

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



**Département  
d'Electrotechnique**

Thèse préparée au Laboratoire de  
Recherche en Electrotechnique et  
Laboratoire de Commande des  
Processus

**THESE**

Pour l'obtention du titre de Docteur en Electrotechnique

Présentée Par :

**Sabri SEKHRI**

Thème

**Analyse et Evaluation des Performances Electriques et  
Thermiques du Convertisseur Matriciel Indirect  
Pentaphasé**

Soutenue publiquement le 13/04/2025

devant le Jury composé de :

Président :	- BOUDJEMA Fares	Prof. ENP
Directeurs de Thèse :	- MAHMOUDI Mohand Oulhadj	Prof. ENP
	- BERKOUK El Madjid	Prof. ENP
Examineurs :	- BOUDANA Djamel	Prof. ENP
	- TALHA Abdelaziz	Prof. USTHB
Invité :	- BENACHOUR Ali	MCA ENSTA

**ENP 2025**



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



**Département  
d'Electrotechnique**

Thèse préparée au Laboratoire de  
Recherche en Electrotechnique et  
Laboratoire de Commande des  
Processus

**THESE**

Pour l'obtention du titre de Docteur en Electrotechnique

Présentée Par :

**Sabri SEKHRI**

Thème

**Analyse et Evaluation des Performances Electriques et  
Thermiques du Convertisseur Matriciel Indirect  
Pentaphasé**

Soutenue publiquement le 13/04/2025

devant le Jury composé de :

Président :	- BOUDJEMA Fares	Prof. ENP
Directeurs de Thèse :	- MAHMOUDI Mohand Oulhadj	Prof. ENP
	- BERKOUK El Madjid	Prof. ENP
Examineurs :	- BOUDANA Djamel	Prof. ENP
	- TALHA Abdelaziz	Prof. USTHB
Invité :	- BENACHOUR Ali	MCA ENSTA

**ENP 2025**

## ملخص:

تقوم هذه الدراسة بمقارنة أربع استراتيجيات تعديل تم تطبيقها على محولات مصدر الجهد ذات الخمس مراحل (5PH-VSI) تحت حمولة متوازنة وغير متوازنة: التعديل بعرض النبضة باستخدام الموجة الجيبية (S-PWM)، التعديل بعرض النبضة بحقن التوافقي الخامس (FH-PWM)، التعديل الشعاعي باستخدام شعاعين (2V-SVPWM)، والتعديل الشعاعي باستخدام أربعة أشعة (4V-SVPWM)؛ وتطبيق هاتين الأخيرتين على محولات المصفوفة غير المباشرة ذات الخمس مراحل (5PH-IMC) تحت حمولة متوازنة. تعتمد الدراسة على المحاكاة لتحليل النتائج بناءً على: التوافقيات منخفضة الترتيب (LOH)، مؤشر التعديل الأقصى (TMR)، جهد الوضع الشائع (TMC)، والتشويه التوافقي الكلي (THD). ولتأكيد نتائج المحاكاة لهذه المعايير، يتم استخدام منصة اختبار تجريبية تشمل 5PH-IMC يغذي حمولة R-L، وتتحكم بها لوحة متحكم STM32F4-DISCOVERY منخفضة التكلفة. بالإضافة إلى ذلك، يتم استخدام نهج رياضي لحساب إجمالي الخسائر الحرارية (TTL) ثم يتم تنفيذ المحاكاة باستخدام برنامج محاكاة الدوائر الكهربائية الخطية (PLECS) لتقييم استراتيجيات التعديل بناءً على: خسائر التوصيل (CL)، خسائر التحويل (SL)، TTL، الكفاءة، ومقاومة المبرد الحراري الحرارية القصوى المسموح بها (RTAM). تشير النتائج إلى أن طريقة 4V-SVPWM تظهر أفضل كفاءة من حيث THD. علاوة على ذلك، تُظهر أدنى TTL عند ترددات التحويل العالية، مما يتيح أفضل كفاءة ويقلل من RTAM. من ناحية أخرى، يوفر 2V-SVPWM أعلى TMR، لكن ذلك يأتي على حساب TTL العالية وظهور بعض LOH. بالإضافة إلى ذلك، يُظهر أعلى TMC للحمل غير المتوازن. توفر S-PWM و FH-PWM ميزة التنفيذ الأبسط.

## الكلمات المفتاحية:

الموجة الحاملة، مقاومة المبرد الحراري الحرارية، محول المصفوفة غير المباشر ذو الخمس مراحل، التعديل بعرض النبضة، المتجه الفضائي، STM32F4-DISCOVERY، الخسائر الحرارية، محول مصدر الجهد.

## Abstract:

This study compares four modulation strategies applied to five-phase voltage source inverters (5PH-VSI) under balanced and unbalanced load: sine wave pulse width modulation (S-PWM), fifth-harmonic injection PWM (FH-PWM), two-vectors space vector-PWM (2V-SVPWM), and four-vectors space vector-PWM (4V-SVPWM); and these two lasts applied to five-phase indirect matrix converter (5PH-IMC) under balanced load. We utilize simulations to analyze the results based on: low-order harmonics (LOH), maximum modulation index (TMR), common mode voltage (CMV), and total harmonic distortion (THD). An experimental test-bench, including a 5PH-IMC feeding an R-L load, and controlled by a low-cost STM32F4-DISCOVERY microcontroller board, is employed for experimental validation. Additionally, a mathematical approach is used to calculate the total thermal losses (TTL) then simulations are performed using Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation (PLECS) software to assess the modulation schemes based on: conduction losses (CL), switching losses (SL), TTL, the efficiency, and the maximum permissible heat sink thermal resistance (RTAM). The results indicate that the 4V-SVPWM method demonstrates superior efficiency in terms of THD. Furthermore, it showcases the lowest TTL at high switching frequencies, allowing for the best efficiency and minimizing RTAM. On the other hand, 2V-SVPWM offers the highest TMR, but this comes at the cost of high TTL and some LOHs appearing. In addition, it exhibits the highest CMV for unbalanced load. S-PWM and FH-PWM offer the advantage of simpler implementation.

## Key words:

Carrier based, heat sink thermal resistance, five-phase indirect matrix converter, pulse width modulation, space vector, STM32F4-DISCOVERY, thermal losses, voltage source inverter

## Résumé :

Cette étude compare quatre stratégies de modulation appliquées à l'onduleur pentaphasé à source de tension (5PH-VSI) sous charge équilibrée et déséquilibrée : la modulation par largeur d'impulsion sinusoïdale (S-PWM), PWM avec injection de la cinquième harmonique (FH-PWM), la modulation vectorielle à deux vecteurs (2V-SVPWM) et la modulation vectorielle à quatre vecteurs (4V-SVPWM) ; et ces deux dernières appliquées au convertisseur matriciel indirect pentaphasé (5PH-IMC) sous charge équilibrée. Nous utilisons des simulations pour analyser les résultats en termes de : les harmoniques de bas ordre (), le taux maximal de réglage (TMR), la tension de mode commun (TMC) et la distorsion harmonique totale (THD). Un banc d'essai expérimental, comprenant un 5PH-IMC alimentant une charge R-L et contrôlé par une carte microcontrôleur STM32F4-DISCOVERY à faible coût, est utilisé pour la validation expérimentale. De plus, une approche mathématique est utilisée pour calculer les pertes thermiques totales (PTT), puis des simulations sont effectuées à l'aide du logiciel Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation (PLECS) pour évaluer les schémas de modulation en termes de: pertes de conduction (PCD), pertes de commutation (PCM), PTT, l'efficacité et la résistance thermique maximale admissible du dissipateur thermique (RTAM). Les résultats indiquent que la méthode 4V-SVPWM démontre une efficacité supérieure en termes de THD. En outre, elle présente les PTT les plus basses à des fréquences de commutation élevées, permettant ainsi la meilleure efficacité et minimisant la RTAM. En revanche, la 2V-SVPWM offre le TMR le plus élevé, mais cela se fait au détriment de PTT élevées et de l'apparition de certaines HFF. De plus, elle présente la TMC le plus élevé pour une charge déséquilibrée. Les méthodes S-PWM et FH-PWM offrent l'avantage de simplicité.

## Mots clés :

A base de porteuse, résistance thermique du dissipateur, convertisseur matriciel indirect pentaphasé, modulation par largeur d'impulsion, vecteur spatial, STM32F4-DISCOVERY, pertes thermiques, onduleur à source de tension.

## **Remerciements**

Je tiens tout d'abord à exprimer ma gratitude envers Allah, le Tout-Puissant, pour m'avoir accordé la volonté, la patience et la santé nécessaires durant toutes ces longues années d'études.

Je souhaite remercier chaleureusement les responsables du Laboratoire de Commande et de Processus, au sein duquel ce travail a été réalisé, pour leur soutien et les ressources mises à disposition.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance et mes sincères remerciements à mes directeurs de thèse, M. M.O. Mahmoudi et M. E.M. Berkouk, professeurs à l'École Nationale Polytechnique, pour m'avoir confié ce sujet de recherche, pour leur patience et leur précieuse aide tout au long de ce projet jusqu'à son achèvement.

Je tiens également à exprimer ma profonde gratitude à notre invité, Dr. A. Benachour, MCA à l'ESSA, pour son soutien inestimable tout au long de mes années de doctorat. Son encadrement bienveillant et ses conseils avisés ont été essentiels à l'avancement de mes travaux de recherche. Au-delà de son expertise académique, son amitié et son dévouement ont été une source constante de motivation et d'inspiration. Je le remercie pour sa générosité et sa contribution inestimable à cette thèse.

Je souhaite également remercier M. Boudjema Fares, professeur à l'École Nationale Polytechnique, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury. Mes remerciements vont également aux membres examinateurs qui ont bien voulu participer à l'évaluation de ce travail et pour l'intérêt qu'ils y ont porté, en particulier :

- M. Djamel Boudana, professeur à l'ENP
- M. Abdelaziz Talha, professeur à l'USTHB

Enfin, je tiens à remercier toutes les personnes qui m'ont aidé, de près ou de loin, tout au long de mon cursus. Leur soutien et leurs encouragements ont été précieux pour l'accomplissement de cette thèse.

# **Table des matières**

# Table des matières

**LISTE DES TABLEAUX**

**LISTE DES FIGURES**

**LISTE DES SYMBOLES**

**INTRODUCTION GENERALE ..... 16**

**CHAPITRE 1. GENERALITES ET ETAT DE L'ART SUR LES CONVERTISSEURS  
MATRICIELS ..... 21**

**1.1 INTRODUCTION.....21**

**1.2 REVUE SUR LES CONVERTISSEURS MATRICIELS (CM) .....22**

**1.2.1 INTERRUPTEURS BIDIRECTIONNELS .....24**

**1.2.2 CIRCUIT DE CLAMPAGE .....25**

**1.2.3 FILTRE D'ENTREE.....26**

**1.2.4 COMMUTATION ET NOMBRE DE COMMUTATIONS .....26**

**1.2.5 PROGRES DANS LA MODULATION ET LE CONTROLE DES CM .....27**

**1.3 AVANCEES TOPOLOGIQUES DES CONVERTISSEURS MATRICIELS .....30**

**1.3.1 PROGRES DES CONVERTISSEURS MATRICIELS DIRECTS .....30**

**1.3.2 PROGRES DES CONVERTISSEURS MATRICIELS INDIRECTS.....34**

**1.4 COMPARAISON ENTRE LES CM ET LES AC-DC-AC CONVENTIONNELS .....35**

**1.5 PROGRES DANS LA RECHERCHE SUR LES CONVERTISSEURS MATRICIELS MULTIPHASES.....36**

**1.6 APPLICATIONS DES CONVERTISSEURS MATRICIELS DANS L'INDUSTRIE .....38**

**1.6.1 INTEGRATION DE L'ENERGIE EOLIENNE.....39**

**1.6.2 APPLICATION DES MICROGRIDS .....41**

**1.6.3 RECHARGE SANS FIL DES VEHICULES ELECTRIQUES .....41**

**1.6.4 STOCKAGE D'ENERGIE BASE SUR VOLANTS D'INERTIE.....41**

**1.6.5 CONTROLEUR DE FLUX DE PUISSANCE UNIFIE .....41**

**1.6.6 VARIATEURS A USAGE GENERAL .....41**

**1.7 CONCLUSION.....44**

**CHAPITRE 2. PERFORMANCES ELECTRIQUES DE STRATEGIES DE  
MODULATION APPLIQUEES AU CONVERTISSEUR MATRICIEL  
INDIRECT PENTAPHASE: ETUDE THEORIQUE ..... 46**

**2.1. INTRODUCTION.....46**

**2.2. MODELE DU CONVERTISSEUR MATRICIEL INDIRECT PENTAPHASE.....47**

**2.2.1 Application de la SVM à l'étage redresseur .....48**

**2.2.2 Simulation de la SVM appliquée à l'étage redresseur .....50**

**2.3. COMMANDE DE L'ETAGE ONDULEUR.....50**

**2.3.1 Sine PWM (S-PWM) .....51**

**2.3.2 PWM avec injection du cinquième harmonique (FH-PWM) .....52**

**2.3.3 La modulation SV-PWM .....52**

**2.3.4 Résultats de simulation pour le 5PH-VSI.....57**

**2.4. COMMANDE DU CONVERTISSEUR MATRICIEL INDIRECT A DEUX NIVEAUX (5PH-IMC) .....62**

**2.4.1. 2V-SVPWM appliquée au 5PH-IMC.....63**

**2.4.2. 4V-SVPWM appliquée au 5PH-IMC.....65**

**2.4.3. Comparaison entre la 2V-SVPWM et la 4V-SVPWM .....68**

**2.5. CONCLUSION.....68**

**CHAPITRE 3. PERFORMANCES ELECTRIQUES DE STRATEGIES DE  
MODULATION APPLIQUEES AU CONVERTISSEUR MATRICIEL  
INDIRECT PENTAPHASE: ETUDE EXPERIMENTALE ..... 71**

**3.1 INTRODUCTION.....71**

**3.2 REALISATION PRATIQUE.....72**

3.3	RESULTATS EXPERIMENTAUX .....	76
3.4	CONCLUSION.....	84
<b>CHAPITRE 4. ETUDE THERMIQUE.....</b>		<b>87</b>
4.1	INTRODUCTION.....	87
4.2	MODELE MATHEMATIQUE DES PERTES THERMIQUES.....	88
	4.2.1 Les pertes par conduction .....	88
	4.2.2 Les pertes par commutation .....	90
4.3	COMPARAISON ENTRE LE MODELE MATHEMATIQUE ET LA SIMULATION PAR PLECS SOFTWARE.....	91
4.4	ÉTUDE THERMIQUE COMPARATIVE PAR PLECS SOFTWARE ENTRE LES QUATRE TECHNIQUES APPLIQUEES AU 5PH-VSI.....	93
4.5	ETUDE THERMIQUE COMPARATIVE PAR PLECS SOFTWARE ENTRE LA 2V-SVPWM ET LA 4V-SVPWM APPLIQUEES AU 5PH-IMC .....	95
4.6	MODELISATION DE LA RESISTANCE THERMIQUE.....	96
4.7	SIMULATION DE LA TEMPERATURE DE JONCTION DU DISPOSITIF .....	98
4.8	CONCLUSION.....	100
<b>CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES.....</b>		<b>102</b>
<b>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....</b>		<b>106</b>
<b>ANNEXE 1</b>	<b>114</b>	
<b>ANNEXE 2</b>	<b>114</b>	
	2. Désignation et caractéristiques.....	114
	3. Cartes de développement .....	116
	3.1. Cartes Arduino .....	116
	3.2. Cartes Nucleo .....	116
	3.3. Cartes Discovery (Figure A.3) .....	117
	3.4. Cartes d'évaluation.....	117
	4. Environnement de développement intégré.....	117
	5. Bibliothèques logicielles .....	119
	5.1. Pour STM32 J.....	119
	5.2. Pour STM32 C/C++.....	119
	6. Utilisation de STM32CubeIDE : .....	119
<b>ANNEXE 3</b>	<b>124</b>	

# Liste des tableaux

## LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1. 1. Techniques et nombre de commutations des interrupteurs AC des CM [58] ....	28
Tableau 1. 2. Comparaison de techniques de modulation.....	30
Tableau 1. 3. Applications modernes des CM .....	43
Tableau 2. 1. Amplitude et phase des vecteurs d'espace de tension dans d-q and x-y .....	54
Tableau 2. 2. THD du courant (%) pour chaque phase du 5PH-VSI et les valeurs crête-à-crête des TMC correspondants à chaque technique de modulation sous une charge déséquilibrée .	62
Tableau 3. 1. Résultats expérimentaux pour le THD de tension (THD <sub>v</sub> ) et le THD de courant (THD <sub>i</sub> ) dans des conditions équilibrées et déséquilibrées .....	80
Tableau 4. 1. Paramètres et caractéristiques électriques pour le calcul mathématique et la simulation des pertes thermiques .....	92
Tableau 4. 2. Comparaison des pertes obtenues à l'aide du modèle mathématique et du logiciel Plecs .....	93
Tableau 4. 3. Les résultats numériques des RTAM et des températures du réseau du système à l'état stable, basés sur le RTAM calculé pour PTT <sub>max</sub> attribué à 2V-SVPWM, pour une fréquence de commutation de 10 kHz et un taux de réglage égal à 1 .....	99

# Liste des figures

## LISTE DES FIGURES

Figure 1.1. Les topologies des convertisseurs AC/AC [58].....	22
Figure 1.2. (a) Le convertisseur matriciel direct (CMD) (b) le convertisseur matriciel indirect (CMI) [58].....	23
Figure 1.3. Les interrupteurs utilisés dans les convertisseurs matriciels [58].....	24
Figure 1.4. (a) Circuit de clamping (b) filtre d'entrée (c) deux interrupteurs bidirectionnels connectant la source à la charge (d) la commutation à 4 étapes [58].....	26
Figure 1.5. (a) Z-source CMD en tension (b) Z-source CMD en courant (c) Quasi Z-source CMD en tension (d) Quasi Z-source CMD en courant .....	22
Figure 1.6. (a) CM H-bridge multiniveaux (b) CM capacitor-clamped multiniveaux.....	32
Figure 1.7. Convertisseur matriciel multimodulaires [77] .....	33
Figure 1.8. ((a) Convertisseur matriciel indirect [100]. (b) Convertisseur matriciel Sparse [101]. (c) Convertisseur matriciel Ultrasparse [17] .....	34
Figure 1.9. (a) Convertisseur à base de DC-link (b) Convertisseur matriciel [58] .....	36
Figure 1.10. Différents convertisseurs matriciels fournis par Yaskawa Inc. [58].....	39
Figure 1.11. Applications industrielles récentes des convertisseurs matriciels : (a) applications générales du variateur MC U1000 de Yaskawa (b) intégration de l'énergie éolienne au réseau, (c) application dans les avions, et (d) application dans la modernisation de centrifugeuses [58] .....	40
Figure 2. 1. Topologie du Convertisseur Matriciel Indirect pentaphasé (5PH-IMC) .....	47
Figure 2.2. Courants d'espace et courant de référence .....	49
Figure 2.3. Tension de bus continu redressée .....	50
Figure 2.4. Vecteurs d'espace de tension dans (a) le plan d-q et (b) le plan.....	53
Figure 2.5. Vecteurs d'espace de tension dans (a) le plan d-q et (b) le plan x-y.....	53
Figure 2.6. Synthèse du vecteur de référence pour la technique 2V-SVPWM.....	54
Figure 2.7. Etats de commutation et séquences d'application des vecteurs pour 2V-SVPWM.....	56
Figure 2.8. Principe de calcul du pic du fondamental de la tension de sortie.....	56
Figure 2.9. Etats de commutation et séquences d'application des vecteurs pour 4V-SVPWM.....	57
Figure 2.10. Comparaison entre les quatre techniques en termes de (a) courbe de réglage et (b) THD.....	58
Figure 2.11. Tensions de sortie et leur analyse spectrale pour (a) S-PWM (b) FH-PWM (c) 2V-SVPWM et (d) 4V-SVPWM (taux de réglage = 1, fréquence de sortie = 25 Hz).....	59
Figure 2.12. Comparaison entre la variation crête-à-crête de la tension du mode commun TMC par rapport au taux de réglage pour S-PWM, FH-PWM, 2V-SVPWM et 4V-SVPWM.....	60
Figure 2.13. TMC Crête-à-crête pour (a) S-PWM (b) FH-PWM (c) 2V-SVPWM et (d) 4V-SVPWM.....	60
Figure 2.14. Test des techniques étudiées SPWM, FH-PWM, 2V-SVPWM et 4V-SVPWM sous charge déséquilibrée : (a), (d), (g) et (j) sont leurs tensions de charge phase-neutre respectives ; (b), (e), (h) et (k) sont leurs analyses spectrales respectives ; (c), (f), (i) et (j) sont leurs tensions de mode commun respectives.....	61
Figure 2.15. Synchronisation entre les deux étages .....	63
Figure 2.16. (a) et (b) Tension de sortie et son spectre d'harmoniques pour $r = 0.87$ et $f = 25$ Hz, (a) et (b) Courant de sortie et son spectre d'harmoniques, (c) et (d) courant d'entrée et son spectre d'harmoniques.....	64
Figure 2.17. Tension et courant d'entrée.....	65
Figure 2.18. Synchronisation entre le redresseur et l'onduleur.....	66
Figure 2.19. Résultats de simulation pour 4V-SVPWM pour $f_r = 75$ Hz et $r = 0,7$ ; (a, b) tension de sortie et son spectre ; (c, d) courants de sortie et leur spectre ; (e) la courbe de réglage de la tension de sortie ; (f) la courbe de THD en fonction du taux de réglage.....	67

Figure 2.20. Haut : Performances de sortie pour une phase d'entrée réglée à 0 ; Bas : génération de facteur de puissance unitaire pour une phase d'entrée de -0,4 (fréquence de sortie = 75 Hz,  $r = 0,78$ ) (a, d) tension d'entrée et courant d'entrée ; (b, e) courants de sortie et (c, f) leur analyse spectrale..... 66

Figure 3.1. Banc d'essai du 5PH-VSI contrôlé par STM32F4Discovery .....	72
Figure 3.2. Schéma d'implémentation des techniques de modulation appliquée au 5PH-VSI ..	73
Figure 3.3. Banc d'essai du 5PH-IMC .....	77
Figure 3.4. Schéma d'implémentation des techniques de modulation appliquée au 5PH-IMC .....	74
Figure 3.5. STM32F4Discovery.....	74
Figure 3.6. Organigramme du programme pour l'implémentation des techniques de modulation appliquées au 5PH-IMC .....	76
Figure 3.7. (a), (d), (g) et (j) tensions de charge phase-neutre en sortie et leurs analyses spectrales correspondantes pour une charge R équilibrée, (b), (e), (h) et (k) tensions de charge phase-neutre, courants de phase et analyses spectrales des courants de phase pour une charge R-L équilibrée (c), (f), (i) et (l) tensions crête-à-crête CM pour une charge R-L correspondant à S-PWM, FH-PWM, 2V-SVPWM et 4V-SVPWM respectivement pour un taux de réglage égal à 1 et une fréquence de sortie de 25 Hz. ....	77
Figure 3.8. Comparaisons entre (a) courbes d'ajustement et (b) courbes de THD pour S-PWM, FH-PWM, 2V-SVPWM et 4V-SVPWM. ....	78
Figure 3.9. Tensions de charge de phase un à neutre en sortie, courants de phase un en sortie, analyses spectrales des courants de phase un et tensions CM pour une charge déséquilibrée R-L correspondant à (a) SPWM, (b) FH-PWM, (c) 2V-SVPWM et (d) 4V-SVPWM pour un taux de réglage égal à 1 et une fréquence de sortie de 25 Hz. ....	79
Figure 3.10. Tension et courant d'entrée.....	81
Figure 3.11. Tensions de bus ( $U_p$ et $U_n$ ) pour une fréquence de commutation de (a) 5kHz, (b) 10kHz et (c) la tension de bus $U_{pn}$ .....	81
Figure 3.12. Tensions de sortie pour (a) $f = 25$ Hz et $r = 0.8$ , (b) $f = 25$ Hz et $r = 1.2$ , (c) $f = 50$ Hz et $r = 0.8$ avec (d) son spectre d'harmonique .....	82
Figure 3.13. (a) Courbe de réglage (b) THD .....	83
Figure 3.14. Tension d'entrée et courant d'entrée .....	83
Figure 3.15. Résultats expérimentaux: (a,b) tension de sortie et son spectre pour $f_r = 25$ Hz, $r = 0,7$ ; (e) courbe de réglage de la tension de sortie, (f) courbe de THD .....	84

Figure 4. 1. (a/b) Énergie de commutation à l'allumage/à l'extinction de l'IGBT et (c) Énergie de commutation à l'extinction de la diode.....	91
Figure 4. 2. Schéma de simulation PLECS des pertes thermiques avec la technique S-PWM appliquée à l'onduleur triphasé à tension de sortie (FP-VSI) pour un taux de réglage de 1 et une fréquence de commutation de 50 kHz.....	92
Figure 4. 3. (En haut) Comparaison de la variation (a) des pertes de commutation, (b) des pertes de conduction, (c) des pertes totales, et (d) de l'efficacité, par rapport au taux de réglage pour une fréquence de commutation de 10 kHz, et (en bas) leurs variations par rapport à la fréquence de commutation pour un taux de réglage de 1. ....	94
Figure 4. 4. (En haut) Comparaison de la variation (a) des pertes de commutation, (b) des pertes de conduction, (c) des pertes totales, et (d) de l'efficacité, par rapport au taux de réglage pour une fréquence de commutation de 5 kHz, et (en bas) leurs variations par rapport à la fréquence de commutation pour un taux de réglage de 1. ....	96
Figure 4. 5. Résistance thermique équivalente pour le système de refroidissement par air.....	97
Figure 4. 6. Simulation PLECS des températures du réseau du système de 2V-SVPWM : (a) Température de jonction de l'IGBT et sa moyenne, (b) Température de jonction de la diode et sa moyenne, (c) Température du dissipateur thermique et sa moyenne, pour un taux de réglage de 1,23 (PTT max) et une fréquence de commutation de 10 kHz.....	98

# Liste des symboles

## Liste des symboles

**CM** : Convertisseur Matriciel

**CMD** : Convertisseur Matriciel Direct

**CMI** : Convertisseur matriciel Indirect

**5PH-VSI** : 5-Phase Voltage Source Inverter

**CB-PWM** : Carrier-Based Pulse Width Modulation

**S-PWM**: Sine-Pulse Width Modulation

**FH-PWM**: Fifth-Harmonic Injection Pulse Width Modulation

**SV-PWM**: Space Vector Pulse Width Modulation

**TMC**: Tension du Mode Commun

**IEM** : Interference Electromagnetique

**HFF**: Harmoniques de Faibles fréquences

**TMR**: Taux Maximal de Réglage

**THD**: Total Harmonic Distorsion

**PLECS** : Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation

**RTAM** : Résistance Thermique Admissible Maximale du Dissipateur de chaleur

**PCM**: Pertes par Commutation

**PCD**: Pertes par Conduction

**PTT**: Pertes Thermiques Totales

**V<sub>ref</sub>, I<sub>ref</sub>** : Tension et courant de référence

**V<sub>pn</sub>** : Tension du bus continu

**m<sub>v</sub>** : Rapport de tensions

**$\theta_{in}$**  : Angle des tensions d'entrée

**$\varphi_{in}$**  : Phase d'entrée

**$\theta_{out}$**  : Angle des tensions de sortie

**IGBT**: Insulated Gate Bipolar Transistor.

# **Introduction générale**

## Introduction générale

L'électronique de puissance est la technologie qui a pour rôle, la conversion d'énergie entre une source et une charge, en combinant des techniques d'énergétique, d'électronique et de commande.

Depuis le grand progrès de l'industrie et plus précisément la technologie des semi-conducteurs et la micro-informatique, l'électronique de puissance ne cesse de prendre la relève dans de multiples applications industrielles à l'instar des applications électriques. Effectivement, des diverses applications comme le chauffage, la traction électrique ferroviaire et maritime, les énergies renouvelables, le soudage électrique et le filtrage harmonique des réseaux, n'auraient pas fait partie du monde moderne sans l'intervention de l'électronique de puissance [1-3].

La plupart de ces applications industrielles où l'électronique de puissance intervient, s'appuient sur des mécanismes complexes utilisant des machines électriques pour contribuer à la mise en marche de gros systèmes électriques, mécaniques ou thermiques. Ces machines fonctionnent souvent sous une vitesse variable particulièrement dans le secteur de transport. Dans cette voie, la commande électronique des moteurs électriques à vitesse variable a apporté aux processus industriels d'énormes avantages, en accroissant leurs possibilités et leurs performances, en facilitant leur automatisation, en réduisant leur maintenance, leur consommation en énergie et en augmentant leur taux de disponibilité. Les convertisseurs indirects (back to back) étaient les premiers convertisseurs d'énergie, utilisées pour l'alimentation des moteurs électriques. Néanmoins, à cause de leurs encombrements, leurs voluminosités et leur durée de vie réduite, des recherches approfondies ont été poussées dans le but de pallier ces problèmes, et trouver d'autres alternatives à ces convertisseurs [4].

Les convertisseurs directs ou convertisseurs matriciels étaient le fruit de ces recherches, ils présentent les avantages suivants [1,5].

- un encombrement réduit et une grande durée de vie (soit une plus grande fiabilité). Ceci est dû à l'absence de circuit intermédiaire DC, il n'y a donc pas d'élément de stockage comme les capacités électrolytiques. Leur dynamique est alors plus rapide
- une réversibilité fonctionnelle en quatre quadrants
- un facteur de puissance d'entrée réglable indépendamment de la charge
- des signaux d'entrée et de sortie de qualité élevée

Cependant, ces convertisseurs se caractérisent par leur limitation de ratio, de plus, les perturbations sur leur entrée influencent sur leur comportement général [1,5].

Les machines à courant alternatif (AC) multiphasées suscitent un grand intérêt pour les applications de puissance moyenne et élevée. Les avantages de l'extension des entraînements AC à vitesse variable triphasés aux entraînements multiphasés ont été remarqués pour la première fois dans les années 1960 lorsque le problème des ondulations de couple à basse fréquence a été observé [6,7]. Les entraînements multiphasés à vitesse variable sont très intéressants en raison de leur capacité à répartir la puissance du moteur sur plusieurs bras réduisant la puissance par interrupteur et améliorant la tolérance aux pannes [7,8]. Les entraînements pentaphasés à vitesse variable basés sur des convertisseurs pentaphasés conviennent à diverses applications industrielles telles que les véhicules électriques, la propulsion navale et l'aérospatiale [9].

Le choix de la commande des convertisseurs de puissance est relié principalement à la génération d'harmoniques, la complexité, l'efficacité, la souplesse, la fiabilité, la sécurité et le coût.

A l'encontre de la commande scalaire, la modulation à largeur d'impulsion (PWM) permet de contrôler précisément à la fois le flux et le couple des moteurs électriques, en commandant indépendamment la tension et la fréquence.

De plus, cette stratégie offre plusieurs avantages par rapport aux autres méthodes telles que la génération de moins d'harmoniques et la possibilité d'implémentation complète sur un calculateur numérique [10].

Plusieurs stratégies de modulation de largeur d'impulsion (PWM) ont été étudiées dans la littérature pour contrôler les convertisseurs pentaphasés. Les deux stratégies largement utilisées sont la PWM à base de porteuse (CB-PWM) et la PWM vectorielle (SV-PWM) [11-13]. La technique CB-PWM peut être facilement étendue aux convertisseurs multiphasés, et son coût augmente linéairement avec le nombre de phases [14]. En injectant une harmonique de séquence nulle appropriée dans la référence de tension pour la CB-PWM, l'utilisation du bus à courant continu (DC) s'améliore, en particulier lorsque le nombre de phases n'est pas élevé [15,16].

Les algorithmes de la modulation PWM vectorielle (SV-PWM) sont plus impliqués que la CB-PWM pour les systèmes multiphasés, car ils peuvent être résolus en  $(n-1)/2$  plans indépendants [17].

Dans les entraînements à vitesse variable, l'un des problèmes que les techniques PWM doivent aborder est la tension du mode commun (TMC) [18]. De nombreux problèmes menant à la défaillance de la machine, tels que la détérioration de l'isolation et la fiabilité réduite, sont causés par les courants de roulement via la capacitance parasite produite par la TMC [19,21]. De plus, la TMC génère des interférences électromagnétiques (IEM), qui peuvent contaminer l'environnement de travail d'autres appareils électriques [22,23]. Pour atténuer l'effet TMC, la mise à jour des stratégies de contrôle, qui est moins complexe en raison du développement des

circuits intégrés (CIs) de contrôle numérique, est préférable à l'utilisation de dispositifs matériels coûteux [18].

Étant donné que les pertes thermiques dans les systèmes électriques doivent être minimisées autant que possible, il est essentiel d'étudier leur influence sur les convertisseurs matriciels [2, 24-25]. Ces pertes sont fondamentalement affectées par la topologie du convertisseur, le type de dispositifs de commutation des semi-conducteurs, et la technique de modulation employée pour le contrôle.

Un autre aspect crucial des études thermiques est d'évaluer la chaleur générée par les semi-conducteurs, qui peut entraîner une augmentation de la température du système. Il est essentiel de considérer que les dispositifs de commutation ont des limites de température maximales fixées par le fabricant. Dépasser ces limites de température peut entraîner une réduction des performances, une augmentation des taux de défaillance et même des dommages permanents aux semi-conducteurs. Par conséquent, une gestion thermique appropriée et l'utilisation de dissipateurs de chaleur adéquats sont essentielles pour assurer la longévité et le fonctionnement fiable du système d'électronique de puissance [26-31].

La résistance thermique du dissipateur de chaleur est un facteur critique pour sa conception. Il est essentiel de s'assurer que cette résistance ne dépasse pas la résistance thermique maximale admissible (RTAM) [26-31].

Dans des recherches antérieures, différents modèles optimisés de dissipateurs de chaleur basés sur l'évaluation de la résistance thermique ont été proposés, garantissant que la résistance thermique du dissipateur de chaleur est dans les limites permises. Cependant, l'impact du choix de la technique de modulation sur la RTAM n'a pas été évalué, ce qui pourrait avoir des implications pour la conception appropriée du dissipateur de chaleur.

Cette thèse est divisée en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, on présentera des généralités sur les convertisseurs matriciels, leurs structures, leurs topologies, leurs commandes et les avancées technologiques qui leurs sont apportées ainsi que leurs applications dans le secteur industriel.

Dans le second chapitre, on présentera l'étude électrique du convertisseur matriciel pentaphasé. Dans un premier lieu, on comparera quatre stratégies de modulation appliquées à l'onduleur pentaphasés (5PH-VSI) par Matlab/Simulink. Les stratégies de modulation étudiées sont la modulation de largeur d'impulsion à onde sinusoïdale (S-PWM), la PWM avec injection de la cinquième harmonique (FH-PWM), la PWM vectorielle à deux vecteurs (2V-SVPWM) et la PWM vectorielle à quatre vecteurs (4V-SVPWM). Ensuite, on appliquera la 2V-SVPWM et la 4V-SVPWM au convertisseur matriciel pentaphasé. Les harmoniques à basses fréquences (HFF), le taux maximal de réglage (TMR), la tension du mode commun (TMC) et la distorsion des harmoniques totales (THD) seront évalués et comparés.

Le troisième chapitre est consacré à la validation expérimentale des résultats obtenus par simulation. Un banc d'essai réalisé au sein du Laboratoire des Commandes des Processus (LCP) à l'ENP, nous a permis d'implémenter les techniques de modulations proposées dans cette thèse. Ce banc d'essai est composé d'un onduleur pentaphasé (5PH-INV) et d'un convertisseur matriciel pentaphasé (5PH-IMC) commandés par le microcontrôleur STM32Discovery. Les résultats expérimentaux portant sur les mêmes caractéristiques étudiées dans le premier chapitre seront présentés, discutés et comparés.

Le quatrième chapitre, est dédié à l'étude thermique de l'onduleur et du convertisseur pentaphasé. En premier lieu, on présentera un modèle mathématique permettant le calcul des pertes thermiques de l'onduleur pentaphasé. Ensuite, on évaluera la résistance thermique maximale admissible du dissipateur de chaleur (RTAM) à l'aide d'un modèle thermique proposé. Après, on comparera les pertes thermiques obtenus par simulations effectuées par PLECS Software. Les résultats obtenus pour les différentes modulations seront comparés en termes de : pertes par commutation, pertes par conduction, perte totales, le rendement et RTAM.

Ensuite, nous concluons par une synthèse succincte du travail effectué avec les principaux résultats obtenus, suivie par des perspectives.

