

Optimisation du nombre de sous-modules d'un convertisseur multiniveaux en cascade pour la chaîne de traction d'un véhicule électrique basée sur l'analyse des pertes de puissance

Daniel Galvis Castellanos
LAPLACE, Université de Toulouse
CNRS, INPT, UPS
Toulouse, France

daniel.galvis-castellanos@laplace.univ-tlse.fr

Guillaume Gateau
LAPLACE, Université de Toulouse
CNRS, INPT, UPS
Toulouse, France

guillaume.gateau@laplace.univ-tlse.fr

Marc Cousineau
LAPLACE, Université de Toulouse
CNRS, INPT, UPS
Toulouse, France

cousineau@laplace.univ-tlse.fr

Abstract—Cet article présente un critère pour aborder le problème d'optimisation consistant à trouver le nombre optimal de sous-modules N d'un onduleur multiniveaux en cascade pour l'application dans un véhicule électrique (VE). Il décrit comment calculer les pertes de puissance globales d'une topologie en pont-complet cascadié en fonction d'un nombre arbitraire de sous-modules avec une modulation en décalage de phase. La méthode est basée sur une analyse théorique du circuit. Ensuite, une analyse complémentaire est développée où un semiconducteur à large bande interdite (GaN) est spécifiquement choisi comme l'interrupteur de puissance, comparée à l'utilisation d'un MOS-FET. De plus, un environnement de simulation utilisant PLECS est employé pour vérifier les résultats obtenus. Un nombre optimal de $N = \{3, 4\}$ sous-modules par phase, pour lequel les pertes de puissance sont considérablement réduites, est obtenu.

Index Terms—Convertisseurs Cascadés Multiniveaux, chaîne de traction d'un VE, onduleur en pont-complet cascadié, pertes en commutation, pertes en conduction, GaN, modulation en décalage de phase

I. INTRODUCTION

Durant les dix dernières années, l'on observe une transition progressive de l'utilisation de l'onduleur classique à deux niveaux vers des topologies multiniveaux, en particulier dans les applications automobiles à forte puissance telles que les bateaux électriques, les trains électriques et les camions [1].

Dans le cas spécifique des véhicules électriques (VE), une tendance consiste à augmenter la tension de la batterie en haute tension (HT), passant des classiques 350V ou 400V à des tensions allant jusqu'à 800V voire 900V, principalement parce qu'en procédant ainsi, le volume et le poids des câbles sont réduits et la recharge extrêmement rapide peut être

Ce manuscrit est basé sur un article présenté lors de la conférence internationale IEEE sur les systèmes électriques pour l'aviation, le ferroviaire, la propulsion maritime et les véhicules routiers ainsi que la Conférence internationale sur l'électrification des transports (ESARS-ITEC), le 27 novembre 2024 à Naples, en Italie.

atteinte [2]. De plus, il existe un intérêt à atteindre une tolérance aux pannes, c'est-à-dire la capacité de fournir la fonction principale (conduire le moteur) même après la survenue d'une panne [3].

Parmi les stratégies classiques de tolérance aux pannes [4], les redondances au niveau des interrupteurs et des bras d'onduleur ne permettent pas de faire face à une panne de la source d'énergie elle-même. Une batterie défaillante signifie essentiellement la perte de l'ensemble du système de traction. Les redondances au niveau du système sont courantes dans les systèmes critiques en cas de panne, comme c'est le cas dans l'industrie aéronautique [5] ; cependant, l'augmentation des coûts et du poids d'une copie de secours de l'ensemble de la chaîne de traction n'est pas envisageable pour le marché des VE.

En conséquence, les redondances au niveau des modules apparaissent comme le choix naturel d'analyse, étant donné que le concept de fusionner la batterie HT avec l'onduleur de puissance est une idée récurrente trouvée dans la littérature [6] - [9].

Un intérêt particulier est porté à l'analyse des pertes de puissance d'un convertisseur multiniveaux en cascade présenté dans la Fig. 1, où chaque sous-module est essentiellement l'union entre une batterie DC isolée et une topologie de convertisseur de puissance.

Trois topologies ont été sélectionnées pour leurs caractéristiques de tolérance aux pannes : un pont-complet cascadié (CHB), une Cross-Switch en cascade (CSS) et une Active Neutral Point Clamped en cascade (CANPC). Cet article analyse spécifiquement la topologie CHB utilisant la technologie "ultra-wide bandgap" GaN pour les interrupteurs de puissance.

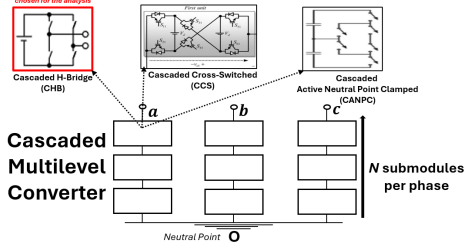


Fig. 1. Convertisseur Cascadé Multiniveaux avec N nombre de sous-modules.

