il est donc possible de régler directement avec cet algorithme. On pourra ainsi directement diminuer les pertes en conduction tout en assurant un équilibrage continu des cellules. Cette méthode a tout de même deux inconvénients : le premier étant que les pertes par commutation se retrouvent augmentées, et le deuxième étant qu'elle ne peut pas être utilisée si les SoC ne sont pas équilibrés initialement (par exemple en cas de défaillance d'une cellule ou de remplacement récent).

3.4. Choix de l'algorithme

En fonction du critère d'optimisation demandé, on peut donc alterner entre les trois algorithmes ci-dessus pendant le fonctionnement du système. Le premier (A) correspond à un fonctionnement dégradé, et le classement des cellules fait qu'il est très simple d'en retirer une de l'ensemble si elle est défaillante en lui associant par exemple $k_{com} = n + 1$.

Le deuxième algorithme (B) sera mis en place si la comparaison des SoC montre un déséquilibre important qu'il faut compenser pendant le fonctionnement du système (par exemple si une cellule endommagée a été récemment remplacée par une cellule neuve).

Le troisième (C) est adapté à un cas d'utilisation normal, où toutes les cellules commencent avec le même état de charge et conserveront donc une égalité des états de charge au cours du fonctionnement.

4. ETUDE DES FORMES DE COURANTS

4.1. Forme théorique

On considère ici que les courants en sortie sont filtrés par la nature inductive de la charge, ce qui signifie que les courants absorbés dans une phase sont sinusoïdaux. Quel que soit l'algorithme utilisé, la somme des tensions à un instant donné sera la même. Cependant, les courants individuels absorbés par chaque cellule dépendent de l'état élémentaire u_{ik} des modules auxquels elles sont connectées (3) et donc de l'algorithme utilisé. Pour cette partie on étudie l'algorithme de minimisation des pertes (A) représenté par la relation (2). Pour simplifier l'étude, on se focalisera sur la phase 1. On considère un courant sinusoïdal déphasé absorbé dans une phase (6) :

$$i_i(t) = I_{1MAX} \sin(\omega_S \cdot t - \varphi) \quad (6)$$

On a alors en fonction du numéro de la cellule :

$$i_{ik} = \begin{cases} I_{1MAX} \sin(\omega_S \cdot t - \varphi) & \text{si } u_{ik} = 1 \\ -I_{1MAX} \sin(\omega_S \cdot t - \varphi) & \text{si } u_{ik} = -1 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (7)$$

Soit,

$$i_{ik} = u_{ik} \cdot I_{1MAX} \sin(\omega_S \cdot t - \varphi) \quad (8)$$

Pour simplifier les calculs, on notera $\theta = \omega_S \cdot t$. On peut distinguer sur une période 5 phases de fonctionnement Fig 4

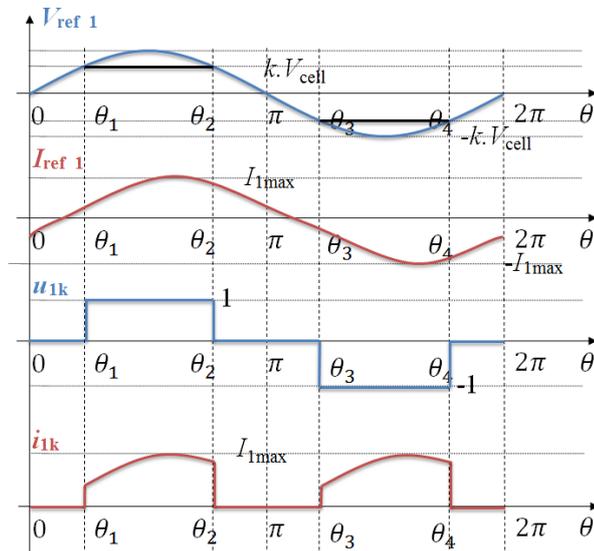


Fig 4 : Courants et tensions pendant les différentes phases de l'algorithme (A)