# **Chapitre 1 :**

**Généralités et état de l'art sur les  
convertisseurs matriciels**

# Chapitre 1. Généralités et état de l'art sur les convertisseurs matriciels

## 1.1 Introduction

Les convertisseurs matriciels sont une technologie émergente envisagée pour les applications industrielles en tant que solution compacte AC-AC grâce à l'élimination des condensateurs électrolytiques volumineux. Leur théorie fondamentale a été explorée dans [32]. Une contribution significative a été apportée par Alesina et Venturini lorsqu'ils ont proposé une modulation viable pour le convertisseur direct  $3 \times 3$  dans plusieurs articles [33-35], après l'avènement des technologies de commutation rapide des modulations à largeur d'impulsion (PWM) et des interrupteurs. Ensuite, d'autres variantes de convertisseurs matriciels comme les convertisseurs indirects (CMI) [36], les convertisseurs indirects Sparse (CMIS) [37], et les convertisseurs Ultra-Sparse (CMIUS) [38] ont été introduites. Les convertisseurs à source d'impédance (Z), à source d'admittance (Y) et les quasi Z-sources ont été explorés pour leurs effets de suralimentation [39, 40]. Ces topologies ont également été explorées pour des structures multiphasées et multiniveaux [41, 42]. En outre, de nombreuses stratégies de modulation comme le SV-PWM direct [43], le SV-PWM indirect [44], à base de porteuse [45], à base de rapport cyclique [46], et leurs versions modifiées ont été proposées [47, 48].

Les avancées dans les schémas de contrôle résolvant des problèmes tels que la réduction de la tension de mode commun [49, 50] et la commutation optimale ont été développées. La protection contre les surtensions et surintensités [51], ainsi que les filtres de courant d'entrée nécessaires [52, 53], ont également été explorés. Toutes ces explorations et recherches ont convaincu des fabricants comme Yaskawa de construire des entraînements complets basés sur cette technologie [54, 55].

Une revue est présentée dans [56], où les structures des convertisseurs matriciels sont discutées. Une évaluation comparative critique de trois structures d'onduleurs AC-AC, Back-to-Back (B2B), le convertisseur matriciel direct (CMD) et le convertisseur matriciel indirect (CMI), a été réalisée dans [57], où le CMD s'est avéré meilleur que le CMI en termes de contrainte sur les interrupteurs. Le CMD a également été jugé adapté aux compresseurs, ventilateurs, mélangeurs, souffleurs et entraînements d'escaliers mécaniques [58]. Une autre revue extensive basée sur les stratégies de modulation et de contrôle a été présentée dans [5]. Cependant, Empringham et al. dans leur revue [59] montrent une revue favorable basée sur les applications des entraînements basés sur les convertisseurs matriciels. Mais cette revue manque d'examen d'autres domaines d'applications des convertisseurs matriciels [58]. D'autre part, dans [60], une revue généralisée des topologies de convertisseurs AC-AC est présentée, mettant l'accent sur les structures CMD et CMI. Alammari et al. ont effectué la dernière revue dans [61], où encore une fois, certaines avancées topologiques ont été discutées avec certaines applications des

convertisseurs matriciels. Cependant, même alors, les domaines d'application actuels ne sont pas explorés. D'autres revues considérant les convertisseurs matriciels comme des topologies potentielles dans des structures  $3 \times 3$  ou multiphasées peuvent être explorées dans [62, 63].

## 1.2 Revue sur les convertisseurs matriciels (CM)

Le convertisseur matriciel Appelé aussi cycloconvertisseur à commutation forcé, a été inventé sur la base des cyclo-convertisseurs. Ils l'ont décrit comme une matrice d'interrupteurs bidirectionnels [35]. Ce qui a ouvert la porte de la recherche sur ce type de convertisseur [1, 44].

Ces convertisseurs matriciels (CM) sont des convertisseurs AC-AC directs capables de produire des tensions de sortie avec une fréquence arbitraire, comme indiqué dans la Figure 1.1. Le convertisseur matriciel a été proposé en 1976 par Gyugyi -Pelly [64]. La première topologie, qui a été testée en 1976 par Jones et Boss, est la topologie directe CM (3x1) à base des Bipolar Junction Transistor (BJT). En 1980, Venturini et Alesena ont proposé le premier CMD (3x3) [20, 58, 65]. Les CM étaient auparavant appelés cycloconvertisseurs à commutation forcée en raison de l'utilisation des interrupteurs commandés tels que les transistors, les IGBT et les MOSFET [66]. En revanche, les cycloconvertisseurs conventionnels utilisent des thyristors à commutation naturelle du côté d'entrée. Conventionnellement, les onduleurs à source de tension, associés à un circuit redresseur et à un condensateur de liaison DC volumineux, sont utilisés pour convertir une alimentation AC fixe en une alimentation AC requise de tension et fréquence variables. Les CM, en revanche, omettent l'utilisation du condensateur de liaison DC. En général, les CM offrent les avantages suivants:

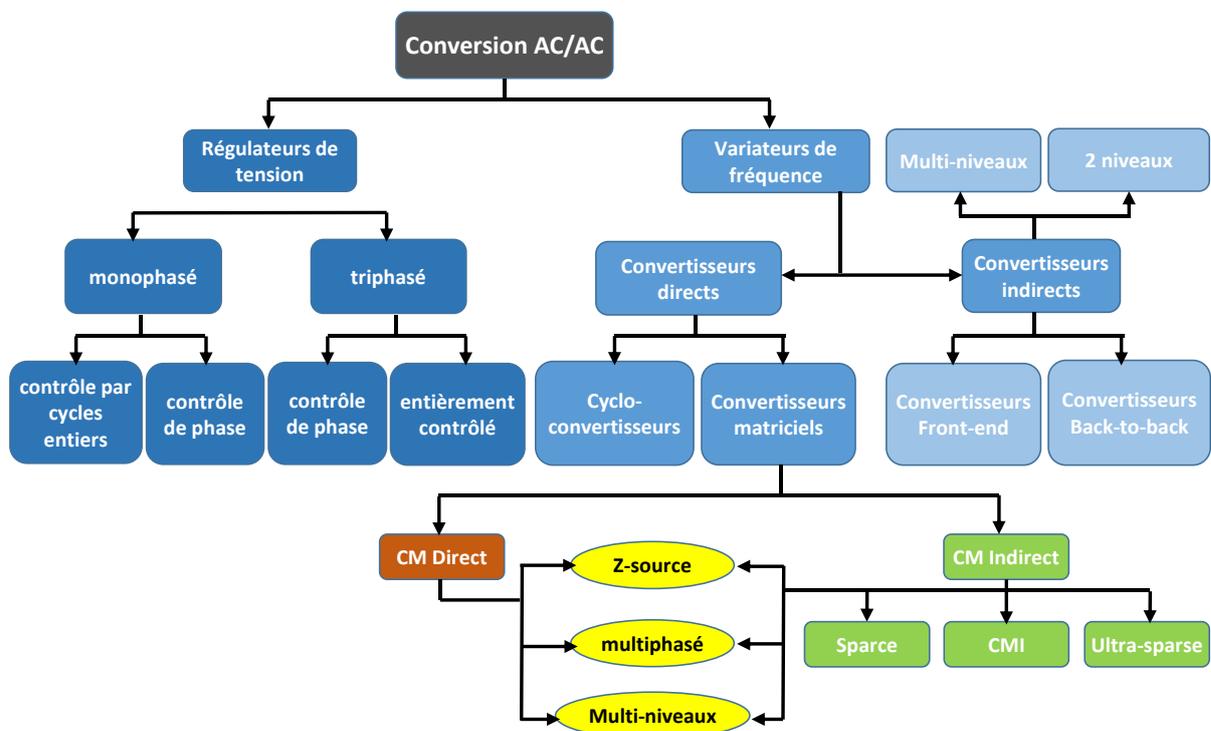


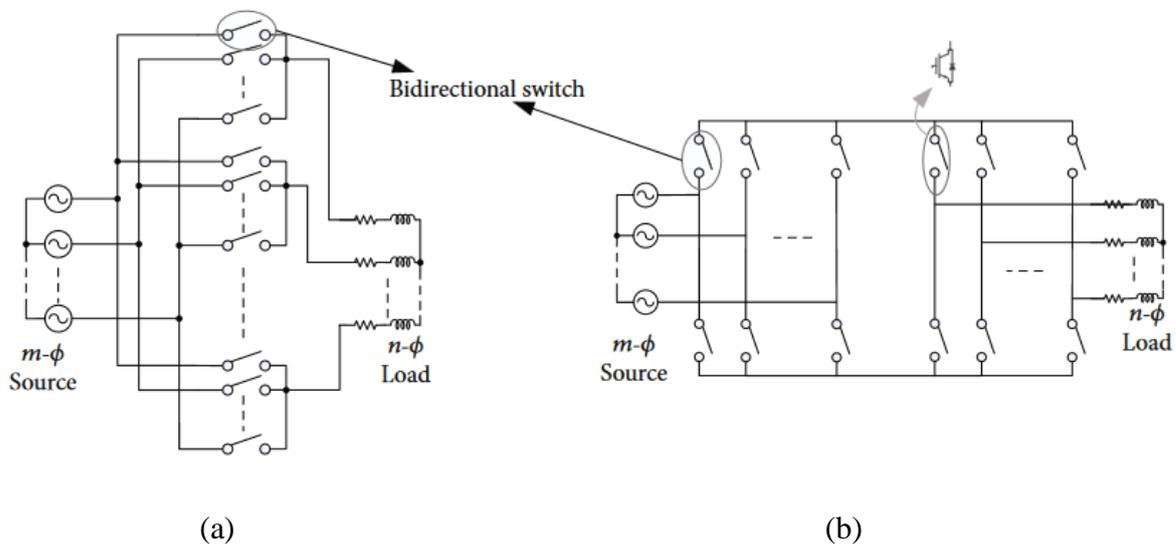
Figure 1.1. Les topologies des convertisseurs AC/AC [58]

- (i) Courants d'entrée et de sortie sinusoïdaux
- (ii) Facteur de puissance contrôlable
- (iii) Capacité de régénération

L'omission de la liaison DC offre les avantages suivants :

- (i) Fiabilité accrue
- (ii) Moins de maintenance
- (iii) Circuit compact et poids réduit
- (iv) Fonctionnement résilient sous des conditions de haute température
- (v) Moins de stress de tension sur les interrupteurs

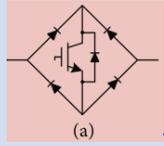
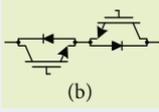
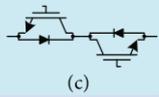
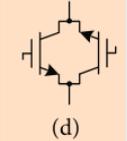
Les CM sont en outre classés en topologies directes (CMD) et indirectes (CMI). La principale différence entre les deux structures est que les sorties dans la première topologie sont directement connectées à l'entrée, tandis que dans la seconde, les sorties sont connectées à l'entrée via un lien DC. Le nombre de commutateurs utilisés dans un CMD est égal à celui d'un CMI conventionnel. Un CMD et un CMI avec des ports d'entrée et de sortie multiphasés sont montrés dans la Figure 1.2. Dans ce qui suit, on présente les éléments constituant les CM, ainsi que les modulations les plus répandus dans les recherches qui leur sont appliquées.



**Figure 1.2.** (a) Le convertisseur matriciel direct (CMD) (b) le convertisseur matriciel indirect (CMI) [58]

### 1.2.1 Interrupteurs bidirectionnels

Pour assurer un flux de puissance bidirectionnel, des interrupteurs AC sont nécessaires, permettant un flux de courant bidirectionnel en condition de conduction. En conditions de blocage, ils bloquent une tension bipolaire. Ainsi, un interrupteur à quatre quadrants est requis, formé par les configurations montrées à la Figure 1.3. La première configuration est une configuration en pont de diodes avec un IGBT contrôlable. Cet interrupteur est simple dans sa structure et il simplifie la programmation d'un convertisseur car il nécessite un seul signal de commande. Par conséquent, il ne nécessitera qu'un seul circuit de commande de gâchette, ce qui réduit encore le coût par rapport à d'autres configurations. L'inconvénient réside dans la commutation d'un interrupteur à l'autre dans le même bras. Le changement simultané peut provoquer un court-circuit des sources tandis que la génération d'un temps mort entraînera l'ouverture du circuit de la charge inductive. Il faut donc recourir à une commutation dure avec

Configuration	Avantages et inconvénients
 <p>(a)</p> <p><b>Pont</b></p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• <b>Simple en structure</b></li> <li>• <b>Un seul interrupteur à contrôler</b></li> <li>• <b>Plus de pertes de commutation en raison de la commutation dure</b></li> <li>• <b>Plus de pertes de conduction car trois dispositifs conduisent à tout moment</b></li> </ul>
 <p>(b)</p> <p><b>Emetteur commun</b></p> 	<ul style="list-style-type: none"> <li>• <b>La commutation douce entraîne des pertes de commutation plus faibles</b></li> <li>• <b>Les deux IGBT peuvent être pilotés avec un seul circuit de commande de grille (en tant qu'émetteur commun (9 pour 3×3))</b></li> <li>• <b>Nécessite neuf transformateurs d'isolement pour la commande de grille</b></li> </ul>
 <p>(c)</p> <p><b>Collecteur commun</b></p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• <b>La commutation douce entraîne des pertes de commutation plus faibles</b></li> <li>• <b>Nécessite six transformateurs d'isolement pour la commande de grille</b></li> <li>• <b>Les deux IGBT nécessitent deux circuits de commande de grille (18 pour 3×3)</b></li> </ul>
 <p>(d)</p> <p><b>RB-IGBT</b></p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• <b>Moindre perte de conduction car les interrupteurs sont fabriqués sur un seul substrat</b></li> <li>• <b>Efficacité du système dégradée en fonctionnement à haute fréquence</b></li> <li>• <b>Cher</b></li> </ul>

**Figure 1.3.** Les interrupteurs utilisés dans les convertisseurs matriciels [58]

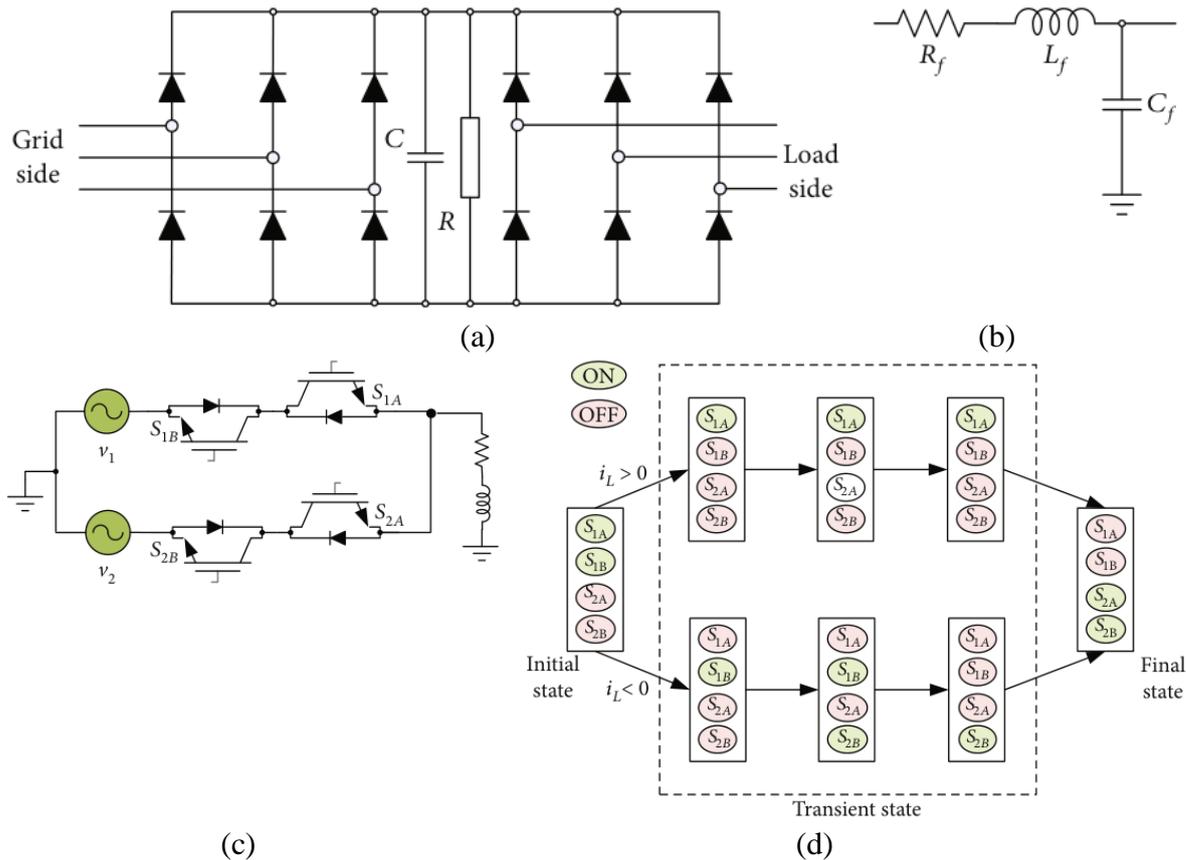
insertion d'un temps mort minimal et la charge étant mise en roue libre par un circuit de clampage. Un autre inconvénient est qu'il y aura plus de pertes de conduction car le courant passera à travers trois dispositifs à tout moment [58].

Les configurations à émetteur commun et à collecteur commun sont les plus utilisées en raison de la réduction du stress sur les interrupteurs. De plus, l'avènement des techniques de commutation douce en a fait un choix évident. De plus, ces configurations n'ont que deux dispositifs en mode conduction à la fois, ce qui conduit à des pertes de conduction relativement faibles. La configuration à émetteur commun présente l'avantage que les deux IGBT peuvent être commandés par rapport à la jonction émetteur commun. Son inconvénient est la nécessité d'utiliser quinze transformateurs d'isolation pour un système pentaphasé. La configuration à collecteur commun, en revanche, nécessite dix transformateurs d'isolation car le point de référence par rapport aux émetteurs se comporte comme des masses locales respectives [67]. En raison de la disponibilité de deux interrupteurs pour chaque module bidirectionnel, il devient facile de mettre en œuvre la technique de commutation douce. Comme dans la plupart des circuits, un opto-coupleur est utilisé pour l'isolation dans la commande de gâchette, et l'émetteur commun est préféré.

Les IGBT à blocage inversé (RB-IGBT) présentent la moindre perte de conduction de toutes les configurations car les diodes sont supprimées. Mais cette configuration tend à présenter une efficacité dégradée à haute fréquence de commutation. Cependant, ils présentent de bonnes performances s'ils sont utilisés dans l'étage de redressement du CMI, car dans ce cas, ils commutent à courant nul [68]. Un RB-IGBT à super-jonction novateur est également discuté dans la littérature [69]. Comme il s'agit encore d'une technologie en croissance, les RB-IGBT sont coûteux [58].

### **1.2.2 Circuit de clampage**

Comme le côté charge est principalement inductif, en condition de circuit ouvert des interrupteurs connectés, l'énergie stockée doit avoir un chemin pour se dissiper. Comme il n'y a pas de chemin de roue libre sur le côté interrupteur, un chemin de roue libre supplémentaire est requis. Ce circuit de roue libre supplémentaire est connu sous le nom de circuit de clampage, montré à la Figure 1.4(a). Si le côté charge du circuit est connecté aux ports de charge, l'excès d'énergie se dissipera à travers la résistance. D'autre part, les perturbations du côté réseau peuvent être contournées en connectant le côté réseau du circuit de clampage au côté entrée du convertisseur matriciel. Un petit condensateur de clampage, typiquement 2  $\mu\text{F}$  pour un moteur de 3 kW, est également connecté en parallèle à la résistance [58].



**Figure 1.4.** (a) Circuit de clamping (b) filtre d'entrée (c) deux interrupteurs bidirectionnels connectant la source à la charge (d) la commutation à 4 étapes [58]

### 1.2.3 Filtre d'entrée

Un filtre LC monobloc triphasé à l'entrée, composé de trois condensateurs en étoile et de trois inductances en ligne, est utilisé pour atténuer adéquatement les harmoniques d'ordre supérieur et obtenir un courant d'entrée sinusoïdal de la source. Le circuit est montré à la Figure 1.4(b). Le filtre peut causer un léger déphasage dans l'angle de déplacement de l'entrée qui nécessite une correction. Une autre conception de filtre peut être vue dans [52].

### 1.2.4 Commutation et nombre de commutations

Le convertisseur matriciel ne contient pas de diodes de roue libre, qui assurent généralement une commutation sécurisée dans le cas d'autres convertisseurs. Dans un bras, lorsqu'un interrupteur s'éteint, le prochain interrupteur de la séquence doit être immédiatement allumé pour maintenir la continuité du courant de sortie. Cela peut entraîner le chevauchement de deux interrupteurs en état de conduction dans un bras et peut entraîner un court-circuit momentané des phases d'entrée et créer un problème de surintensité [58]. Pour les configurations d'interrupteurs AC montrées aux Figures 1.3(b)–5(d), une commutation de courant semi-douce

---

utilisant une procédure de commutation en plusieurs étapes est employée pour assurer une commutation sécurisée [70].

De nombreuses techniques de commutation ont été proposées dans la littérature. Herrero et al. dans [71] ont comparé de nombreuses techniques et ont trouvé que la commutation en quatre étapes était la plus appropriée. Cette méthode nécessite un contrôle indépendant de chaque interrupteur à deux quadrants, la détection de la direction du courant de charge et l'introduction d'un délai lors du changement des états de commutation. La règle de commutation pour une commutation correcte de S1 à S2 est : pour  $i_L > 0$ , (a) éteindre S1B, (b) allumer S2A, (c) éteindre S1A, et (d) allumer S2B. De même, pour  $i_L < 0$ , la règle de commutation sera (a) éteindre S1A, (b) allumer S2B, (c) éteindre S1B, et (d) allumer S2A. Les étapes pour les deux cas sont illustrées de manière schématique à la Figure 1.4(d).

Il est également important de mentionner que la configuration montrée à la Figure 1.3(a) doit se conformer à une commutation en deux étapes qui, bien que présentant l'avantage considérable d'utiliser un nombre réduit d'interrupteurs, produira plus de pointes de tension dans les tensions de sortie. Une autre manière d'obtenir une meilleure commutation est d'utiliser une source en Z à l'entrée du convertisseur matriciel [39].

Un autre aspect intéressant concernant la commutation est le nombre de commutations. Il s'agit du nombre de fois où la commutation se produit dans un cycle de commutation. Dans des circonstances normales, dans un convertisseur matriciel  $3 \times 3$ , cette valeur est de 6, ce qui est réduit dans les travaux présentés par [72], [73]. Pour un CMD  $3 \times 5$ , [74] a réduit ce nombre de 10 à 5. Cela conduit à une réduction considérable des pertes de commutation et de conduction. Le Tableau 1.1 présente une brève comparaison des stratégies de commutation [58].

## 1.2.5 Progrès dans la modulation et le contrôle des CM

### 1.2.5.1 Les schémas de modulation conventionnels

Les schémas de modulation sont généralement classés en schémas scalaires et de modulation par largeur d'impulsion. Un exemple de chaque méthode est brièvement discuté ci-dessous [58].

#### ➤ Méthode directe (Alesina-Venturini)

Il s'agit de la première stratégie de modulation proposée par Alesina et Venturini pour un CM  $3 \times 3$ . La solution est obtenue pour la matrice de commutation en liant directement la sortie et la tension. Pour l'appliquer il faut respecter les règles de causalité. En effet, il faut que le côté d'entrée ne soit être court-circuité car ce sont des sources de tension, et la charge ne peut pas être laissée en circuit ouvert en raison de sa nature inductive.

#### ➤ Approche directe par Vecteur Spatial

**Tableau 1. 1.** Techniques et nombre de commutations des interrupteurs AC des CM [58]

	Catégorie	Type de commutation/référence	Avantages	Inconvénients
Techniques de commutation	Commutation basée sur la direction du courant	Commutation à 4 étapes [70]	Détection de tension n'est pas nécessaire	Des valeurs actuelles mal estimées au passage par zéro peuvent entraîner un circuit ouvert indésirable de la charge
		Commutation à 3 étapes [71]	Réduction du temps de commutation d'une phase à une autre par rapport [70]	Similaire à [70]
		Commutation à 2 étapes [72]	Processus de commutation le moins chronophage	Un circuit de mesure complexe est nécessaire qui doit mesurer la tension de chaque commutateur
	Commutation basée sur la direction de la tension	Commutation à 4 étapes [73]	Temps de commutation réduit par rapport à [47]	Basé sur la mesure des amplitudes relatives des tensions de phase. Les zones critiques où la valeur relative est nulle peuvent être mal évaluées
		Commutation à 2 étapes [74]	Temps de commutation plus court empêche la commutation entre deux phases d'entrée avec des tensions similaires	Un circuit de mesure et de calcul complexe est nécessaire.
	Hybride	Commutation hybride	C'est une commutation en deux étapes	Un matériel de mesure complexe est requis.
Nombre de commutations	Commutations réduites	3*3 CM [76]	Le nombre de commutations passe de 6 à 4	Une distorsion harmonique de tension de sortie accrue
		3*5 CM [77]	Le nombre de commutations passe de 10 à 5	
		3*3 CM [78]	Réduction du nombre de commutations de 6 à 4 Bons THD de courant	Distorsion harmonique de tension de sortie accrue

L'objectif de l'algorithme SVM direct est de générer le vecteur de tension de ligne à ligne de sortie désiré et l'angle de déplacement d'entrée. Cette méthode repose sur la sélection de quatre configurations actives appliquées pendant un pourcentage de la période de commutation; ensuite, les configurations zéro sont appliquées pour la compléter [13, 75]. Les temps de maintien pour les quatre vecteurs actifs sont calculés à partir des rapports cycliques correspondants dérivés sous certaines contraintes. La modulation directe par vecteur spatial permet de contrôler l'angle de déplacement de l'entrée et d'assurer une opération à facteur de puissance unitaire.

### ➤ Modulation vectorielle spatiale indirecte

Dans cette méthode [44], un lien CC virtuel est supposé ; les fonctions de modulation déterminées dans les étapes de redressement et d'inversion sont fusionnées ensemble pour formuler les fonctions de commutation du convertisseur matriciel. L'idée de base est de

---

découpler le contrôle de la tension de sortie et du courant d'entrée. Cette méthode sera discutée en détail dans le chapitre suivant.

### 1.2.5.2 Nouveaux schémas de modulation

Les schémas de modulation conventionnels ont été examinés précédemment dans la littérature [5, 59]. Le tableau 1.2 donne un résumé des divers schémas de modulation conventionnels et modifiés. Ici, nous allons discuter des dernières modifications apportées aux schémas de modulation et de leurs avantages.

Pour réduire les pertes de commutation du CM, Takeshita et Andou dans [72, 76, 77] et Sayed et Iqbal dans [74] utilisent une technique novatrice, dans laquelle la tension de sortie est synthétisée en se déplaçant sur deux phases les plus proches. Le nombre de commutations passe de six à trois pour un CM  $3 \times 3$  et de dix à cinq pour un CM  $3 \times 5$ . Cependant, comme le suggèrent les résultats, cela se fait au détriment du courant d'entrée.

Li et al. dans [78] présentent un schéma de modulation où le CMD peut fonctionner dans la zone de surmodulation. Cependant, cela entraîne une détérioration de la tension de sortie du CM. La modulation par vecteur spatial est la méthode de modulation la plus courante des onduleurs de tension et des CM. Dans [79], les auteurs ont proposé un nouveau SVM basé sur des vecteurs rotatifs. Normalement, si des vecteurs rotatifs sont choisis, la tension maximale sera de 0,5 de la tension d'entrée ( $TMR = 0,5$ ). Cependant, dans ce travail, les auteurs ont proposé une nouvelle technique de SVM utilisant les mêmes vecteurs rotatifs, mais le TMR augmente à 0,833, ce qui est comparable aux 0,866 conventionnels pour un CM  $3 \times 3$ .

Un autre nouveau schéma de modulation basé sur des rapports cycliques modifiés est présenté dans. Un algorithme de modulation basé sur les informations de charge est proposé pour un CM  $3 \times 5$  afin d'atteindre une capacité maximale de puissance réactive d'entrée, et ses avantages sont illustrés visuellement à travers un graphique de modulation 2D. Ce travail présente principalement le contrôle de l'angle de puissance d'entrée par des moyens graphiques et revendique sa supériorité par rapport à d'autres schémas conventionnels. Cependant, il ne mentionne aucun mérite comportemental de leur schéma par rapport à eux. Ichiki dans [80] propose un nouveau schéma de modulation dans lequel il considère le CMD comme trois onduleurs qui fonctionnent dans le même ordre mais avec des taux d'utilisation différents. Ce schéma de modulation compare le signal de contrôle avec la porteuse. Ce schéma a été vérifié pour des applications telles que les entraînements de moteur d'ascenseur et les systèmes de climatisation. Cependant, le principal inconvénient est qu'il nécessite un signal de croisement nul de la tension d'entrée, ce qui est une tâche difficile, surtout s'il y a un déséquilibre du côté entrée. D'autre part, Li et al. dans [78] discutent du schéma de surmodulation lorsque l'alimentation est déséquilibrée, en utilisant davantage d'espace dans l'espace d'état de tension. Cependant, cette stratégie de contrôle est complexe et prendra plus de temps de calcul à exécuter.

**Tableau 1. 2.** Comparaison de techniques de modulation

Méthode / référence	Description
Stratégie directe [35], [41]	La première stratégie de modulation donnée pour CMD $3 \times 3$ . Comprend le contrôle du facteur de puissance d'entrée indépendamment du facteur de puissance de charge. Extensible à CMD $3 \times n$ .
Modulation vectorielle directe [78]	Les temps de séjour sont dérivés à partir des fonctions de transfert moyennes désirées obtenues à partir des plans de tension de sortie et de vecteur d'entrée. Le facteur de déplacement du courant d'entrée peut être varié indépendamment du facteur de puissance de la charge
Modulation vectorielle indirecte [44]	Le CMD est émulé comme une combinaison de VSC et de VSI. Les fonctions de modulation des deux convertisseurs sont fusionnées pour obtenir la fonction de modulation finale du CMD réel
A base de porteuse [78], [79]	Stratégie PWM simple et symétrique utilisant un modulateur basé sur la porteuse pour faciliter le fonctionnement du convertisseur de commutation
Basé sur le rapport cyclique [46]	La méthode proposée utilise une porteuse continue et les signaux de rapport cyclique prédéterminés pour générer directement les signaux de commande, et est donc appelée PWM basée sur le rapport cyclique
Baisse de tension minimale [74], [76]	La réduction du nombre de commutations (et des pertes associées) ainsi que la distorsion harmonique totale sont obtenues en synthétisant la tension de sortie en s'attardant sur les deux niveaux de tension d'entrée les plus proches
SVM avec vecteurs rotatifs [78]	Cette technique présente une SVM basée sur des vecteurs rotatifs. Le schéma présenté améliore les performances d'un CMD en fournissant un rapport cyclique variable de 0,833, qui correspond en réalité à 0,5 lors de l'utilisation de vecteurs rotatifs

Enfin, Wang et al. dans [81] ont proposé un schéma de modulation applicable au CMD  $3 \times N$ . Il s'agit d'une modification d'un schéma SVM indirect discuté dans [44]. Une stratégie de modulation de porteuse décalée en phase est appliquée au redresseur virtuel, et une stratégie de modulation de largeur d'impulsion double basée sur la porteuse modifiée est appliquée à l'onduleur NPC (Neutral Point Clamped). Ainsi, des pertes de commutation réduites et des facteurs de puissance d'entrée contrôlables sont obtenus. Cependant, ce schéma entraîne une détérioration des performances du côté entrée du CMD.

### 1.3 Avancées topologiques des Convertisseurs Matriciels

#### 1.3.1 Progrès des Convertisseurs Matriciels Directs

Comme cette topologie est bien définie, la majorité des travaux récents se concentre sur ses stratégies de modulation. Structurellement, les principaux changements ont été en termes de [58]:

- (i) Sources d'impédance (Z ou Y) ou convertisseurs matriciels quasi-impédance [39, 82-86].
- (ii) Convertisseurs matriciels multiniveaux [42, 87-99].
- (iii) Convertisseurs matriciels multimodulaires [100-105].
- (iv) Convertisseurs matriciels multiphasés [41, 106-113].

---

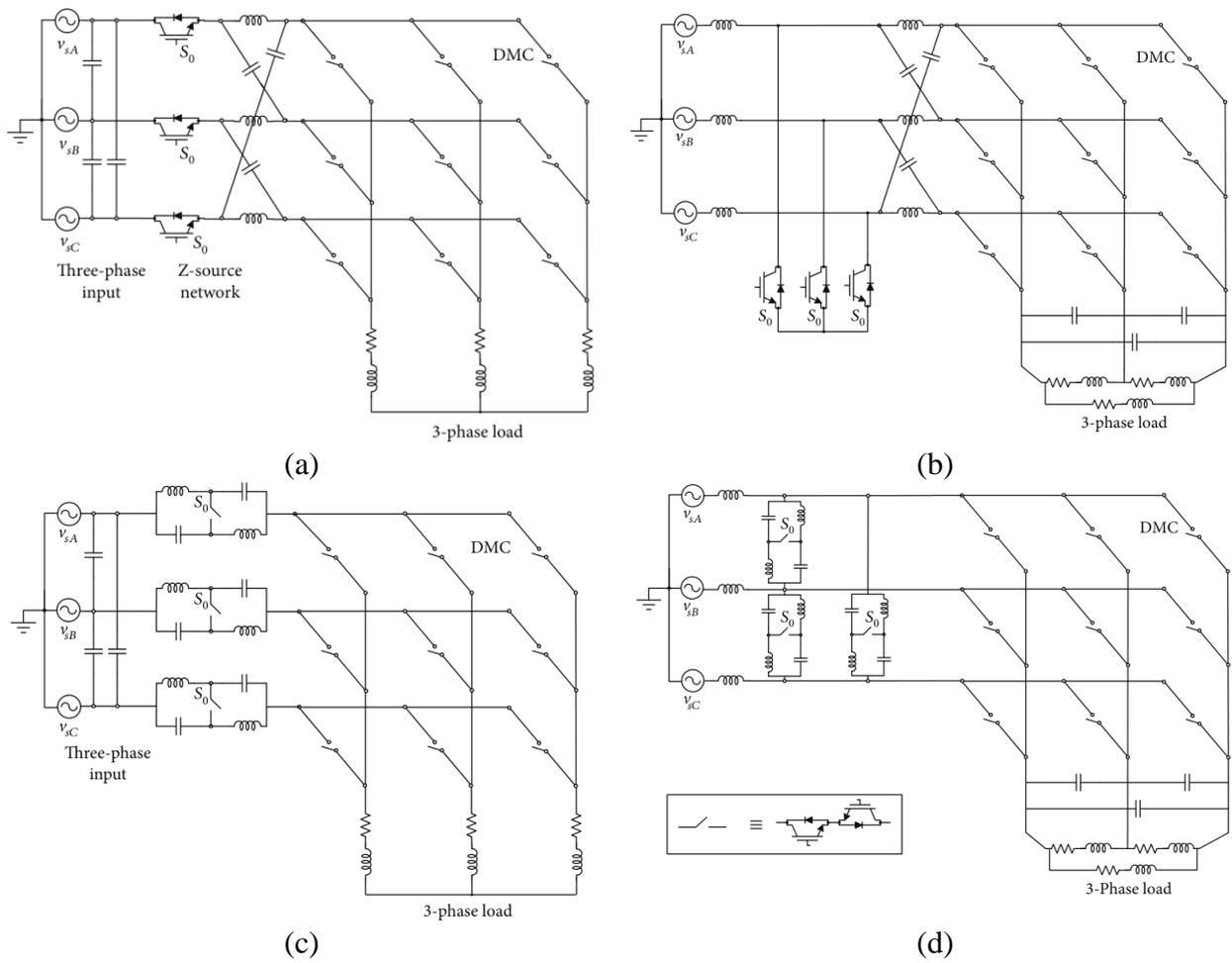
(v) Modifications des auxiliaires, par exemple, filtre d'entrée et capteurs

### 1.3.1.1 Progrès dans les CMD à source d'impédance

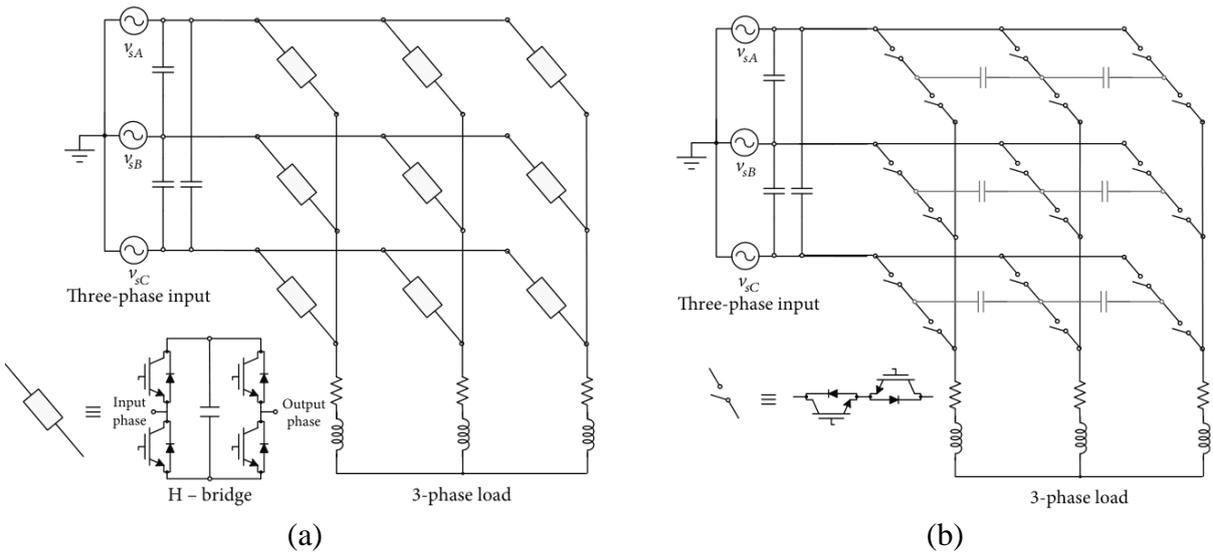
Z-source est une méthode pour améliorer la capacité de transfert de tension d'un convertisseur matriciel. Le CMD alimenté en tension se comporte comme un convertisseur abaisseur de tension [58]. Pour obtenir une amplitude de tension plus élevée, le concept de shoot-through est adopté. Une méthode consiste à connecter deux CMD à travers une banque d'inducteurs a été proposée dans [82]. Ainsi, le premier CMD se comporte comme un convertisseur abaisseur de tension, et le second CMD se comporte comme un convertisseur abaisseur de courant, ou plus précisément un convertisseur élévateur de tension. L'article [82] a introduit un ensemble de topologies de CMD à Z-source possibles. Cet article discute également des topologies possibles de CMD quasi-Z-source et trans-Z-source. Dans [83], un CMD quasi-Z-source est utilisé pour piloter un entraînement de moteur à induction à contrôle vectoriel. Les auteurs de [39] présentent une revue des convertisseurs matriciels à source d'impédance possibles. Du point de vue de l'application, le CMD quasi-Z-source est modélisé et analysé dans [84]. Alizadeh et Kojori ont étendu le concept de contrôle prédictif à cet ensemble dans [85]. Un CMD à Z-source et un CMD à quasi-Z-source en tension et en courant sont présentés à la Figure 1.5. D'autres recherches sur les CMD quasi-Z-source et les CMI à Y-source sont présentées dans [40, 114], respectivement.