La question cruciale posée par cet article est de déterminer le nombre optimal de sous-modules N en fonction de différents critères d'optimisation tels qu'un THD minimal, un rendement maximale, un coût minimal, une complexité de contrôle réduite et l'impact sur la tolérance aux pannes.

Une première approche réduite du problème est proposée dans cet article : comment calculer à la fois les pertes en conduction et en commutation d'une topologie CHB pour un nombre arbitraire N de sous-modules. De cette manière, il est possible de déterminer le rendement. En plus, l'utilisation des semiconducteurs GaN est comparée contre celle utilisant des MOSFETs.

L'article est divisé comme suit : la Section II détaille l'analyse théorique et les équations utilisées pour calculer les pertes de puissance, la Section III fournit une comparaison entre les calculs théoriques et les résultats de simulation, et la Section IV développe davantage sur la manière d'étendre l'étude pour un nombre arbitraire N de sous-modules lorsque un semiconducteur GaN est choisi comme interrupteur de puissance.

II. CALCUL THÉORIQUE DES PERTES DE PUISSANCE

A. Préambule: états d'un sous-module, niveaux de tension et modulation

Pour un sous-module du convertisseur, la topologie en pont-complet est constituée de quatre interrupteurs de puissance qui représentent deux cellules de commutation (un demi-pont gauche étiqueté CC_L et un demi-pont droit étiqueté CC_R), comme illustré dans la Fig. 2a. Un courant positif est défini dans le chemin montré dans la Fig. 2b.

Lorsqu'une stratégie de modulation unipolaire est employée un pont complet est capable de générer trois niveaux de tension. Pour faciliter l'analyse, le Tableau I présente les niveaux de tension de sortie correspondants à chaque état du sous-module, dans le cas d'un courant positif et sous modulation unipolaire.

La modulation unipolaire utilise deux porteuses avec un déphasage de 180° entre elles pour générer les commandes des grilles des interrupteurs, comme illustré dans la Fig. 3.

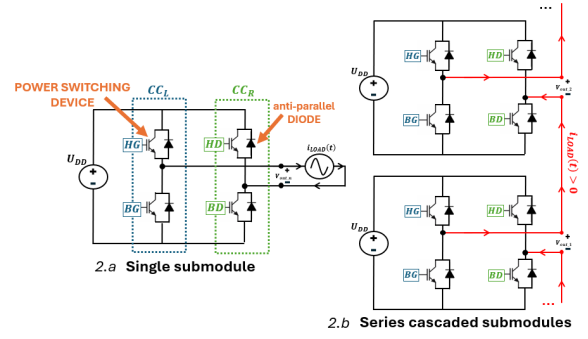


Fig. 2. Sous-modules d'un pont-complet avec un courant positif. 2.a Un seul sous-module, 2.b Sous-modules cascades en série

TABLE I
ÉTATS ET NIVEAUX DE TENSION D'UN SOUS-MODULE EN PONT-COMPLET

état de CC_L	état de CC_R	état du sous-module	niveau de tension
0	0	D	0, ou contourné
1	0	C	+U _{dd}
0	1	B	-U _{dd}
1	1	A	0, ou contourné

On suppose qu'une stratégie de modulation par déphasage est utilisée, de sorte que la puissance consommée par chaque sous-module soit la même [10].

$C_L(t)$ et $C_R(t)$ représentent les signaux de porteuse pour les deux CC_L et CC_R respectivement, ayant la même fréquence de commutation f_{sw} . De plus, $\alpha(t)$ représente le signal de modulation avec une fréquence de modulation f_{mod} et un indice de modulation $m \in [0, 1]$.

Il convient de noter l'existence d'une propriété comme illustré dans (1) :

$$C_R(t) = C_L(t + \frac{T_{sw}}{2}) \Leftrightarrow C_R(t) = -C_L(t) \quad (1)$$

Les fonctions booléennes $u_L(t)$ et $u_R(t)$, étant les signaux d'état des cellules de commutation, sont utiles pour définir les intervalles de conduction du courant de charge, et peuvent être définies de la manière suivante :

$$u_L(t) = \begin{cases} 1, & \alpha(t) > C_L(t) \\ 0, & \alpha(t) \leq C_L(t) \end{cases}$$

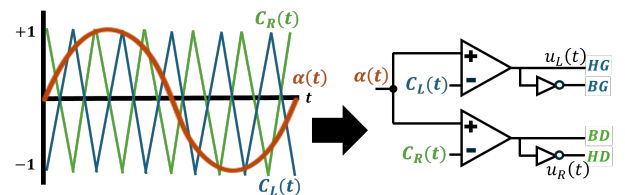


Fig. 3. Génération des signaux de commande de grille sous une modulation unipolaire

$$u_R(t) = \begin{cases} 1, & -\alpha(t) \geq C_L(t) \\ 0, & -\alpha(t) < C_L(t) \end{cases}$$