On a alors en fonction du numéro de la cellule :

$$i_{1k} = \begin{cases} 0 & \text{pour } 0 < \theta < \theta_1 \\ I_{1MAX} \sin(\theta - \varphi) & \text{pour } \theta_1 < \theta < \theta_2 \\ 0 & \text{pour } \theta_2 < \theta < \theta_3 \\ -I_{1MAX} \sin(\theta - \varphi) & \text{pour } \theta_3 < \theta < \theta_4 \\ 0 & \text{pour } \theta_4 < \theta < 2\pi \end{cases} \quad (9)$$

Ici, les valeurs $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4$ sont des positions caractéristiques entre lesquelles une cellule sera connectée. Elles sont liées par (9)

$$\begin{aligned} \theta_1 &= \arcsin\left(\frac{k \cdot V_{cell}}{V_{ref}}\right) & \theta_2 &= \pi - \theta_1 \\ \theta_3 &= \pi + \theta_1 & \theta_4 &= 2\pi - \theta_1 \end{aligned} \quad (10)$$

Sur un cycle de fonctionnement, la valeur moyenne du courant i_{1k} sera donc :

$$i_{1k moy} = \frac{I_{1MAX}}{2\pi} \left[\int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin(\theta - \varphi) d\theta - \int_{\theta_3}^{\theta_4} \sin(\theta - \varphi) d\theta \right] \quad (11)$$

Le développement de ces calculs en fonction des valeurs données en (9) conduit au résultat (11)

$$i_{1k moy} = \begin{cases} \frac{2 \cdot I_{1MAX}}{\pi} \sqrt{1 - X^2} \cos(\varphi) & \text{si } |X| < 1 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (12)$$

Avec ici $X = k \cdot V_{cell} / V_{ref}$. Le même type de calcul conduit à une valeur efficace (12) en fonction du numéro de la cellule :

$$i_{1k eff} = I_{1MAX} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{\arcsin(X)}{\pi} + \frac{X\sqrt{1 - X^2} \cos(2\varphi)}{\pi}} \quad (13)$$

On remarque dans ces équations que si le numéro du module considéré est supérieur au rapport V_{ref} / V_{cell} , la cellule ne sera pas traversée par du courant. Ceci est un avantage considérable par rapport aux architectures classiques où toutes les cellules sont en série et en parallèle, et donc traversées par le même courant. Il est possible donc théoriquement de répartir les courants pour que certaines cellules ne soient pas du tout connectées pendant de longues périodes de fonctionnement, ce qui permettrait par exemple d'isoler une cellule défectueuse du reste du système. L'algorithme à minimisation de pertes (A) est donc également celui qui autorise un fonctionnement en mode dégradé de l'architecture.

4.2. Simulations

On simule ensuite (Fig 5) chaque cellule sur une période de fonctionnement correspondant à une limite en tension de sortie ($V_{ref MAX}$) de 264V, un déphasage (φ) nul, le nombre de cellule (n) est fixé à 80. Le courant maximal traversant une phase est donc :

$$I_{1MAX} = \frac{2 \cdot P}{3 \cdot V_{ref MAX}} = \frac{2 \cdot 60000}{3 \cdot 264} = 152A \quad (14)$$

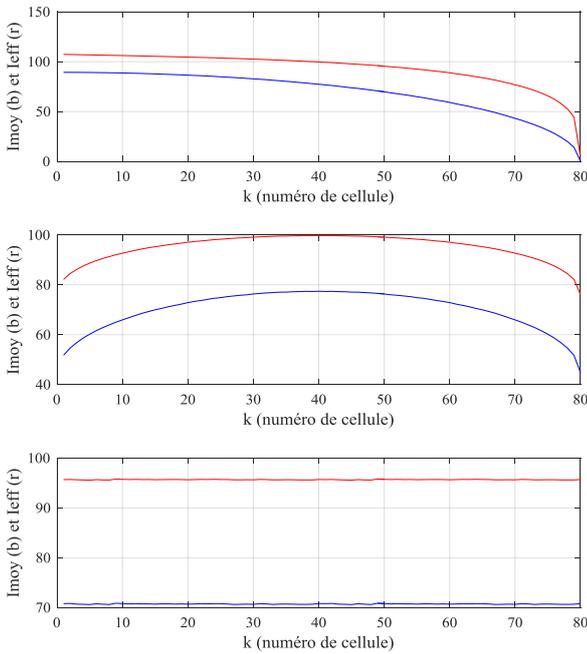


Fig 5: Courants moyen (bleu) et efficace (rouge) en fonction du numéro de la cellule. De haut en bas : Algorithmes à minimisation de pertes (A), à équilibrage dynamique (B), et à équilibrage statique (C)