### 1.3.1.2 Progrès dans les CMD multiniveaux

La structure montrée à la Figure 1.6(a) a été introduite en 2001 par Erickson et Al-Naseem en utilisant neuf ponts en H à la place des neuf commutateurs bidirectionnels dans une matrice  $3 \times 3$  d'un CMD [115]. Un convertisseur matriciel multiniveaux à condensateur de serrage (Figure 1.6(b)) a été discuté en détail dans [116]. Les résultats montrent clairement de meilleures performances en termes d'harmoniques de tension de sortie. La contrainte par commutateur est réduite de moitié. L'inconvénient est l'augmentation du nombre de commutateurs et de condensateurs, ce qui devient une source de préoccupation, car le nombre est simplement doublé. De plus, l'augmentation du nombre de condensateurs réduira la fiabilité du système. Des travaux sur la suppression de la tension de mode commun (TMC) sont réalisés dans [87]. Dans [88-95, 117], les chercheurs ont discuté d'une version incrémentale de CMD multiniveaux. Cette topologie est obtenue en ayant plusieurs ponts en H dans chaque ligne qui connecte la sortie à l'entrée. Le bénéfice de telles configurations est une tension de sortie à faible ondulation, ce qui se fait au prix d'un grand nombre de commutateurs et de stratégies de contrôle complexes. D'autres travaux sur les convertisseurs matriciels multiniveaux comme la détection des défauts peuvent être trouvés dans [98].



**Figure 1.5.** (a) Z-source CMD en tension (b) Z-source CMD en courant (c) Quasi Z-source CMD en tension (d) Quasi Z-source CMD en courant



**Figure 1.6.** (a) CM H-bridge multiniveaux (b) CM capacitor-clamped multiniveaux

### 1.3.1.3 Progrès dans les CMD multi-modulaires

Une CM multi-modulaires (CMMC) est une autre topologie discutée dans la littérature, dont la structure est montrée à la Figure 1.7. Les CMMC sont destinées à une utilisation potentielle dans des applications à haute puissance avec une capacité de fonctionnement en quatre quadrants et une réponse dynamique rapide attendue. Ce convertisseur se compose de  $3 \times 2$  modules CMD. Deux configurations de tels convertisseurs sont discutées et validées expérimentalement dans [101]. Un schéma de modulation indirect basé sur le SVM est mis en œuvre dans [105, 118]. Une méthode basée sur la construction mathématique est discutée dans [103], et des stratégies à base de porteuse sont discutées dans [104]. Dans un autre travail, deux convertisseurs matriciels sont employés pour intégrer un système de génération d'énergie éolienne à six phases dans un réseau triphasé dans [119].

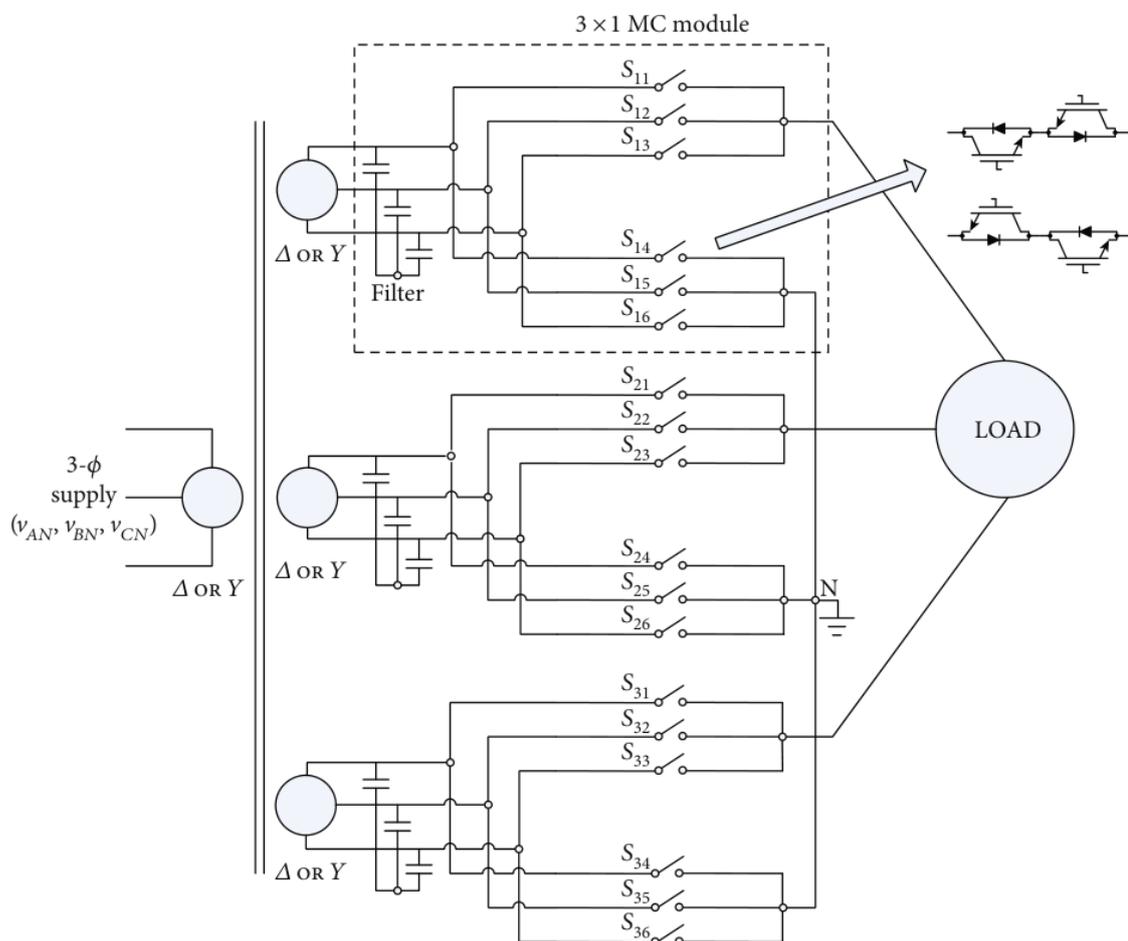


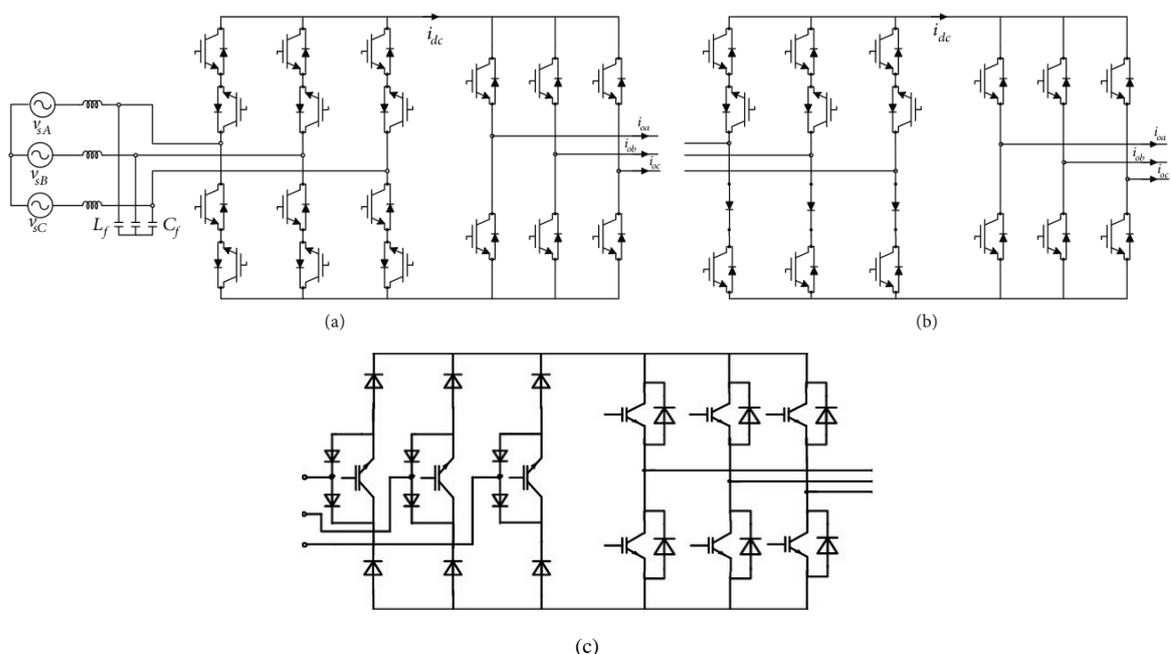
Figure 1.7. Convertisseur matriciel multimodulaires [77]

### 1.3.1.4 Progrès dans les conceptions de filtres d'entrée et de filtres contre les interférences électromagnétiques

Pour soutenir le fonctionnement efficace du circuit CMD, des composants auxiliaires et leurs avancées sont discutés ici. Des filtres d'entrée et de sortie sont utilisés pour l'élimination des harmoniques, et traditionnellement, un réseau LC du second ordre est employé [56]. Rivera et al. en 2011 ont introduit un filtre basé sur un inducteur couplé [120]. [52] discute d'une méthode pour concevoir un filtre d'entrée de manière optimale automatisée. Le filtre d'entrée est conçu en estimant analytiquement le contenu des ondulations dans le courant d'entrée non filtré dans [121]. La conception d'un filtre IEM pour un CMD pour des applications aérospatiales est discutée dans [122]. Les capteurs de courant sont également une partie intégrée et coûteuse du fonctionnement en boucle fermée des entraînements basés sur CM. Dans [123], le nombre de capteurs est réduit de trois conventionnels à un seul, tout en exhibant un fonctionnement normal.

### 1.3.2 Progrès des Convertisseurs Matriciels Indirects

Un convertisseur matriciel indirect (CMI), comme le montre la Figure 1.8(a), comprend 18 commutateurs contrôlables, ce qui est équivalent à un CMD  $3 \times 3$ . La différence réside dans le contrôle de cette structure de convertisseur. Cette configuration est plus facile à mettre en œuvre, car les stratégies de contrôle des redresseurs et des onduleurs contrôlés peuvent être directement mises en œuvre. Cette topologie est discutée dans [12], [124]. Elle emploie 12 commutateurs pour la rectification et 6 pour l'inversion. Le convertisseur matriciel Sparse (CMS) (Figure 1.8(b)) est dérivé de le CMI, qui est divisé en une étape d'entrée et une étape de sortie sans aucune capacité dans le lien DC. L'étape d'entrée est agencée de manière à ce que seuls neuf commutateurs soient nécessaires, tandis que l'étape de sortie a une configuration standard à 6 commutateurs. Ainsi, le CMS dispose de 15 commutateurs, comparé aux 18 pour un CMD et un



**Figure 1.8.** (a) Convertisseur matriciel indirect [100]. (b) Convertisseur matriciel Sparse [101]. (c) Convertisseur matriciel Ultrasparse [17].

---

CMI. L'équivalence fonctionnelle, la contrôlabilité et la plage de fonctionnement du CMS sont les mêmes que celles du CMD malgré le nombre réduit de commutateurs de puissance à extinction unipolaire [125]. Une réduction supplémentaire du nombre des IGBTs est possible avec un convertisseur matriciel ultra-épars (CMUS) (Figure 1.8(c)) ayant 12 IGBT, avec une opération restreinte à un flux de puissance unidirectionnel et une contrôlabilité du facteur de puissance à  $\pm\pi/6$  [37]. Un convertisseur matriciel Spars-SiC à 100 kHz utilisant des dispositifs cascade SiC-JFET de 1300V, 4 A, a été rapporté dans [126], ce qui est adapté aux applications aéronautiques où un convertisseur de faible volume/poids est désiré. La mise en œuvre en temps réel d'un CMI utilisant des algorithmes SVM peut être vue dans [12, 127]. Deux stratégies de modulation pour supprimer le THD élevé dans le CM Ultras Sparse sont discutées dans [128].

Un schéma de modulation pour supprimer les tensions de mode commun indésirables est montré dans [129]. Topologiquement, le côté onduleur peut être remplacé par des onduleurs multiniveaux comme dans [130, 131, 132], pour produire des caractéristiques de sortie plus performantes.

#### 1.4 Comparaison entre les CM et les AC-DC-AC conventionnels

Conventionnellement, la technologie basée sur VSC est utilisée pour convertir une tension AC en une autre tension AC. Si l'étape de redressement est contrôlée en utilisant un VSC, alors elle est connue sous le nom de topologie back-to-back (B2B), et si une étape de redressement non contrôlée est employée, alors la topologie est connue sous le nom de convertisseur front-end (FEC) [58]. Mais cette technologie nécessite un condensateur de liaison DC entre les deux, ce qui rend le système global volumineux et encombrant. En revanche, les technologies CMD et CMI permettent d'omettre la liaison DC intermédiaire. Ainsi, dans cette section, une comparaison est présentée pour montrer les avantages et inconvénients de ces topologies par rapport aux topologies conventionnelles existantes. Toutes ces topologies ont des avantages et des inconvénients les uns par rapport aux autres, et le choix dépend du type d'application à piloter. Comme on peut le voir dans le cas du système d'entraînement industriel fabriqué par Yaskawa, une réduction de l'espace de 30 % est attendue avec le CMD par rapport au B2B [55]. Ceci est illustré à la Figure 1.9.

La première comparaison entre les convertisseurs CMD et B2B est donnée dans [133]. Ce travail donne un aperçu approfondi de la conception et de la comparaison des performances des CMD et B2B dans les entraînements de machines avec une réduction de la valeur nominale du courant de l'appareil de 33 %, et donc, le stress thermique de l'appareil diminue. Il est également m conclu qu'à des fréquences de commutation plus élevées, les pertes dans les cm sont moindres



**Figure 1.9.** (a) Convertisseur à base de DC-link (b) Convertisseur matriciel [58]

que dans les B2B sur une plage de fonctionnement plus large. Cependant, il est nécessaire de construire un moteur spécial afin de compenser un VTR plus faible.

Aten et al. en 2006 dans [134] ont vérifié la fiabilité du convertisseur matriciel conformément aux directives du manuel militaire MIL-HDK-217F et ont conclu que, malgré un plus grand nombre d'interrupteurs, la fiabilité du convertisseur est similaire à celle de la structure VSC (Voltage Source Conventionnelle) conventionnelle, en raison d'un stress de tension plus faible. Cependant, le stress de courant n'est pas pris en compte.

D'autre part, une comparaison détaillée et complète entre B2B, CMD et CMI est faite dans [57] lors de l'entraînement d'un moteur PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor) de 15 kW. Selon l'évaluation des performances entre B2B et CMD, il est conclu que les CM conviennent aux compresseurs, ventilateurs, mélangeurs, pompes générales et systèmes d'entraînement d'escaliers mécaniques. Et, l'analyse comparative du CMD et du CMI montre que les CMD sont plus adaptés aux opérations à basse fréquence. Le CMI, cependant, peut être choisi pour une opération à haute fréquence de commutation. Dans [135], la température est utilisée comme facteur de stress, et il est conclu que le CMD est plus fiable que le B2B. Cela est dû à l'omission du condensateur de liaison DC. Cependant, en termes de TMR, le FEC et le B2B ont un avantage sur le CMD et le CMI.

## 1.5 Progrès dans la recherche sur les Convertisseurs Matriciels multiphasés

Jusqu'en 2010, les VSI n'étaient considérés en recherche que pour entraîner les entraînements multiphasés, et un transformateur de trois à cinq phases a été développé en

---

utilisant des connexions de transformateur spéciales [136]. Mais, en 2010, la simulation des CM multiphasés avec des charges RL a commencé avec [137], qui est en réalité un travail d'extension de [138]. Dans un autre travail, des algorithmes à base de PWM ont été simulés pour un CMD  $5 \times 3$  [139]. Les convertisseurs matriciels multiphasés (CMMP) sont une extension des CM  $3 \times 3$  conventionnels en termes de branches d'entrée et de sortie. Ces convertisseurs peuvent être utiles pour interfacer un réseau triphasé à une charge multiphasée ou vice-versa. La plupart des recherches ont été réalisées sur la modulation et le contrôle des CMMP. La revue de la littérature suggère que les travaux se concentrent actuellement sur les CMD et récemment il y a un déplacement vers les CMI [58].

En 2011, un  $3 \times 9$  CM et plusieurs stratégies de modulation ont été mises en œuvre. Une simple stratégie de modulation à base de porteuse a été introduite dans [45]. Cette méthode était une extension de l'approche prise pour la modulation des VSI conventionnels et était différente de [140] en ce que les signaux de porteuse dans cette dernière approche étaient discontinus. Un algorithme généralisé basé sur le rapport cyclique direct a été discuté pour le CMD  $3 \times k$  dans [48]. Dans cette approche, des formes d'onde triangulaires continues étaient utilisées pour la génération de signaux. Le schéma était très intuitif et flexible. Les rapports cycliques étaient directement calculés par rapport à la tension d'entrée maximale, moyenne ou minimale (qui peut être n'importe laquelle des tensions d'entrée). La même année, une stratégie de modulation indirecte a été mise en œuvre sur le CMD  $3 \times 5$  [141]. Ali et al. dans [41, 142] ont proposé une stratégie de modulation généralisée extensible aux CMD  $m \times n$ . Il a également été proposé, analytiquement, que la modulation Venturini ne peut être étendue qu'aux CM  $3 \times n$ . Dans [107], la technique basée sur l'algorithme génétique a été utilisée pour définir les fonctions de modulation des CMD  $3 \times n$ . En 2012, un travail pionnier a été présenté dans [143], où la méthode SVM directe a été mise en œuvre sur un CMD  $3 \times 5$ . Dans cette stratégie, 93 états parmi les 243 états possibles du convertisseur ont été utilisés en employant uniquement des vecteurs actifs. Les résultats montrent le fonctionnement du convertisseur avec un facteur de puissance unitaire.

Une revue des systèmes multiphasés a été réalisée en 2016, où Levi dans [63] a discuté des convertisseurs matriciels multiphasés et de leurs avantages. La modulation directe par vecteur spatial est mise en œuvre sur un CM  $5 \times 3$  dans [144, 145]. La méthode directe par vecteur spatial est également appliquée sur un CMD  $3 \times 7$  dans [144]. Un CMD  $9 \times 3$  est discuté dans [146], où un CM  $9 \times 3$  est mis en œuvre en utilisant le contrôle prédictif. La modulation directe ainsi que la modulation indirecte par vecteur spatial sont abordées du point de vue de la simulation pour un CMD  $3 \times 5$  dans [147]. Cependant, une stratégie de modulation par vecteur spatial est discutée pour un convertisseur matriciel indirect  $3 \times 5$  dans [12, 148].

La modulation indirecte par vecteur spatial est mise en œuvre sur des CMD  $3 \times 5$  et  $3 \times 7$  dans [149, 150], respectivement, avec tous les détails de l'implémentation expérimentale. Un facteur de déplacement unitaire est également atteint. La modulation directe par vecteur spatial est mise en œuvre sur un CMD  $3 \times 7$  dans [151]. La réduction de la tension de mode commun

(TMC) est un facteur important car elle réduit le stress sur les roulements de la machine. La méthode par vecteur spatial est utilisée pour contrôler le TMC par la sélection de vecteurs dans un CMD  $3 \times 5$  dans [152]. Une autre approche pour réduire le TMC consiste à utiliser des machines à extrémité ouverte contrôlées par deux convertisseurs. Dans [153], une telle tentative est réalisée sur une plateforme de simulation sur un moteur à sept phases. Les techniques PWM par vecteur spatial pour les CMI  $3 \times 5$  dans la plage de surmodulation sont discutées dans [154] et un  $V_{TRmax}$  de 0,923 est atteint, contrairement au 0,7886 conventionnel. Un SVPWM direct est mis en œuvre sur un CMD  $3 \times 6$  dans [154]. [154] présente une méthode SVPWM améliorée pour un CMD  $3 \times 7$  qui utilise seulement 129 états sur 2187 états. Malgré cela, la performance est comparable à celle de la SVM conventionnelle, car les THD sont inférieurs aux normes IEEE et meilleurs que les THD des algorithmes basés sur le porteur.

Une autre recherche est réalisée par les mêmes auteurs sur une charge à extrémité ouverte à cinq phases alimentée par deux CMD  $3 \times 5$  pour éliminer les TMC et augmenter la tension de 1,9 fois [151].

Des travaux récents incluent l'application de CMD  $6 \times 3$  pour les micro-réseaux [155]. Une opération tolérante aux pannes est présentée sur un CMD  $3 \times 5$  pour des applications de contrôle de moteur dans [156]. Afin de maximiser la plage de puissance réactive d'entrée, une stratégie de modulation basée sur les informations de charge est présentée pour le CMD  $3 \times 5$  dans [157].

## 1.6 Applications des convertisseurs matriciels dans l'industrie

Les convertisseurs matriciels et leurs variantes sont largement explorés pour de nombreuses applications industrielles. Divers entraînements industriels fabriqués par Yaskawa sont présentés dans la Figure 1.10. Des fabricants comme ABB estiment que la technologie des CM est attrayante, mais qu'elle nécessite plus de recherche avant de pouvoir être pleinement explorée pour des applications industrielles (iqbal). Yaskawa est l'un des fabricants qui produisent deux entraînements industriels basés sur les CMD nommés U1000 [55] et AC7 [54]. U1000 est conçu pour des puissances plus élevées et peut fonctionner avec des charges lourdes qu'AC7. Les applications typiques et les caractéristiques de l'U1000 sont présentées dans la Figure 1.11(a). Les applications potentielles pour lesquelles l'entraînement est conçu sont les escaliers mécaniques, les enrouleurs et les convoyeurs. De plus, la capacité de régénération du CM peut être utilisée de manière efficace pour alimenter des charges locales.



**Figure 1.10.** Différents convertisseurs matriciels fournis par Yaskawa Inc. [58]

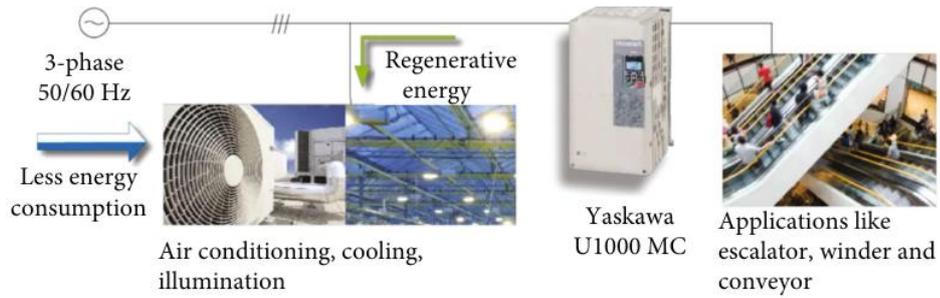
Les convertisseurs matriciels sont très pratiques à utiliser dans des zones de moins d'espace, comme les avions. Les CM ont été envisagés pour des applications aéronautiques, comme le montrent [158, 159]. L'alimentation générée par le générateur d'avion connecté au moteur peut être très facilement convertie en une alimentation de 115 V, 400 Hz à l'aide d'un CM, comme le montre la Figure 1.11(b).

L'une des applications récentes du CM se trouve dans les générateurs à microturbine [160], où le CM modulaire  $1 \times 1$  est utilisé pour connecter les sorties individuelles du générateur à la charge. Dans cette configuration, la méthode de battement (plus courante dans les systèmes de communication) contrôle le CM. Une autre application a été trouvée dans les pompes centrifuges, où l'entraînement a été modernisé en utilisant un entraînement CMD AC7 pour Chief Ethanol Fuels Inc. (Figure 1.11(d)). Le rapport en ligne suggère que l'entreprise était très satisfaite des caractéristiques de performance de l'entraînement [161].

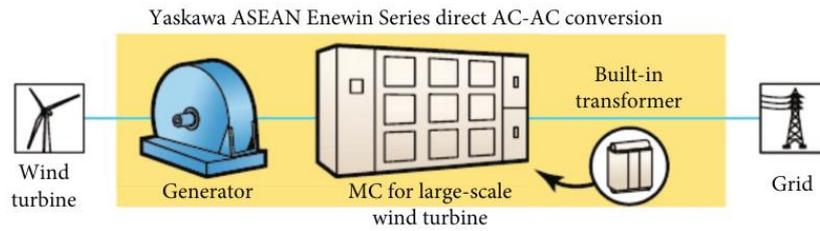
### 1.6.1 Intégration de l'énergie éolienne

Le meilleur endroit pour utiliser un CM est le générateur d'énergie éolienne couplé à une turbine, soit dans la zone de puissance de glissement dans le générateur à induction doublement alimenté (DFIG) soit dans les lignes principales des générateurs à rotor bobiné [58]. Comme le montre la Figure 1.11(b), l'arbre rotatif de manière intermittente de l'éolienne fait tourner le générateur, qui est connecté au réseau via un CMD. Un CM a été conçu pour une éolienne à grande échelle dans [162].

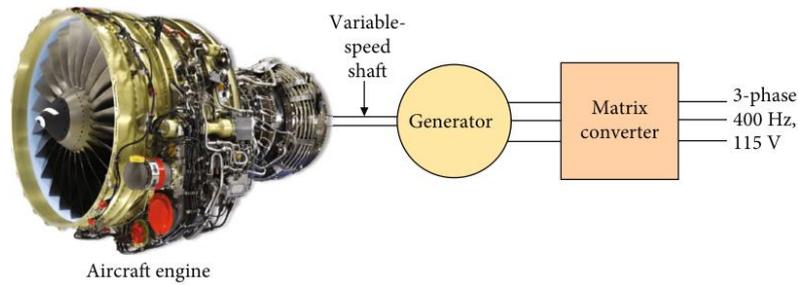
Une autre configuration populaire est le DFIG, dans lequel le CMD ou l'CMI peut être employé avec des puissances (de glissement) faibles dans le chemin du rotor. Une configuration avec un CMI est montrée dans [64]. Le CMD est également utilisé de manière unique, où le CMD est utilisé sous forme modulaire en conjonction avec l'onduleur de source de courant pour les WEGS [163].



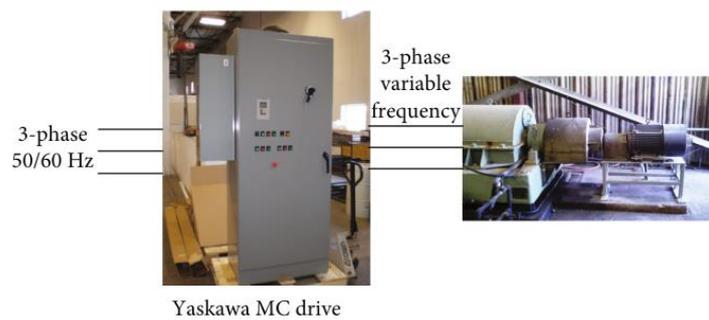
(a)



(b)



(c)



(d)

**Figure 1.11.** Applications industrielles récentes des convertisseurs matriciels : (a) applications générales du variateur MC U1000 de Yaskawa (b) intégration de l'énergie éolienne au réseau, (c) application dans les avions, et (d) application dans la modernisation de centrifugeuses [58].

### 1.6.2 Application des microgrids

Les unités de génération distribuée du microgrid peuvent être connectées à une charge de fréquence variable via un CMD ou un CMI. La capacité d'incorporer autant de branches aux côtés d'entrée et de sortie a permis des solutions inhabituelles qui mèneront à une petite solution par rapport aux solutions conventionnelles. Une proposition inhabituelle est discutée dans [155], où un CMD  $6 \times 3$  connecte deux DG (Distributed Generator) à une seule charge triphasée. Les convertisseurs sont contrôlés via une stratégie de contrôle central, fournissant efficacement une puissance active contrôlée à la charge.

### 1.6.3 Recharge sans fil des véhicules électriques

Récemment, deux topologies de CM ont été utilisées pour le transfert d'énergie sans fil (WPT) (ou transfert d'énergie inductive (IPT)) pour la recharge des VE. La première est proposée par Jafari et Sarwat dans [164], où un CM  $1 \times 1$  est utilisé pour le flux de puissance bidirectionnel. L'énergie est injectée pendant les états actifs dans le réservoir de compensation IPT pour augmenter le courant de résonance IPT. Le contrôleur basé sur FPGA est utilisé pour faciliter la conversion AC-AC en un seul étage et l'intégration avec le réseau principal sans lien CC intermédiaire.

### 1.6.4 Stockage d'énergie basé sur volants d'inertie

Un CMD  $3 \times 3$  a été conçu et analysé dans [165], et une étude de cas est présentée dans [166], où il est affirmé que le convertisseur matriciel complète le système de stockage basé sur volant d'inertie en raison de sa propriété de régénération naturelle. Par conséquent, un PMSM compatible avec les niveaux de tension du convertisseur matriciel a été conçu et optimisé pour fonctionner comme un régénérateur de tension dynamique (DVR).

### 1.6.5 Contrôleur de flux de puissance unifié

Comme les CM permettent une conversion AC-AC directe sans stockage CC, la puissance active et réactive de ligne, ainsi que la puissance réactive d'alimentation CA, sont directement contrôlées en sélectionnant les états de convertisseur matriciel appropriés. Ce travail est présenté dans [167].

### 1.6.6 Variateurs à usage général

La littérature récente suggère qu'un travail considérable a été réalisé dans le domaine des systèmes d'entraînement de moteurs pour rendre le CM une topologie fiable et opérationnelle [58]. Dans [168], Dan et al. ont amélioré le fonctionnement de l'entraînement de PMSM en proposant un schéma fiable de diagnostic et d'identification des défauts. La tension d'erreur du commutateur est appliquée pour localiser le commutateur défectueux. Dans [169], un PMSM est entraîné par un système WPT-CMD applicable au groupe motopropulseur électrique des véhicules électriques. Des travaux supplémentaires peuvent être observés dans [170, 171]. Dans

[170], la tension de mode commun est minimisée en introduisant une nouvelle stratégie de commande directe du couple, tandis que dans [171], la commande prédictive du couple du PMSM est réalisée.

Les entraînements de machines asynchrones utilisant des CMI et des CMD sont également constamment explorés. Dans [114], un CMI à qZ-source est utilisé pour commander une machine asynchrone à extrémité ouverte. Cela augmente la sortie et réduit la TMC. Dans [172], un CMD  $3 \times 3$  est utilisé pour entraîner une machine à 6 phases pour son contrôle de vitesse. Selon Mir et al. dans [49], un MPC (Modular Predictive Control) à états finis est employé pour contrôler la machine asynchrone alimentée par CMD, ce qui facilite son contrôle sans capteur. Dans cette méthode, la TMC est réduit à zéro avec succès. Le CMD multiphasé alimentant des charges à 5 phases est discuté dans [112, 173]. Le tableau 1.3 répertorie les applications récentes où les CM sont employés.

**Tableau 1. 3. Applications modernes des CM**

Applications	Type du CM / référence	Description
Générateur de microturbine	1 × 3CMD [160]	Une méthode de contrôle pour un convertisseur matriciel basée sur le concept d'hétérodynage des communications est appliquée pour convertir la haute fréquence de la tension de sortie d'un générateur de microturbine (MTG) à la fréquence du réseau électrique
Véhicule électrique	1 × 1 CMD [164]	Le contrôleur de puissance IPT (Inductive Power Transfer) à base de FPGA, simple, rapide et auto-ajustable à faible coût, est conçu et appliqué sur un convertisseur matriciel AC-AC à un seul étage pour permettre une connexion directe au réseau principal, éliminant ainsi la conversion DC
	1×3 CMD [169]	Un système d'entraînement de moteur synchrone à aimants permanents avec transfert d'énergie sans fil basé sur un convertisseur matriciel est proposé. La conversion directe de l'AC à basse fréquence et de l'AC à haute fréquence est réalisée
micro-réseau	6 × 3 CMD [156]	Un convertisseur matriciel 6 × 3 est utilisé pour contrôler la puissance active de deux générateurs décentralisés alimentant une charge. Au lieu d'utiliser deux convertisseurs, une modulation réussie d'un seul convertisseur matriciel 6 × 3 est effectuée pour créer un micro-réseau de deux générateurs décentralisés
Stockage d'énergie	3 × 3 CMD [165]	Analyse d'un système de stockage d'énergie par volant d'inertie utilisé comme régulateur de tension dynamique en conjonction avec un convertisseur matriciel direct et un entraînement de moteur synchrone à aimants permanents
Contrôleurs de flux de puissance unifiés	3 × 3 CMD [167]	Contrôle direct de la puissance (DPC) pour un CMD 3 × 3 fonctionnant comme des contrôleurs de flux de puissance unifiés (UPFC). La puissance active et réactive, ainsi que la puissance réactive de l'alimentation AC, peuvent être directement contrôlées en sélectionnant un état de commutation CMD approprié garantissant de bonnes réponses en régime permanent et dynamique
Application de l'énergie éolienne	3 × 1 CMD [163]	Le CMD est utilisé pour connecter le générateur éolien et le transformateur haute fréquence (HFT), lui permettant de fonctionner sans utiliser de condensateurs de filtrage du côté du générateur, ce qui permet une taille plus compacte.
	3 × 3 CMD [162]	Un CMD alimenté par un PMSG est utilisé pour les grandes éoliennes. Il s'agit du seul CMD moyenne tension appliqué à la production d'énergie.
	3 × 3 CMI [64]	Le DFIG entraîné par le vent est contrôlé pour sa puissance active et réactive, ainsi que pour la synchronisation au réseau en utilisant un contrôleur de modèle interne (CMI) dans la zone de fréquence de glissement de la machine (côté rotor).
Avions électriques accrus	3 × 3CMD [158,159]	Trois méthodes sont proposées pour éviter le flux de puissance de retour vers l'alimentation électrique de l'aéronef à travers un CMD 3 × 3 en mode de régénération. Les méthodes sont validées expérimentalement.
Fonctionnement de la centrifugeuse	3 × 3 CMD[161]	Un entraînement Yaskawa AC7 basé sur un CMD 3 × 3 a été utilisé pour moderniser une pompe centrifuge existante.
Entraînements de (PMSM)	3 × 3 CMD [168,170]	Des recherches sur les entraînements de moteurs synchrones à aimants permanents (PMSM) en conjonction avec CMD sont effectuées sous des conditions de défaut et de minimisation de la tension de mode commun (TMC), augmentant ainsi la fiabilité du système global.
Entraînements de machines asynchrones	3 × 3 CMI [115]	Une machine à extrémité ouverte est contrôlée par deux CMI à source en Z. Le système peut produire des tensions avec un gain double, ce qui en fait une configuration intéressante pour les applications à haute tension.
	3 × 3 CMD [49]	La commande prédictive basée sur le modèle (MPC) est utilisée pour un entraînement de machine asynchrone alimenté par un CMD. La principale réalisation est que la tension de mode commun (TMC) est réduite à zéro.
	3 × 5 CMD [113,173]	La commande de couple directe (DTC) avec une fréquence de commutation constante et la commande de flux orienté (FOC) sont respectivement effectuées sur un entraînement de machine asynchrone alimenté par un CMD 3 × 5.
Entraînements de machines à réluctance commutée	3 × 5 CMD [157,174,175]	Des performances louables des entraînements de machines à réluctance commutée (SRM) à cinq phases entraînés par CMD sont simulées et validées expérimentalement sous des conditions de défaut sur une phase.