Notez que $-\alpha(t) \geq C_L(t)$ est équivalent à $\alpha(t) \leq C_R(t)$ lorsqu'on applique (1). Une autre propriété particulière suit lorsqu'on prend le signal NON d'une fonction booléenne et qu'on calcule sa valeur moyenne, comme illustré dans (2).

$$\text{si } \neg u_L(t) = (1 - u_L(t)), \text{ alors } \overline{(1 - u_L(t))} = \overline{u_R(t)} \quad (2)$$

où le symbole ' $\neg$ ' représente l'opération NON, et $\overline{u_R(t)}$ représente la valeur moyenne sur une période de commutation.

Les pertes de conduction et de commutation peuvent être calculées en utilisant une expression de la forme donnée (3) :

$$X + Y \cdot I_{AVG}^x + Z \cdot (I_{RMS}^x)^2 \quad (3)$$

où $x = M$ ou D fait référence respectivement à l'interrupteur de puissance ou à la diode anti-parallèle, les paramètres I_{AVG} et I_{RMS} représentent la valeur moyenne et la valeur efficace du courant de charge, et X, Y, Z sont des coefficients.

B. Détermination des Pertes en Conduction — P_c

Pour une technologie GaN, les pertes de puissance par conduction [11] peuvent être calculées en utilisant (4), équation très similaire celle utilisée pour un MOSFET :

$$P_{c,M} = R_{DS,ON} \cdot (I_{RMS}^M)^2 \quad (4)$$

En supposant qu'une charge arbitraire puisse être connectée au convertisseur, le courant de charge peut être exprimé comme dans (5) :

$$i_{LOAD}(t) = I_{RMS} \sqrt{2} \cdot \sin(\omega t - \theta) \quad (5)$$

où I_{RMS} est la valeur efficace du courant de charge, $\omega = 2\pi \cdot f_{mod}$ est la fréquence de la tension de référence, et θ est la différence de phase entre la tension de référence et le courant de charge, c'est-à-dire que $\cos(\theta)$ est le facteur de puissance.

Étant donné la nature principalement inductive de la charge dans les applications de véhicules électriques (VE), un courant de charge positif peut circuler pour $\alpha(t) > 0$ ou $\alpha(t) < 0$.

Le chemin du courant à travers un sous-module dépend des états des cellules de commutation. Pour la première demi-période (courant positif), ces chemins sont illustrés à la Fig. 4, et pour la seconde demi-période (courant négatif), ils sont représentés à la Fig. 5. L'intervalle de conduction est ainsi défini comme la fenêtre temporelle pendant laquelle l'interrupteur de puissance est actif en fonction des fonctions booléennes.

Le Tableau II résume les intervalles de conduction de chaque interrupteur de puissance en fonction du signe du

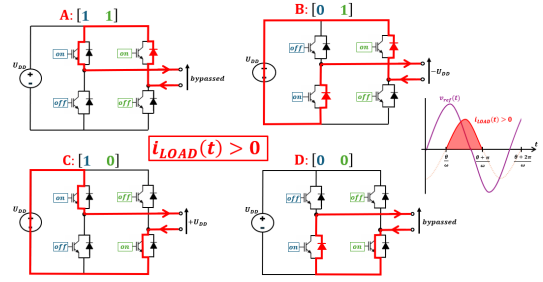


Fig. 4. Courant positif en fonction des états du sous-module, pendant la fenêtre temporelle $\frac{\theta}{\omega} \leq t < \frac{\theta+\pi}{\omega}$

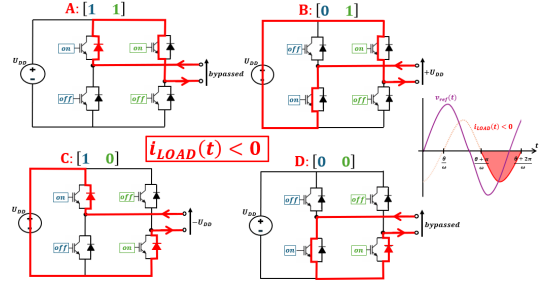


Fig. 5. Courant négatif en fonction des états du sous-module, pendant la fenêtre temporelle $\frac{\theta+\pi}{\omega} \leq t < \frac{\theta+2\pi}{\omega}$

courant de charge. À l'aide de ces intervalles, une intégrale est appliquée pour calculer les paramètres $I_{RMS}^M, I_{RMS}^D, I_{AVG}^M, I_{AVG}^D$ nécessaires pour calculer les pertes.