Il ressort de cette étude que les algorithmes A et B conduisent bien à un déséquilibre de l'ensemble des cellules, surtout visible pour celles ayant un numéro aux extrémités qui seront déconnectées pendant la majorité de la durée d'utilisation. Un classement régulier des cellules (par exemple à chaque période électrique) permet de s'assurer que la consommation reste équitable.

Une autre façon de procéder et d'utiliser l'algorithme d'équilibrage statique des courants et des SoC. Il permet d'assurer un courant moyen et efficace identique pour toutes les cellules. Les formes de courant correspondant à ces différentes méthodes sont simulées pour la même référence sinusoïdale de tension et de courant de phase. (Fig 6, Fig 7 et Fig 8)

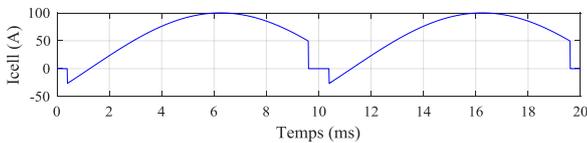


Fig 6: Courant dans la cellule k=10 à minimisation de pertes (A)

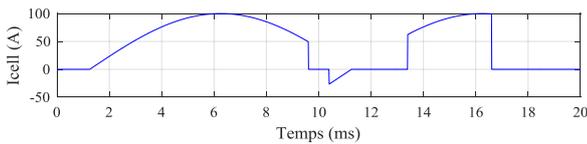


Fig 7: Courant dans la cellule k=10 à équilibrage dynamique (B)

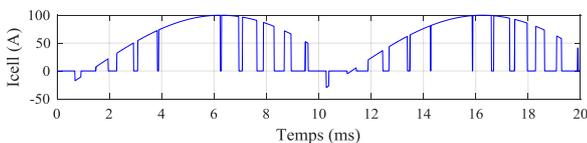


Fig 8: Courant dans la cellule k=10 à conservation de SoC (C)

Une différence importante à noter par rapport à des courants absorbés par une commande MLI classique est qu'ils atteignent des valeurs efficaces et maximales plus élevées, ce qui signifie qu'il faudra soit dimensionner les composants pour

qu'ils admettent ce type de courants, soit intégrer un filtrage au niveau de chaque cellule de batterie (un ajout qui demanderait une capacité de valeur élevée, plusieurs dizaines de mF par module). Cependant, le but principal de ce filtrage est dans un système classique de diminuer les variations de tension résiduelles importantes dues à une commutation rapide de la pleine tension batterie (400V). Pour une architecture IBIS, cette variation est de l'ordre de la tension cellule (3.3V) et ne nécessite donc pas de filtrage.

On observe également qu'il est possible dans le cas d'équilibrage statique (C) de régler directement la fréquence d'utilisation des cellules ce qui aura un impact à priori positif sur leur résistance interne [9] qui semble diminuer en fonction de la fréquence (de $7.5m\Omega$ en DC à $5.5m\Omega$ à $1kHz$ (Fig 9)

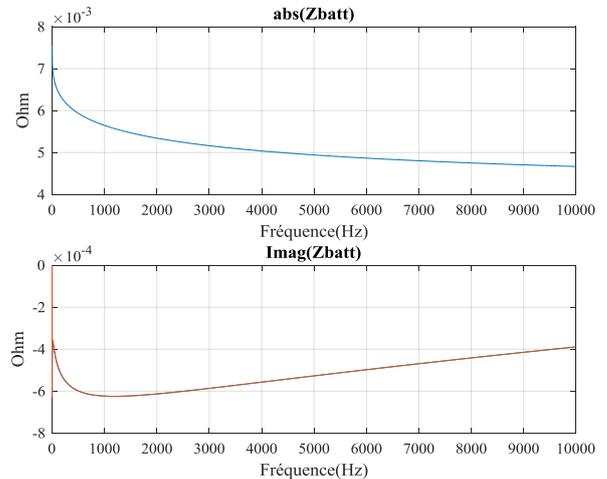


Fig 9: Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'une batterie Lithium Ion de type A123