## 1.7 Conclusion

Dans ce chapitre une revue de l'état de l'art de la technologie CM et de ses perspectives, visant les chercheurs et les ingénieurs travaillant dans divers domaines des applications de conversion de puissance AC-AC, a été présentée. Cette revue a présenté les avancées dans les structures topologiques des CM directs/indirects et leurs algorithmes de modulation et de contrôle au cours de la dernière décennie. Elle a également rapporté les progrès récents dans les structures et le contrôle des convertisseurs matriciels multiphasés.

L'un des problèmes pratiques était la commutation correcte entre les interrupteurs AC. Cela a été résolu par la commutation en quatre étapes et le circuit de clamping. Les courants d'entrée ont été rendus sinusoïdaux en utilisant des filtres LC côté entrée. Un autre problème majeur était celui du VTR inférieur. Celui-ci a été amélioré grâce à des techniques de surmodulation et à l'ajout de structures à Z-source.

De nouveaux schémas de modulation ont été proposés pour améliorer les performances des CM en termes de meilleure tension de sortie et de moindre commutation. Le THD des courants des CM s'est amélioré, ainsi que les pertes de commutation. Des schémas SVM améliorés ont été proposés pour réduire ou éliminer le TMC. Au niveau structurel, les convertisseurs matriciels multiphasés sont explorés de manière extensive pour les systèmes de commande et les systèmes éoliens. Cela permet des courants par phase plus faibles, et donc des interrupteurs de plus faible puissance sont requis. La caractéristique la plus souhaitable de toutes les topologies CM est leur régulation de fréquence, ce qui a conduit les chercheurs à les mettre en œuvre dans une myriade d'applications comme les applications éoliennes, les systèmes de commande et les véhicules électriques. Récemment, son utilisation a été envisagée pour les micro-réseaux. Bien que Yaskawa soit encore le principal acteur, d'autres entreprises comme Fuji ont également montré de l'intérêt [58].

# **Chapitre 2 :**

**Performances électriques de stratégies de modulation appliquées au convertisseur matriciel indirect pentaphasé:  
Etude théorique**

## **Chapitre 2. Performances électriques de stratégies de modulation appliquées au convertisseur matriciel indirect pentaphasé: Etude théorique**

### **2.1. Introduction**

Les convertisseurs matriciels indirects pentaphasés à deux niveaux (5PH-IMC) attirent de plus en plus d'attention dans divers domaines d'application, tels que les énergies renouvelables, les véhicules électriques et les industries de processus.

La modulation joue un rôle crucial dans le fonctionnement des 5PH-IMC. Elle permet de contrôler la tension et le courant de sortie du convertisseur, et d'influencer ses performances globales. De nombreuses stratégies de modulation ont été proposées pour les convertisseurs matriciels à deux niveaux, chacune avec ses propres avantages et inconvénients.

Ce chapitre se concentre sur des différentes stratégies de modulation appliquées en premier lieu au redresseur triphasé et à l'onduleur pentaphasé à deux niveaux (5PH-VSI), puis au 5PH-IMC. Les stratégies de modulations appliquées au 5PH-VSI sont : la modulation sinusoïdale à largeur d'impulsion (S-PWM), la modulation sinusoïdale à largeur d'impulsion avec injection du 5<sup>ème</sup> harmonique (FH-PWM), la modulation vectorielle à deux vecteurs (2V-SVPWM) et la modulation vectorielle à quatre vecteurs (4V-SVPWM). On a comparé ces stratégies de modulation en termes de la Distorsion Totale des Harmoniques (THD), Taux Maximal de Réglage (TMR), Harmoniques de Faibles Fréquences (HFF) et Tension de Mode Commun (TMC). Ensuite on a appliqué la 2V-SVPWM et la 4V-SVPWM au 5PH-IMC en comparant les résultats en termes du THD, TMR, HFF et du facteur de puissance (FP).

L'objectif principal de ce chapitre est de fournir aux chercheurs une revue de ces techniques de modulation appliquées au 5PH-VSI et au 5PH-IMC ainsi que leurs performances électriques.

Le chapitre est organisé comme suit :

Section 1 : Introduction.

Section 2 : Modèle du convertisseur matriciel indirect pentaphasé.

Section 3 : Commande de l'étage onduleur (5PH-VSI).

Section 4 : Commande du convertisseur matriciel indirect à deux niveaux (5PH-IMC).

Section 5 : Conclusion.

## 2.2. Modèle du Convertisseur Matriciel Indirect Pentaphasé

La Figure 2.1 présente la topologie du convertisseur matriciel indirect pentaphasé (5PH-IMC). Le redresseur de cette topologie est considéré avec la source comme un générateur de courant alternatif, tandis que le bus continu est considéré comme une source de courant. On suppose que le courant du bus continu  $I_p$  est constant pendant une période de commutation infinitésimale. Pour respecter les règles de causalité, il est nécessaire qu'à tout instant, un seul demi-pont supérieur et un seul demi-pont inférieur conduisent. Cela peut être interprété par l'équation suivante :

$$\begin{cases} S_{p1} + S_{p2} + S_{p3} = 1 \\ S_{n1} + S_{n2} + S_{n3} = 1 \end{cases} \quad (2.1)$$

où la phase est connectée à p, si  $S_{pi}$  est égal à un, et connectée à n si elle est égale à zéro.

Les tensions de liaison du bus continu et les courants de source peuvent alors être calculés en utilisant l'expression (2.2) :

$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_n \end{bmatrix} = [F_{rec}] \times \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = [F_{rec}]^T \times \begin{bmatrix} I_p \\ -I_p \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

où  $V_p$  et  $V_n$  sont les tensions du bus continu, les  $V_i$  sont les tensions de source, les  $I_i$  sont les courants de source,  $I_p$  est le courant du bus continu et  $F_{rec}$  est la matrice de connexion du redresseur définie comme suit :

$$[F_{rec}] = \begin{bmatrix} S_{p1} & S_{p2} & S_{p3} \\ S_{n1} & S_{n2} & S_{n3} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

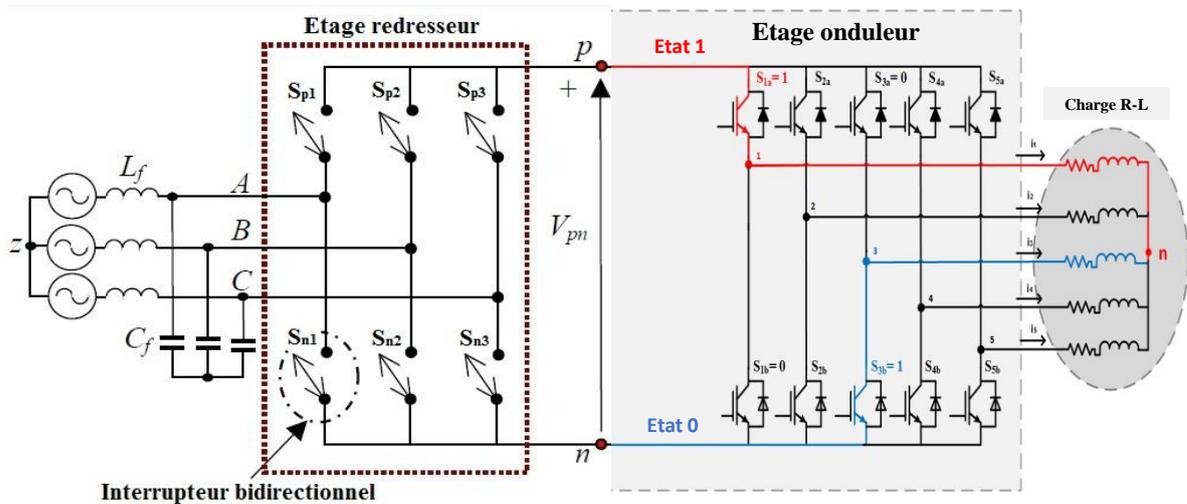


Figure 2. 1. Topologie du Convertisseur Matriciel Indirect pentaphasé (5PH-IMC)

L'onduleur du 5PH-IMC est relié directement au redresseur sans utiliser une capacité de stockage. Cet onduleur est composé de cinq bras. Chaque bras se compose de deux interrupteurs bidirectionnels en courant, considérés comme idéaux. Pour éviter un court-circuit du bus continu et assurer la continuité du courant de charge, les interrupteurs dans chaque bras doivent être contrôlés de manière complémentaire, comme décrit par l'expression (2.4). Chaque bras aura deux états possibles :  $S_k = 1$  décrit l'état activé de l'interrupteur supérieur et l'état désactivé de l'interrupteur complémentaire inférieur. D'autre part,  $S_k=0$  représente l'opposé : l'état désactivé de l'interrupteur supérieur et l'état activé de l'interrupteur complémentaire inférieur. Ainsi, les tensions de sortie des bras peuvent être obtenues en utilisant l'équation (2.5), tandis que l'équation (2.6) calcule les tensions de phase aux au neutre de la charge.

$$S_{ka} + S_{kb} = 1 \quad \text{pour} \quad k = 1, 2, 3, 4, 5 \quad (2.4)$$

$$\begin{bmatrix} V_{1n} \\ V_{2n} \\ V_{3n} \\ V_{4n} \\ V_{5n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \end{bmatrix} \cdot V_{pn} \quad \text{où } n \text{ dénote le neutre virtuel du bus continu} \quad (2.5)$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \\ V_5 \end{bmatrix} = \frac{1}{5} \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{1n} \\ V_{2n} \\ V_{3n} \\ V_{4n} \\ V_{5n} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

### 2.2.1 Application de la SVM à l'étage redresseur

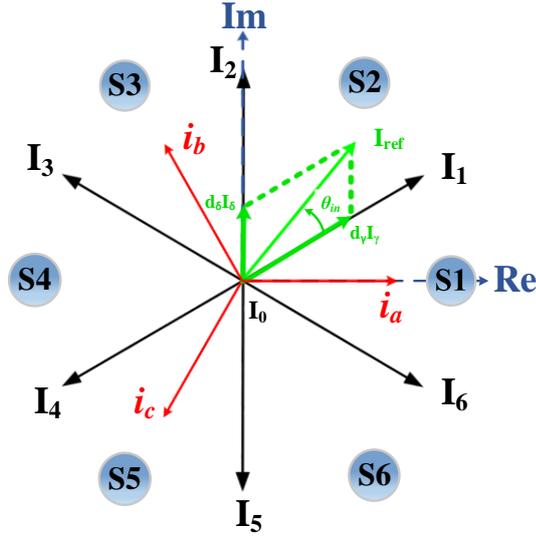
Les vecteurs d'espace pour l'étage redresseur sont calculés en utilisant l'expression (2.7).

$$I_{sv} = \frac{2}{3} (I_1 + I_2 e^{\frac{i2\pi}{3}} + I_3 e^{\frac{-i2\pi}{3}}) \quad (2.7)$$

Les vecteurs d'espace de courant résultants divisent l'espace en six vecteurs actifs et trois vecteurs nuls (Figure 2.2). Pour maintenir l'ensemble des courants d'entrée avec un facteur de puissance contrôlable, il est indispensable de les synchroniser avec les tensions d'alimentation en manipulant la phase d'entrée du courant de référence. Ce dernier est exprimé comme suit :

$$\bar{I}_{ref} = I_{max} e^{j(\omega t - \varphi_{in})} \quad (2.8)$$

où  $I_{max}$  est l'amplitude,  $\omega$  est la vitesse angulaire des tensions d'alimentation et  $\varphi_{in}$  la phase d'entrée du courant de référence.



**Figure 2.2.** Courants d'espace et courant de référence

Figure 2.2 montre que pendant chaque période de commutation,  $I_{ref}$  est synthétisé en utilisant deux vecteurs actifs adjacents  $I_\gamma$ ,  $I_\delta$  et un vecteur nul  $I_0$ . Les courants d'entrée sont considérés constants durant chaque période, donc, le vecteur de courant de référence est exprimé en fonction des courants d'espace comme suit :

$$\bar{I}_{ref} = d_\gamma I_\gamma + d_\delta I_\delta + d_0 I_0 \quad (2.9)$$

où  $d_\gamma$ ,  $d_\delta$  et  $d_0$  sont les rapports cycliques, ils sont définis dans l'expression (2.10).

$$\begin{cases} d_\gamma = m_c \sin(\theta_{in}) \\ d_\delta = m_c \sin(\frac{\pi}{3} - \theta_{in}) \\ d_0 = 1 - d_\delta - d_\gamma \end{cases} \quad (2.10)$$

où le rapport de courant  $m_c$  est défini comme suit :

$$\begin{cases} m_c = |\bar{I}_{ref}| / I_p \\ 0 < \theta_{in} \leq \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (2.11)$$

La tension moyenne du bus continu est donnée par :

$$\bar{V}_{pn} = \frac{3}{2} V_{max} m_c \cos(\varphi_{in}) \quad (2.12)$$

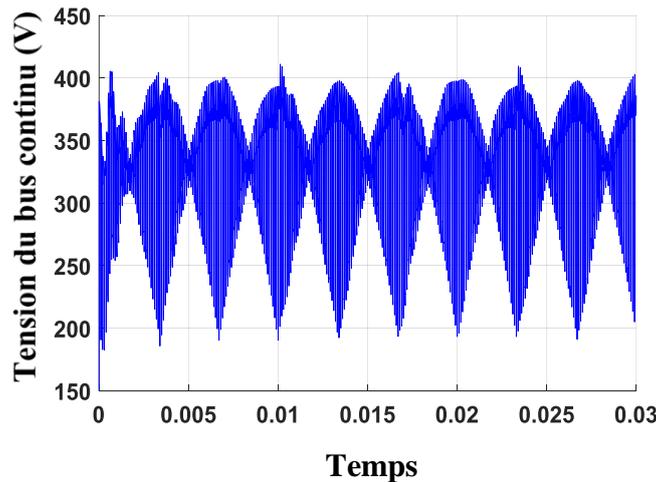
où  $V_{max}$  est la valeur maximale de la tension d'entrée. Pour maximiser la tension du bus continu et obtenir une performance de sortie élevée, le rapport de courant  $m_c$  est fixé à 1 et les vecteurs nuls sont supprimés, de plus,  $\varphi_{in}$  est fixée à 0.

En conséquence, les nouveaux rapports cycliques ajustés sont déterminés par la relation suivante :

$$\begin{cases} d'_\gamma = \frac{d_\gamma}{d_\gamma + d_\delta} = \frac{\sin(\theta_{in})}{\cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta_{in}\right)} \\ d'_\delta = \frac{d_\delta}{d_\gamma + d_\delta} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_{in}\right)}{\cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta_{in}\right)} \\ d_0 = 0 \text{ and } d_\delta + d_\gamma = 1 \end{cases} \quad (2.13)$$

### 2.2.2 Simulation de la SVM appliquée à l'étage redresseur

Figure 2.3 présente une simulation de la modulation SVM appliquée au redresseur triphasé pour une tension d'entrée de 220V/50Hz. La tension redressée représente la tension crête-à-crête de la tension du bus continu. Elle est tout le temps différente de zéro parce que le vecteur nul n'a pas été utilisé dans la modulation.



**Figure 2.3.** Tension de bus continu redressée

### 2.3. Commande de l'étage onduleur

Il existe deux techniques de modulation de largeur d'impulsion (PWM) bien établies pour les onduleurs multiphasés : la technique CB-PWM et la technique SV-PWM [174].

Figure 2.4 illustre le principe de fonctionnement de la technique CB-PWM. Le signal modulé est comparé à un signal périodique à un seul front montant ou à double front montant de haute fréquence pour générer les signaux de sortie [175]. En général, le signal modulé est additionné à un signal à décalage de séquence nulle approprié ( $Z_{ss}$ ) avant d'être comparé à la porteuse. Le  $Z_{ss}$  permet d'obtenir différents schémas de modulation en modifiant le signal

modulé [175]. Pour le convertisseur 5PH-VSI, cinq signaux modulés basés sur les tensions de référence désirées sont considérés et donnés par l'expression (2.14).

$$M_k(t) = m 0.5V_{dc} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi k}{5}\right) + Z_{ss}(t) \quad (2.14)$$

où  $M_k(t)$  est le signal modulé,  $m = \frac{|V_{ref}|}{|V_{dc}|/2}$  est l'indice de modulation,  $V_{ref}$  est la tension de référence,  $V_{dc}$  est la tension de bus continu,  $\omega$  est la vitesse angulaire de sortie et  $k$  est l'indice de phase tel que :  $k = 1, 2, 3, 4, \text{ or } 5$ .

Dans notre cas, l'onde porteuse est un signal triangulaire de haute fréquence. Le maximum de la porteuse est normalisé à un, tandis que le taux de réglage représente le maximum de la forme d'onde modulée. Dans notre travail, on va étudier deux types de la modulation CB-PWM : S-PWM et FH-PWM.

### 2.3.1 Sine PWM (S-PWM)

La S-PWM est un schéma particulier de CB-PWM obtenu lorsque le  $Z_{ss}$  est mis à zéro, ce qui produit des signaux modulés sinusoïdaux purs. Dans ce cas, le TMR est défini comme le rapport entre le maximum de la tension fondamentale de phase et la moitié de la tension du bus continu. Ainsi, comme l'amplitude maximale des signaux modulés est de  $0,5V_{dc}$ , le TMR est égal à un.

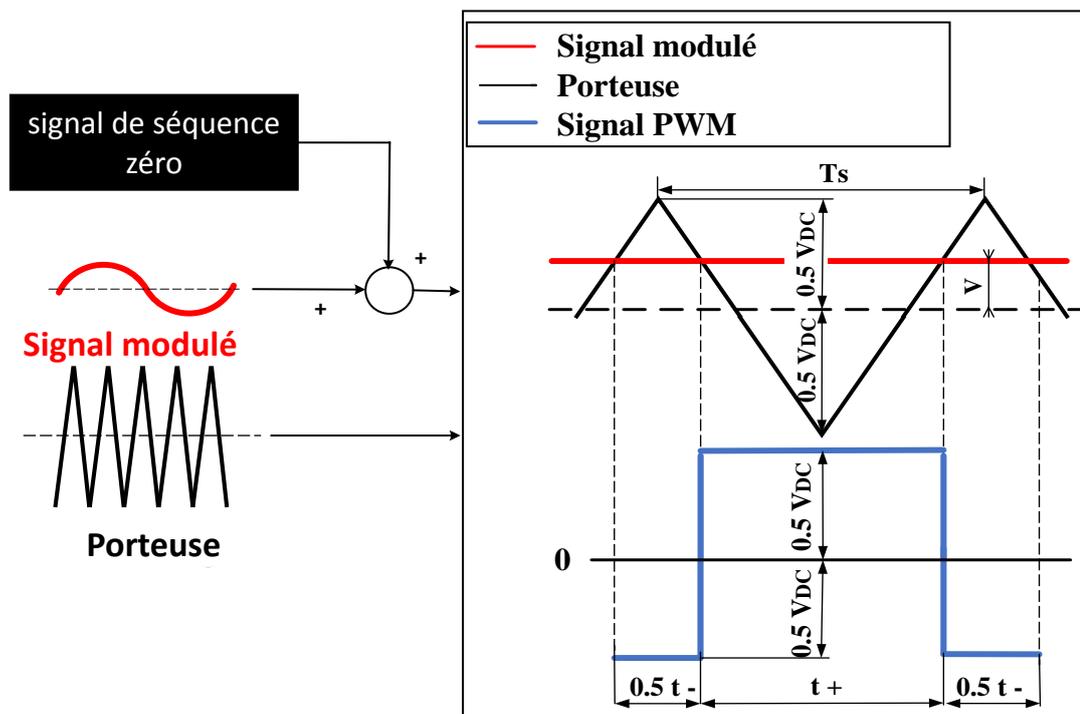


Figure 2.4. Concept de la CB-PWM

L'avantage principal de la technique S-PWM réside dans sa simplicité par rapport à d'autres techniques de modulation. Cependant, pour obtenir de bonnes formes d'onde de sortie, une fréquence élevée de la porteuse est requise, ce qui peut ne pas être réalisable, en particulier dans les applications à haute puissance où la fréquence de la porteuse est limitée par la fréquence de commutation.

### 2.3.2 PWM avec injection du cinquième harmonique (FH-PWM)

Dans le convertisseur 5PH-VSI, le maximum de la tension fondamentale de sortie peut être augmenté, ce qui entraîne une extension de la région linéaire de modulation, en injectant le cinquième harmonique avec un pourcentage approprié de la fondamentale dans la tension de référence [20]. Par conséquent, les signaux modulés de l'équation (2.14) peuvent être ajustés en ajoutant un signal non nul pour obtenir les nouveaux signaux modulés. Ces derniers sont exprimés comme suit :

$$M_k = m0.5V_{dc}\cos(\omega t - 2\pi k/5) + m_5 0.5V_{dc}\cos(5\omega t) \quad (2.15)$$

où  $m_5$  est le taux de réglage du cinquième harmonique. Le fondamental atteint sa valeur maximale lorsque :

$$\frac{dM_k}{dt} = -m0.5V_{dc}\sin(\omega t - 2\pi k/5) - m_5 0.5V_{dc}\sin(5\omega t) = 0 \quad (2.16)$$

En résolvant (2.16), on obtient  $m_5$  comme suit :

$$m_5 = -m \sin(\pi/10)/5 \quad \text{for} \quad \omega t = \pi/10 \quad (2.17)$$

Comme la valeur maximale du fondamental est de  $0,5V_{dc}$ , alors :

$$|M_k| = \left| m0.5V_{dc}\cos\left(\omega t - \frac{2\pi k}{5}\right) - \frac{m\sin(\pi/10)}{5} 0.5V_{dc}\cos(5\omega t) \right| = 0.5V_{dc} \quad (2.18)$$

Cela donne :

$$m = 1/\cos(\pi/10) \quad \text{pour} \quad \omega t = \pi/10 \quad (2.19)$$

À partir de l'expression (2.19), la valeur du TMR est égale à 1,0515, ce qui entraîne une augmentation de 5,15 % de l'utilisation du bus continu par rapport au S-PWM.

### 2.3.3 La modulation SV-PWM

Étant donné que nous traitons avec le 5PH-VSI, un vecteur d'espace de cinq dimensions est nécessaire pour l'étude. Cela conduit à la définition de deux sous-espaces vectoriels non nuls

(d-q et x-y), tandis que le sous-espace vectoriel nul n'est pas pris en compte en raison de la connexion en étoile de la charge. Les tensions de phase dans les deux sous-espaces sont calculées comme suit :

$$\begin{cases} V_{dq} = \frac{2}{5}(V_1 + V_2 e^{i\frac{2\pi}{5}} + V_3 e^{i\frac{4\pi}{5}} + V_4 e^{i\frac{6\pi}{5}} + V_5 e^{i\frac{8\pi}{5}}) \\ V_{xy} = \frac{2}{5}(V_1 + V_2 e^{i\frac{6\pi}{5}} + V_3 e^{i\frac{2\pi}{5}} + V_4 e^{i\frac{8\pi}{5}} + V_5 e^{i\frac{4\pi}{5}}) \end{cases} \quad (2.20)$$

où  $V_{dq}$  et  $V_{xy}$  sont respectivement les vecteurs d'espace de tension dans d-q et x-y.

Les amplitudes et les angles de ces vecteurs par rapport aux 32 états possibles de l'onduleur sont résumés dans le Tableau 2.1. Le tableau montre que les vecteurs d'espace de tension sont divisés en quatre catégories en fonction de leurs amplitudes : grands, moyens, petits vecteurs et vecteurs nuls. La Figure 2.5 représente leurs configurations dans les sous-espaces d-q et x-y en utilisant des vecteurs avec cinq nombres qui correspondent aux cinq états de phase. Chaque nombre est égal à un lorsque le demi bras supérieur est passant ( $S_{ka} = 1$  pour  $k = 1, 2, 3, 4, 5$ ) et le demi bras inférieur est bloqué ( $S_{kb} = 0$  pour  $k = 1, 2, 3, 4, 5$ ), sinon, il est égal à zéro.

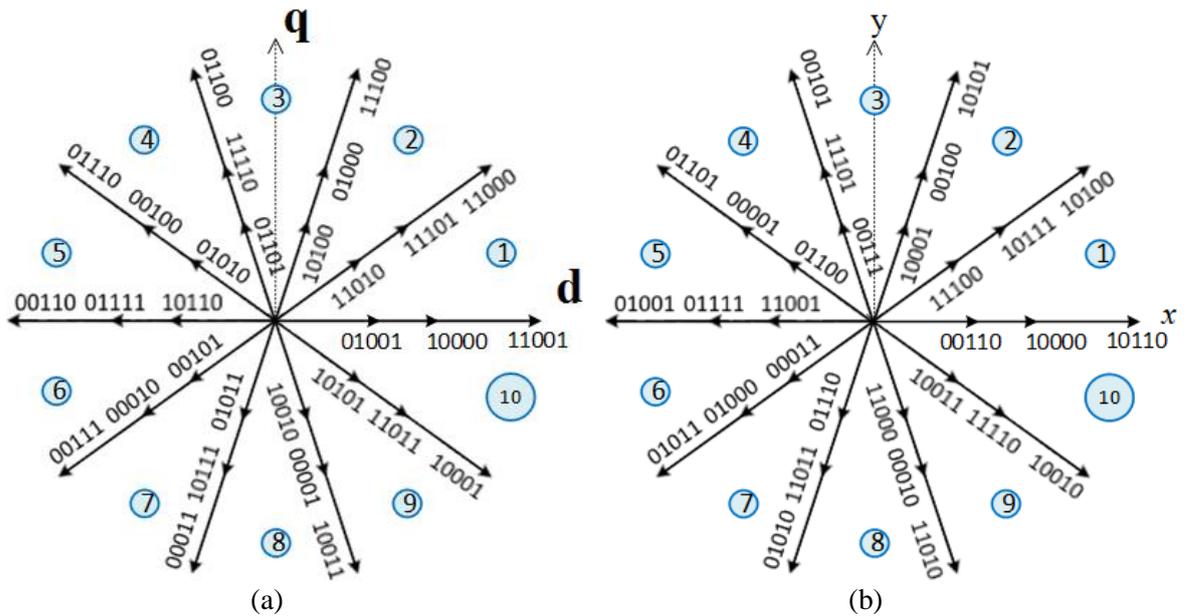


Figure 2.5. Vecteurs d'espace de tension dans (a) le plan d-q et (b) le plan x-y

**Tableau 2. 1.** Amplitude et phase des vecteurs d'espace de tension dans d-q and x-y

	Sous-espace vectoriel d-q		Sous-espace vectoriel x-y	
	Amplitude (V)	Angle (rad)	Amplitude (V)	Angle (rad)
Grands vecteurs ( $V_k, k = 1, 2, \dots, 10$ )	$\frac{2}{5}V_{DC}2 \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) \exp\left(\frac{j(k-1)\pi}{5}\right)$	$k\pi/5$	$\frac{2}{5}V_{DC}2 \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) \exp\left(\frac{j(k-1)\pi}{5}\right)$	$k\pi/5$
Vecteurs moyens ( $V_k, k = 11, \dots, 20$ )	$\frac{2}{5}V_{DC} \exp\left(\frac{j(k-1)\pi}{5}\right)$	$k\pi/5$	$\frac{2}{5}V_{DC}2 \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) \exp\left(\frac{j(k-1)\pi}{5}\right)$	$k\pi/5$
Petits vecteurs ( $V_k, k = 21, \dots, 30$ )	$\frac{2}{5}V_{DC}2 \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) \exp\left(\frac{j(k-1)\pi}{5}\right)$	$k\pi/5$	$\frac{2}{5}V_{DC}2 \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) \exp\left(\frac{j(k-1)\pi}{5}\right)$	$k\pi/5$
Vecteurs nuls ( $V_k, k = 31, 32$ )	0	—	0	—

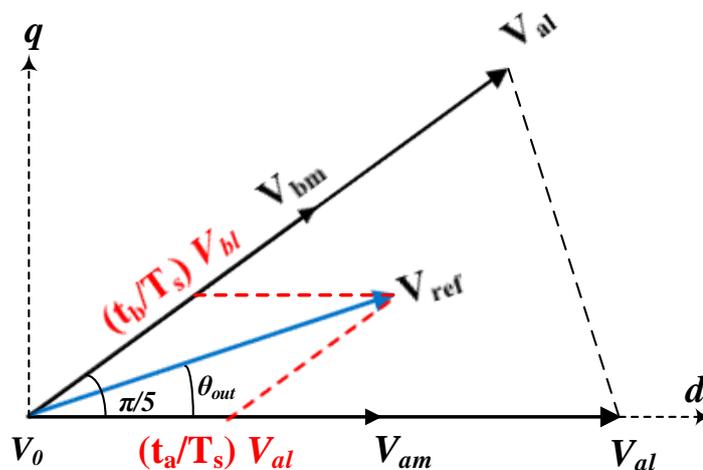
Dans cette étude, nous nous concentrerons sur deux types de la SV-PWM : SV-PWM utilisant deux grands vecteurs (2V-SVPWM) et SV-PWM utilisant deux grands vecteurs et deux vecteurs moyens (4V-SVPWM).

### 2.3.3.1 2V-SVPWM

Le principe de cette technique est illustré dans la Figure.2.6 où le vecteur de référence à l'intérieur du secteur 1 ainsi que sa projection sur les vecteurs de tension actifs adjacents sont montrés. En se référant à cette figure, le vecteur de référence peut être écrit ainsi :

$$V_{ref} = (t_{al}V_{al} + t_{bl}V_{bl} + t_0V_0)/T_s \quad (2.21)$$

où  $t_{al}$ ,  $t_{bl}$  et  $t_0$  représentent les temps d'application des vecteurs actifs droit, gauche et nul ( $V_{al}$ ,  $V_{bl}$  et  $V_0$  respectivement).  $T_s$  désigne la période de commutation.



**Figure 2.6.** Synthèse du vecteur de référence pour la technique 2V-SVPWM

Le plan d-q est utilisé pour synthétiser le vecteur de référence. La première étape dans l'application de cette modulation est de calculer le temps d'application de chaque vecteur par rapport à l'angle de sortie  $\theta_{out}$ . Ces temps sont calculés comme suit :

$$t_{al} = m_v \sin(k\pi/5 - \theta_{out}) \quad (2.22a)$$

$$t_{bl} = m_v \sin(\theta_{out} - (k - 1)\pi/5) \quad (2.22b)$$

$$t_0 = T_s - t_{al} - t_{bl} \quad (2.22c)$$

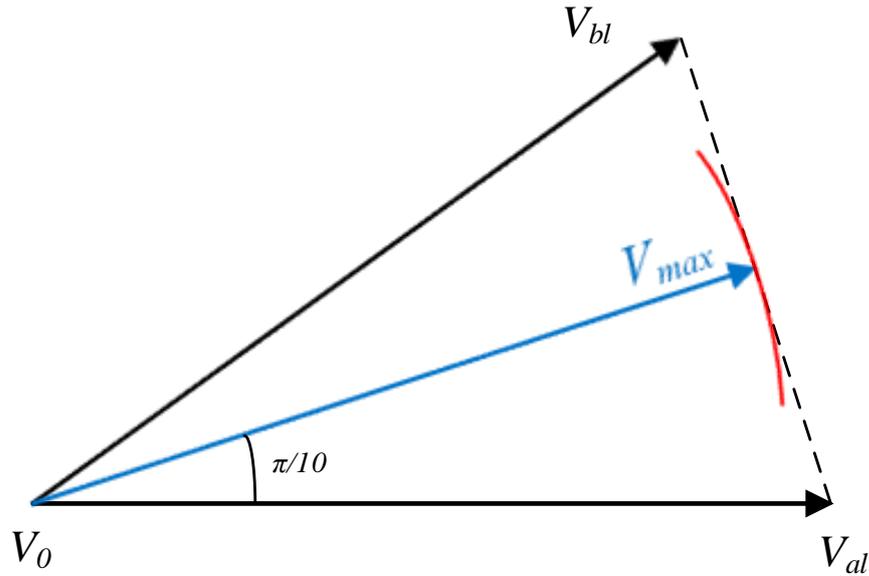
où  $\theta_{out}$  est entre 0 and  $2\pi/5$ ,  $m_v = \frac{|V_{ref}|}{|V_l| \sin(\frac{\pi}{5})}$  est le rapport de tension, avec  $|V_{ref}|$  est l'amplitude de la tension de référence et  $|V_l|$  est l'amplitude du vecteur large, que son expression est déduite à partir du Tableau 2.1 comme suit :

$$|V_l| = |V_{al}| = |V_{bl}| = (4/5) \cdot \cos(\pi/5) V_{DC} \quad (2.23)$$

Si on pose le taux de réglage  $r = \frac{|V_{ref}|}{V_{DC}/2}$ , donc,  $m_v$  peut être exprimé comme suit :

$$m_v = \frac{r}{(4/5) \sin(2\pi/5)} \quad (2.24)$$

L'équation (2.25) calcule le maximum de la tension fondamentale, et la Figure 2.7 présente le principe de calcul du pic de tension de référence, qui est le rayon du plus grand cercle inscrit dans le décagone formé par les vecteurs d'espace.

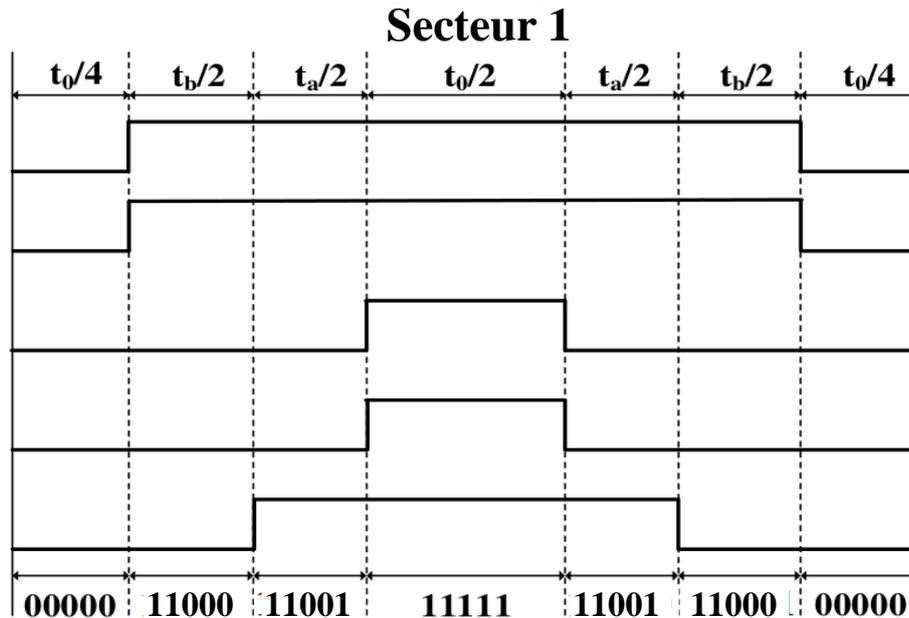


**Figure 2.7.** Etats de commutation et séquences d'application des vecteurs pour 2V-SVPWM

$$V_{max} = |V_l| \cos(\pi/10) = 0.61554V_{DC} = r_{max}V_{DC}/2 \quad (2.25)$$

où  $r_{max}$  est le TMR et sa valeur est 1.23.