TABLE II
INTERVALLES DE CONDUCTION PAR INTERRUPTEUR EN FONCTION DU
SIGNE DU COURANT DE CHARGE

PREMIÈRE DEMI-PÉRIODE, i.e. courant de charge positif		
	Gauche	Droite
en Haut	M: $i_{LOAD}(t) \cdot u_L(t)$ D: $\emptyset$	M: $\emptyset$ D: $i_{LOAD}(t) \cdot u_R(t)$
en Bas	M: $\emptyset$ D: $i_{LOAD}(t) \cdot (1 - u_L(t))$	M: $i_{LOAD}(t) \cdot (1 - u_R(t))$ D: $\emptyset$
DEUXIÈME DEMI-PÉRIODE, i.e. courant de charge négatif		
	Gauche	Droite
en Haut	M: $\emptyset$ D: $i_{LOAD}(t) \cdot u_L(t)$	M: $i_{LOAD}(t) \cdot u_R(t)$ D: $\emptyset$
en Bas	M: $i_{LOAD}(t) \cdot (1 - u_L(t))$ D: $\emptyset$	M: $\emptyset$ D: $i_{LOAD}(t) \cdot (1 - u_R(t))$

où M représente l'interrupteur, et D la diode anti-parallèle

Définissez les limites d'intégration $a = \frac{\theta}{\omega}$, $b = \frac{\theta+\pi}{\omega}$, $c = \frac{\theta+2\pi}{\omega}$ et l'intervalle d'intégration comme une période du courant de charge. En prenant l'exemple de l'interrupteur de puissance en bas à gauche, notez que l'interrupteur ne conduit que dans l'intervalle $[b, c]$ défini par $\neg u_L(t)$ (ou CC_L dans l'état "0").

Les expressions analytiques (6), (7), (8) et (9) sont le résultat de l'application de l'intégration pour l'interrupteur de puissance en bas à gauche. Ces expressions sont également

vraies pour les trois interrupteurs de puissance restants grâce à la symétrie y présente.

$$I_{RMS}^M = \sqrt{\frac{\omega}{2\pi} \int_b^c (i_{LOAD}(t))^2 \cdot (1 - u_L(t)) dt}$$

$$= I_{RMS} \sqrt{2} \cdot \sqrt{\frac{8m \cdot \cos(\theta) + 3\pi}{24\pi}} \quad (6)$$

$$I_{AVG}^M = \frac{\omega}{2\pi} \int_b^c i_{LOAD}(t) \cdot (1 - u_L(t)) dt$$

$$= I_{RMS} \sqrt{2} \cdot \left(\frac{\pi m \cdot \cos(\theta) + 4}{8\pi} \right) \quad (7)$$

$$I_{RMS}^D = \sqrt{\frac{\omega}{2\pi} \int_a^b (i_{LOAD}(t))^2 \cdot (1 - u_L(t)) dt}$$

$$= I_{RMS} \sqrt{2} \cdot \sqrt{\frac{3\pi - 8m \cdot \cos(\theta)}{24\pi}} \quad (8)$$

$$I_{AVG}^D = \frac{\omega}{2\pi} \int_b^c (i_{LOAD}(t))^2 \cdot (1 - u_L(t)) dt$$

$$= I_{RMS} \sqrt{2} \cdot \left(\frac{4 - \pi m \cdot \cos(\theta)}{8\pi} \right) \quad (9)$$

En appliquant (2), il s'ensuit que la valeur moyenne $\neg u_L(t)$ peut être substitué par le rapport cyclique donné par $\overline{u_R}(t) = -(\frac{1+\alpha(t)}{2}) = -(\frac{1+m \cdot \sin(\omega t)}{2})$.

C. Détermination des Pertes en Commutation — P_{sw} *

Le Tableau III synthétise la description de tous les paramètres qui seront utilisés pour le calcul, ainsi que les valeurs choisies tirées d'une fiche technique [12] comme exemple d'application.

1) Calcul de l'Énergie d'Amorçage — E_{ON} :

Pour un transistor GaN, l'énergie d'amorçage est due à l'énergie de commutation du transistor, et peut être calculée en utilisant (10).

$$E_{ON,M} = \int_0^{t_{ri}+t_{fu}} u_{DS}(t) \cdot i_{DS}(t) dt$$

$$= U_{DD} i_{DS} \cdot \frac{t_{ri} + t_{fu}}{2} \quad (10)$$

*Veuillez noter que la majeure partie de cette procédure provient directement de la note d'application dans [11]. Les équations sont réarrangées pour se conformer à (3).

