

Dimensionnement d'un convertisseur MMC pour la génération électrique d'un réseau de bord aéronautique

Stéphane NGO BUI HUNG^{(*)(**)}, Cyrille GAUTIER^(*), Lucas PNIAK^(*), Bertrand REVOL^(*), Loïc QUÉVAL^(**),
Éric LABOURÉ^(**)

(*) : Pôles Systèmes Électriques et Électroniques - Safran Tech, Châteaufort, France Rue des jeunes Bois, 78117 Châteaufort

(**) : Université Paris-Saclay, CentraleSupélec, CNRS, Laboratoire de Génie Électrique et Électronique de Paris, 91192, Gif-sur-Yvette, France. Sorbonne Université, CNRS, Laboratoire de Génie Électrique et Électronique de Paris, 75252, Paris, France 11 Rue Joliot Curie, 91192 Gif-sur-Yvette

RÉSUMÉ – Cet article porte sur l'étude d'un convertisseur modulaire multiniveau (MMC) destiné à une application aéronautique, se distinguant ainsi des usages classiques dans le réseau électrique terrestre. Ce convertisseur est connecté à une génératrice à aimant permanent à fréquence variable, et doit générer un réseau électrique à bord de l'avion de 800 V DC. Dans ce contexte, les contraintes strictes de poids et de volume jouent un rôle déterminant dans la conception du système. Une méthode de prédimensionnement est proposée afin de guider le choix des valeurs de l'inductance de bras et de la capacité des modules, en tenant compte des exigences spécifiques au cas étudié.

Mots-clés — *Convertisseurs modulaires multiniveau (MMC), Aérospatiale, Convertisseur DC-AC, Redresseur actif, Optimisation multi objectif*

1. INTRODUCTION

La demande croissante de puissance électrique pour les réseaux électriques des avions, dépassant 500 kW sur des programmes tels que le B787 et l'A350, représente un défi majeur. Actuellement, les tensions atteignent 230 VAC et jusqu'à 270 VDC pour certains avions militaires. Afin de réduire le poids des câbles, cette tension pourrait être augmentée à 540 VDC voire 800 VDC, notamment pour les systèmes de propulsion.

Dans cette étude, nous examinons un cas spécifique présenté dans la Fig. 1. La génératrice du réseau de bord de l'avion est une machine synchrone à aimant permanent (MSAP) entraînée à vitesse variable par un "turbofan", pour générer une puissance triphasée. Cette puissance doit ensuite être transférée au bus DC par l'intermédiaire d'un convertisseur AC/DC. Le convertisseur doit être capable de transférer une puissance triphasée nominale de 150 kW à tension AC et fréquence variable, tout en maintenant une tension constante de 800 V sur le bus DC. Étant donné que le convertisseur est connecté à une machine faiblement inductive et que le système est utilisé dans un environnement à basse pression, l'utilisation d'un convertisseur AC/DC 2-niveaux pourrait entraîner des décharges partielles au niveau des câbles [1][2].

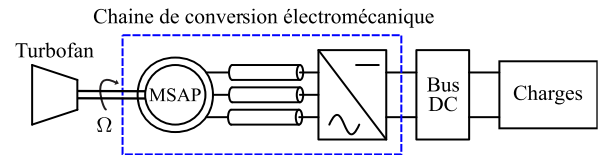


Fig. 1. Génération électrique d'un réseau de bord aéronautique.

Par conséquent, une topologie multiniveau est étudiée, et en particulier un convertisseur MMC [3]. Contrairement à son application dans les réseaux terrestres à fréquence et tension fixe, le défi consiste ici à garantir que ce convertisseur fonctionne efficacement sur des plages de fréquence et de tension AC variables. De plus, il s'agit d'intégrer des semi-conducteurs GaN à basse tension afin d'améliorer la densité de puissance [2].

Dans cet article, un modèle moyen en régime permanent du convertisseur MMC est couplé à un algorithme d'optimisation pour dimensionner l'inductance de bras et le condensateur équivalent pour un point de fonctionnement. Les résultats d'optimisation sont validés à l'aide de simulations temporelles avec le modèle circuit du convertisseur.

2. MODELISATION

La Fig. 3 (a) illustre la chaîne de conversion électromécanique. Un MMC à demi-ponts (HB) interface la MSAP au bus continu de 800 V DC. Le convertisseur doit transmettre une puissance maximale de 150 kW, sur la plage de fréquence [500 Hz ; 1500 Hz], la machine fonctionnant à une tension ligne-neutre e_{ac} dans l'intervalle [150 V_{pk} ; 460 V_{pk}].

La Fig. 2 représente le circuit électrique d'un module HB ainsi que le chemin du courant noté i_M . L'état du switch {0,1} est appelé s :

- $s = 0$, le condensateur n'est pas inséré
- $s = 1$, le condensateur est inséré.