Par la suite, on considèrera le cas où la cellule n'est pas associée à un condensateur de filtrage, on veillera donc à limiter le courant absorbé à 200A max, ce qui correspond aux performances du composant standard choisi. Pour se rendre compte des performances de ce système, une étude sur cycles routiers est pertinente.

5. ETUDE SUR CYCLES INRETS

Dans cette partie, on cherche à comparer le fonctionnement d'un véhicule électrique comportant une architecture classique (un onduleur MLI) avec celui du même véhicule ayant une architecture de conversion IBIS. Cette comparaison s'effectue sur des cycles INRETS [6] correspondant à des profils de mission classiques de véhicules.

5.1. Théorie

Les deux architectures ont non seulement un mode de commande différent mais aussi des technologies différentes. En effet dans un onduleur MLI classique, les niveaux de tension de la batterie et les puissances imposent l'utilisation d'interrupteurs IGBT dont les calibres sont compatibles. Cependant, dans une architecture IBIS, le fonctionnement à très basse tension permet d'utiliser des transistors MOSFT dont la résistance en conduction est extrêmement faible. En effet pour un nombre de cellules embarqué équivalent (240) on aura 6 interrupteurs pour une MLI classique et $240 \times 4 = 960$ interrupteurs pour une architecture IBIS.

Les pertes dans un onduleur classique seront modélisées par une fonction du rendement en fonction de la puissance délivrée d'un onduleur de 100kW commercialisé par la société BRUSA. Cette fonction est estimée en effectuant une régression exponentielle des données fabricant [10] par (15) :

$$\eta = 0,97 \left(1 - e^{-50 \frac{P_{out}}{P_{max}}} \right) \quad (15)$$

Où P_{out} est la puissance délivrée par l'onduleur, et P_{max} est la puissance maximale délivrable. Pour l'architecture IBIS, on ne considèrera que les pertes en conduction (16):

$$P_{cond} = (2 \cdot n) \cdot R_{DSON} i_{eff}^2 \quad (16)$$

Où $R_{DSON} = 500\mu\Omega$ est la résistance en conduction de MOSFET basse tension / fort courant (de référence IRL7472L1TR). Ces composants ont un packaging DirectFet (Fig 10) facilitant les échanges thermiques. $n = 80$ est le nombre de modules en série dans une phase. En effet, les pertes en commutation sont proportionnelles à la tension commutée (3.3V) et à la fréquence de commutation (inférieure à 1kHz). Elles sont donc négligeables.

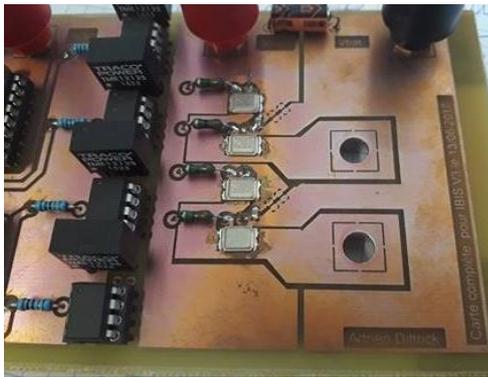


Fig 10: première réalisation d'un module avec MOSFETS IRL7472L1TR

Dans ces deux cas, il faut prendre en compte les pertes dues à la résistance interne R_{int} des cellules de batterie (17)

$$P_{bat_{MLI}} = 120 \cdot R_{int} \cdot \left(\frac{i_{eff}}{2} \right)^2 \quad \text{pour MLI} \quad (17)$$

$$P_{bat_{IBIS}} = q \cdot R_{int} \cdot i_{eff}^2 \quad \text{pour IBIS}$$

Une batterie 500V classique comporte deux branches en parallèle de 120 cellules chacune, le courant traversant chaque cellule est donc la moitié de celui traversant une phase.