Dans le but de trouver une expression sous la forme de (3), on peut définir un gain K_{fu} tel que :

$$t_{fu} = (U_{DD} - R_{DS,ON} \cdot i_{DS}) \cdot \frac{R_G}{2} \left(\frac{C_{GD1} + C_{GD2}}{u_{Dr} - u_{plateau}} \right)$$

$$t_{fu} = (U_{DD} - R_{DS,ON} \cdot i_{DS}) \cdot K_{fu} \quad (11)$$

TABLE III
DESCRIPTION DES PARAMÈTRES DU TRANSISTOR GAN POUR LE CALCUL DES PERTES EN COMMUTATION

Paramètres GaN — GS61008P			
Paramètre	Description	val	unité
u_{DS}	valeur de la tension de cellule U_{DD}	200	V
$i_{DS}(t)$	courant pendant l'état ON	$i_{LOAD}(t)$	A
$R_{DS,ON}$	résistance pendant l'état ON	7	mΩ
Q_{rr}	charge de récupération inverse	∅	nC
u_{Dr}	tension de sortie du driver	10	V
R_G	résistance de grille	0.8	Ω
C_{GD1}	première capacitance gate-drain	8	pF
C_{GD2}	deuxième capacitance gate-grain	15	pF
$u_{plateau}$	tension du plateau Miller	3.5	V
t_{ri}	temps de montée	12.4	ns
t_{fi}	temps de descente	22	ns
t_{fu}	temps du plateau à l'amorçage	—	s
t_{ru}	temps du plateau au blocage	—	s

et donc en substituant (11) dans (10), l'énergie à l'amorçage peut être calculée en utilisant (12).

$$E_{ON,M} = \left(\frac{U_{DD} t_{ri} + U_{DD}^2 K_{fu}}{2} \right) i_{DS}$$

$$- \left(\frac{U_{DD} R_{DS,ON} K_{fu}}{2} \right) i_{DS}^2 \quad (12)$$

2) Calcul de l'Énergie au Blocage — E_{OFF} :

Par une analyse similaire, $E_{OFF,M}$ est uniquement due à l'énergie d'extinction du transistor, suivant (13) :

$$E_{OFF,M} = \int_0^{t_{ru}+t_{fi}} u_{DS}(t) \cdot i_{DS}(t) dt$$

$$= U_{DD} i_{DS} \cdot \frac{t_{ru} + t_{fi}}{2} \quad (13)$$

Un gain K_{ru} est défini dans le but de trouver une expression sous la forme de (3), tel que :

$$t_{ru} = (U_{DD} - R_{DS,ON} \cdot i_{DS}) \cdot \frac{R_G}{2} \left(\frac{C_{GD1} + C_{GD2}}{u_{plateau}} \right)$$

$$t_{ru} = (U_{DD} - R_{DS,ON} \cdot i_{DS}) \cdot K_{ru} \quad (14)$$

et donc en substituant (14) dans (13), l'énergie au blocage peut être calculée en utilisant (15).

$$E_{OFF,M} = \left(\frac{U_{DD} t_{fi} + U_{DD}^2 K_{ru}}{2} \right) i_{DS}$$

$$- \left(\frac{U_{DD} R_{DS,ON} K_{ru}}{2} \right) i_{DS}^2 \quad (15)$$

En effectuant un zoom sur une période de commutation, l'énergie totale est simplement la somme de la contribution pendant l'amorçage et le blocage pour le transistor GaN. Le Tableau IV récapitule les coefficients donnés sous la forme de (3).

En effectuant un zoom sur une période du courant de charge, la perte de commutation totale due à chaque intervalle de

TABLE IV
COEFFICIENTS X, Y, Z DES PERTES TOTALES PAR COMMUTATION
($E_{ON} + E_{OFF}$)

GaN	
X_M	$\emptyset$
Y_M	$(\frac{U_{DD}^2 t_{ri} + U_{DD}^2 K_{fu}}{2}) + (\frac{U_{DD}^2 t_{fi} + U_{DD}^2 K_{ru}}{2})$
Z_M	$-[(\frac{R_{DS,ON} K_{fu}}{2}) + (\frac{R_{DS,ON} K_{ru}}{2})]$

commutation peut être calculée en intégrant la somme de (12) et (13) pour le transistor GaN :

$$P_{sw,M} = \frac{1}{T_{sw}} \cdot \frac{1}{T_{mod}} \int_a^c E_{ON,M} + E_{OFF,M} dt$$

$$= f_{sw} \cdot \frac{\omega}{2\pi} \left(X_M \int_a^c dt + Y_M \int_a^c i_{DS} dt + Z_M \int_a^c i_{DS}^2 dt \right)$$

$$P_{sw,M} = f_{sw} [X_M \cdot \Delta_{sw} + Y_M \cdot i_{AVG} + Z_M \cdot (i_{RMS})^2] \quad (16)$$

où Δ_{sw} représente l'intervalle de temps d'amorçage par interrupteur de puissance et $i_{DS} = i_{LOAD}(t)$. L'expression (16) peut être utilisée pour calculer les pertes de puissance en commutation pour le transistor GaN.