2.1. Définition des notations

Soit une variable $x_{(u,l),p}^{(k)}$. Les indexes u et l signifient « upper » et « lower ». L'index p réfère aux phases a, b, c et l'index k représente le $k^{\text{ème}}$ module. On suppose que le convertisseur possède N_m modules par bras.

2.2. Modèle équivalent

Cette partie permet d'écrire les équations afin d'obtenir un modèle équivalent. La tension aux bornes du $k^{\text{ème}}$ module et le courant traversant le condensateur valent :

$$v_{M,(u,l),p}^{(k)} = s_{(u,l),p}^{(k)} \times v_{C,(u,l),p}^{(k)} \quad (1)$$

$$i_{C,(u,l),p}^{(k)} = s_{(u,l),p}^{(k)} \times i_{(u,l),p} \quad (2)$$

Le comportement dynamique des condensateurs est :

$$C \frac{dv_{C,(u,l),p}^{(k)}}{dt} = s_{(u,l),p}^{(k)} \times i_{(u,l),p} \quad (3)$$

La tension des condensateurs est supposée équilibrée et égale à :

$$v_{C,(u,l),p}^{(k)} = \frac{v_{C_{eq},(u,l),p}}{N_m} \quad (4)$$

La somme des k modules de l'équation (1) tout en intégrant l'hypothèse précédente permet d'obtenir la relation suivante :

$$\begin{aligned} v_{M,(u,l),p} &= \frac{v_{C_{eq},(u,l),p}}{N_m} \sum_k s_{(u,l),p}^{(k)} \\ &= m_{(u,l),p} \times v_{C_{eq},(u,l),p} \end{aligned} \quad (5)$$

Ainsi, la fonction de modulation m est définie comme :

$$m_{(u,l),p} = \frac{1}{N_m} \sum_k s_{(u,l),p}^{(k)} \in [0 ; 1] \quad (6)$$

Le même principe est appliqué aux équation (3) et (4) :

$$C_{eq} \frac{dv_{C_{eq},(u,l),p}}{dt} = m_{(u,l),p} \times i_{(u,l),p} \quad (7)$$

Avec $C_{eq} = \frac{C}{N_m}$

Par conséquent, le modèle moyen de la Fig. 3 (b) est décrite par les équations (5) et (7).

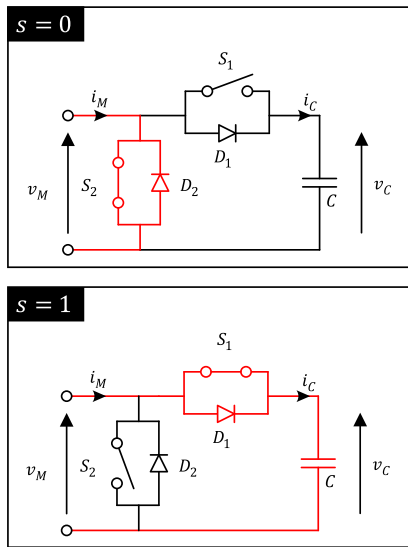


Fig. 2. État d'un module HB. Chemin du courant i_M en rouge.

2.3. Méthodologie pour obtenir le modèle mathématique du MMC dans l'espace $dq0$

Cette section décrit la méthode afin d'obtenir les équations d'état dans le plan de Park.