La Figure 2.8 présente le schéma de commutation et la séquence d'application des vecteurs pendant une période de commutation pour une tension de référence située dans le secteur 1, ce qui présente la dernière étape pour valider la technique 2V-SVPWM.



**Figure 2.8.** Principe de calcul du pic du fondamental de la tension de sortie

Pour cette technique, l'application des deux plus grands vecteurs uniquement entraîne l'apparition de distorsions harmoniques indésirables dans les tensions de sortie. Cela affecte particulièrement les troisième et septième harmoniques

### 2.3.3.2 4V-SVPWM

Pour surmonter le problème des distorsions harmoniques indésirables dans le 2V-SVPWM, la 4V-SVPWM utilise quatre vecteurs actifs au lieu d'utiliser seulement deux vecteurs [176]. Puisque les distorsions harmoniques indésirables les plus importantes apparaissent dans le plan x-y, l'application de deux grands vecteurs et de deux vecteurs moyens dans le plan d-q maintient une valeur moyenne nulle dans le deuxième plan (x-y), assurant ainsi une sortie sinusoïdale [177].

Les mêmes étapes utilisées pour réaliser la technique 2V-SVPWM sont suivies pour mettre en la 4V-SVPWM. Conformément à [42], les nouveaux temps d'application sont donnés dans l'équation (2.26).

La Figure 2.9 présente le schéma de commutation et la séquence d'application des vecteurs pour la technique 4V-SVPWM dans le cas du secteur 1.

$$t_{al} = t_a \frac{|V_l|}{|V_l| + |V_m|} \quad t_{am} = t_a - t_{al} \quad (2.26a)$$

$$t_{bl} = t_b \frac{|V_l|}{|V_l| + |V_m|} \quad t_{bm} = t_b - t_{bl} \quad (2.26b)$$

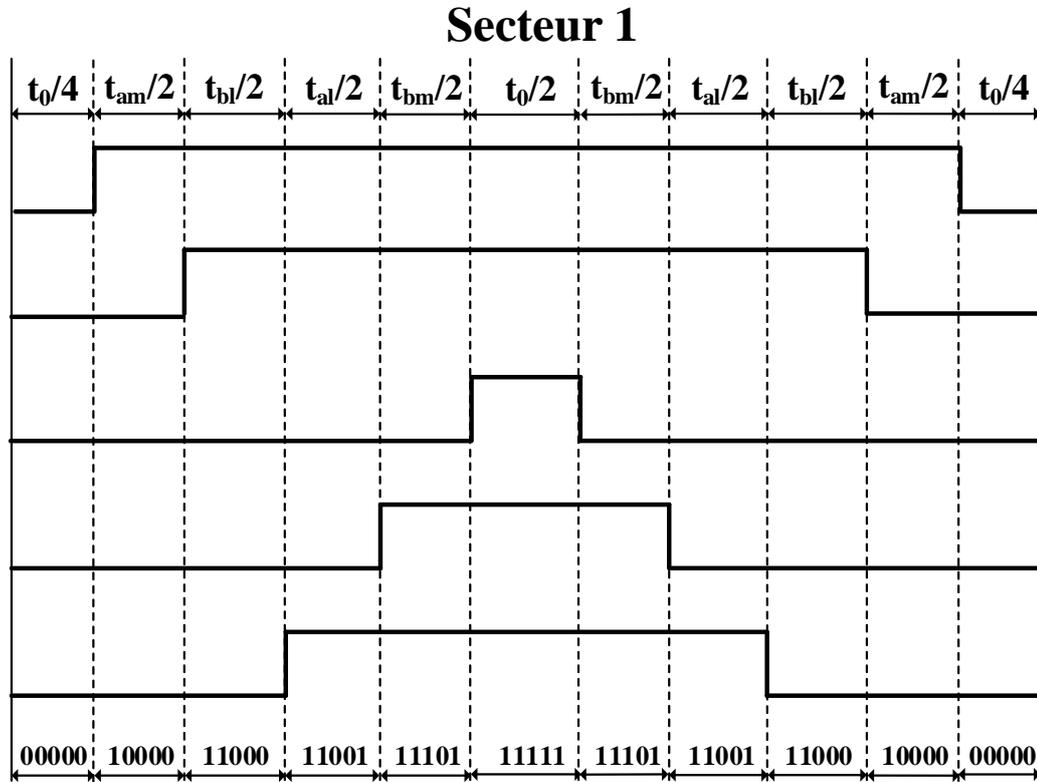
$$t_0 = T_s - t_{al} - t_{bl} - t_{am} - t_{bm} \quad (2.26c)$$

### 2.3.4 Résultats de simulation pour le 5PH-VSI

#### 2.3.4.1 Charge équilibrée

Pour vérifier l'étude théorique avant de mettre en œuvre un prototype réel, une simulation dans l'environnement MATLAB/Simulink est réalisée. Les tests de simulation pour l'étude électrique sont effectués pour une tension de bus continu de 150V, une charge R-L de 100 Ω et 80 mH respectivement, et une fréquence de commutation de 5 kHz.

Figure. 2.10 (a) présente une comparaison entre les courbes de réglage pour les différentes techniques étudiées, tandis que la Figure 2.10 (b) présente une comparaison entre leurs courbes de THD pour une fréquence de sortie de 25 Hz.

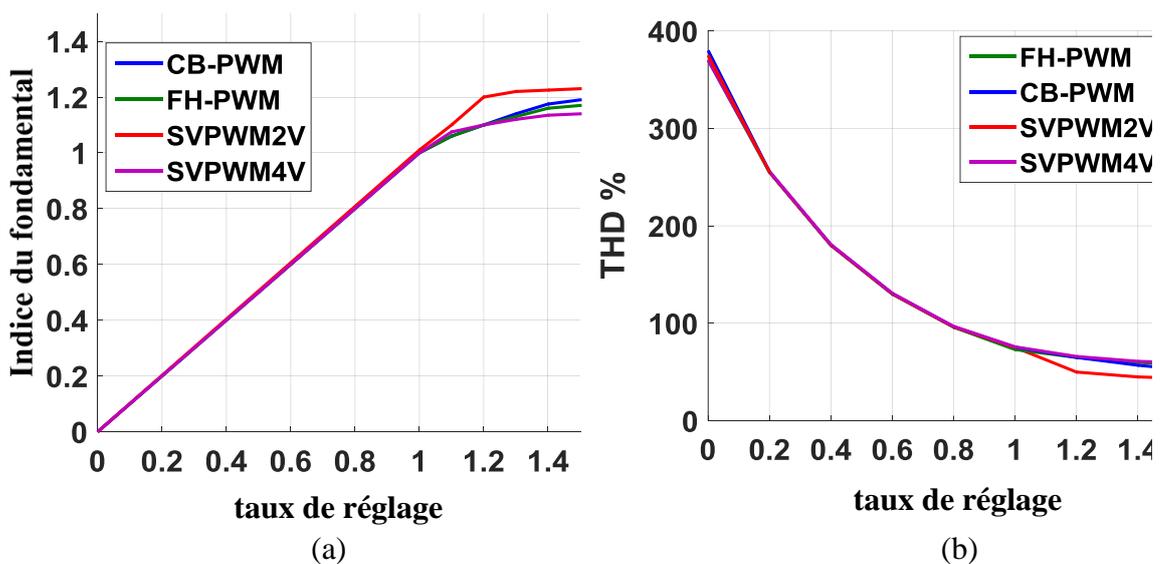


**Figure 2.9.** Etats de commutation et séquences d'application des vecteurs pour 4V-SVPWM

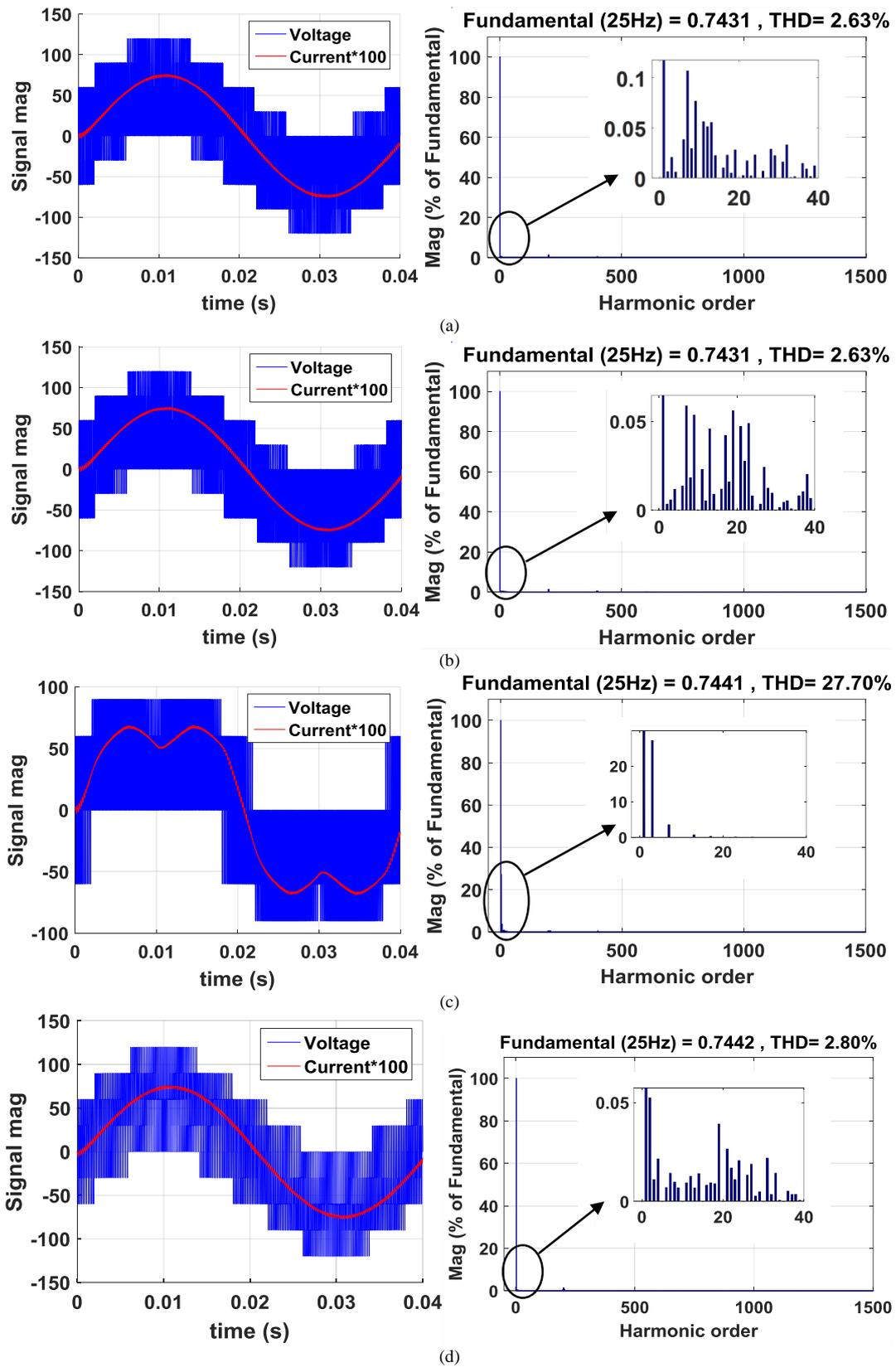
Dans la Figure 2.10 (a), on constate que les fondamentaux des tensions de sortie suivent leurs références dans la région linéaire de modulation. De plus, le plus petit TMR est attribué à la technique S-PWM, avec une valeur de 1, suivi par le FH-PWM et le 4V-SVPWM avec une valeur de 1,05. En revanche, le 2V-SVPWM a la plus grande valeur de TMR, correspondant à 1,23. Dans la Figure 2.10 (b), on observe que les quatre techniques étudiées présentent presque le même THD lorsque le taux de réglage est inférieur à 1. Il est à noter que le 2V-SVPWM devient le plus avantageux en contenant le THD le plus bas autour de son TMR. Dans cette région, le THD enregistré du 2V-SVPWM est inférieur à 50 %.

La Figure 2.11 présente les formes d'ondes de tension et de courant de phases au neutre de la charge ainsi que les analyses spectrales du courant pour toutes les stratégies de modulation évaluées. Dans ce test de simulation, le taux de réglage est fixé à 1, et la fréquence de sortie est fixée à 25 Hz.

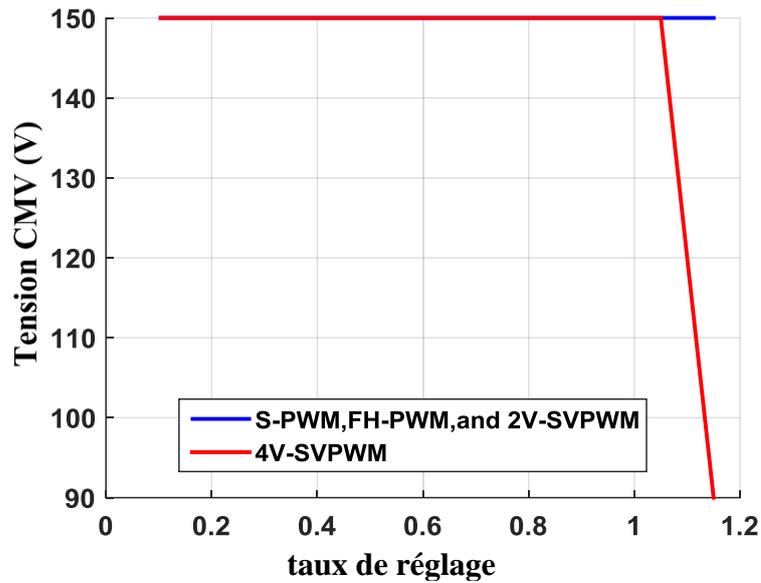
La figure montre que les courants de sortie pour S-PWM, FH-PWM et 4V-SVPWM (Fig. 2.11 (a), (b) et (d), respectivement) présentent un THD inférieur à 3 %, tandis que le THD pour 2V-SVPWM (Fig. 2.11 (c)) atteint 27,7 %, ce qui correspond essentiellement à une quantité substantielle de distorsion harmonique. Plus précisément, le 3ème harmonique constitue 28 % du fondamental, tandis que le 7ème harmonique représente 5 % du fondamental. Ces composantes harmoniques apparaissent inévitablement en raison de l'utilisation uniquement de l'ensemble de vecteurs d'espace décagonaux externes, entraînant la génération de composantes x-y et, par conséquent, l'apparition de HFF.



**Figure 2.10.** Comparaison entre les quatre techniques en termes de (a) courbe de réglage et (b) THD

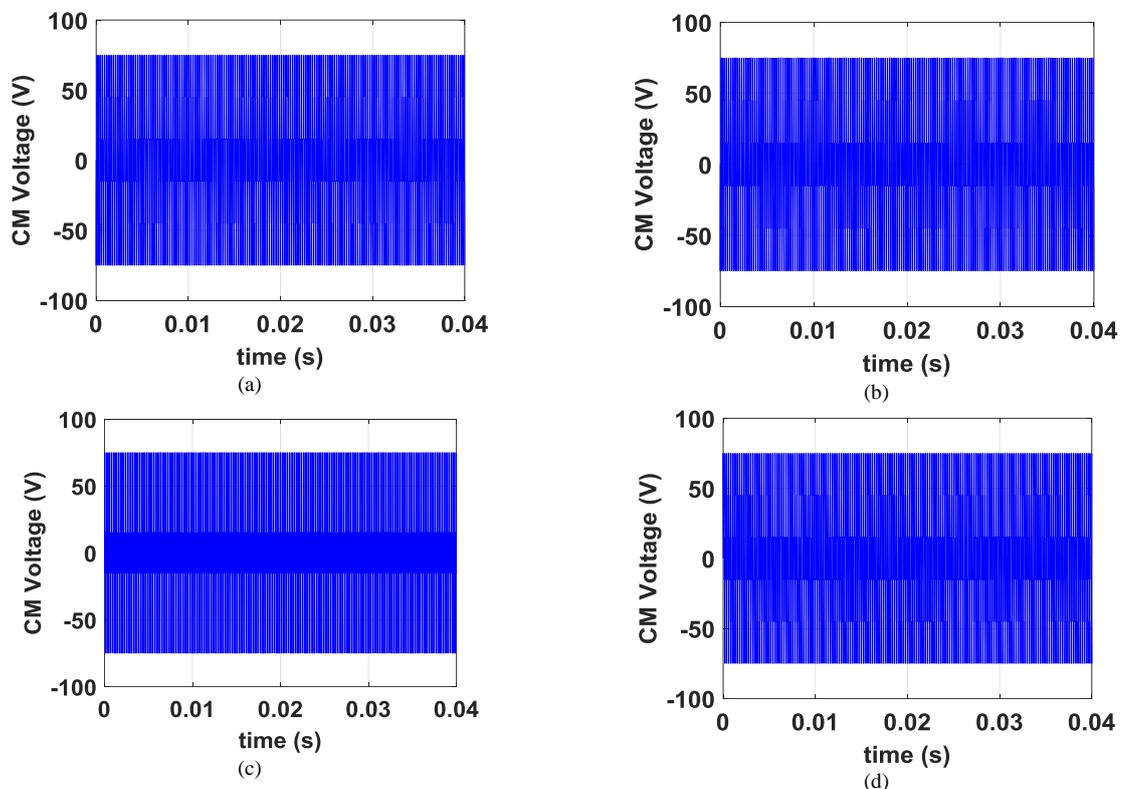


**Figure 2.11.** Tensions de sortie et leur analyse spectrale pour (a) S-PWM (b) FH-PWM (c) 2V-SVPWM et (d) 4V-SVPWM (taux de réglage = 1, fréquence de sortie = 25 Hz)



**Figure 2.12.** Comparaison entre la variation crête-à-crête de la tension du mode commun TMC par rapport au taux de réglage pour S-PWM, FH-PWM, 2V-SVPWM et 4V-SVPWM

La Figure 2.12 présente une comparaison de la variation crête à crête de la CMV par rapport à l'indice de modulation. La Figure 2.13 montre les signaux crête à crête de la tension CM des techniques de modulation étudiées pour un taux de réglage fixé à 1. La valeur de la CMV crête à crête est donnée par l'expression (2.27).



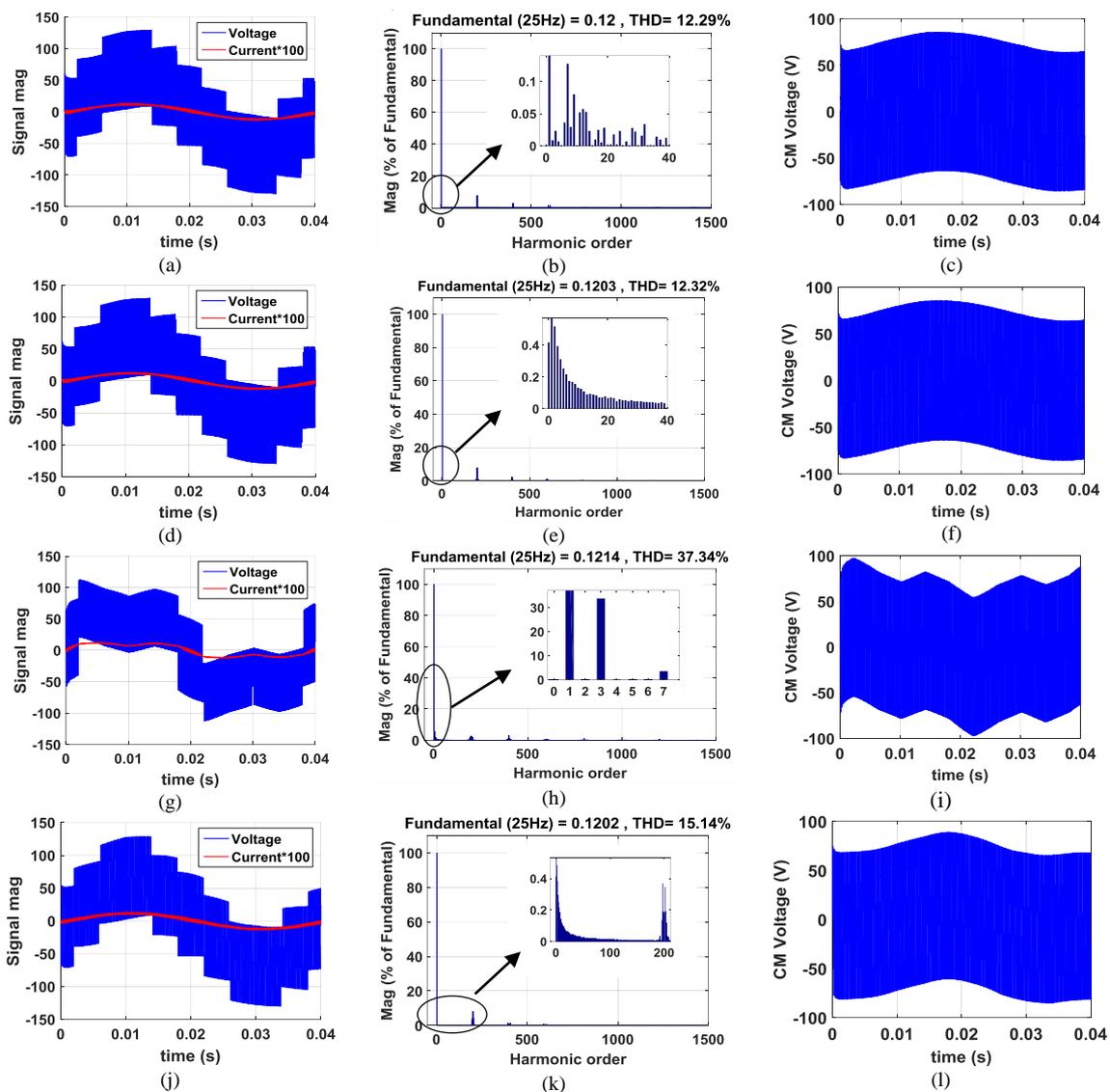
**Figure 2.13.** TMC Crête-à-crête pour (a) S-PWM (b) FH-PWM (c) 2V-SVPWM et (d) 4V-SVPWM

$$TMC = \frac{V_1 + V_2 + V_3 + V_4 + V_5}{5} - \frac{V_{dc}}{2} \quad (2.27)$$

Il est observé dans la Figure 2.12 que les quatre techniques présentent la même tension crête à crête de la tension CM, équivalente à 100 % de la tension DC dans leurs régions linéaires de modulation. De plus, la Figure 2.13 montre que les quatre techniques présentent une forme d'onde similaire à travers (a, b, c et d) pour un taux de réglage de 1.

### 2.3.4.1 Charge déséquilibrée

Pour analyser les quatre techniques sous une charge R-L déséquilibrée, les résistances des phases 1 et 3 sont ajustées respectivement à 670 Ω et 400 Ω. Cet ajustement est effectué tout en



**Figure 2.14.** Test des techniques étudiées SPWM, FH-PWM, 2V-SVPWM et 4V-SVPWM sous charge déséquilibrée : (a), (d), (g) et (j) sont leurs tensions de charge phase-neutre respectives ; (b), (e), (h) et (k) sont leurs analyses spectrales respectives ; (c), (f), (i) et (l) sont leurs tensions de mode commun respectives

maintenant le même indice de modulation, la fréquence de sortie et la fréquence de commutation choisie pour l'étude en condition équilibrée.

La Figure 2.14 illustre les formes d'onde de tension et de courant de charge de phase à neutre de la phase une, accompagnées de l'analyse spectrale du courant et des formes d'onde de TMC pour toutes les stratégies de modulation évaluées avec un taux de réglage = 1 et une fréquence de sortie de 25 Hz. Tandis que, le Tableau 2.2 résume les valeurs du THD de courant des cinq phases pour les quatre techniques ainsi que les valeurs de TMC.

Selon la Figure 2.14 (a, d, g et j), il est évident que les formes d'onde de tension dans ce scénario sont déformées par rapport à celles observées sous des conditions de charge équilibrées. L'analyse spectrale présentée dans la Figure 2.14 (b, e, h et k) montre une augmentation du THD de la phase 1 pour les quatre techniques. La technique 2V-SVPWM présente le THD de courant le plus élevé, atteignant 37,34% pour la phase 1 et 37,43% pour la phase 3, respectivement (Fig. 2.14 (h) et Tableau (2.2)). De plus, cette technique subit l'impact le plus important sur le TMC, atteignant 130% de la tension du bus DC (Fig. 2.14 (i)), tandis que les autres techniques ne dépassent pas 114% (Fig. 2.14 (c, f et l)).

Lors de l'examen des cinq phases de chacune des quatre techniques concernant le THD de courant (Tableau 2.2), il est remarquable que le THD dans les phases autres que 1 et 2 est affectée de manière minimale. Cela suggère que l'augmentation du THD de courant dans les phases 1 et 2 n'est pas le résultat d'un déséquilibre de charge, mais plutôt due à une charge accrue spécifiquement dans ces phases. Par conséquent, on peut prédire que le THD la DHT diminuera dans le scénario inverse. Intéressamment, il n'y a pas d'instances de nouveaux HFF apparaissant dans toutes les techniques (Fig. 14 (b, e, h et k)).

**Tableau 2. 2.** THD du courant (%) pour chaque phase du 5PH-VSI et les valeurs crête-à-crête des TMC correspondants à chaque technique de modulation sous une charge déséquilibrée

Technique de modulation	Phase1(%)	Phase2(%)	Phase3(%)	Phase4(%)	Phase5(%)	TMC (%)
S-PWM	12.29	1.75	7.71	2.31	2.23	114.1
FH-PWM	12.32	1.77	7.79	2.33	2.25	114.1
2V-SVPWM	37.35	14.99	37.43	32.21	27.2	130
4V-SVPWM	15.14	2.18	9.55	2.87	2.76	119.1

## 2.4. Commande du convertisseur matriciel indirect à deux niveaux (5PH-IMC)

Dans cette partie on a appliquées deux techniques de modulation : 2V-SVPWM et 4V-SVPWM.

## 2.4.1. 2V-SVPWM appliquée au 5PH-IMC

### 2.4.1.1 Modulation

La modulation appliquée au 5PH-IMC doit prendre en compte la variation de la tension du bus continu due à l'absence de capacité de filtrage pour éviter l'apparition de HFF ; par conséquent, le rapport de tension mv devient :

$$\begin{cases} m_v = (5/2)(|V_{ref}|/(V_{pn} \sin(\pi/5))) \\ r = |V_{ref}|/|V_{in}| \\ V_{pn} = \frac{3}{2} \frac{V_{in} \cos(\varphi_{in})}{\cos(\pi/6 - \theta_{in})} \end{cases} \quad (2.28)$$

où  $V_{in}$  est la tension d'entrée.

Pour obtenir un ordre correct des courants d'entrée et des tensions de sortie, la synchronisation entre l'étage redresseur et l'étage onduleur est indispensable. Cette synchronisation se fait d'une manière générale dans l'étage onduleur. Elle est effectuée de telle sorte que la commutation ( $V_o$ ,  $V_a$ ,  $V_b$  et  $V_o$ ) est appliquée à l'onduleur pendant l'application du premier vecteur ( $I_\lambda$ ) au redresseur ; puis, dans le sens inverse pendant le temps d'application du deuxième vecteur ( $I_\delta$ ) au redresseur.

La Figure 2.15 montre le choix des combinaisons de vecteurs. Dans cet exemple les vecteurs de références de courant et de tension sont situés dans le secteur 1 des deux étages.

Les temps d'application des vecteurs sont donnés par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} t_{r1} = d_\gamma T_s \\ t_{i1} = 0.5 \cdot d_0 d_\gamma T_s \\ t_{i2} = d_\gamma d_a T_s \\ t_{i3} = d_\gamma d_b T_s \end{cases} \quad \begin{cases} t_{i4} = 0.5 \cdot d_0 d_\delta T_s \\ t_{i5} = d_b d_\delta T_s \\ t_{i6} = d_a d_\delta T_s \end{cases} \quad (2.29)$$

La valeur maximale de r est calculée comme suite :

$$(r_{[max]})_{matrix} = \frac{V_{max}}{V_{in}} = 0.93 \quad (2.30)$$

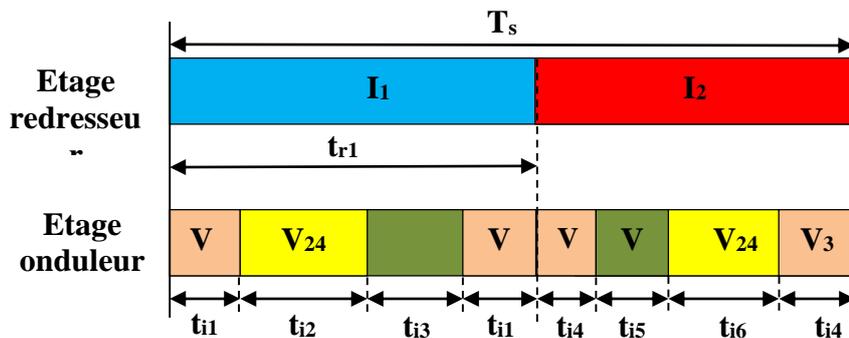
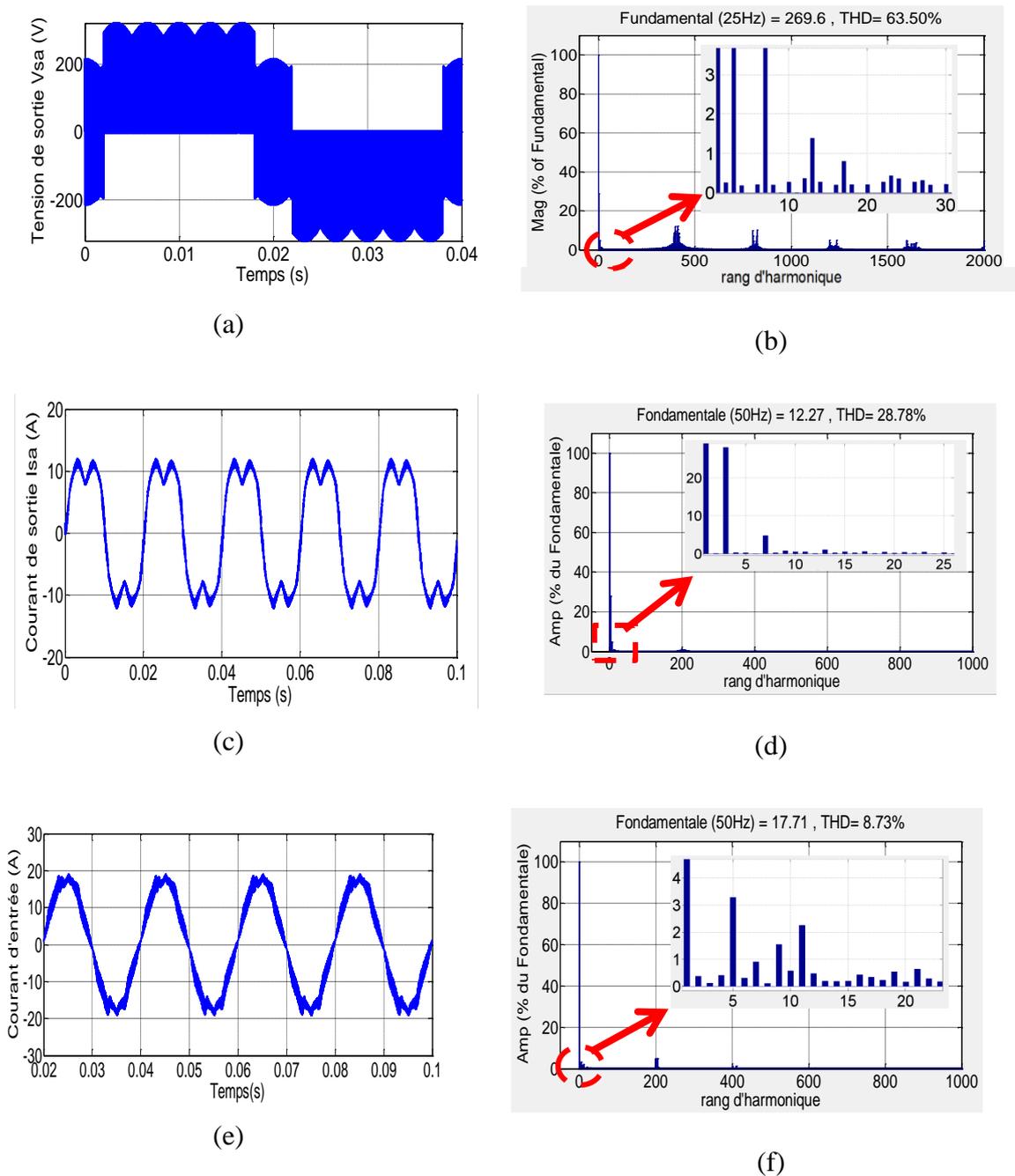


Figure 2.15. Synchronisation entre les deux étages

### 2.4.1.2 Résultats de simulation

Pour le convertisseur matriciel indirect, la Figure 2.16 présente une simulation de la tension de sortie et son spectre d'harmonique pour une tension d'entrée de 220V/50Hz et une charge R-L avec :  $R = 20\Omega$  et  $L = 5mH$ . Le filtre d'entrée est composé de  $R=10\Omega$ ,  $C= 12\mu F$  et  $L= 1mH$ .



**Figure 2.16.** (a) et (b) Tension de sortie et son spectre d'harmoniques pour  $r = 0.87$  et  $f = 25$  Hz, (a) et (b) Courant de sortie et son spectre d'harmoniques, (c) et (d) courant d'entrée et son spectre d'harmoniques

D'après les figures 2.16 (a et b) qui représentent respectivement la tension de sortie et son spectre d'harmoniques pour  $r = 0.87$  et pour une fréquence de sortie de 25 Hz. On remarque que les harmoniques se ressemblent en groupes autour de la fréquence de commutation et de ses multiples et l'apparition de l'harmonique 3.

Les figures 2.16 (c et d) représentent respectivement le courant de sortie et son spectre d'harmoniques. On aperçoit que le courant a une forme presque sinusoïdale, ce qui prouve la capacité de la 2V-SVPWM à générer les formes de courants désirées. Le THD qui a une valeur de 28.78% est manifesté essentiellement en harmonique 3. Les figures 2.16 (e et f) présentent le courant d'entrée et son spectre d'harmonique. Ce courant est sinusoïdal avec un THD de 8.73% avec un courant d'harmonique d'ordre 5 qui est légèrement supérieur à 3%.

La Figure 2.17 montre que la tension d'entrée et le courant d'entrée sont en phase ce qui donne un facteur de puissance ( $\cos(\varphi)$ ) unitaire.