Pour une architecture IBIS, il y a 3 phases de 80 cellules chacune, les pertes joules dans une phase seront donc directement proportionnelles à q , le nombre de cellules connectées à un instant donné dans une phase. On ne peut pas paralléliser les cellules au risque de diviser par deux les tensions atteignables, ce qui cause une résistance interne totale des cellules plus élevée pour des niveaux de tensions élevés. Cependant on voit directement un avantage de l'architecture IBIS pour des faibles niveaux de tension, seul un petit nombre de cellules seront connectées ce qui réduit la résistance interne totale de l'ensemble.

5.2. Simulations

La vitesse du véhicule est définie par le profil du cycle INRETS choisi (Fig 11). On en déduit le couple associé en fonction des paramètres du modèle mécanique du véhicule standard donnés ci-dessous :

- Masse volumique de l'air 1.28 kg/m³

- Coefficient de pénétration 0.65
- Coefficient de frottement sur route 0.012
- Surface frontale 2.4 m²
- Rayon de la roue 0.35 m
- Masse du véhicule 1020 kg

Compte tenu de la gamme de tensions plus large (à énergie embarquée équivalente) atteignable par l'architecture IBIS, on choisira un rapport de réduction mécanique différent (Red=9 pour MLI et Red=11 pour IBIS) permettant indirectement d'adapter le point de fonctionnement courant-tension de la machine électrique.

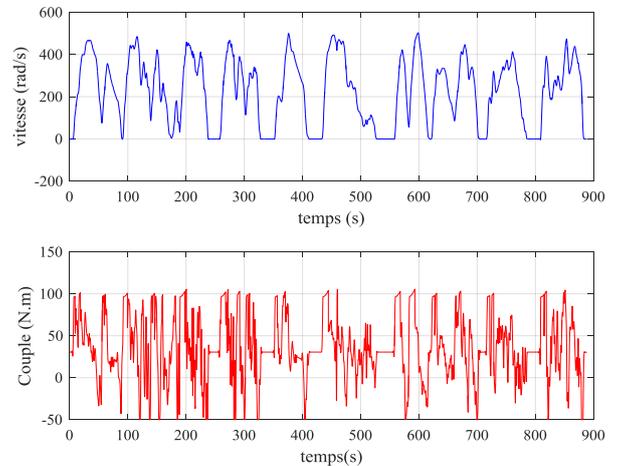


Fig 11: Cycle INRETS représentatif d'un cycle routier INRETS_R1 de vitesse moyenne 31.6 km/h (haut) et couple associé (bas)

A partir de ces informations mécaniques, on en déduit le couple de la machine et la pulsation électrique grâce aux paramètres machine suivants :

- Résistance de phase $R_s = 8.3 \text{ m}\Omega$
- Inductances de phase $L_d = 0.174 \text{ mH}$, $L_q = 0.293 \text{ mH}$
- Flux des aimants $\Phi = 0.1 \text{ Wb}$
- Nombre de paires de pôles $p = 2$

La génération des références de tension machines se fait dans les deux cas par une commande de Park sur le plan dq [7], et on récupère comme informations le courant dans une cellule en fonction du temps (Fig 12). Ici, on choisira un algorithme à équilibrage statique des courants et SoC afin que toutes les cellules soient traversées par le même courant moyen.

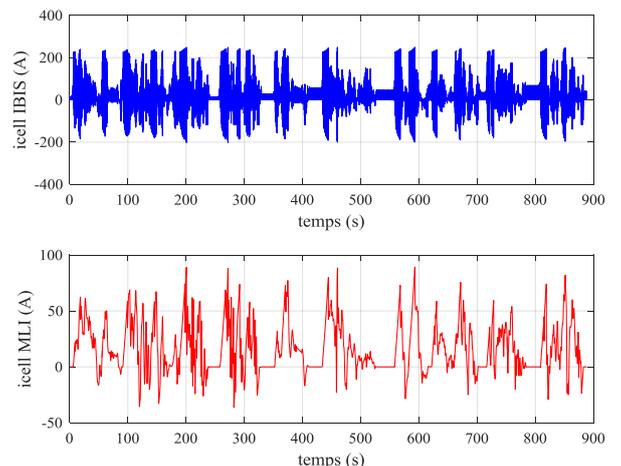


Fig 12: courant traversant une cellule batterie pendant un cycle INRETS pour une architecture IBIS (haut) et pour une architecture classique MLI (bas)