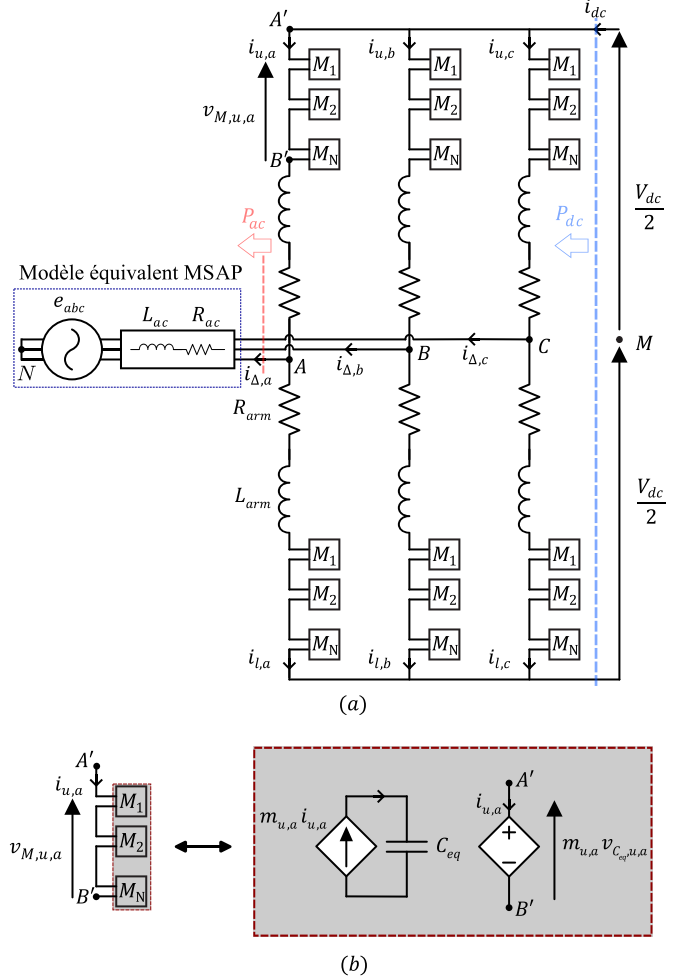


Fig. 3. (a) Schématique de la chaîne de conversion. (b) Modèle moyen des HB dans un bras.

2.3.1. Modèle mathématique abc

En supposant que les tensions aux bornes des condensateurs des modules soient équilibrées, les modules peuvent être représentés par le modèle moyen de la Fig. 3 (b). Le générateur est modélisé à l'aide du modèle de Behn Eschenburg, comme illustré dans l'encart bleu de la Fig. 3 (a). Le modèle mathématique développé est basé sur les travaux [8][9]. En appliquant les lois de Kirchhoff aux bras supérieur et inférieur de chaque phase, un système de 18 équations est obtenu. Pour une machine à pôles lisses et équilibrée, il s'ensuit que $V_{NM} = 0V$ à basse fréquence si aucune tension homopolaire est appliquée à la machine.

2.3.2. Modèle mathématique $\Delta\Sigma_{abc}$

D'après l'article [10], la représentation $\Delta\Sigma$ simplifie l'analyse en régime permanent. Les variables en Δ ont des termes à la fréquence fondamentale, les variables en Σ comprennent l'harmonique à -2ω et la composante continue. La représentation des variables dans l'espace $\Delta\Sigma$ est détaillée dans [8].

$$\begin{aligned} x_{ul} &= [v_{Ml} \ v_{Mu} \ i_l \ i_u \ v_{cl} \ v_{cu}]^T \\ x_{\Delta\Sigma} &= [v_{M\Delta} \ v_{M\Sigma} \ i_{\Delta} \ i_{\Sigma} \ v_{c\Delta} \ v_{c\Sigma}]^T \\ m_{ul} &= [m_l \ m_u]^T \\ m_{\Delta\Sigma} &= [m_{\Delta} \ m_{\Sigma}]^T \end{aligned} \quad (8)$$

$$x_{\Delta\Sigma}(t) = \begin{pmatrix} \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} x_{ul}(t)$$

$$m_{\Delta\Sigma}(t) = \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix} m_{ul}(t)$$

$$\begin{cases} L_{\Delta} = \frac{1}{2}(L_{arm} + 2L_{ac}) \\ R_{\Delta} = \frac{1}{2}(R_{arm} + 2R_{ac}) \\ L_{\Sigma} = L_{arm} \\ R_{\Sigma} = R_{arm} \end{cases}$$

Où L_{arm} et R_{arm} représentent l'inductance et la résistance équivalentes du bras et L_{ac} et R_{ac} représentent l'inductance et la résistance équivalentes de la ligne AC. La somme et la différence des équations *upper* et *lower* pour chaque phase (p) et l'utilisation de la transformation $\Delta\Sigma$ permettent d'obtenir les équations suivantes :

$$v_{M,\Delta,p} = \frac{1}{2} \left(m_{\Delta,p} v_{C_{eq},\Sigma,p} + m_{\Sigma,p} v_{C_{eq},\Delta,p} \right) \quad (9)$$

$$v_{M,\Sigma,p} = \frac{1}{2} \left(m_{\Delta,p} v_{C_{eq},\Delta,p} + m_{\Sigma,p} v_{C_{eq},\Sigma,p} \right) \quad (10)$$

$$\frac{di_{\Delta,p}}{dt} = \frac{v_{M,\Delta,p} - R_{\Delta} i_{\Delta,p} - e_p}{L_{\Delta}} \quad (11)$$

$$\frac{di_{\Sigma,p}}{dt} = \frac{v_{dc} - 2v_{M,\Sigma,p} - 2R_{\Sigma} i_{\Sigma,p}}{2L_{\Sigma}} \quad (12)$$

$$\frac{dv_{C_{eq},\Delta,p}}{dt} = \frac{2m_{\Delta,p} i_{\Sigma,p} - m_{\Sigma,p} i_{\Delta,p}}{4C_{eq}} \quad (13)$$

$$\frac{dv_{C_{eq},\Sigma,p}}{dt} = \frac{2m_{\Sigma,p} i_{\Sigma,p} - m_{\Delta,p} i_{\Delta,p}}{4C_{eq}} \quad (14)$$

Avec $v_{C_{eq},\Delta}$ ou Σ la tension du condensateur équivalent, $v_{M,\Delta}$ ou Σ la tension modulée, m_{Δ} ou Σ la modulation et i_{Δ} ou Σ le courant dans l'espace $\Delta\Sigma$.