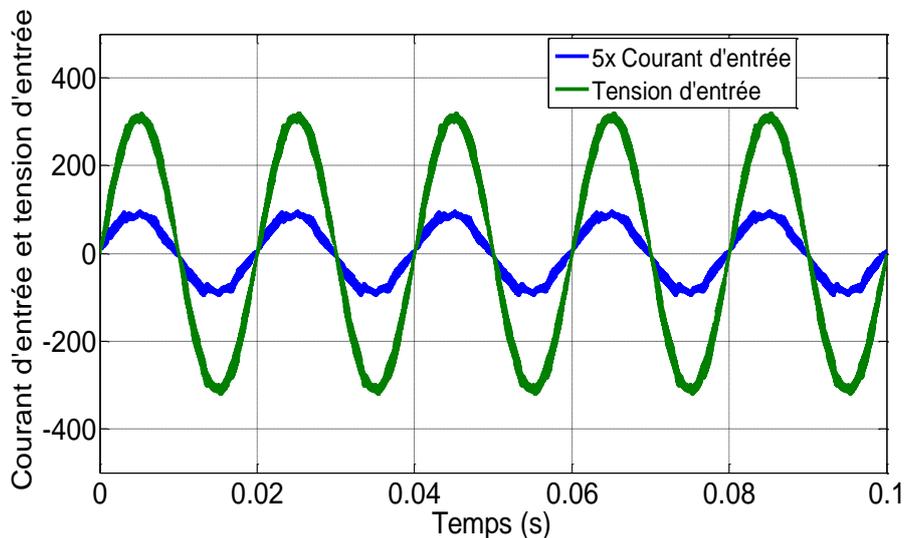


Figure 2.17. Tension et courant d'entrée

## 2.4.2. 4V-SVPWM appliquée au 5PH-IMC

### 2.4.2.1 Modulation

La synchronisation entre les états de commutation du redresseur et de l'onduleur se fait de la même manière que celle pour la technique 4V-SVPWM. Le vecteur de référence pour cette technique s'écrit comme suit :

$$V_s = d_{a1}V_{a1} + d_{b1}V_{b1} + d_{a5}V_{a5} + d_{b5}V_{b5} + d_0V_0 \quad (2.31)$$

L'ordre des commutations pour cette technique est présenté dans la Figure 2.18 et les temps d'application des vecteurs sont calculés dans l'expression (2.32).

$$\left\{ \begin{array}{l} t_{r1} = d_{\gamma} T_s \\ t_{i1} = 0.5 \cdot d_0 d_{\gamma} T_s \\ t_{i2} = d_{\gamma} d_{am} T_s \\ t_{i2'} = d_{\gamma} d_{bl} T_s \\ t_{i3} = d_{\gamma} d_{al} T_s \\ t_{i3'} = d_{\gamma} d_{bm} T_s \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} t_{i4} = 0.5 \cdot d_0 d_{\delta} T_s \\ t_{i5} = d_{bm} d_{\delta} T_s \\ t_{i5'} = d_{al} d_{\delta} T_s \\ t_{i6} = d_{bl} d_{\delta} T_s \\ t_{i6'} = d_{am} d_{\delta} T_s \end{array} \right. \quad (2.32)$$

La valeur maximale de r est calculée comme suite :

$$(r_{[max]})_{\text{matrix}} = \frac{V_{max}}{V_{in}} = 0.79 \quad (2.33)$$

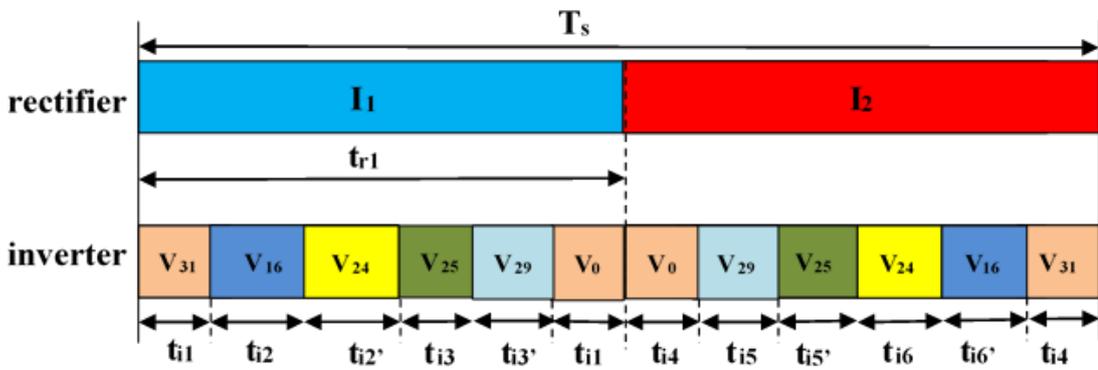


Figure 2.18. Synchronisation entre le redresseur et l'onduleur

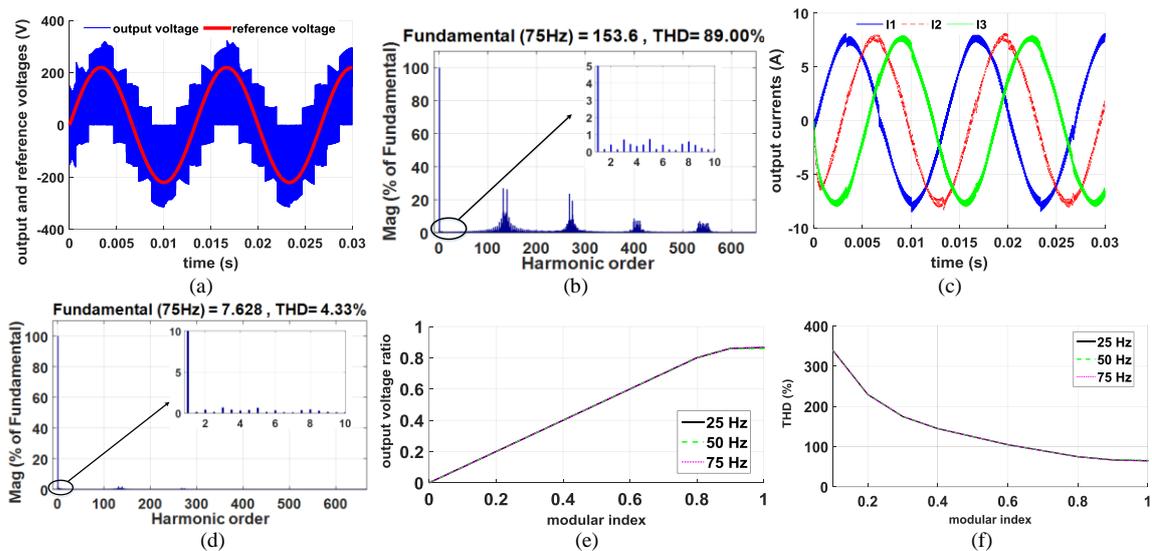
### 2.4.2.2 Résultats de simulation

Les figures 2.19, 2.20 et 2.21 présentent les résultats de simulation pour une tension d'entrée de 220V/50Hz, une fréquence de sortie de 75 Hz, une charge RL de 20Ω et 5mH respectivement, et pour un taux de réglage égal à 0,78 pour la Figure 2.19 et 0,7 pour la Figure 2.20.

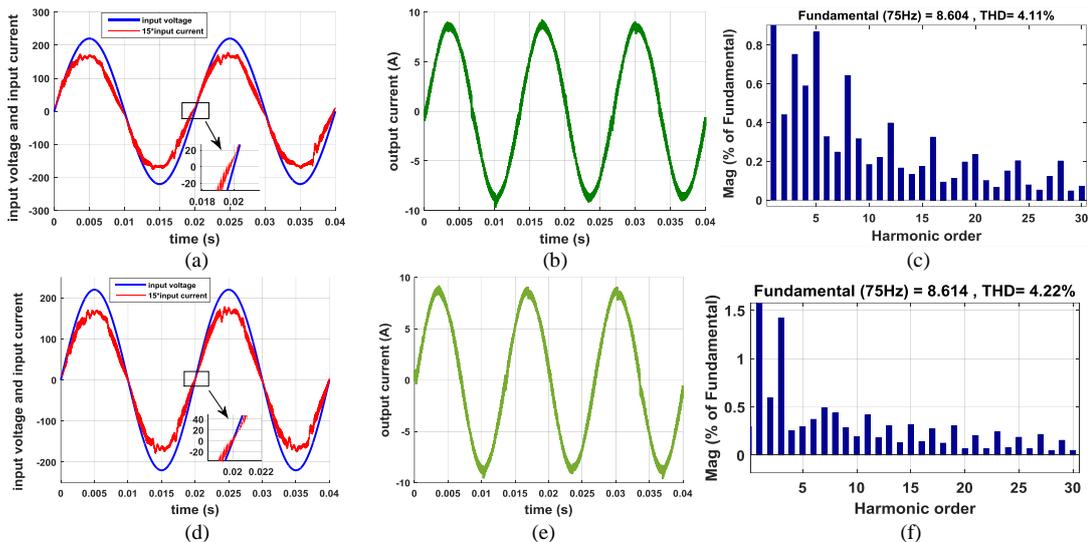
La Figure 2.19 présente les performances de sortie du 5PH-IMC pour une phase d'entrée nulle. Lors de l'analyse de la tension de sortie (Fig. 2.19(a)), nous constatons qu'elle varie dans fondamental. Les courants de sortie ont une forme sinusoïdale (Fig. 2.19(c)) et leur analyse spectrale (Fig. 2.19(d)) montre que le THD est de 4,33 % du fondamental une bande autour de référence. Pour l'analyse spectrale de la tension de sortie présentée dans la figure 2.19(b), on peut noter que le troisième harmonique représente moins de 1 % du fondamental.

Les figures 2.19(e,f) représentent respectivement la courbe de réglage et la variation du THD en fonction du taux de réglage. Lors de l'analyse de la figure 2.21(e), on constate que la courbe est linéaire jusqu'à ce que r atteigne 0,79 où le vecteur de référence sort du décagone inscrit dans le cercle décrit par les plus grands vecteurs d'espace. La courbe du THD montre que le THD est d'environ 75 % pour le taux de réglage maximal.

La figure 2.20 présente une comparaison entre les performances de sortie liées à la phase d'entrée du courant de référence. Dans la partie supérieure de la figure, la phase d'entrée est mise à zéro pour maximiser le bus continu et donc fournir les meilleures performances de sortie. Le THD du courant de sortie dans ce cas est de 4,11 %. Dans la partie inférieure de la figure, la phase d'entrée est réglée à  $-4$  degrés pour compenser la phase du filtre d'entrée et donc fournir un facteur de puissance unitaire. Cependant, pour ce cas, le THD du courant de sortie est augmenté de 2,68 %. De plus, la Figure 2.20(f) montre une augmentation des harmoniques d'ordre 3 et 5 de 86 % et 173 % respectivement, ce qui entraîne une dégradation des performances de sortie.

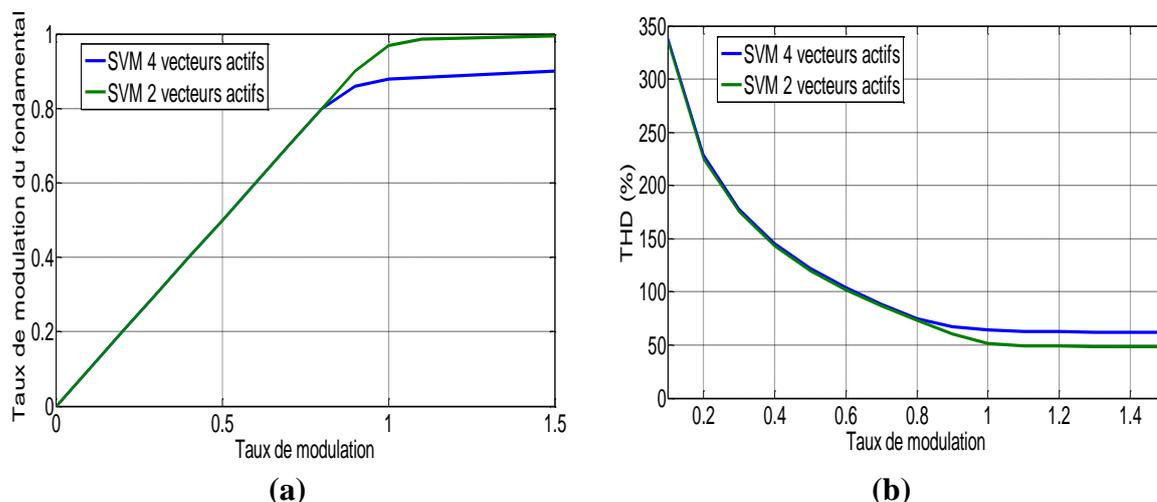


**Figure 2.19.** Résultats de simulation pour 4V-SVPWM pour  $f_r = 75$  Hz et  $r = 0,7$  ; (a, b) tension de sortie et son spectre ; (c, d) courants de sortie et leur spectre ; (e) la courbe de réglage de la tension de sortie ; (f) la courbe de THD en fonction du taux de réglage



**Figure 2.20.** Haut : Performances de sortie pour une phase d'entrée réglée à  $0$  ; Bas : génération de facteur de puissance unitaire pour une phase d'entrée de  $-0,4$  (fréquence de sortie = 75 Hz,  $r = 0,78$ ) (a, d) tension d'entrée et courant d'entrée ; (b, e) courants de sortie et (c, f) leur analyse spectrale.

### 2.4.3. Comparaison entre la 2V-SVPWM et la 4V-SVPWM



**Figure 2.21.** (a) Courbe de réglage pour les deux méthodes du convertisseur matriciel, (b) Courbe THD pour les deux méthodes du convertisseur matriciel

La Figure 2.21(a) montre une comparaison entre les courbes de réglage et de THD pour les deux méthodes appliquées au convertisseur matriciel pour une fréquence de 50Hz. On remarque que pour des taux de modulation inférieure au TMR de la 4V-SVPWM (0.8), la courbe de réglage pour les deux méthodes est identique, au-delà de cette valeur la 2V-SVPWM reste linéaire jusqu'à 0.93.

Dans la Figure 2.21(b), on remarque que pour des petites valeurs de  $r$ , les deux méthodes possèdent des spectres d'harmoniques identiques. A partir de  $r=0.8$ , la 2V-SVPWM devient plus performante en termes de THD.

## 2.5. Conclusion

Ce chapitre constitue une analyse théorique de quatre techniques de modulation qui sont : S-PWM, FH-PWM 2V-SVPWM et 4V-SVPWM. Ces quatre méthodes ont été appliquées à l'onduleur 5PH-VSI pour une charge équilibrée et une charge déséquilibrée, puis la 2V-SVPWM et la 4V-SVPWM ont été appliquées au 5PH-IMC. Des résultats de simulation à l'aide de l'environnement Matlab/Simulink des tensions et des courants de phases d'entrée et de phases de sortie ont été présentés. Des comparaisons entre les courbes de THD ainsi que les courbes de réglage de ces techniques ont été effectuées. De plus, le mode commun de tension (TMC) a été brièvement discuté, présenté et comparé pour les quatre techniques pour le cas de l'onduleur.

Les résultats pour le 5PH-VSI pour une charge équilibrée ont montrés que la 2V-SVPWM présente la zone de modulation la plus large comprise entre 0 et 1.23, tandis que la S-PWM présente la zone de modulation la plus restreinte comprise entre 0 et 1. La courbe de THD a montré que les quatre techniques présentent des valeurs de THD très proches pour des indices

de modulation inférieurs à 1.15. Par ailleurs la 2V-SVPWM démontre une apparition de HFF relativement importantes à savoir le 3ème et le 7ème harmonique avec des pourcentages de 28% et 5% respectivement. Les TMC des quatre techniques ont des valeurs de 100% de la tension du bus continu.

Pour une charge déséquilibrée, le déséquilibre a provoqué la distorsion des formes de tensions et des courants, cependant, il n'a pas causé l'apparition de nouvelles HFF. Les valeurs de TMC ont été augmentées du au déséquilibre, où la 2V-SVPWM a présenté la TMC le plus élevé atteignant 130% de la tension du bus continu.

Pour le 5PH-IMC, la 2V-SVPWM est meilleur en termes de TMR par rapport à la 4V-SVPWM (0.93 et 0.8 respectivement). De plus, elle est performante en termes de THD pour des indices de modulations supérieurs à 0.8. Cependant elle présente l'inconvénient d'avoir des HFF importants, ce qui constitue un désavantage majeur pour cette technique.

# **Chapitre 3 :**

**Performances électriques de stratégies de modulation appliquées au convertisseur matriciel indirect pentaphasé:  
Etude expérimentale**

## **Chapitre 3. Performances électriques de stratégies de modulation appliquées au convertisseur matriciel indirect pentaphasé: Etude expérimentale**

### **3.1 Introduction**

Ce chapitre porte sur la validation expérimentale des résultats de simulations présentés dans le chapitre précédents.

En premier lieu, la validation expérimentale, comprend l'implémentation des techniques : S-PWM, FH-PWM, 2V-SVPWM et 4V-SVPWM appliquées au 5PH-VSI en utilisant la carte STM32Discovery. Le banc d'essai du 5PH-VSI a été réalisé au Laboratoire de Commande et de Processus (LCP) à l'ENP. Les résultats présentés montrent les différentes formes d'onde de tensions et de courants de sortie ainsi que leurs analyses spectrales pour une charge équilibrée et une charge déséquilibrée. De plus, la tension du mode commun (TMC) a été mesurée pour ces techniques. Une comparaison entre les différentes techniques en termes de TMR, THD, HFF et TMC a été effectuée.

En second lieu, le 5PH-VSI a été associé à un redresseur triphasé réalisé au LCP au sein de l'ENP afin de valider l'étude théorique portant sur le 5PH-IMC.

Les deux techniques 2V-SVPWM et 4V-SVPWM ont été implémentées en utilisant le même microcontrôleur. Les résultats présentés montrent et comparent les formes d'onde d'entrée et de sortie et leurs analyses spectrales.

Le chapitre est organisé comme suit :

Section 1 : Introduction.

Section 2 : Commande de l'étage redresseur.

Section 3 : Commande de l'étage onduleur (5PH-VSI).

Section 4 : Commande du convertisseur matriciel indirect à deux niveaux (5PH-IMC).

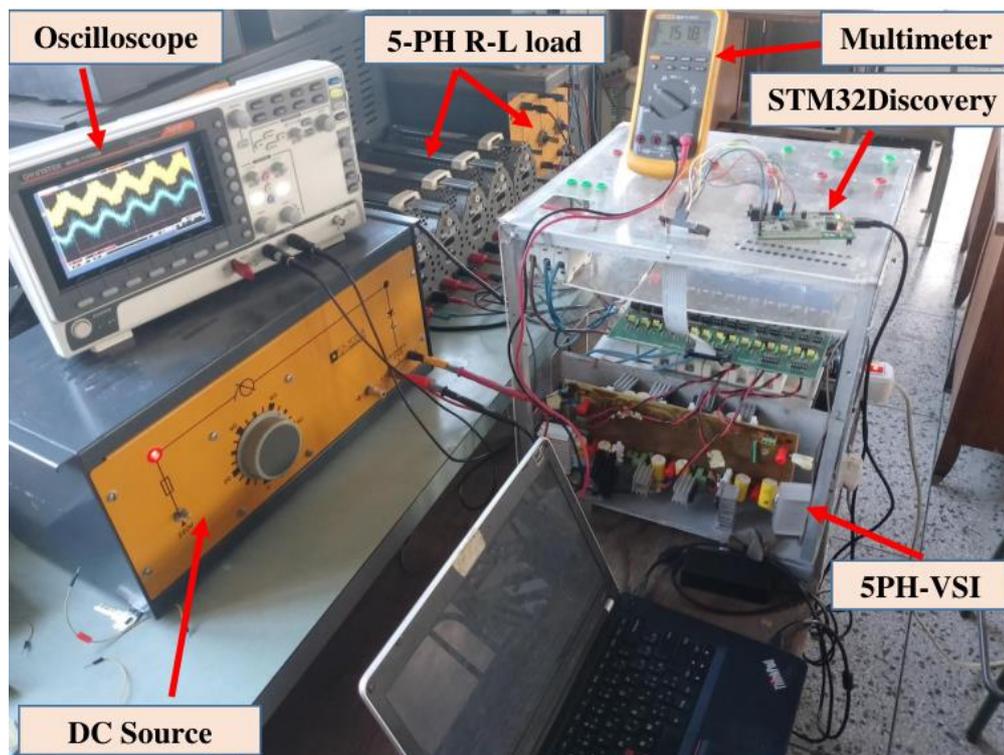
Section 5 : Conclusion

## 3.2 Réalisation pratique

### 3.2.1 Banc d'essai du 5PH-VSI

Le banc d'essai du 5PH-VSI, tel qu'il est illustré dans la Figure 3.1, est réalisé au sein du Laboratoire de Commande des Processus (LCP) de l'ENP et utilisé pour confirmer les résultats de simulation. Il est constitué de :

- un onduleur penta-phasé qui contient quatre étages :
  - un étage de puissance
  - un étage pour l'interface commande/puissance
  - Un étage de commande
  - un étage de mesures et protections
- une source DC
- une charge R-L
- un microcontrôleur STM32Discovery pour le contrôle des signaux
- un oscilloscope numérique et un multimètre pour l'illustration et la mesure des signaux



**Figure 3.1.** Banc d'essai du 5PH-VSI contrôlé par STM32F4Discovery

Cet onduleur a une puissance installée maximale de 5 kVA et utilise dix IGBTs SEMIKRON pour alimenter une charge penta-phasée. Il est alimenté par une tension alternative maximale de 380 V après avoir redressé en utilisant un pont triphasé à diodes. Les IGBTs SEMIKRON ont une tension de claquage de 1200 V et peuvent supporter un courant maximal de 30 A. Pour mettre en œuvre les quatre modulations et contrôler les interrupteurs de l'onduleur SEMIKRON. L'étude expérimentale est réalisée en utilisant les mêmes paramètres de charge équilibrée et déséquilibrée que ceux utilisés pour l'étude théorique.

Le schéma d'implémentation est représenté dans la Figure 3.2.

### 3.2.2 Banc d'essai du 5PH-IMC

La Figure.3.3 montre le banc d'essai du 5PH-IMC, tandis que le schéma d'implémentation de la 4V-SVPWM est présenté dans la Figure 3.4. Le banc d'essai du 5PH-IMC se compose de : un étage de puissance contenant le redresseur et l'onduleur ; le redresseur est composé de 12 IGBTs couplés avec des diodes antiparallèles Infineon IKW40T120 supportant une tension de 1200V et un courant maximal de 40A, tandis que l'étage de l'onduleur utilise des commutateurs

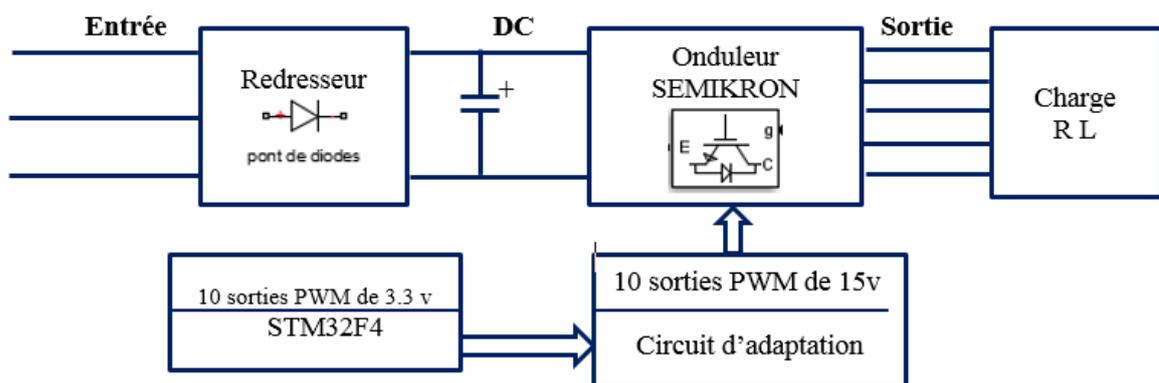
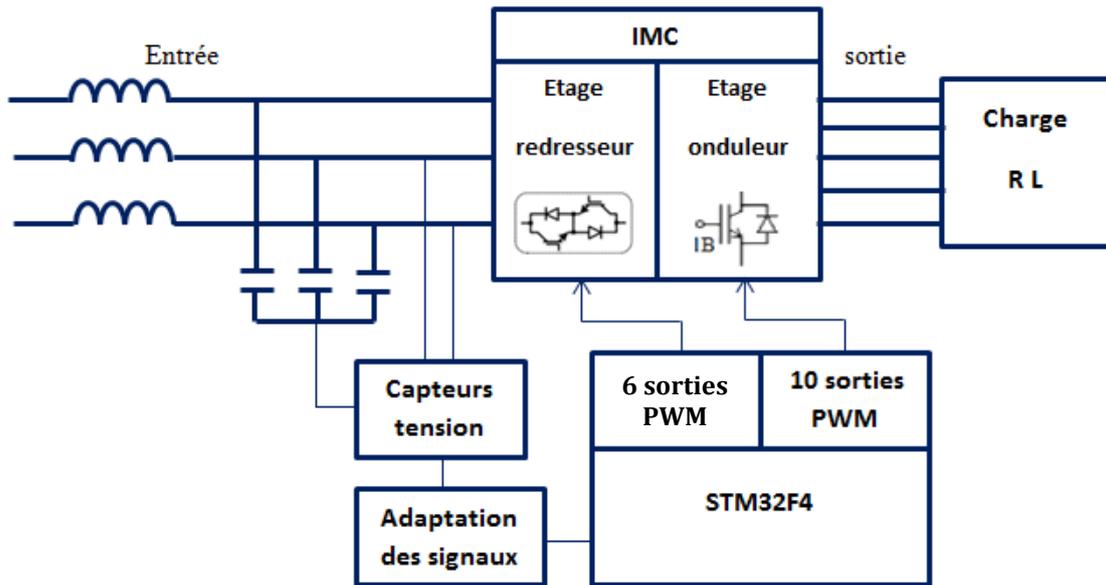


Figure 3.2. Schéma d'implémentation des techniques de modulation appliquée au 5PH-VSI



Figure 3.3. Banc d'essai du 5PH-IMC



**Figure 3.4.** Schéma d'implémentation des techniques de modulation appliquée au 5PH-IMC

SKM100GB123D supportant une tension de 1200V et un courant de 100A. Le deuxième étage est une interface de contrôle/puissance. De plus un autre étage est réalisé qui sert aux mesures et protections. Ce convertisseur, dont la puissance installée est de 15 kVA, est alimenté par une tension alternative d'entrée de 220/380 V, et alimente une charge R de 100Ω et comprend un filtre d'entrée LC de paramètres 3mH et C=18μF. Présentation de la carte STM32Discovery.

### 3.2.3 STM32F4Discovery



**Figure 3.5.** STM32F4Discovery

STM32 est une famille de circuits intégrés de microcontrôleurs 32 bits fabriquée par STMicroelectronics. Les puces STM32 sont regroupées en séries basées sur le même cœur de processeur ARM-CORTEX 32 bits. La technologie ARM-CORTEX est utilisée par de nombreux fabricants tels que ST, NXP, ATMEL, MAXIM, Silicon et WIZnet.

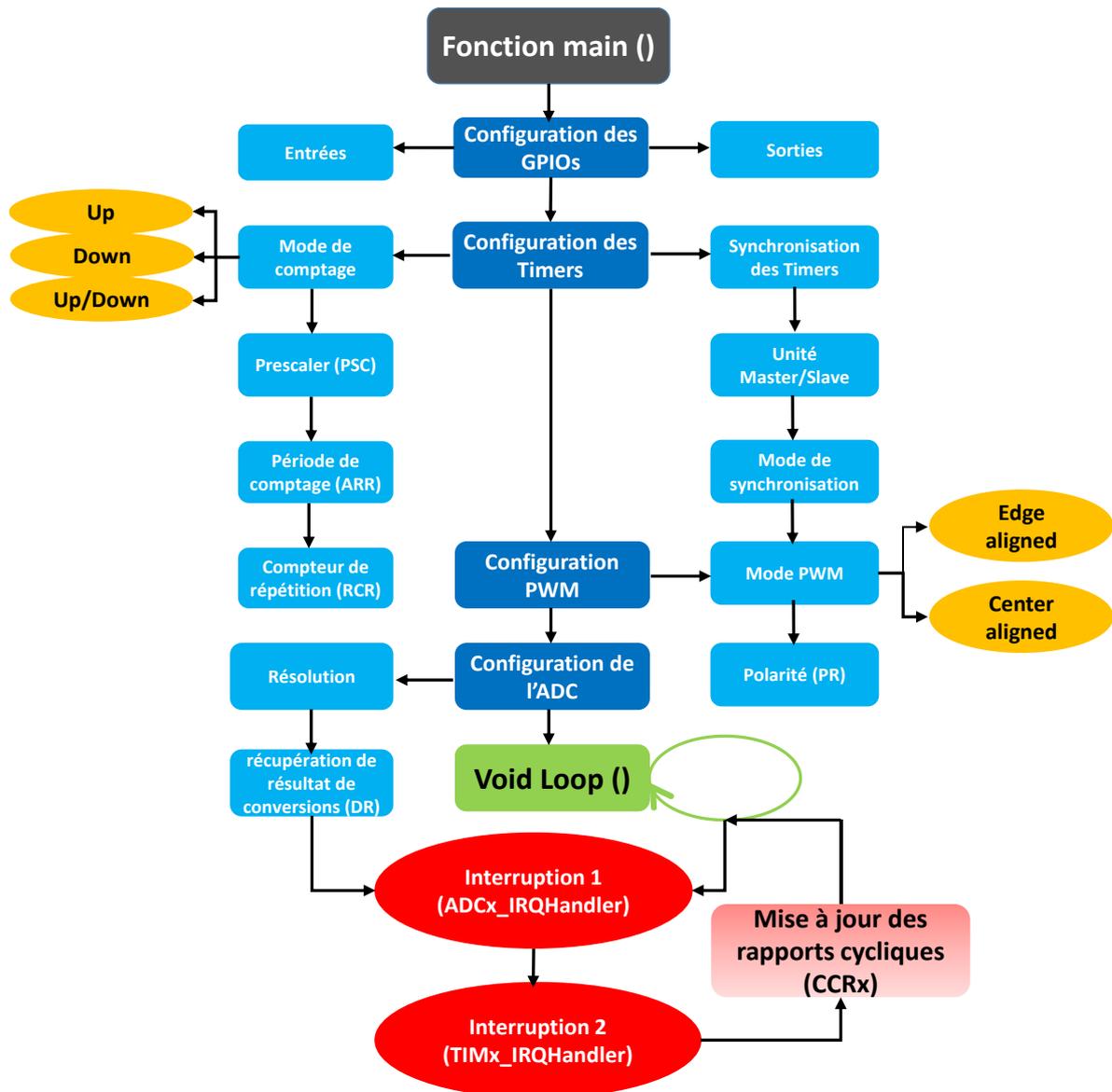
STM32F4Discovery (Figure. 3.5) fonctionne à une haute fréquence de 168 MHz, prend en charge les instructions de traitement numérique du signal (DSP) en un seul cycle, et possède une unité à virgule flottante (FPU). Elle est construite autour d'un microcontrôleur STM32F407VGT6 ARM Cortex M4F 32 bits avec 1 Mo de mémoire Flash, 192 Ko de RAM, des périphériques avancés pour les applications d'imagerie, de connectivité et de chiffrement. Il comprend également :

- Un connecteur intégré ST-LINK / V2 qui offre la possibilité d'utiliser le connecteur d'alimentation USB pour la programmation et le débogage.
- Un connecteur USB pour l'alimentation 5V, des sorties 3V et 5V pour des applications externes.
- Un accéléromètre ST MEMS LIS3DSH à trois axes.
- Un microphone MP45DT02 pour l'enregistrement des sons.
- Un capteur audio numérique omnidirectionnel (microphone) ST MEMS MP45DT02.
- Un DAC audio (convertisseur numérique-analogique) avec haut-parleur de classe D intégré.
- Deux LED : LD1 (rouge/verte) pour la communication USB, LD2 (rouge) pour l'alimentation en 3,3 V.
- Quatre LED utilisateur : LD3 (orange), LD4 (verte), LD5 (rouge) et LD6 (bleue).
- 2 LED USB OTG (USB On-The-Go) : LD7 (verte) VBUS, LD8 (rouge).
- Deux boutons poussoirs (utilisateur et reset).
- Interface USB OTG avec connecteur micro-AB.
- Des connecteurs d'extension d'E/S pour une connexion rapide à la carte.
- Un logiciel complet gratuit avec une variété d'exemples, constituant le package logiciel STM32CubeF4.

Dans notre travail, System Workbench (AC6 : SW4STM32) est utilisé pour programmer le microcontrôleur STM32. SW4STM32 est un environnement de développement logiciel multi-OS gratuit basé sur Eclipse, qui prend en charge toute la gamme de microcontrôleurs STM32 et les cartes associées.

L'implémentation de la SVM pour le 5PH-IMC via le STM32F4 repose essentiellement sur deux de ses périphériques, qui sont les ADC (convertisseurs analogique-numérique) et les

Timers. La Figure 3.6 montre l'organigramme utilisé pour programmer la carte en vue de contrôler le 5PH-IMC.



**Figure 3.6.** Organigramme du programme pour l'implémentation des techniques de modulation appliquées au 5PH-IMC

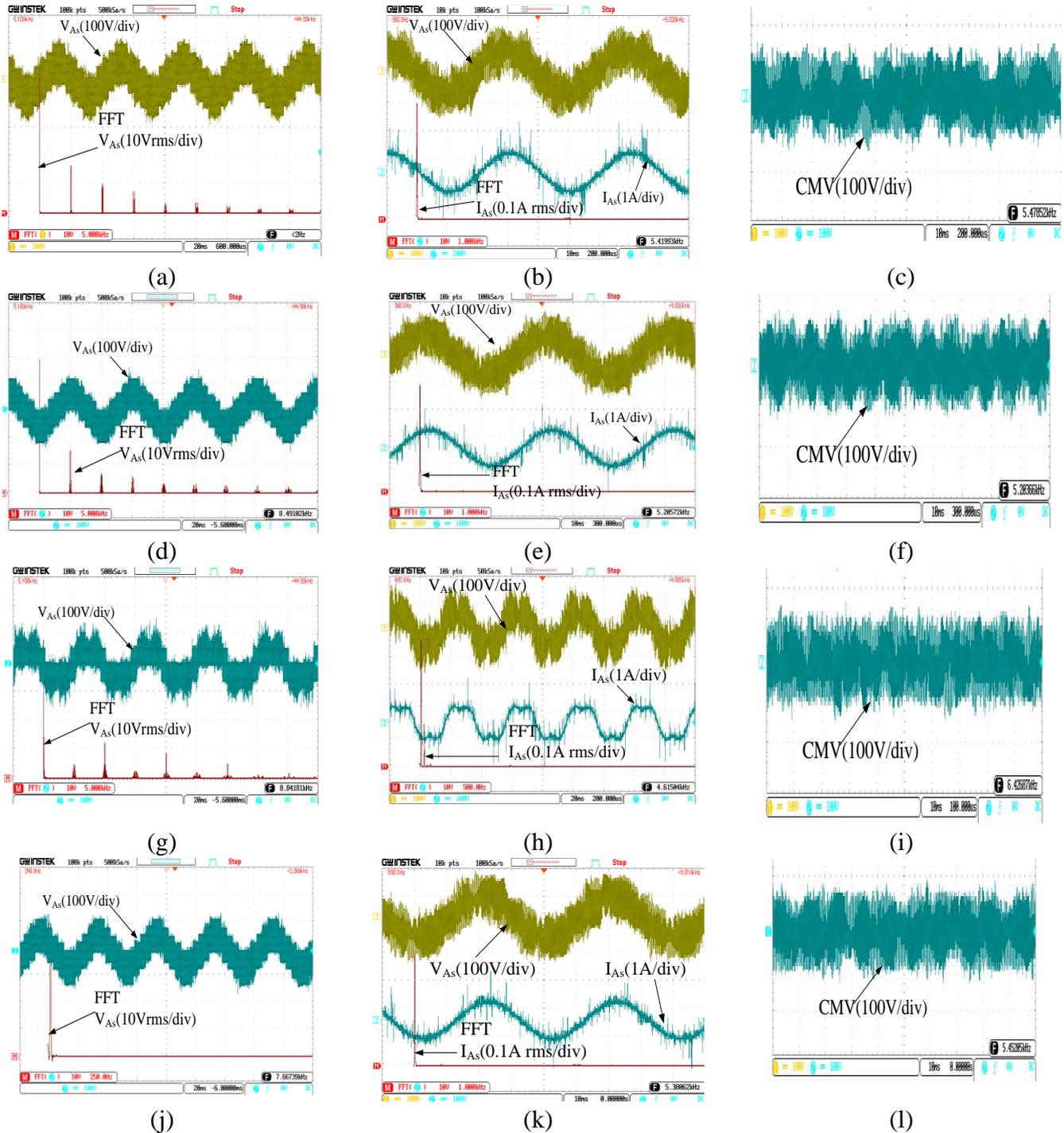
### 3.3 Résultats expérimentaux

Les signaux pris l'oscilloscope devront être multipliés par le facteur de réduction des capteurs qui est égal à 45.