TABLE V
PARAMÈTRES DE SIMULATION POUR UNE APPLICATION 1.5 kW

Paramètre	Description	valeur	unité
U_{DD}	tension d'une cellule de batterie	200	V
f_{sw}	fréquence de la porteuse	10	kHz
f_{mod}	fréquence de la modulante	15	Hz
m	indice de modulation	1	-
R_s	résistance du stator	4.8	Ω
L_s	inductance du stator	160	mH
I_{RMS}	valeur efficace du courant de charge	8.94	A
$\cos(\theta)$	facteur de puissance	0.303	-
dT	temps mort (pendant OFF-OFF)	100	ns

III. EXTENSION À UN NOMBRE N DE SOUS-MODULES

Dans cette analyse, seule la variable du nombre de sous-modules N est étudiée, tandis que les autres paramètres restent constants, conformément aux considérations de la Section II.

Pour un convertisseur multiniveaux en cascade, la fréquence de commutation apparente de la tension ligne-neutre $f_{sw,out}$ pour une phase donnée est donnée par l'équation (17).

$$f_{sw,out}(N) = f_{sw} \cdot 2N \quad (17)$$

À titre d'illustration, un onduleur CHB avec $N=2$ et une fréquence de commutation $f_{sw}=2,5$ kHz présente une fréquence de commutation apparente de sortie $f_{sw,out}=10$ kHz. Ce phénomène découle directement de l'architecture multiniveaux de l'onduleur et permet, potentiellement, de réduire f_{sw} à mesure que N augmente.

Par ailleurs, la tension totale de la batterie étant maintenue constante, l'augmentation du nombre de sous-modules diminue la tension u_{DS} appliquée à chacun d'eux, selon (18).

$$u_{DS}(N) = \frac{U_{DD}}{N} \quad (18)$$

Cette réduction implique une diminution des pertes en conduction et en commutation pour chaque sous-module. Théoriquement, cela autoriserait l'utilisation d'interrupteurs de puissance de plus faible tension nominale, offrant ainsi un meilleur rendement.

A. *Avantage de l'utilisation du GaN en tant que interrupteur de puissance : conduction du courant inverse à travers son canal*

Une façon de réduire considérablement les pertes de conduction est de permettre au courant de charge négatif de circuler à travers le canal du transistor GaN. La Fig. 6 résume le principe.

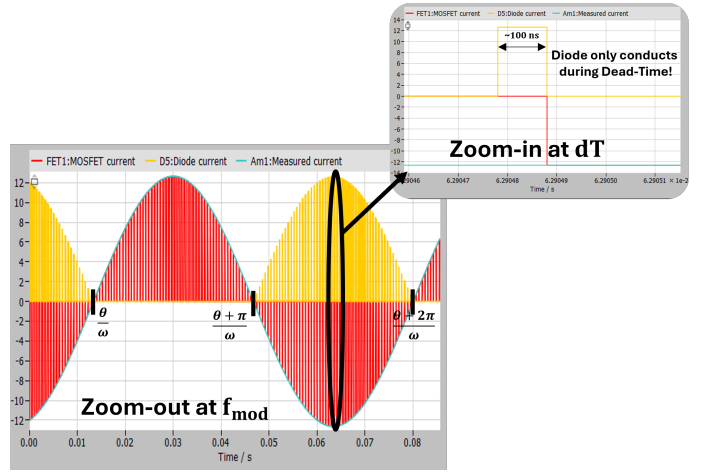


Fig. 6. Conduction inverse du courant à travers le canal du transistor GaN

En conséquence, la majeure partie du courant circulera à travers le canal du transistor GaN pour les courants positifs et négatifs.

Les résultats suivants exploreront ce qui se passe avec les pertes de puissance lorsque $N \in [1, 13]$.

B. *Fréquence de commutation apparente constante de la tension ligne-neutre ($f_{sw,out}$ fixe, f_{sw} variable)*

La Fig. 7 montre les pertes de puissance simulées par sous-module ($\times 4$ interrupteurs de puissance) tandis que la Fig. 8 montre les pertes de puissance simulées par phase ($\times N$ sous-modules).