2.3.3. Modèle mathématique $\Delta\Sigma_{dq0}$

La transformée de Park est effectuée au modèle précédent en utilisant :

$$X_{dq0}(t) = P(\theta) X_{abc}(t) \quad (15)$$

Avec :

$$P(\theta) = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (16)$$

Le vecteur est défini comme :

$$X_{dq0} \triangleq [i_{\Delta dq0} \quad i_{\Sigma dq0} \quad v_{C_{eq}\Delta dq0} \quad v_{C_{eq}\Sigma dq0}]_{[1 \times 12]}^T \quad (17)$$

Et

$$\frac{dX_{dq0}(t)}{dt} = AX_{dq0}(t) + B \quad (18)$$

En appliquant la transformée $P(\theta)$ aux équations en Δ et $P(-2\theta)$ aux équations en Σ , et en supposant que les oscillations à 3ω et 6ω sont bien filtrées, nous obtenons les matrices A et B :

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{R_{\Delta}}{L_{\Delta}} & \omega & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{2m_{\Sigma,0} + m_{\Sigma,d}}{4L_{\Delta}} & -\frac{m_{\Sigma,q}}{4L_{\Delta}} & 0 & \frac{m_{\Delta,d}}{4L_{\Delta}} & -\frac{m_{\Delta,q}}{4L_{\Delta}} & \frac{m_{\Delta,d}}{2L_{\Delta}} \\ -\omega & -\frac{R_{\Delta}}{L_{\Delta}} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{m_{\Sigma,q}}{4L_{\Delta}} & \frac{2m_{\Sigma,0} - m_{\Sigma,d}}{4L_{\Delta}} & 0 & -\frac{m_{\Delta,q}}{4L_{\Delta}} & -\frac{m_{\Delta,d}}{4L_{\Delta}} & \frac{m_{\Delta,q}}{2L_{\Delta}} \\ 0 & 0 & -\frac{R_{\Sigma}}{L_{\Sigma}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{m_{\Sigma,0}}{2L_{\Sigma}} & 0 & 0 & \frac{m_{\Delta,0}}{2L_{\Sigma}} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{\Sigma}}{L_{\Sigma}} & -2\omega & 0 & -\frac{m_{\Delta,d}}{4L_{\Sigma}} & \frac{m_{\Delta,q}}{4L_{\Sigma}} & 0 & -\frac{m_{\Sigma,0}}{2L_{\Sigma}} & 0 & -\frac{m_{\Sigma,d}}{2L_{\Sigma}} \\ 0 & 0 & 0 & 2\omega & -\frac{R_{\Sigma}}{L_{\Sigma}} & 0 & \frac{m_{\Delta,q}}{4L_{\Sigma}} & \frac{m_{\Delta,d}}{4L_{\Sigma}} & 0 & 0 & -\frac{m_{\Sigma,0}}{2L_{\Sigma}} & -\frac{m_{\Sigma,q}}{2L_{\Sigma}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{\Sigma}}{L_{\Sigma}} & -\frac{m_{\Delta,d}}{4L_{\Sigma}} & -\frac{m_{\Delta,q}}{4L_{\Sigma}} & -\frac{m_{\Delta,0}}{2L_{\Sigma}} & -\frac{m_{\Sigma,d}}{4L_{\Sigma}} & -\frac{m_{\Sigma,q}}{4L_{\Sigma}} & -\frac{m_{\Sigma,0}}{2L_{\Sigma}} \\ -\frac{2m_{\Sigma,0} + m_{\Sigma,d}}{8C_{eq}} & \frac{m_{\Sigma,q}}{8C_{eq}} & 0 & \frac{m_{\Delta,d}}{4C_{eq}} & -\frac{m_{\Delta,q}}{4C_{eq}} & \frac{m_{\Delta,d}}{2C_{eq}} & 0 & \omega & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{m_{\Sigma,q}}{8C_{eq}} & -\frac{2m_{\Sigma,0} - m_{\Sigma,d}}{8C_{eq}} & 0 & -\frac{m_{\Delta,q}}{4C_{eq}} & -\frac{m_{\Delta,d}}{4C_{eq}} & \frac{m_{\Delta,q}}{2C_{eq}} & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{m_{\Sigma,0}}{4C_{eq}} & 0 & 0 & \frac{m_{\Delta,0}}{2C_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{m_{\Delta,d}}{8C_{eq}} & \frac{m_{\Delta,q}}{8C_{eq}} & 0 & \frac{m_{\Sigma,0}}{2C_{eq}} & 0 & \frac{m_{\Sigma,d}}{2C_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & -2\omega & 0 \\ \frac{m_{\Delta,q}}{8C_{eq}} & \frac{m_{\Delta,d}}{8C_{eq}} & 0 & 0 & \frac{m_{\Sigma,0}}{2C_{eq}} & \frac{m_{\Sigma,q}}{2C_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 2\omega & 0 & 0 \\ -\frac{m_{\Delta,d}}{8C_{eq}} & -\frac{m_{\Delta,q}}{8C_{eq}} & -\frac{m_{\Delta,0}}{4C_{eq}} & \frac{m_{\Sigma,d}}{4C_{eq}} & \frac{m_{\Sigma,q}}{4C_{eq}} & \frac{m_{\Sigma,0}}{2C_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}; B = \begin{pmatrix} -\frac{e_d}{L_{\Delta}} \\ -\frac{e_q}{L_{\Delta}} \\ \frac{e_0}{L_{\Delta}} \\ \frac{v_{dc}}{2L_{\Sigma}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (19)$$