#### 3.3.1 5PH-VSI

### 3.3.1.1. Charge équilibrée

La Figure .3.7 montre les tensions de sortie phase-neutre de charge et leurs analyses spectrales respectives pour une charge R équilibrée dans la première colonne (Fig.3.7 (a, d, g et

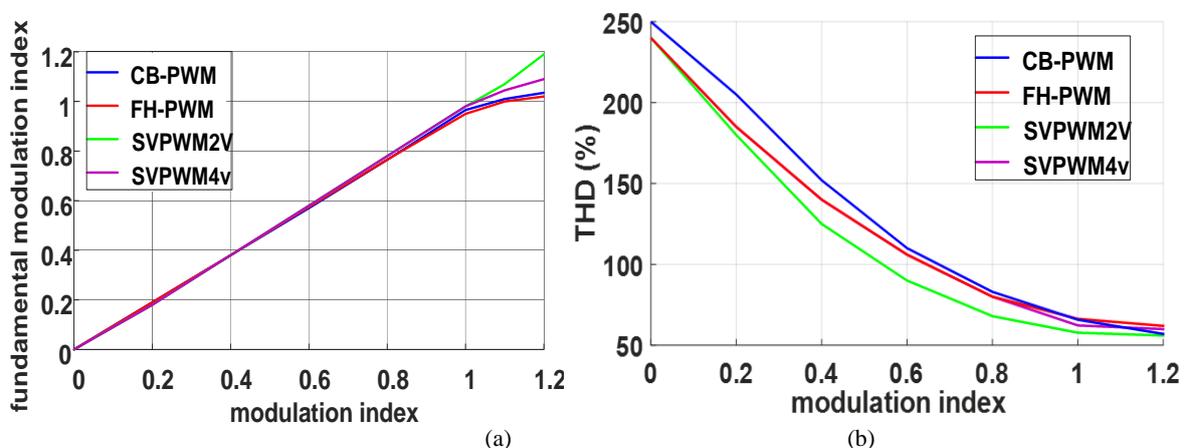


**Figure 3.7.** (a,d, (g) et (j) tensions de charge phase-neutre en sortie et leurs analyses spectrales correspondantes pour une charge R équilibrée, (b), (e), (h) et (k) tensions de charge phase-neutre, courants de phase et analyses spectrales des courants de phase pour une charge R-L équilibrée (c), (f), (i) et (l) tensions crête-à-crête CM pour une charge R-L correspondant à S-PWM, FH-PWM, 2V-SVPWM et 4V-SVPWM respectivement pour un taux de réglage égal à 1 et une fréquence de sortie de 25 Hz.

j)). La deuxième colonne (Fig. 3.7 (b, e, h et k)) illustre les tensions phase-neutre de charge, les courants et leurs analyses spectrales correspondantes pour une charge R-L équilibrée. Enfin, la troisième colonne (Fig. 3.2 (c, f, i et l)) affiche la TMC (Tension du Mode Commun).

Pour la technique 2V-SVPWM avec une charge R (Fig. 2.7 (g)), les troisième et septième harmoniques représentent respectivement 30 % et 5,8 % de la tension fondamentale. En revanche, pour les autres techniques, les HFF ne dépassent pas 1,4 % de la fondamentale (Fig. 3.7 (a, d et j)). Lorsqu'une inductance est ajoutée à la charge, les troisième et septième harmoniques pour le 2V-SVPWM diminuent respectivement à 21 % et 2,1 % du courant fondamental (Fig. 3.7 (h)). Intéressamment, les HFF pour les autres techniques sont progressivement affectés par l'effet inductif, atteignant 6 % pour S-PWM (Fig. 3.7 (b)), et 2,5 % pour FH-PWM et 4V-SVPWM (Fig. 3.7 (e et k)). Dans la Figure. 3.7 (c, f, i et l), la TMC à travers les quatre techniques est d'environ 117,3 % de la tension de bus continu (environ  $1,2 V_{dc}$ ).

La Figure. 3.8 présente une comparaison entre les résultats expérimentaux en termes du TMR (Fig. 3.8 (a)) et du THD pour une charge R (Fig. 3.8 (b)). Les courbes de réglage montrent clairement que la région linéaire est limitée entre 0 et 1 pour S-PWM, entre 0 et 1,05 pour FH-PWM et 4V-SVPWM. En revanche, le 2V-SVPWM offre la plus grande région linéaire, s'étendant jusqu'à 1,23. Dans la Fig. 3.8 (b), il est évident que le THD diminue lorsque le taux de réglage augmente. Malgré son inconvénient de générer des HFF indésirables, la 2V-SVPWM présente le THD le plus bas parmi les techniques étudiées autour de son TMR. Cela met en évidence l'efficacité et la supériorité de la technique 2V-SVPWM pour obtenir une forme d'onde de sortie sinusoïdale avec une distorsion minimale grâce à sa plage de modulation étendue.



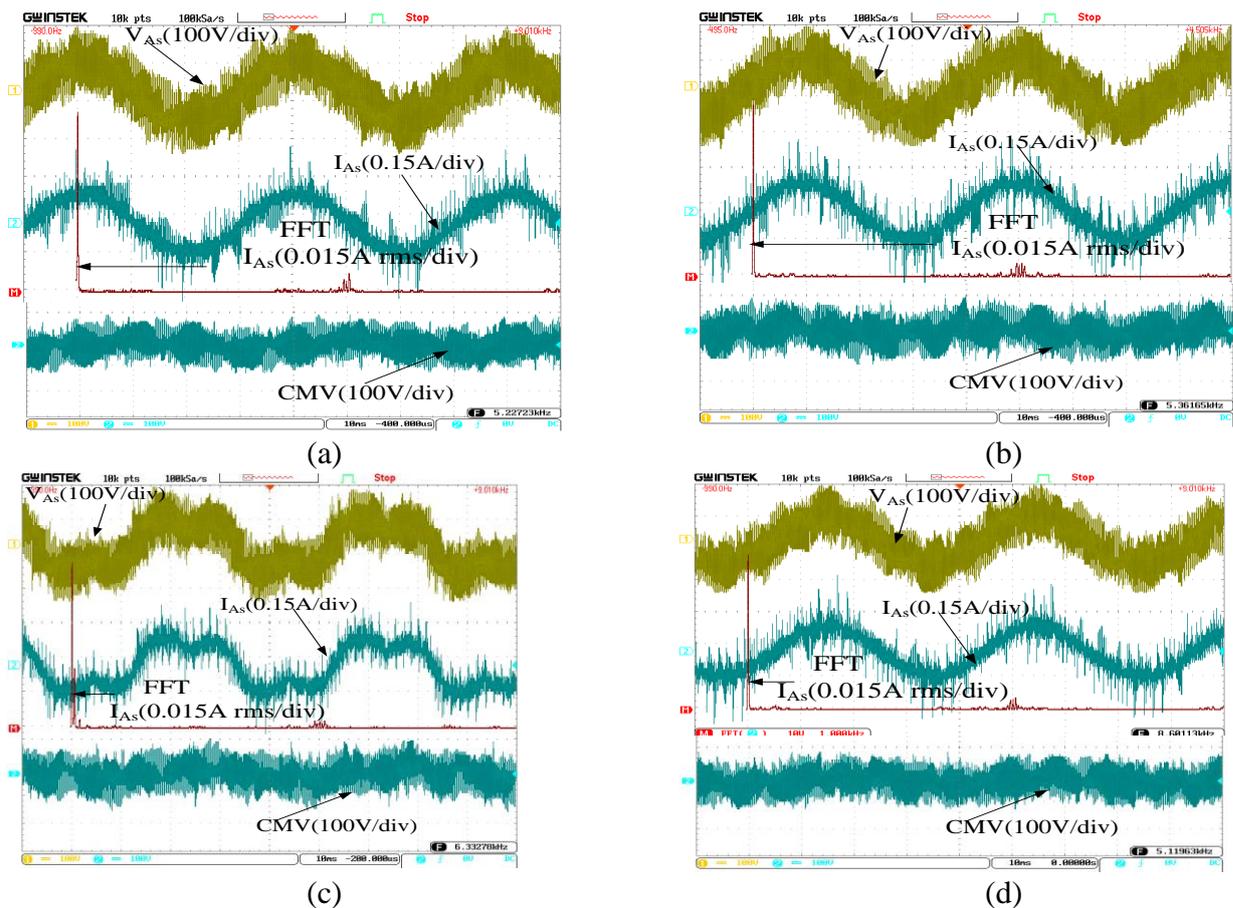
**Figure 3.8.** Comparaisons entre (a) courbes de réglage et (b) courbes de THD pour S-PWM, FH-PWM, 2V-SVPWM et 4V-SVPWM.

### 3.3.1.2. Charge déséquilibrée

La Figure. 3.9 présente la forme d'onde de tension, la forme d'onde de courant et son analyse spectrale, ainsi que la TMC pour chacune des quatre techniques pour une charge R-L déséquilibrée.

Dans le cas du 2V-SVPWM (Fig. 3.9 (c)), les troisième et septième harmoniques augmentent respectivement à 34,6 % et 4,9 % de la fondamentale du courant par rapport au scénario de la charge équilibrée. Pour les autres techniques, les HFF restent en dessous de 6 % pour S-PWM (Fig. 3.9 (a)), et en dessous de 2,5 % pour FH-PWM et 4V-SVPWM (Fig. 3.9 (b) et (d)). Ainsi, le déséquilibre de la charge n'affecte pas significativement les HFF sauf pour la 2V-SVPWM.

Il est également montré que les TMC minimum sont enregistrées à environ 120 % de la tension de bus continu pour S-PWM et 4V-SVPWM (Fig. 3.9(a) et (c)), suivies par FH-PWM avec une TMC de 128 %. En revanche, le 2V-SVPWM présente une TMC relativement élevé d'environ 149 % (Fig. 3.9(c)). Cette observation confirme que le fonctionnement dans des



**Figure 3.9.** Tensions de charge de phase un à neutre en sortie, courants de phase un en sortie, analyses spectrales des courants de phase un et tensions CM pour une charge déséquilibrée R-L correspondant à (a) SPWM, (b) FH-PWM, (c) 2V-SVPWM et (d) 4V-SVPWM pour un taux de réglage égal à 1 et une fréquence de sortie de 25 Hz.

conditions déséquilibrées entraîne une augmentation de la TMC, ce qui peut avoir un impact sur la durée de vie du dispositif d'alimentation.

Le Tableau 3.1 résume les résultats expérimentaux pour le THDv de tension et le THDi de courant dans des conditions équilibrées et déséquilibrées.

On peut observer dans le tableau que les valeurs de THDi sont notamment plus élevées par rapport aux résultats de simulation. Cette divergence est attribuée aux pics présents dans les formes d'onde de courant, résultant des caractéristiques inductives inhérentes du circuit R-L et du bruit de mesure. De plus, les stratégies de contrôle, la dynamique du circuit et les inductances de câblage contribuent collectivement aux réponses transitoires et aux pics dans la forme d'onde de courant pendant le fonctionnement de l'onduleur.

**Tableau 3. 1.** Résultats expérimentaux pour le THD de tension (THDv) et le THD de courant (THDi) dans des conditions équilibrées et déséquilibrées

Technique de modulation	Charge équilibrée (R = 100 Ω, L = 80 mH)				Charge déséquilibrée (R1 = 670 Ω, R3 = 400 Ω) Mesures pour la phase 1		
	R Load (THDv, THDi) (%)	R-L Load		TMC (%)	R-L Load		TMC (%)
		THDv (%)	THDi (%)		THDv (%)	THDi (%)	
S-PWM	85.9	70.43	16.05	117.3	66.23	35	120
FH-PWM	77.04	75.91	14.21	117.3	70.21	32.7	128
2V-SVPWM	75.18	77.28	24.30	117.3	73.94	46.03	149
4V-SVPWM	78.65	77.29	13.94	117.3	63.4	29.92	120

### 3.3.2 5PH-IMC

#### 3.3.2.1. 2V-SVPWM

La Figure 3.10 représente la tension et le courant d'entrée prise par l'oscilloscope pour une charge R, de 100 Ω. La tension d'entrée et le courant d'entrée sont en phase ce qui permet d'avoir un facteur de puissance unitaire ( $\cos(\varphi)$ ).

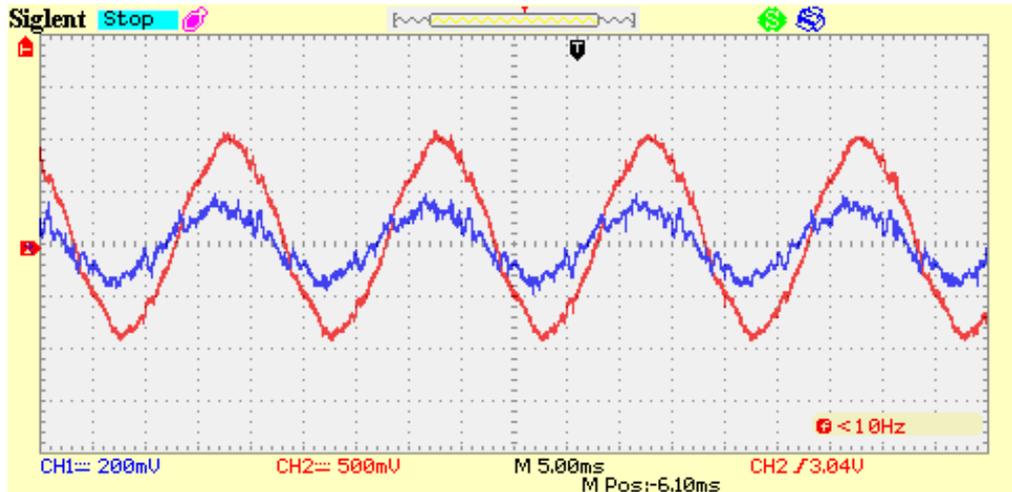


Figure 3.10. Tension et courant d'entrée

La Figure 3.11 présente les résultats expérimentaux de l'implémentation de la SVM appliquée au redresseur du CMI. Les Figures (3.11 a, b et c) représentent les tensions extrêmes du bus continu ( $U_p$  et  $U_n$ ) pour une fréquence de commutation de 5 kHz (Figure 3.11(a)) et 10 kHz (Figure 3.11(b)) et la tension du bus continu  $U_{pn}$  (Figure 3.11(c)).

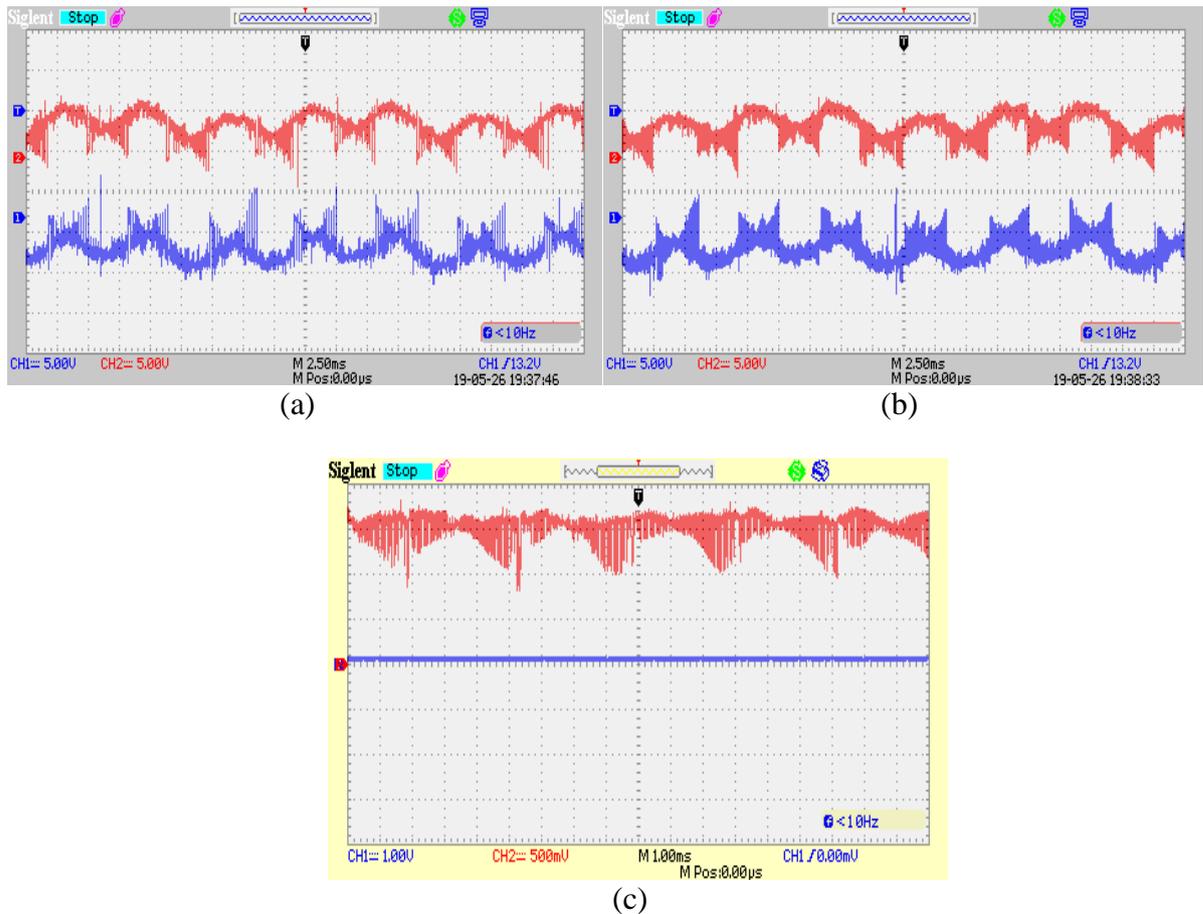
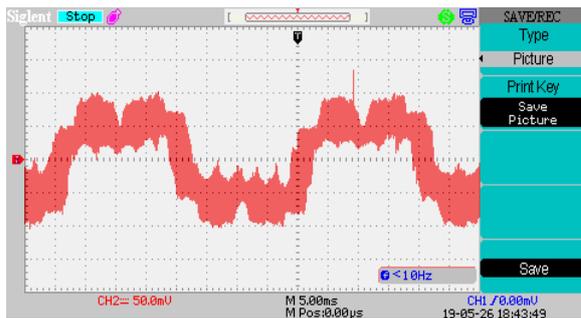


Figure 3.11. Tensions de bus ( $U_p$  et  $U_n$ ) pour une fréquence de commutation de (a) 5=kHz, (b) 10=kHz et (c) la tension de bus  $U_{pn}$

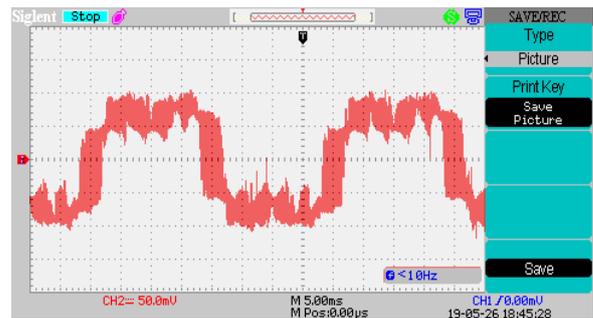
Les résultats obtenus sont semblables aux résultats théoriques. La tension redressée ne présente pas le vecteur nul. Ce dernier n'a pas été utilisé pour maximiser la tension du bus continu.

La Figure 3.12 présente la tension de sortie pour une fréquence de sortie de 25 Hz ( $r=0.8$ ) (Figure 3.12(a)) et  $r = 1.2$  (Figure 3.12(b)) et une fréquence de sortie de 50 Hz ( $r = 0.8$ ) (Figure 3.12(c)) et son spectre d'harmonique (Figure 3.12(d)).

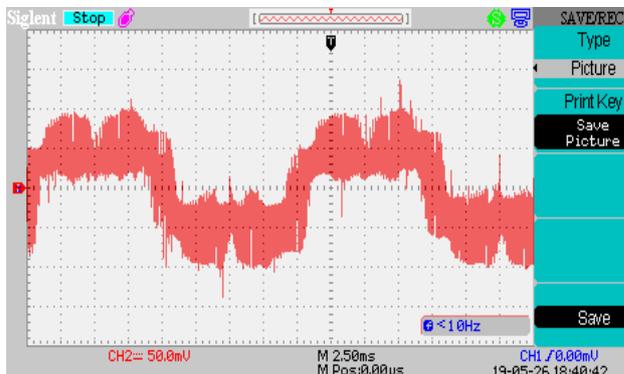
D'après la Figure 3.12, on remarque que les tensions de sortie pratiques sont semblables à celle de l'étude théorique. L'harmonique 3 est d'environ 28% du fondamental.



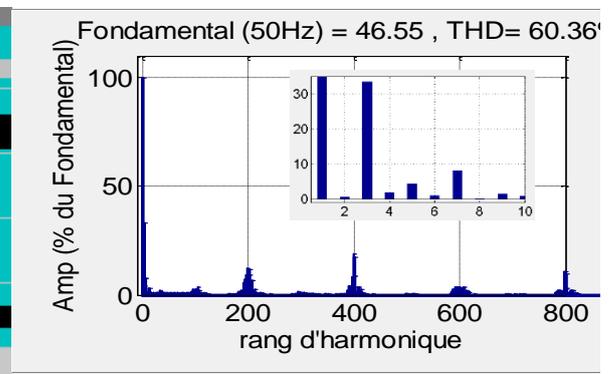
(a)



(b)



(c)



(d)

**Figure 3.12.** Tensions de sortie pour (a)  $f = 25$  Hz et  $r = 0.8$ , (b)  $f = 25$  Hz et  $r = 1.2$ , (c)  $f=50$  Hz et  $r = 0.8$  avec (d) son spectre d'harmonique

La Figure 3.13 illustre la courbe de réglage et celle de THD pour trois fréquences 25,50, et 75 Hz.

D'après la Figure (3.13.a), on constate que la courbe de réglage est presque linéaire jusqu'à  $r = 0.9$ , au-delà de cette valeur la tension ne suit plus sa référence. Pour la figure (3.13.b), le THD est important pour des faibles indices de modulation.

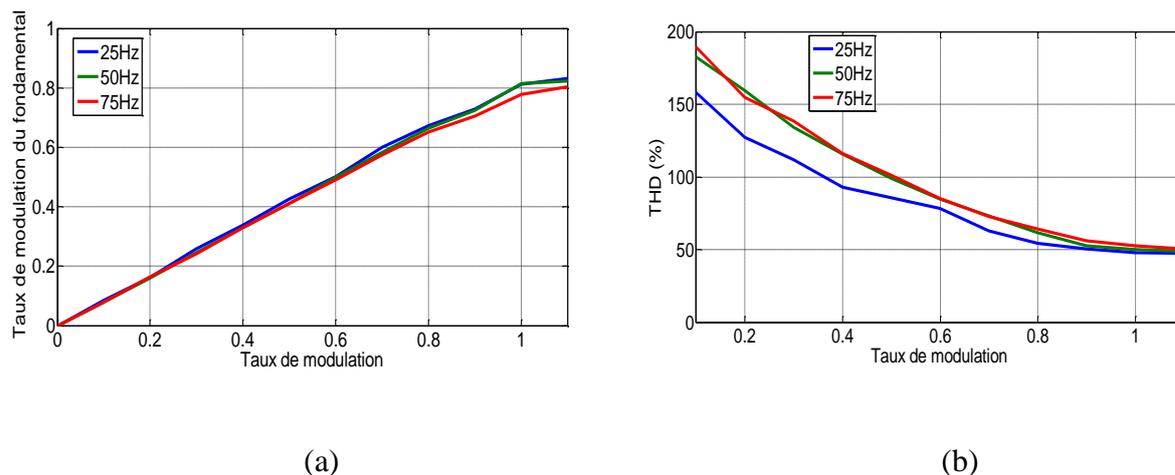


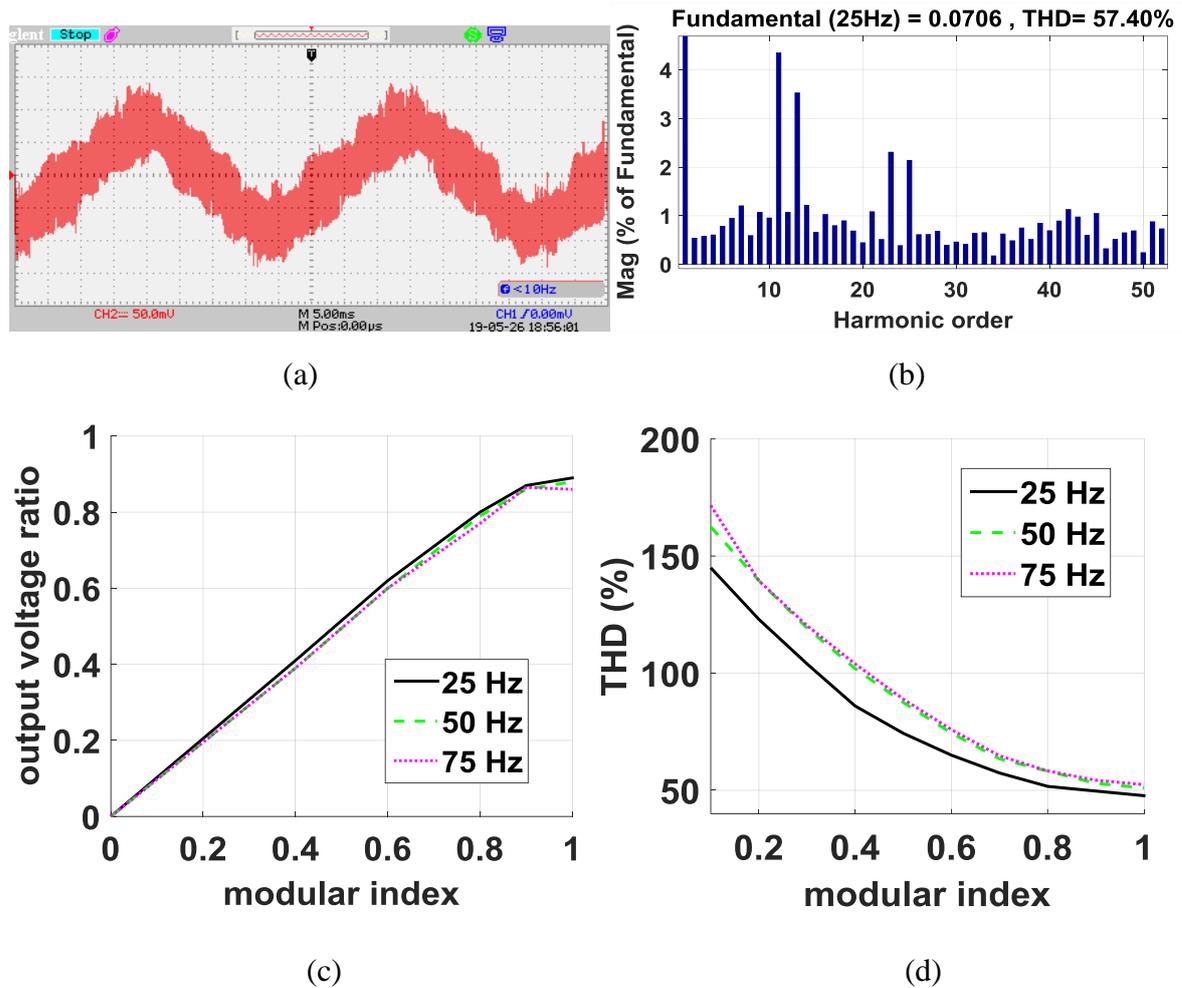
Figure 3.13. (a) Courbe de réglage (b) THD

### 3.3.2.2. 4V-SVPWM

La Figure. 3.14 présente le courant d'entrée et la tension d'entrée, tandis que la Figure. 3.15 montre les résultats expérimentaux de sortie. On constate dans la Figure. 3.14 que le courant d'entrée et la tension d'entrée sont en phase, ce qui fournit un facteur de puissance unitaire. La Figure. 3.15 (a) présente une tension de sortie prise à l'oscilloscope pour un taux de réglage égal à 0,7 et une fréquence de sortie de 25 Hz. Le spectre d'harmoniques de cette tension (Fig. 3.15 (b)) montre que les amplitudes des harmoniques de faibles fréquences n'ont pas dépassé 3 %, à l'exception du onzième et du treizième harmoniques dont les pourcentages sont d'environ 3,5 % et 4,3 % respectivement. Les courbes de réglage (Fig. 3.15 (c)) pour les trois fréquences de sortie sont presque similaires et s'étendent jusqu'à 0,79. Pour la courbe de THD (Fig. 3.15 (d)), on constate que la fréquence de 25 Hz présente le plus faible THD par rapport aux deux autres fréquences, atteignant environ 55 % du fondamental au TMR.



Figure 3.14. Tension d'entrée et courant d'entrée



**Figure 3.15.** Résultats expérimentaux: (a,b) tension de sortie et son spectre pour  $f_r = 25$  Hz,  $r = 0,7$  ; (c) courbe de réglage de la tension de sortie, (d) courbe de THD

### 3.4 Conclusion

Dans ce chapitre, dans un premier lieu on a présenté la validation expérimentale des résultats de simulations présentés dans le chapitre précédent. On a comparé ainsi les performances de quatre techniques de modulation appliquée au 5PH-VSI en tenant compte de quelques critères électriques. la modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (S-PWM), la modulation de largeur d'impulsion avec injection du cinquième harmonique (FH-PWM), la modulation vectorielle utilisant deux grands vecteurs adjacents (2V-SVPWM), et la modulation vectorielle utilisant quatre vecteurs (4V-SVPWM) ont été mises en œuvre à l'aide d'un microcontrôleur peu coûteux pour une charge équilibrée et déséquilibrée R-L. L'étude a inclus l'évaluation de la Tension de Mode Commun (TMC).

Parmi les techniques étudiées, le 2V-SVPWM présente la plage linéaire la plus large, de 0 à 1,23. Cependant, il produit un taux de distorsion harmonique total (THD) plus élevé en tension et en courant, manifestant des HFF, notamment les troisième et septième harmoniques. De plus,

cette technique présente la TMC le plus élevé (149 % de la tension de bus continu). En conséquence. La technique 4V-SVPWM donne le THD et la TMC les plus faibles.

Dans un second lieu, les résultats de simulation et de l'implémentation de la 2V-SVPWM et la 4V-SVPWM appliquées au 5P-IMC ont été présentés.

Il a été démontré que le 5P-IMC est pratiquement contrôlable en sortie pour des indices de modulation atteignant 0,79 pour la 4V-SVPWM et 0.9 pour la 2V-SVPWM. Cependant la 2V-SVPWM a présenté des harmoniques de faibles fréquences élevés notamment pour le troisième harmonique (28% du fondamental). De plus, il a été constaté que la tension de sortie contient une très faible quantité d'harmoniques de faibles fréquences (moins de 5 %). Il a été montré aussi que les deux techniques présentes presque le même THD dans leurs zones de modulation linéaires. La possibilité d'obtenir un facteur de puissance unitaire a été garantie au détriment de la dégradation des performances de sortie. Ceci a été vérifié pour la 4V-SVPWM par l'augmentation du THD du courant de sortie de 2,68 % et l'augmentation de certains harmoniques de faibles fréquences.

# **Chapitre 4 :**

**Etude thermique**

---

## Chapitre 4. Etude thermique

### 4.1 Introduction

La gestion thermique est un aspect clé de la conception des convertisseurs de puissance car elle détermine leur fiabilité ainsi que leurs performances finales et leur densité de puissance. Les technologies de refroidissement sont un domaine de recherche en électronique depuis les années 1940 et, au cours des 15 dernières années, le nombre d'articles liés à ce domaine a considérablement augmenté (heat management). À l'heure actuelle, la gestion thermique est essentielle dans de nouvelles disciplines et c'est une technologie habilitante critique dans le développement des systèmes électroniques de puissance.

Les principales tendances de conception sont axées sur la nécessité de développer des systèmes de refroidissement capables de gérer des flux de chaleur locaux élevés en raison de deux tendances convergentes : une dissipation de puissance plus élevée et une taille de module plus petite (heat management).

Pour ce faire, une étude théorique comprenant le modèle mathématique de calcul de puissances de commutations et de conduction dissipées à travers le 5PH-VSI pour la technique S-PWM a été effectuée. Cette étude comprend aussi la modélisation du modèle thermique du système de refroidissement afin de calculer la résistance maximale permmissible du dissipateur de chaleur (RTAM). Le calcul de cette résistance permet de mettre des limitations pour la modélisation de la résistance thermique du système de refroidissement pour qu'il soit adapté à la technique de modulation appliquée.

Le calcul des pertes thermiques pour la technique S-PWM a été aussi élaboré avec PLECS qui est un logiciel de simulation dédié à l'étude thermique des convertisseurs électriques. PLECS a été choisi pour le reste de l'étude après une comparaison effectuée entre les résultats de l'étude mathématique et ceux de la simulation, concluant que PLECS est plus précis que l'étude mathématique. Pour le reste, une comparaison en tenant compte de paramètres importants tels que la dissipation de puissance maximale, l'efficacité et RTAM entre les différentes techniques de modulation appliquées au 5PH-VSI a été effectuée.

Ce chapitre est organisé comme suit :

Section 1 : Introduction.

Section 2 : Commande de l'étage redresseur.

Section 3 : Commande de l'étage onduleur (5PH-VSI).

Section 4 : Commande du convertisseur matriciel indirect à deux niveaux (5PH-IMC).

Section 5 : Conclusion

## 4.2 Modèle mathématique des pertes thermiques

Les PTT sont la somme des PCD et des PCM [24], [26], [30], [32]:

$$TTL = CL + SL \quad (4.1)$$

### 4.2.1 Les pertes par conduction

Les PCS sont composés des PCD à travers les 10 IGBT (IPCD) et les 10 diodes (DPCD) du 5PH-VSI. Elles sont donc exprimées comme suit :

$$PCD = 10(IPCD + DPCD) \quad (4.2)$$

IPCD se produit lorsque le courant passe à travers la résistance de l'IGBT ( $R_{ce}$ ). Ainsi, il s'agit de la somme de la puissance dissipée dans le dispositif avec une chute de tension constante, et de la puissance dissipée dans l'élément résistif. Cela peut être exprimé comme suit :

$$IPCD = V_{ce}\bar{I}_c + |I_c|_{RMS}^2 R_{ce} \quad (4.3)$$

où  $V_{ce}$  est la chute de tension à travers l'IGBT,  $\bar{I}_c$  est le courant moyen traversant l'IGBT et  $|I_c|_{RMS}$  est sa valeur efficace.

De même, les PCD des diodes (DPCD) sont exprimées comme suit :

$$DCL = V_f\bar{I}_D + |I_D|_{RMS}^2 R_d \quad (4.4)$$

où  $V_f$  est la chute de tension équivalente de la diode dans des conditions de courant nul,  $\bar{I}_D$  est le courant moyen de la diode,  $|I_D|_{RMS}$  est la valeur efficace du courant de la diode et  $R_d$  est l'élément résistif de la diode.

En supposant que le courant instantané  $i_c$  passant à travers l'IGBT soit constant pendant un cycle de fonctionnement  $d_{cl}$ , son expression par rapport au courant de phase instantané  $i_p$  pendant un cycle de fonctionnement est la suivante :

$$i_{ce} = i_p d_{cl} \quad (4.5)$$

Si nous choisissons la technique S-PWM pour développer le modèle mathématique et supposons que le courant de phase  $i_p$  est une fonction sinusoïdale, nous pouvons l'exprimer ainsi avec le cycle de service comme suit [33] :

$$\begin{cases} i_p = I_p \sin(\theta) \\ d_{cl} = 0.5(1 + r \sin(\theta + \varphi)) \end{cases} \quad (4.6)$$

$I_p$  représente la valeur de crête du courant de phase,  $\theta$  désigne l'angle de courant,  $\varphi$  indique le décalage angulaire entre les phases de tension et de courant, et  $r$  est l'indice de modulation.

Nous pouvons directement calculer  $I_p$  et  $\varphi$  respectivement à travers les expressions ci-dessous :

$$\begin{cases} I_p = (V_{dc}/2)/(\cos(\varphi)\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}) \\ \varphi = \text{Arctan}(\omega L/R) \end{cases} \quad (4.7)$$

L'IGBT conduit pendant la moitié d'une période lorsque la phase de courant est positive, puis sa moyenne sur une période complète ( $2\pi$ ) est obtenue en intégrant le courant de l'IGBT de 0 à  $\pi$  puis en divisant par  $2\pi$  comme suit :

$$\bar{I}_c = \frac{1}{4\pi} \int_0^\pi \sin(\theta)(1 + r\sin(\theta + \varphi)) \quad (4.8)$$

Après simplifications,  $I_c$  est exprimé comme:

$$\bar{I}_c = I_p \left( \frac{1}{2\pi} + \frac{r\cos(\varphi)}{8} \right) \quad (4.9)$$

La racine carrée de la moyenne quadratique (RMS) du courant de l'IGBT est calculée par l'expression suivante :

$$|I_c|_{RMS}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sin^2(\theta)(1 + r\sin(\theta + \varphi))d\theta \quad (4.10)$$

Après simplifications,  $|I_c|_{RMS}^2$  est exprimé comme :

$$|I_c|_{RMS}^2 = I_p^2 \left( \frac{1}{8} + \frac{r\cos(\varphi)}{3\pi} \right)^2 \quad (4.11)$$

Pour les diodes, un raisonnement similaire peut être appliqué, où son cycle de fonctionnement  $d_{CI}$  est dérivé comme le complément du cycle de fonctionnement de l'IGBT. Cette relation peut être exprimée comme suit :

$$d_{CI} = 0.5(1 - r\sin(\theta + \varphi)) \quad (4.12)$$

Ainsi, la moyenne et la racine carrée de la moyenne quadratique (RMS) du courant de la diode sont respectivement :

$$\bar{I}_D = I_p \left( \frac{1}{2\pi} - \frac{r\cos(\varphi)}{8} \right) \quad (4.13)$$

$$|I_D|_{RMS}^2 = I_p \left( \frac{1}{8} - \frac{r \cos(\varphi)}{3\pi} \right) \quad (4.14)$$

Finalement, les PCD des 10 MOSFET sont :

$$PCD = 10(V_{ce} \bar{I}_c + |I_c|_{RMS}^2 R_{ce} + V_f \bar{I}_D + |I_D|_{RMS}^2 R_d) \quad (4.15)$$

### 4.2.2 Les pertes par commutation

Les PCM sont composés des PCM dissipées à travers les 10 IGBT (IPCM) et les 10 diodes (DPCM). Ensuite:

$$PCM = 10(ISL + DSL) \quad (4.16)$$

IPCM et DPCM sont respectivement les PCM d'un seul IGBT et d'une seule diode.