Notez que, à mesure que le nombre de sous-modules augmente, les pertes de commutation sont considérablement réduites. De plus, la plupart des pertes sont dues aux pertes de conduction du transistor GaN. Pour un seul sous-module, remarquez que ces pertes tendent vers une valeur de plateau ;

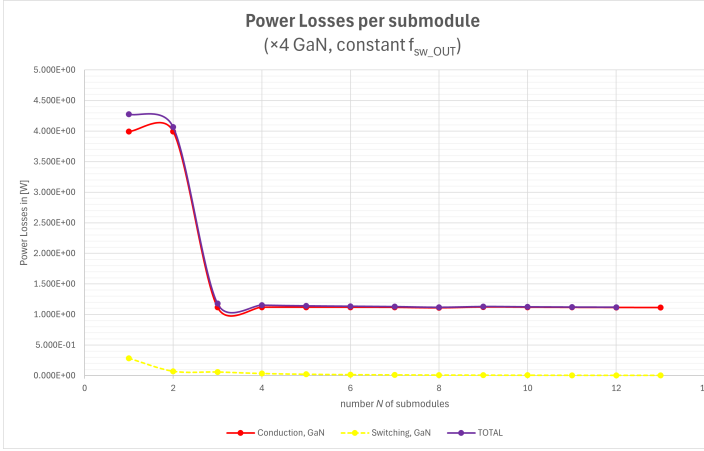


Fig. 7. Pertes de puissance par sous-module ($\times 4$ interrupteurs de puissance) pour une fréquence de commutation de sortie **constante** $f_{sw,out} = 10$ kHz

par conséquent, pour une seule phase, les pertes continueront d'augmenter à mesure que N augmente. La Fig. 8 révèle que les pertes totales sont minimales pour $N = \{3, 4\}$.

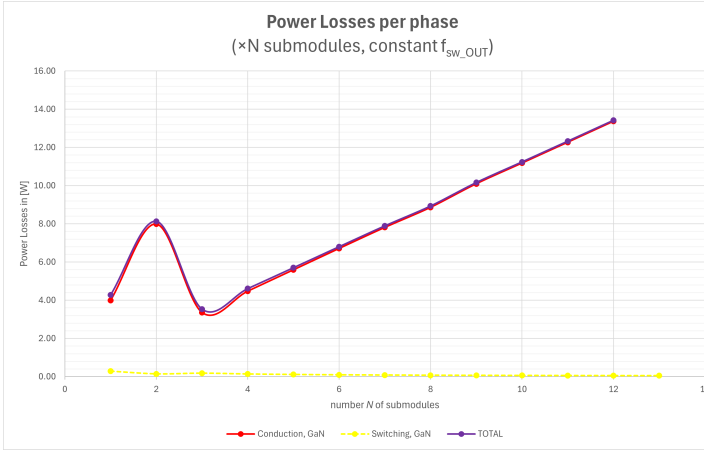


Fig. 8. Pertes de puissance par phase ($\times N$) pour une fréquence de commutation de sortie **constante** $f_{sw,out} = 10$ kHz.

C. Fréquence de commutation apparente variable de la tension ligne-neutre ($f_{sw,out}$ variable, f_{sw} fixe)

La Fig. 9 montre les pertes de puissance simulées par phase ($\times N$ sous-modules). Notez que les pertes totales présentées dans la Fig. 8 sont environ 20% inférieures, la plus grande différence étant la tendance des pertes de commutation. Néanmoins, la Fig. 9 montre que les pertes de commutation diminuent toujours à mesure que le nombre de sous-modules augmente. Fait intéressant, les pertes les plus faibles sont obtenues pour un nombre de sous-modules autour de $N = \{3, 4\}$.

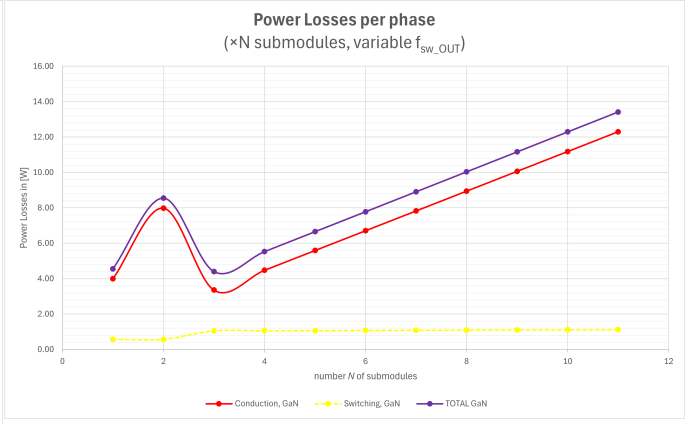


Fig. 9. Pertes de puissance par phase ($\times N$) pour une fréquence de commutation de sortie **variable** $f_{sw,out}$

IV. CONCLUSIONS

Afin de résoudre le problème d'optimisation consistant à trouver le nombre optimal N de sous-modules d'un Convertisseur Multiniveaux en Cascade, cet article a présenté une méthode d'optimisation basée sur le calcul des pertes de conduction et de commutation d'une topologie en pont-complet en cascade avec des GaN comme technologie d'interrupteurs de puissance. Une application pour un VE de petite échelle de 1,5 kW a été étudiée, pour laquelle un environnement de simulation dans PLECS a été conçu.