Il apparaît qu'à puissance embarquée équivalente, les courants moyens MLI fournis sont similaires aux courants moyens IBIS. Cependant, les courants max et efficaces sont plus élevés dans le second cas, ce qui nécessitera une étude plus approfondie sur l'influence de ces formes de courant sur le rendement et le vieillissement des cellules de batterie. De plus, après la prise en compte des paramètres liés aux composants semi-conducteurs de puissance, on observe une différence notable en termes de rendement (Fig 13).

5.3. Comparaison

Les simulations sont effectuées sur 10 cycles INRETS de vitesse moyenne croissante (Tableau 1)

Tableau 1. Vitesses moyennes et maximales des cycles simulés

Nom du cycle	Vitesse moyenne (km/h)	Vitesse maximale (km/h)
Urbain lent 1	3.78	14.7
Urbain lent 2	7.41	22.5
Urbain fluide 1	9.93	35.1
Urbain fluide 2	19.2	45.2
Urbain fluide 3	24.4	57.9
Route 1	31.6	70.1
Route 2	41.1	77.6
Route 3	56.4	102
Autoroute 1	74.2	114
Autoroute 2	90.9	132

Une grandeur importante de comparaison est le rendement de chaque architecture, qui influence directement le courant fourni par les cellules de batterie (Fig 13).

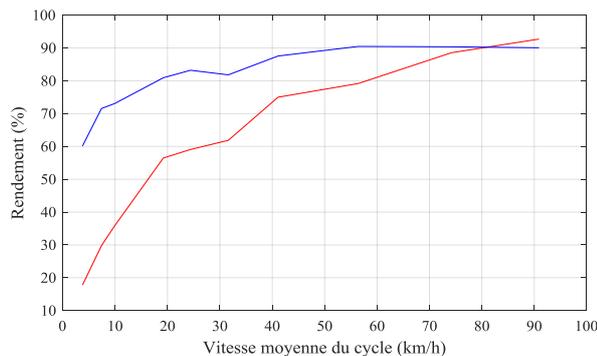


Fig 13: Rendements sur cycle en fonction de la vitesse moyenne du cycle. Pour une architecture MLI (rouge) et pour une architecture IBIS (bleu)

On remarque ici que l'architecture innovante IBIS a un rendement bien meilleur en basses vitesses. Ceci s'explique principalement par le fait qu'à ces vitesses, peu de cellules batterie sont utilisées, ce qui signifie que leur résistance interne totale est plus faible que dans un cas classique où toutes les cellules sont en série.

A première vue, l'architecture classique a un rendement équivalent voire meilleur en hautes vitesses. Dans le cas de l'architecture modulaire, la résistance totale de conduction des interrupteurs de puissance est plus élevée de par leur nombre et la technologie utilisée. Cependant, ces simulations sont effectuées avec des paramètres correspondant à des composants du commerce que l'on pourrait remplacer par des composants adaptés à notre architecture [8].

Il ne faut cependant pas oublier que bien que les courants moyens soient plus faibles en IBIS, les courants efficaces seront par contre plus importants (Fig 14) ce qui nécessitera

peut-être un surdimensionnement des interrupteurs de puissance et des cellules de batterie sur des critères de courant maximal admissible.