3. PREDIMENSIONNEMENT DES COMPOSANTS PASSIFS DU MMC PAR OPTIMISATION

Le modèle est couplé avec un algorithme d'optimisation multi-objectifs par essais de particules (MOPSO) [11]. L'objectif est de minimiser l'inductance de bras L_{arm} et le condensateur équivalent C_{eq} . On impose des contraintes sur l'ondulation de tension du condensateur équivalent (inférieur à 200V), sur le rapport entre l'amplitude de l'harmonique 2 et la fondamentale (inférieur à 5%) et sur le courant $i_{\Delta d}$ (inférieur à 10A) pour maximiser le transfert de puissance de la machine synchrone.

Nous utilisons le modèle mathématique $\Delta\Sigma_{dq0}$ et analysons le régime permanent :

$$\frac{dX_{dq0}(t)}{dt} = 0 \quad (20)$$

Tableau 1. Paramètres du système.

	Variable	Valeur
Nombre de module	N_m	6
Fréquence	f	[500 - 1500] Hz
Tension du bus DC	V_{dc}	800 V
Tension du bus AC	e_{ac}	[153 - 460] V
Puissance machine AC	P_{ac}	[80 - 150] kW
Inductance AC	L_{ac}	100 μ H
Resistance AC	R_{ac}	10 m Ω
Resistance de bras	R_{arm}	10 m Ω
Indice de modulation max	m_{max}	1
Ondulation de la tension du condensateur équivalent	$\Delta v_{C_{eq},pp}$	200 V
Taux de distorsion de l'harmonique 2	DHF_2	5 %

Le taux de distorsion harmonique DHF_2 est calculé de la manière suivante :

$$DHF_2 = 100 \times \frac{I_{h2}}{I_f} \quad (21)$$

Avec I_f et I_{h2} l'amplitude de la fondamentale et de l'harmonique 2 du courant dans une phase du MMC. Le nombre de module est fixé à six afin de pouvoir utiliser des modules HB 200V GaN pour le prototype.

Le problème d'optimisation est formulé de la façon suivante :

- **Objectifs**

- Minimise L_{arm}
- Minimise C_{eq}

À noter que la masse et le volume de ces composants sont directement liés à leurs valeurs. Un problème d'optimisation sur la minimisation de la masse sera traité dans des travaux ultérieurs,

- **Paramètres**

- Bus AC (e_{ac} , L_{ac} , R_{ac} , f)
- Bus DC (V_{dc})

- **Variables**

- C_{eq}
- L_{arm}
- $m_{\Delta\Sigma dq}$

- **Contraintes**

- $P_{ac} < P_i$ avec P_i la puissance demandée sur un point de fonctionnement sur le bus DC
- $\Delta v_{C_{eq},pp} < 200$ V
- $DHF_{2\%} < 5\%$

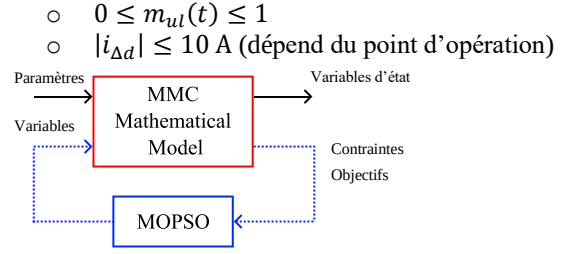


Fig. 4. Diagramme du principe d'optimisation

Une inductance de bras minimale de 20 μ H est imposée pour le MMC afin d'atténuer les ondulations de courant associées à la fréquence de commutation des interrupteurs. Par ailleurs, les valeurs inférieures à ce seuil conduisent l'algorithme d'optimisation à converger vers des résultats où le système fonctionne à un point d'équilibre instable.