En étendant l'analyse à N sous-modules, il a été montré que pour un nombre $N = \{3, 4\}$, les pertes de puissance totales atteignent leur point le plus bas. De plus, les pertes de conduction des GaN semblent être les principales contributrices pour un grand nombre de sous-modules.

En maintenant un $f_{sw,out}$ constant en diminuant le f_{sw} à chaque inclusion d'un nouveau sous-module, les pertes de puissance de commutation totales sont réduites de 20% par rapport à une fréquence de commutation de sortie variable, pour laquelle la fréquence de commutation de base est maintenue constante.

Les travaux futurs devront non seulement développer davantage comment inclure d'autres critères pour résoudre le problème d'optimisation tels que, par exemple : le coût total, la complexité de la commande et l'architecture système nécessaire (capteurs et protocole de communication), mais également analyser l'impact d'une fréquence de commutation de base variable, des technologies d'interrupteurs de puissance différentes, l'impact des différents points de fonctionnement de l'onduleur (qui dépendent du profil couple-vitesse nécessaire à une machine de traction), et la température de fonctionnement pour une estimation plus complète des pertes de puissance.

ACKNOWLEDGMENT

Cet article et les recherches qu'il contient n'auraient pas été possibles sans le soutien du laboratoire commun de recherche sur les systèmes embarqués pour la conduite autonome, le "SEMA" (*Systèmes Embarqués pour la Mobilité Autonome*) entre NXP Semiconductors et le laboratoire LAPLACE.

REFERENCES

- [1] J. Reimers, L. Dorn-Gomba, C. Mak and A. Emadi, "Automotive Traction Inverters: Current Status and Future Trends," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 68, no. 4, pp. 3337-3350, April 2019, doi: 10.1109/TVT.2019.2897899.
- [2] A. Poorfakhraei, M. Narimani and A. Emadi, "A Review of Multilevel Inverter Topologies in Electric Vehicles: Current Status and Future Trends," in *IEEE Open Journal of Power Electronics*, vol. 2, pp. 155-170, 2021, doi: 10.1109/OJPEL.2021.3063550.
- [3] B. Mirafzal, "Survey of Fault-Tolerance Techniques for Three-Phase Voltage Source Inverters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp. 5192-5202, Oct. 2014, doi: 10.1109/TIE.2014.2301712.
- [4] W. Zhang, D. Xu, P. N. Enjeti, H. Li, J. T. Hawke and H. S. Krishnamoorthy, "Survey on Fault-Tolerant Techniques for Power Electronic Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 12, pp. 6319-6331, Dec. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2014.2304561
- [5] H. Schefer, L. Fauth, T. H. Kopp, R. Mallwitz, J. Friebe and M. Kurrat, "Discussion on Electric Power Supply Systems for All Electric Aircraft," in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 84188-84216, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2991804.
- [6] T. Kim, W. Qiao and L. Qu, "Series-connected self-reconfigurable multicell battery," 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Fort Worth, TX, USA, 2011, pp. 1382-1387, doi: 10.1109/APEC.2011.5744772.
- [7] Komsijska, L.; Buchberger, T.; Diehl, S.; Ehrensberger, M.; Hanzl, C.; Hartmann, C.; Hölzle, M.; Kleiner, J.; Lewerenz, M.; Liebhart, B.; et al. Critical Review of Intelligent Battery Systems: Challenges, Implementation, and Potential for Electric Vehicles. *Energies* 2021, 14, 5989. <https://doi.org/10.3390/en14185989>
- [8] Thomas, R.; Lehmann, F.; Blatter, J.; Despesse, G.; Heiries, V. Performance Analysis of a Novel High Frequency Self-Reconfigurable Battery. *World Electr. Veh. J.* 2021, 12, 10. <https://doi.org/10.3390/wevj12010010>
- [9] Vivert, M.; Diez, R.; Cousineau, M.; Bernal Cobaleda, D.; Patino, D. Decentralized Control for the Cell Power Balancing of a Cascaded Full-Bridge Multilevel Converter. *Energies* 2023, 16, 4352. <https://doi.org/10.3390/en16114352>
- [10] Barros, L.A.M.; Martins, A.P.; Pinto, J.G. A Comprehensive Review on Modular Multilevel Converters, Submodule Topologies, and Modulation Techniques. *Energies* 2022, 15, 1078. <https://doi.org/10.3390/en15031078>
- [11] Dr. Dušan Graovac, M. P. (2006, July). MOSFET power losses calculation using the datasheet parameters. Retrieved from INFINEON: Application Note v1.1 2006-07, 70-41484
- [12] INFINEON. (2023, February 07). OptiMOS 5 Power Transistor, Datasheet. Retrieved from IAUT300N10S5N014.