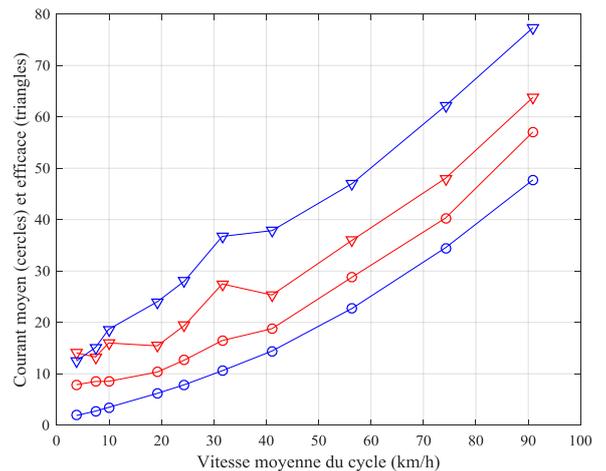


Fig 14: Courants moyens (cercles) et efficaces (triangles) traversant une cellule de batterie pour une architecture IBIS (bleu) et MLI (rouge)

6. CONCLUSIONS

Ces premières simulations ont montré l'intérêt en termes de rendements d'une architecture multi-niveaux modulaire IBIS pensée pour la traction électrique. On constate un fonctionnement plus avantageux en basses vitesses (et donc en basses tensions) en comparaison avec les mauvais rendements habituels d'un onduleur MLI pour des basses puissances.

Un des inconvénients majeurs est ici la nécessité d'utiliser 4 interrupteurs par module, pour un total de 960 interrupteurs. Cela pose non seulement des soucis en termes de pertes en conduction (chaque module connecté ayant toujours un minimum de 2 interrupteurs en conduction) mais aussi en terme de fiabilité (on doit garantir l'état de 960 interrupteurs contrairement à 6 dans une architecture classique). Ce deuxième point est cependant contrebalancé par le fait que l'ensemble du système pourrait théoriquement fonctionner même si un ou plusieurs de ses modules sont dysfonctionnels. Selon les algorithmes de commande, le système fait également office de BMS et peut assurer un équilibrage dynamique des cellules. La structure naturellement réversible peut également assurer la fonction de chargeur.

Cette étude est proposée dans le cadre d'un projet innovant de l'OpenLab-PSA sur l'électromobilité. Elle est nécessaire pour analyser la pertinence de structures modulaires dans lesquelles le convertisseur de puissance et la cellule de batteries seront associés directement. Un premier prototype a été réalisé pour montrer la faisabilité de la commande, et devra être amélioré grâce à des techniques d'intégration PCB. Les performances électriques, liées à cette architecture, obtenues pour une application de traction électrique, sont prometteuses au regard de celles d'une architecture classique.

7. REFERENCES

- [1] Lesnicar, Anton, et Rainer Marquardt. « An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range ». In Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna, 3:6–pp. IEEE, 2003.
- [2] Sarrazin, Benoît. « Optimisation d'une chaîne de traction pour véhicule électrique ». Université de Grenoble, 2012.
- [3] Soulat Romain, Guillaume Hérault, Denis Labrousse, Bertrand Revol, Gilles Feld, Stéphane Lefebvre, et Laurent Fribourg. « Use of a full wave correct-by-design command to control a multilevel modular converter ». In Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on, 1–8. IEEE, 2013.
- [4] Joumard R., André M., Vidon R., Tassel P., Pruvost C. . R. Joumard, M. André, R. Vidon, P. Tassel, and C. Pruvost, "Influence of driving cycles on unit emissions from passenger cars." Graz, Austria : VKMTHD Mitteilungen, Jun. 1999, pp. p. 147–158.
- [5] Casanellas, F. « Losses in PWM Inverters Using IGBTs ». IEE Proceedings - Electric Power Applications 141, no 5 (1994): 235.
- [6] André, Michel. « Construction de cycles de conduite représentatifs pour la mesure des émissions de polluants des véhicules », 1998.
- [7] R.H. Park, « Two Reaction Theory of Synchronous Machines », AIEE transactions, no 48, 1929.
- [8] Huber, Jonas E., et Johann W. Kolar. « Optimum Number of Cascaded Cells for High-Power Medium-Voltage AC–DC Converters ». IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics 5, n° 1, 2017
- [9] Narula, Avnish. « Modeling of ageing of lithium-ion battery at low temperatures », 2014.
- [10] BRUSA database. « DMC5 – High Power Inverter technical specification » www.brusa.biz
- [11] Riviere, Elie. « Détermination in-situ de l'état de santé de batteries lithium-ion pour un véhicule électrique ». PhD Thesis, Grenoble Alpes, 2016.