L'optimisation est effectuée au point de fonctionnement suivant :

- $P_i = -100$ kW
- $f = 500$ Hz
- $e_{ac} = 153$ V_{pk}

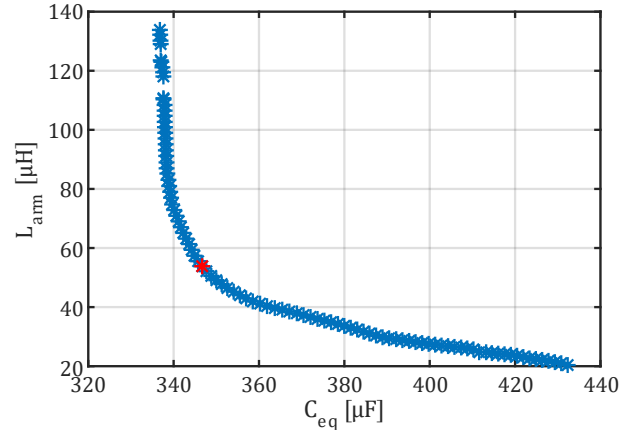


Fig. 5. Résultat d'optimisation. Le point rouge est étudié.

La Fig. 5 présente le résultat de l'optimisation sous la forme d'un front de Pareto pour (L, C). Il est important de noter que l'algorithme MOPSO repose sur la sélection aléatoire de particules, qui évoluent en fonction de leurs performances par rapport aux objectifs. Par conséquent, le résultat optimal n'est pas garanti à chaque itération [10].

Selon [12] [13], les équations pour C_{eq} et L_{arm} sont :

$$C_{eq} = \frac{P_{ac}}{3mV_{C_{eq},pp}\omega_0 \cos(\varphi)} \left(1 - \left(\frac{m \cos(\varphi)}{2} \right)^2 \right)^{\frac{3}{2}} \quad (22)$$

$$L_{arm} = \frac{1}{8\omega_0^2 C_{eq} V_{C_{eq}}} \left(\frac{P_{ac}}{3I_{2f}} + V_{dc} \right) \quad (23)$$

Où φ est le déphasage entre la tension v_{AN} et $i_{\Delta d}$. Ces expressions sont valides quand $m_{\Sigma dq} = 0$ (pas de contrôle sur l'harmonique 2).

Tableau 2. Théorie VS optimisation sur L_{arm} et C_{eq}

	Variable	Valeur
Condensateur opt.	$C_{eq,opt}$	350 μ F
Condensateur thé.	$C_{eq,theo}$	360 μ F
Inductance opt.	$L_{arm,opt}$	49 μ H

Inductance théo.	$L_{arm,theo}$	53 μ H
Tension DC	V_{dc}	800 V
Modulation	m	0,2
Amplitude harmonique 2	I_{h2}	86,2 A
Tension eqv	V_{Ceq}	786 V
Ondulation de tension C_{eq}	$\Delta v_{Ceq,pp}$	240 V

Pour le point rouge de l'optimisation Fig. 5, le Tableau 2 fournit une comparaison entre les calculs théoriques et les résultats d'optimisation. Ces résultats démontrent que la formule théorique s'aligne bien sur les résultats de simulation obtenus en boucle ouverte à l'aide du modèle moyen. Cependant, ils ne tiennent pas compte de l'injection de seconde harmonique transportée par $m_{\Sigma dq}$, qui peut avoir un impact sur I_{2f} et $v_{Ceq,pp}$.

4. VALIDATION

Dans cette section, les résultats d'optimisation issus du modèle $\Delta\Sigma_{dq0}$ (math) sont comparés à un modèle de simulation moyen (AVE) et à un modèle de simulation avec les commutations (SW). Les résultats sont comparés par rapport au point rouge de l'optimisation Fig. 5.

Tableau 3. Valeurs pour le point rouge de l'optimisation

Paramètres	Variable	Valeur
Modulation Δ	$m_{\Delta dq0}$	[-0.306 ; -0.271 ; 0]
Modulation Σ	$m_{\Sigma dq0}$	[-0.036 ; 0.0175 ; 1]
Condensateur eqv.	C_{eq}	350 μ F
Inductance de bras	L_{arm}	49,1 μ H

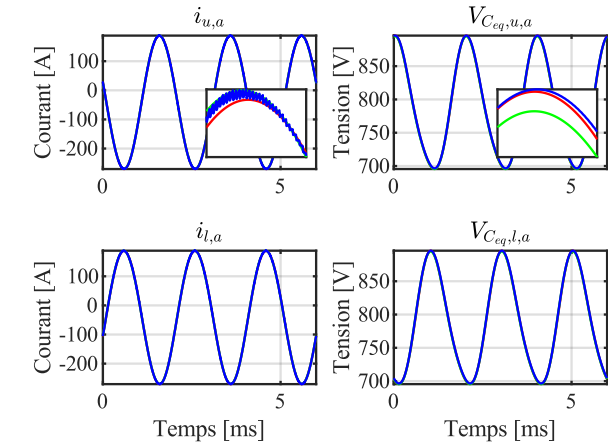


Fig. 6. Courant de bras et tension du condensateur de la phase a. Rouge : math ; Vert : AVE ; Bleu : SW

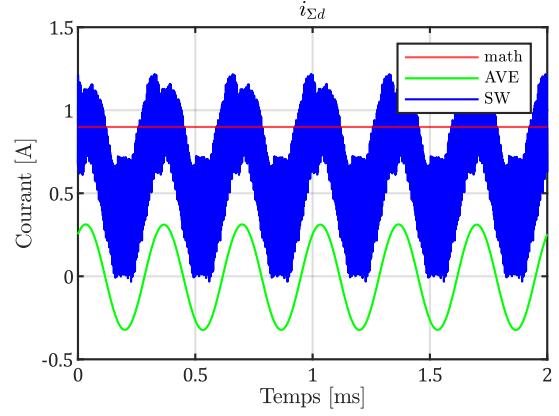


Fig. 7. Courant $i_{\Sigma d}$ montrant l'existence d'une harmonique 6 pour dans le cas du modèle moyen (AVE) et du modèle « commuté » (SW). La période des courants AC est égale à 2ms

D'après la Fig. 6, le modèle mathématique fournit des estimations proches de celles des modèles AVE et SW pour le courant dans le bras et la tension du condensateur équivalent. Cependant, la comparaison révèle une divergence dans le DHF. Cet écart peut indiquer que l'hypothèse concernant le filtrage des 3e et 6e harmoniques n'est pas validé. La Fig. 7 montre également que le courant circulant dans l'axe d contient une harmonique 6. L'erreur dans la valeur moyenne entre le modèle « math » et le modèle AVE est dû à l'invalidité de l'hypothèse concernant ces harmoniques.

Les différences entre le modèle $\Delta\Sigma_{dq0}$ et les simulations pour le courant DC, I_1 et I_2 ainsi que le HDF sont montrés dans les tableaux suivants :

Tableau 4. Erreur entre le modèle mathématique et le modèle moyen simulé sur les courants

$L_{arm}[\mu H]$	I_{dc} %	I_f %	I_{h2} %
30	0,29	0,16	179
40	0,33	0,101	63
50	0,31	0,04	17
60	0,13	0,01	7
70	0,47	0,05	13

Tableau 5. HDF_2 pour le modèle moyen et le modèle mathématique

$L_{arm}[\mu H]$	HDF_{2AVE} %	HDF_{2MATH} %
30	1,48	1,12
40	0,7	0,65
50	0,96	0,93
60	0,8	0,95
70	0,87	0,76

Le Tableau 4 montre que le modèle mathématique a du mal à estimer la 2e harmonique. En revanche, il estime l'amplitude du courant continu moyen et du fondamental avec une bonne précision.

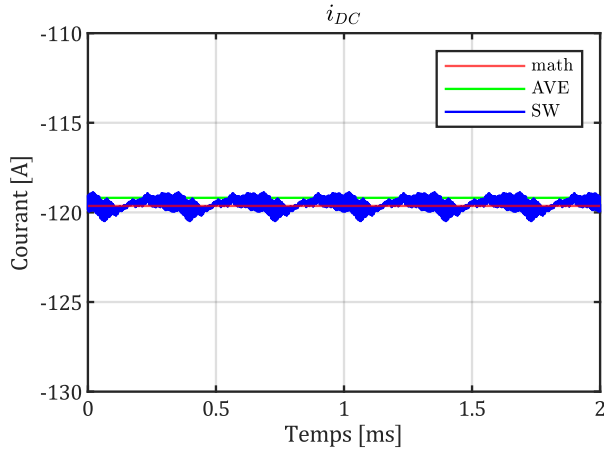


Fig. 8. Courant sur le bus DC ($f_{sw} = 50$ kHz)

La Fig. 8 indique montre l'existence d'un harmonique à 2ω sur le bus DC dans la simulation SW. Par ailleurs, la Fig. 9 révèle que l'amplitude de l'ondulation de courant à cette pulsation 2ω est affectée par la fréquence de commutation.

Lorsque la fréquence de commutation augmente, les ondulations du courant sur le bus continu diminuent. La fréquence d'ondulation est donnée par $N_m \times f_{dec}$. Par conséquent, la sélection d'un nombre approprié de modules et d'une fréquence de commutation permet de choisir les technologies les mieux adaptées à l'application.

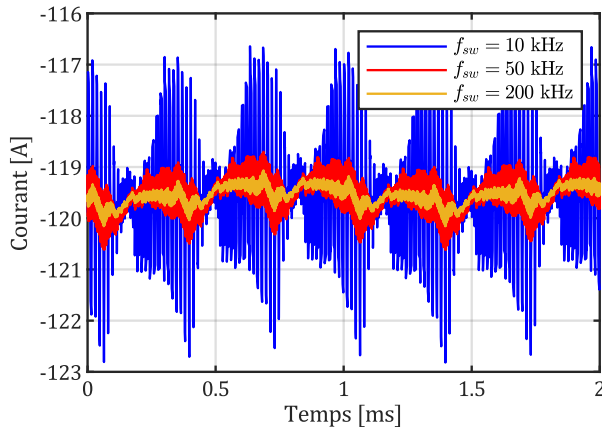


Fig. 9. Courant DC vs fréquence de commutation

Les résultats montrent que le modèle mathématique est efficace pour effectuer des choix initiaux de valeurs pour l'inductance du bras et la capacité du module. De plus, le modèle mathématique couplé à l'algorithme d'optimisation a permis une génération rapide d'un front de Pareto en l'espace d'une minute environ, par rapport à l'optimisation couplée à la simulation. Plus précisément, une simulation AVE prend environ une minute, tandis qu'une simulation SW à une fréquence de 50 kHz nécessite environ vingt minutes.

5. CONCLUSION

Cet article présente une méthode de dimensionnement des inductances et des condensateurs de bras d'un convertisseur MMC pour un application aéronautique originale, à tension et fréquence variables. L'utilisation du modèle moyen en $\Delta\Sigma$ dans l'espace dq0 du MMC couplé à un algorithme d'optimisation stochastique multi-objectif permet de trouver une solution optimale en un temps acceptable.

Les résultats de l'optimisation ont été comparés aux résultats de la simulation temporelle des modèles AVE et SW, qui indiquent que les résultats du modèle mathématique sont cohérents avec les résultats de la simulation. Toutefois, les hypothèses formulées dans le modèle mathématique ne tiennent pas pleinement compte des harmoniques du courant continu du bus DC, ce qui apparaît en particulier sur le 2e harmonique de ce courant.

Les travaux futurs se concentreront sur l'affinement du problème d'optimisation afin de mieux répondre aux objectifs de minimisation de la masse et d'augmentation de la densité de puissance. Par ailleurs, un prototype est en cours de développement afin de valider le modèle mathématique par des mesures expérimentales.

6. RÉFÉRENCES

- [1] J. W. Kolar et al., "PWM Converter Power Density Barriers," 2007 Power Conversion Conference - Nagoya, Nagoya, Japan, 2007
- [2] G. Deboy, O. Haeberlen and M. Treu, "Perspective of loss mechanisms for silicon and wide band-gap power devices," in CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, vol. 2, no. 2, pp. 89-100, 2017
- [3] R. Mattar, "Contribution à la conception d'onduleurs multicellulaires parallèles : Comparaison de topologies et analyse des imperfections des coupleurs magnétiques," Ph.D. thesis, Univ. Paris Saclay, Gif-sur-Yvette, 2022
- [4] N. Mohan, T. Undeland, W. Robbins, "Power Electronics: Converters, Applications, and Design," 3rd ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2003.
- [5] H. Hoffmann Sathler, "Optimization of GaN-based Series-Parallel Multilevel Three-Phase Inverter for Aircraft applications," Ph.D. thesis, Univ. Paris Saclay, Gif-sur-Yvette, 2021
- [6] A. Lesnicar and R. Marquardt, "An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range," 2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings, Bologna, Italy, 2003
- [7] B. Li, R. Yang, D. Xu, G. Wang, W. Wang and D. Xu, "Analysis of the Phase-Shifted Carrier Modulation for Modular Multilevel Converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 1, pp. 297-310, Jan. 2015
- [8] B. Džonlaga, "Contribution to the sizing of the modular multilevel converter," Ph.D. thesis, Univ. Paris Saclay, Gif-sur-Yvette, 2019
- [9] R. Coelho Medeiros, "Cryo-MMC - a Modular Multilevel Converter with Superconducting Coupled Arm Coils," Ph.D. thesis, Univ. Paris Saclay, Gif-sur-Yvette, 2022
- [10] G. Bergna-Diaz, J. Freytes, X. Guillaud, S. D'Arco and J. A. Suul, "Generalized Voltage-Based State-Space Modeling of Modular Multilevel Converters With Constant Equilibrium in Steady State," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 6, no. 2, pp. 707-725, June 2018
- [11] C. A. Coello Coello and M. S. Lechuga, "MOPSO: a proposal for multiple objective particle swarm optimization," *Proceedings of the 2002 Congress on*

Evolutionary Computation. CEC'02, Honolulu, HI, USA, 2002

- [12] S. Debnath, J. Qin, B. Bahrani, M. Saeedifard and P. Barbosa, "Operation, Control, and Applications of the Modular Multilevel Converter: A Review," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 37-53, Jan. 2015
- [13] Qingrui Tu, Zheng Xu, H. Huang and Jing Zhang, "Parameter design principle of the arm inductor in modular multilevel converter based HVDC," *2010 International Conference on Power System Technology*, Hangzhou, 2010