Les PCM sont définies pendant l'allumage et l'extinction des dispositifs de puissance [24], [178]. Comme les dispositifs de puissance ne basculent pas instantanément, il existe une dissipation d'énergie pendant cette période de transition. Les pertes de puissance de commutation moyennes, concernant l'énergie de commutation, sur une période pour un seul IGBT, sont fournies ci-dessous [179]:

$$IPCM = \frac{f_{sw}}{2\pi} \int_{0+\varphi}^{\pi} (E_{ION} + E_{IOff}) \sin(\theta) d\theta \quad (4.17)$$

où  $f_{sw}$  est la fréquence de commutation,  $E_{ION}$  et  $E_{IOff}$  sont respectivement les énergies d'allumage et d'extinction de l'IGBT.

Après simplification, l'expression pour IPCM devient :

$$IPCM = \frac{f_{sw}(E_{ION} + E_{IOff})(1 - \cos(\varphi))}{\pi} \quad (4.18)$$

De manière similaire, DPCM peut être exprimé comme:

$$DPCM = \frac{f_{sw}}{2\pi} \int_{\pi+\varphi}^{2\pi} (E_{DON} + E_{DOff}) \sin(\theta) d\theta \quad (4.19)$$

où  $E_{DON}$  et  $E_{DOff}$  sont respectivement les énergies d'allumage et d'extinction de la diode.

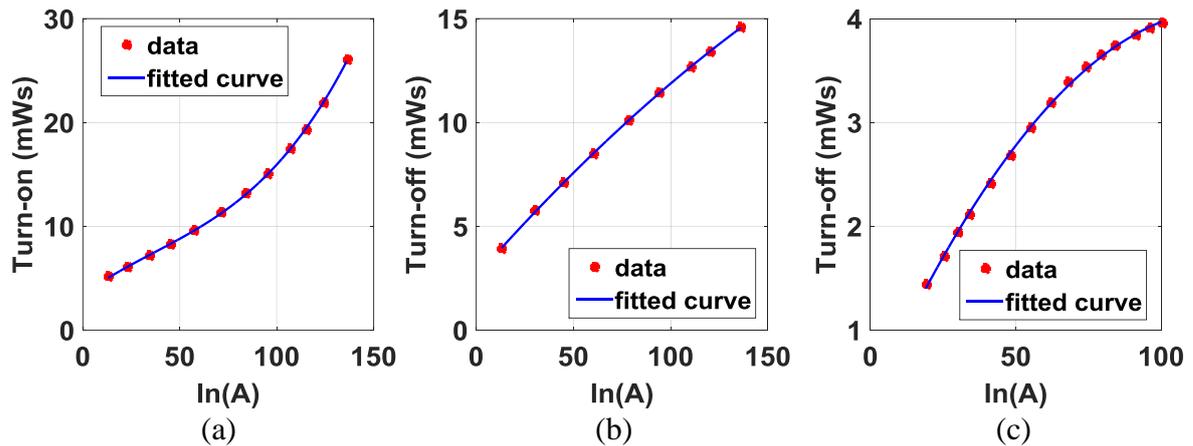
Souvent, les énergies  $E_{DON}$  dissipées à travers la diode sont négligées. Ainsi, après simplification de l'expression (4.19), DPCM sera exprimé comme suit :

$$DSL = \frac{f_{sw} E_{Doff} (\cos(\varphi + \pi) - 1)}{\pi} \quad (4.20)$$

Les caractéristiques d'allumage et d'extinction de l'IGBT et de la diode, telles que fournies par le fabricant, servent de base pour extraire les données pertinentes. Ces points de données sont ensuite interpolés à l'aide de MATLAB pour générer des courbes ajustées décrivant leur comportement par rapport au courant nominal, comme illustré dans la Figure 4.1.

Les équations ajustées correspondantes pour l'énergie d'allumage/d'extinction de l'IGBT et l'énergie d'extinction de la diode sont fournies dans les expressions ci-dessous respectivement.

$$\left\{ \begin{array}{l} E_{IOn} = a_3 I_n^3 + a_2 I_n^2 + a_1 I_n + a_0 \\ a_3 = 8.744e - 06, a_2 = -0.0009559 \\ a_1 = 0.1333, a_0 = 3.435 \\ E_{IOff} = -0.0001348 I_n^2 + 0.1063 I_n + 2.595 \\ E_{Doff} = -0.0002549 I_n^2 + 0.06205 I_n + 0.3134 \end{array} \right. \quad (4.21)$$

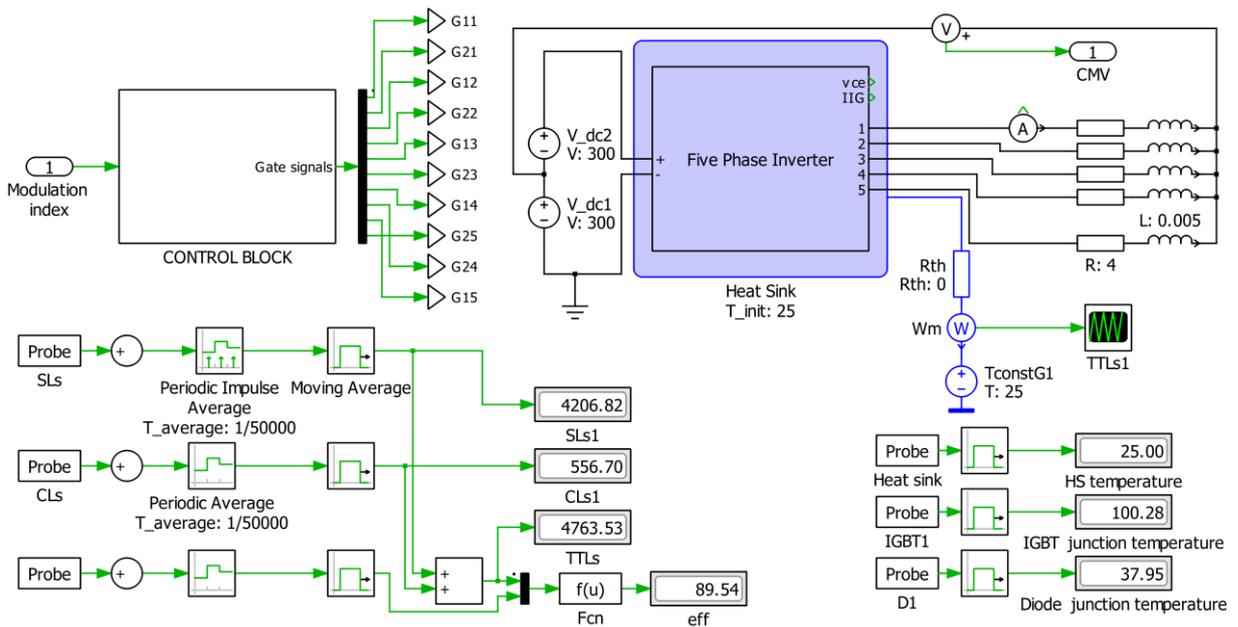


**Figure 4. 1.** (a, b) Énergie de commutation à l'allumage/à l'extinction de l'IGBT et (c) Énergie de commutation à l'extinction de la diode

### 4.3 Comparaison entre le modèle mathématique et la simulation par PLECS Software

Pour vérifier l'exactitude du modèle mathématique, le logiciel PLECS est utilisé pour calculer les PCM, les PCD et les PTT à l'état permanent pour la technique S-PWM appliquée au 5PH-VSI. Ensuite, ces valeurs calculées sont comparées aux résultats obtenus à partir du modèle mathématique pour validation et évaluation de l'exactitude. Les profils thermiques, provenant des fiches techniques des semi-conducteurs des dispositifs de commutation (SKM\_100GB123D), sont importés dans PLECS pour évaluer les variations des pertes

thermiques. La Figure 4.2 présente le schéma PLECS utilisé pour la simulation thermique et le Tableau 4.1 comprend les paramètres et caractéristiques électriques utilisés à la fois dans les calculs mathématiques et les simulations concernant les pertes thermiques. Dans cette simulation, la résistance thermique  $R_{th}$  entre le dissipateur et l'environnement ambiant, comme indiqué dans le schéma de simulation PLECS, est considérée comme idéale ( $R_{th} = 0$ ). Cette hypothèse vise à minimiser les variations de température de jonction, alignant la simulation plus étroitement avec les prédictions du modèle mathématique.



**Figure 4. 2.** Schéma de simulation PLECS des pertes thermiques avec la technique S-PWM appliquée à l'onduleur triphasé à tension de sortie (5PH-VSI) pour un taux de réglage de 1 et une fréquence de commutation de 50 kHz

**Tableau 4. 1.** Paramètres et caractéristiques électriques pour le calcul mathématique et la simulation des pertes thermiques

Paramètre	Valeur	Unité
$V_{dc}$	600	V
(R, L)	(4, 5)	( $\Omega$ , mH)
$\omega$	$100\pi$	rad/s
$I_p$	75	A
$V_{ce}$	1.5	V
$R_{ce}$	0.013	$\Omega$
$R_d$	0.012	$\Omega$
$V_f$	1.3	V

**Tableau 4. 2.** Comparaison des pertes obtenues à l'aide du modèle mathématique et du logiciel Plecs

$f_s$ (kHz)	Conduction losses (W)		Switching losses (W)		Total losses (W)	
	Math model	PLECS results	Math model	PLECS results	Math model	PLECS Results
5	408.2	519.6	399.3	426	807.44	945.6
10	408.2	524.8	798.5	852.4	1206.7	1377.2
25	408.2	540	1996.4	2125	2404.5	2665.2
50	408.2	556.9	3992.7	4206.2	4400.9	4763.7

Le tableau 4.2 inclut les résultats obtenus à partir du modèle mathématique et du logiciel PLECS concernant la fréquence de commutation.

Le Tableau 4.2 montre que les PCD calculées à partir du modèle mathématique restent constantes car elles sont indépendantes de la fréquence de commutation. Cependant, les PCD dérivées de la simulation présentent une variabilité graduelle. Cette variance résulte des fluctuations lentes dans les éléments résistifs des IGBT et des diodes, coïncidant avec les variations des températures de jonction et des chutes de tension à travers leurs bornes. Cette divergence entre les PCD calculées et simulées est notablement significative, variant entre 23,9 % et 24,6 %. De même, l'écart pour les PCM tombe dans une fourchette d'erreur de 5,1 % à 6,3 %. Contrairement aux PCD, cette disparité dans les PCM n'est pas aussi prononcée en raison des énergies de commutation instantanées des dispositifs, qui présentent moins de dépendance aux éléments résistifs du système. Enfin, les erreurs des PTT entre les pertes calculées et simulées se limitent à la plage [7,3 % à 15,9 %] pour différentes fréquences de commutation utilisées. Ainsi, nous pouvons conclure que les résultats obtenus à partir du logiciel PLECS sont plus précis. Ce logiciel prend en compte divers facteurs impactant le système, tenant compte des variations de température de jonction et des éléments résistifs. Il modélise également les ondes de signal de manière plus réaliste, ressemblant aux signaux réels observés dans les tests expérimentaux, plutôt que d'utiliser des ondes de signal idéalisées utilisées dans les approches mathématiques. Compte tenu de ces considérations, PLECS sera l'outil privilégié pour les phases ultérieures de l'étude thermique.

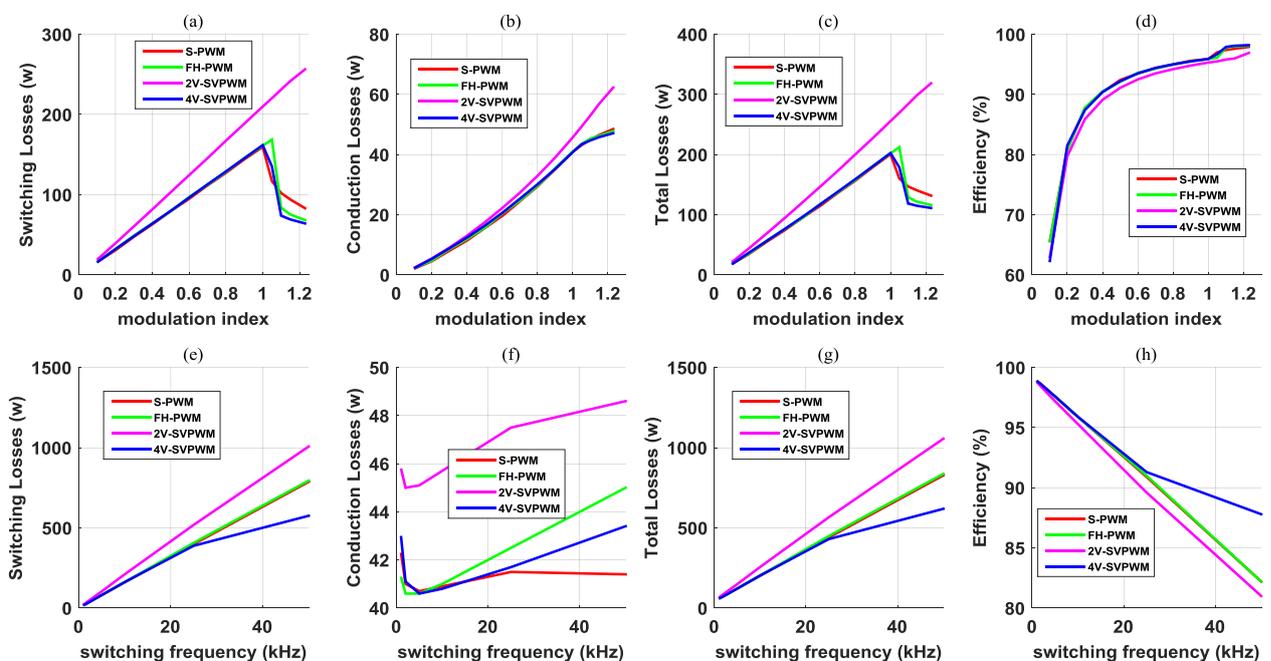
#### 4.4 Étude thermique comparative par PLECS Software entre les quatre techniques appliquées au 5PH-VSI

Le logiciel PLECS est utilisé pour évaluer le comportement thermique de l'onduleur triphasé à tension de sortie (5PH-VSI) sous diverses techniques de modulation appliquées. Grâce à la simulation PLECS, les pertes en régime permanent (PCM) et les pertes de conduction (PCD) ainsi que les pertes thermiques totales (PTT) sont calculées, en plus de l'efficacité à différents points de fonctionnement. En utilisant la PTT maximale trouvée, la résistance thermique maximale admissible du dissipateur thermique (RTAM) est déterminée. Sa valeur est ensuite

utilisée dans les quatre techniques pour calculer et comparer l'augmentation de température du dissipateur thermique et les températures de jonction atteintes. En analysant les performances thermiques de cette manière, la technique de modulation la plus adaptée peut être identifiée, en tenant compte des contraintes thermiques et en assurant la fiabilité et la sécurité du système 5PH-VSI, ce qui fournira des informations utiles pour la conception du dissipateur thermique.

Les simulations sont réalisées pour un bus DC de 400 V, et une charge R-L de 20  $\Omega$  et 5 mH, respectivement. Les résultats correspondants pour l'efficacité des pertes thermiques sont affichés dans la Figure 4.3. Dans les Figures 4.3 (a-d), la variation des PCM, PCD, PTT et de l'efficacité est représentée en fonction de l'taux de réglage pour une fréquence de sortie de 50 Hz et une fréquence de commutation réglée à 10 kHz, tandis que les Figures 4.3 (e-h) présentent leurs variations par rapport à la fréquence de commutation pour un taux de réglage fixé à 1.

Il ressort des Figures 4.3 (a, b, e, f) que les PCM deviennent plus importantes que les PCD pour des fréquences de commutation dépassant 10 kHz. Quel que soit le taux de réglage choisi, les PCM dépassent les PCD de plus de trois fois à une fréquence de commutation de 10 kHz. La Figure 4.3 (c) montre que les PTT augmentent par rapport au taux de réglage tant qu'il est dans la région de modulation linéaire. La Figure 4.3 (g) illustre l'augmentation des PTT à mesure que la fréquence de commutation augmente, avec un taux de réglage réglé à 1 pour les quatre techniques. D'après ces figures (Figure 4.3 (g)), il est évident que la technique 2V-SVPWM se distingue comme la moins favorable en raison des pertes supplémentaires incluses par les harmoniques troisième et septième. Par conséquent, cette technique montre la plus faible



**Figure 4.3.** (En haut) Comparaison de la variation (a) des pertes de commutation, (b) des pertes de conduction, (c) des pertes totales, et (d) de l'efficacité, par rapport au taux de réglage pour une fréquence de commutation de 10 kHz, et (en bas) leurs variations par rapport à la fréquence de commutation pour un taux de réglage de 1.

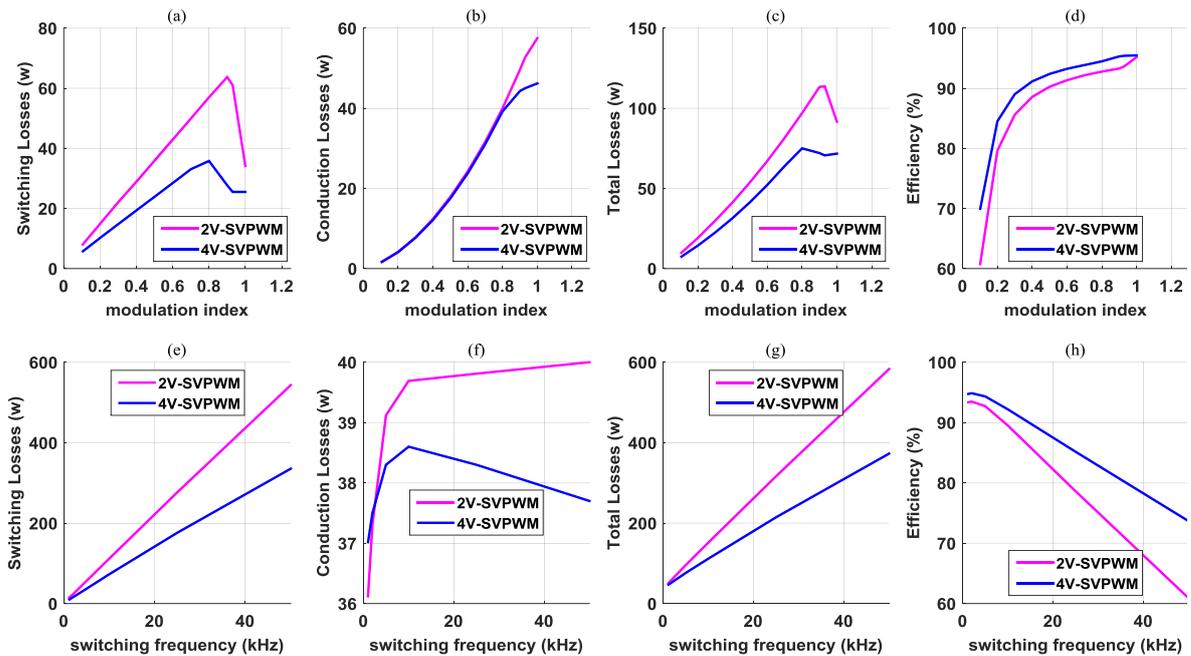
efficacité pour les indices de modulation inférieurs à 1.05 (Figure 4.3 (d, h)). Cependant, à son TMR, elle atteint un pic d'efficacité de 96,9%. Inversement, la technique 4V-SVPWM affiche les PTT les plus bas pour des fréquences de commutation dépassant 25 kHz (Figure 4.3 (g)), la positionnant comme la plus avantageuse en termes d'efficacité dans ces conditions (Figure 4.3 (h)). La Figure 20H montre également la diminution significative de l'efficacité pour des fréquences de commutation élevées. Par conséquent, bien que l'utilisation de fréquences de commutation élevées soit importante pour minimiser la THD et améliorer la qualité du signal, elle augmente également les pertes thermiques. Ainsi, le choix de la fréquence de commutation doit être un compromis entre ces deux facteurs.

#### **4.5 Etude thermique comparative par PLECS Software entre la 2V-SVPWM et la 4V-SVPWM appliquées au 5PH-IMC**

Les résultats de simulation pour l'étude thermique du 5PH-IMC en utilisant PLECS sont illustrés dans la Figure 4.4, pour une tension d'entrée de 220V une fréquence de sortie de 50 Hz, une charge R-L de 20 ohm, 80 mH respectivement et un filtre d'entrée de 3 ohm, 1 mH et 18  $\mu$ F respectivement.

Les Figure 4.4 (a,b,c et d) présente respectivement la variation des pertes par commutation, les pertes par conduction, les pertes totale et le rendement en fonction de la variation du taux de réglage pour une fréquence de commutation de 5 kHz ; tandis que les Figure 4.4 (e, f, g et h) présente la variation de ces pertes et la variation du rendement en fonction de la fréquence de commutation pour un taux de réglage de 0.79.

Les Figures 4.4 (a et e) montrent que les pertes de commutation augmentent proportionnellement à l'augmentation du taux de réglage ou de la fréquence de commutation. Il est notable que la variation de la fréquence de commutation entraîne une augmentation significative des pertes de commutation, atteignant jusqu'à 550 J. De plus, les deux figures indiquent que les pertes de commutation dues à l'utilisation de la 2V-SVPWM sont plus importantes comparativement à celles générées par la technique 4V-SVPWM. Cette différence est particulièrement marquée pour les hautes fréquences de commutation, où l'écart entre ces pertes peut atteindre 60 % pour une fréquence de commutation de 50 kHz. Les Figures 4.4 (b et f), montrant la variation des pertes de conduction, indiquent que celles-ci sont presque invariantes face aux variations de la fréquence de commutation et négligeables par rapport aux pertes de commutation à des fréquences élevées. Par conséquent, les pertes totales dans ce cas sont principalement dues aux pertes de commutation (Figure 4.4 (g)). En comparant les Figures 4.4 (a et b), on déduit que pour des basses fréquences (5 kHz dans ce cas), les pertes de commutation et de conduction ont des valeurs très proches. La Figure 4.4 (c) illustrant la variation des pertes totales par rapport à l'indice de modulation, démontre la supériorité de la 4V-SVPWM. Enfin, les courbes présentées dans les Figures 4.4 (d et h) montrent la variation du



**Figure 4.4.** (En haut) Comparaison de la variation (a) des pertes de commutation, (b) des pertes de conduction, (c) des pertes totales, et (d) de l'efficacité, par rapport au taux de réglage pour une fréquence de commutation de 5 kHz, et (en bas) leurs variations par rapport à la fréquence de commutation pour un taux de réglage de 1.

rendement des deux techniques en fonction du taux de réglage et de la fréquence de commutation, respectivement. Ces courbes montrent que le rendement atteint des valeurs maximales pour des indices de modulation élevés et des fréquences de commutation basses. Le rendement maximal est de 94,7 %, enregistré pour la technique 4V-SVPWM avec son TMR de 0,79 et une fréquence de commutation de 1 kHz. Le rendement de la 4V-SVPWM est toujours supérieur à celui de la 2V-SVPWM, quel que soit le taux de réglage et la fréquence de commutation. L'écart entre les rendements des deux techniques devient plus apparent pour des hautes fréquences de commutation, atteignant jusqu'à 22 %. Il est intéressant de noter que le rendement baisse considérablement pour des hautes fréquences de commutation, atteignant 61 % pour la 2V-SVPWM à une fréquence de commutation de 50 kHz, ce qui souligne l'obligation de choisir raisonnablement la fréquence de commutation en fonction de l'application souhaitée.

#### 4.6 Modélisation de la résistance thermique

En effet, l'élévation de température des dispositifs de commutation est un facteur critique qui peut avoir un impact significatif sur le bon fonctionnement et la fiabilité du convertisseur. Une température excessive peut entraîner la défaillance des dispositifs, affectant les performances globales du système. Les fabricants spécifient souvent des limites maximales pour la température de jonction des dispositifs de puissance, et il est crucial de fonctionner dans ces limites pour garantir une opération sûre et fiable. La conception et l'optimisation du dissipateur thermique sont essentielles pour gérer efficacement la dissipation thermique. La résistance

thermique du dissipateur est un paramètre crucial qui détermine la température de fonctionnement en régime permanent. Le concepteur doit choisir un dissipateur avec une résistance thermique appropriée pour maintenir la température des dispositifs de puissance dans des limites sûres. En plus de la résistance thermique du dissipateur, le concepteur doit prendre en compte la résistance thermique maximale admissible du dissipateur ( $R_{TAM}$ ) imposée par les caractéristiques thermiques des dispositifs de puissance. Cela garantit que l'ensemble du système fonctionne dans des limites de température sûres, même dans des conditions extrêmes, telles que des pertes de puissance maximales et des températures ambiantes élevées.

Basé sur la description fournie dans le modèle thermique présenté dans la Figure 4.5, le réseau équivalent de résistance thermique est utilisé pour représenter le mécanisme de génération de chaleur. En appliquant la loi thermique d'Ohm, nous pouvons écrire l'équation suivante [28], [29], [31]:

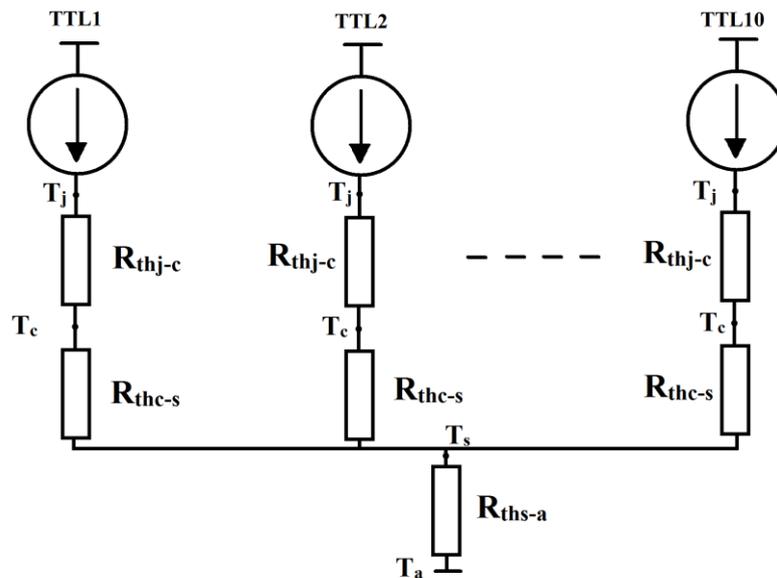
$$\Delta T = R_{eq-th} TTL \quad (4.22)$$

Où  $\Delta T$  est l'élévation de température qui est définie par la différence entre la température de jonction  $T_j$  et la température ambiante  $T_a$ . La résistance thermique équivalente du réseau thermique ( $R_{eq-th}$ ) peut être exprimée comme suit:

$$R_{eq-th} = R_{eq(R_{thj-c}, R_{thc-s})} + R_{ths-a} \quad (4.23)$$

$R_{eq(R_{thj-c}, R_{thc-s})}$  est la résistance thermique équivalente des 10 dispositifs de commutation de l'onduleur, et  $R_{ths-a}$  est la résistance thermique du dissipateur au milieu ambiant. Ensuite,  $R_{eq(R_{thj-c}, R_{thc-s})}$  est exprimée comme suit :

$$R_{eq(R_{thj-c}, R_{thc-s})} = (R_{thj-c} + R_{thc-s})/10 \quad (4.24)$$



**Figure 4.5.** Résistance thermique équivalente pour le système de refroidissement par air

Où  $R_{thj-c}$  et  $R_{thc-s}$  sont respectivement les résistances thermiques de la jonction au boîtier et du boîtier au dissipateur. Leurs valeurs sont données dans la fiche technique par le fabricant et sont égales à  $0.12 \text{ }^\circ\text{C/W}$  et  $0.05 \text{ }^\circ\text{C/W}$ , respectivement. En utilisant les expressions (4.22, 4.23), nous pouvons écrire :

$$R_{ths-a} = \frac{T_j - T_a}{TTL} - R_{eq(R_{thj-c}, R_{thc-s})} \quad (4.25)$$

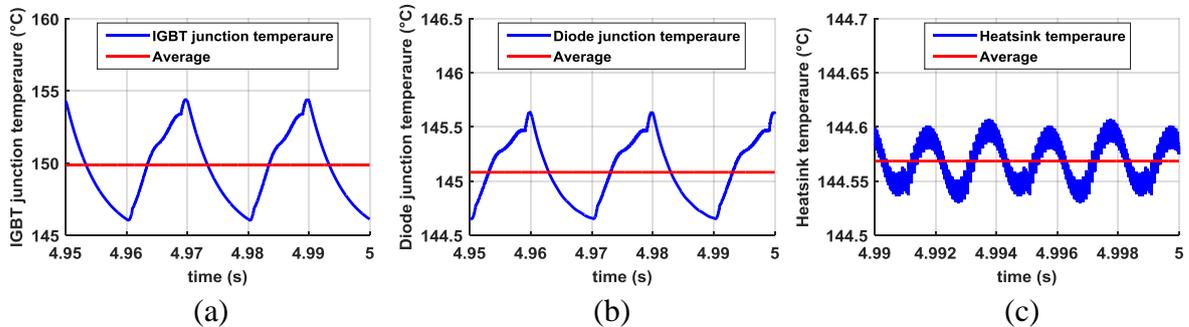
Le RTAM correspond à  $R_{ths-a}$  pour la température de jonction maximale des dispositifs de commutation fournie par le fabricant ( $T_{j,max} = 150^\circ\text{C}$ ). Pour garantir un fonctionnement sûr dans des conditions environnementales extrêmes, une température ambiante maximale ( $T_{a,max}$ ) de  $40^\circ\text{C}$  est considérée. En utilisant la PTT maximale ( $PTT_{max} = 318.7 \text{ W}$ ) trouvée pour la technique 2V-SVPWM avec un taux de réglage de 1.23 (la fréquence de commutation est de 10 kHz), nous pouvons calculer le RTAM comme suit:

$$MPHRT = \frac{T_{j,max} - T_{a,max}}{TTL_{max}} - R_{eq(R_{thj-c}, R_{thc-s})} \quad (4.26)$$

Alors le RTAM est de  $0.32815 \text{ }^\circ\text{C/W}$ .

## 4.7 Simulation de la température de jonction du dispositif

Après avoir intégré le RTAM dans le modèle PLECS entre le dissipateur thermique et la température ambiante, il peut être utilisé pour évaluer les températures de jonction des dispositifs pour les quatre techniques à l'état stable dans les conditions spécifiées. Les résultats obtenus à partir de la simulation sont ensuite représentés dans la Figure 4.6, ainsi que les données correspondantes présentées dans le Tableau 4.3.



**Figure 4.6.** Simulation PLECS des températures du réseau du système de 2V-SVPWM : (a) Température de jonction de l'IGBT et sa moyenne, (b) Température de jonction de la diode et sa moyenne, (c) Température du dissipateur thermique et sa moyenne, pour un indice de modulation de 1,23 (PTT max) et une fréquence de commutation de 10 kHz.

**Tableau 4. 3.** Les résultats numériques des RTAM et des températures du réseau du système à l'état stable, basés sur le RTAM calculé pour PTTmax attribué à 2V-SVPWM, pour une fréquence de commutation de 10 kHz et un taux de réglage égal à 1

Modulation technique	RTAM for PTT max	IGBT average junction temperature (°C)	Diode average junction temperature (°C)	Heat sink average temperature (°C)
SPWM	0.5313	109.7	106.7	106.4
FH-PWM	0.5011	109.8	106.8	106.5
2V-SVPWM	0.3281	128.1	124.4	123.9
4V-SVPWM	0.5259	109.9	107	106.7

La Figure 4.6 présente les résultats de simulation PLECS pour les températures de jonction maximales des IGBT et des diodes, ainsi que leurs moyennes, ainsi que la température du dissipateur thermique et sa moyenne à l'état stable de la technique 2V-SVPWM pour une fréquence de commutation de 10 kHz et un taux de réglage de 1,23. À partir de la Figure 4.6 (a, b), on peut observer que la température de jonction maximale atteinte est de 150 °C, ce qui valide le modèle thermique équivalent choisi pour l'étude et confirme l'exactitude du RTAM calculé. Les quatre techniques à l'état stable dans les spécifications.

Le Tableau 4.3 fournit les valeurs numériques des températures moyennes du réseau du système à l'état stable pour les quatre techniques de modulation étudiées en utilisant le même RTAM précédemment calculé, pour un taux de réglage fixé à un pour la comparaison. Les RTAM sont calculés en fonction du PTT maximal de chaque technique. En effet, le Tableau 6 confirme que 2V-SVPWM a le RTAM le plus bas. Par conséquent, les trois autres techniques offrent une marge plus élevée pour la conception du dissipateur thermique, ce qui offre plus de flexibilité pour l'optimisation de la résistance thermique du dissipateur. Avoir un RTAM plus élevé offre une flexibilité, car cela permet une meilleure gestion thermique et potentiellement des solutions de refroidissement plus robustes. À un taux de réglage de 1, les températures de jonction des dispositifs sont presque identiques, autour de 107 °C, et nettement plus basses par rapport à celles observées dans le cas de 2V-SVPWM. Cela indique qu'il y a une marge substantielle en termes d'élévation de température, et que les dispositifs fonctionnent à des températures beaucoup plus basses par rapport à la température de jonction maximale. On s'attend à ce que les températures de jonction maximales des dispositifs de puissance soient supérieures aux températures du dissipateur thermique (Fig 4.6 (c), Tableau 6), car les résistances thermiques de la jonction au boîtier et du boîtier au dissipateur introduisent une élévation de température supplémentaire.

## 4.8 Conclusion

Dans ce chapitre, une étude thermique du 5PH-VSI a été présentée en premier lieu. Dans cette partie, une analyse théorique des pertes par commutation et des pertes par conduction a été effectuée. Cette analyse a servi à calculer ces pertes en s'appuyant sur une approche mathématique. Ensuite, le calcul de ces pertes a été effectué à travers la simulation par PLECS Software. Pour ce faire, un modèle thermique du prototype de l'onduleur a été présenté. Cela a permis le calcul de MPRHT représentant la résistance thermique maximale à ne pas dépasser lors de l'élaboration du système de refroidissement. Les calculs et l'analyse des performances utilisées par PLECS ont permis de conclure que PLECS est plus performant grâce à sa capacité d'effectuer les calculs d'une manière plus proche du cas réel en utilisant les formes simulées des signaux et en évaluant les pertes en considérant les fluctuations des paramètres de l'onduleur. Par conséquent PLECS a été utilisé dans la suite pour l'étude thermique. La technique 4V-SVPWM a démontré sa supériorité en termes de rendement pour le 5PH-VSI ainsi que pour le 5PH-IMC en générant les pertes thermique les plus basses.

# **Conclusion générale et perspectives**

## Conclusion générale et perspectives

Cette étude a évalué et comparé les performances électriques et thermiques de différentes techniques de modulation appliquées à l'onduleur pentaphasé et au convertisseur matriciel pentaphasé en considérant plusieurs critères électriques et thermiques. Une validation expérimentale pour l'étude électrique a été réalisée via deux prototypes : un onduleur pentaphasé 5PH-VSI et un convertisseur matriciel pentaphasé 5PH-IMC réalisés dans le Laboratoire de Commande et de Processus (LCP) au sein de l'Ecole Nationale Polytechnique (ENP). L'implémentation a été effectuée en utilisant le microcontrôleur STM32F4Discovery.

En outre, une étude théorique a permis d'évaluer les pertes thermiques de commutation, de conduction et les pertes totales à travers un modèle mathématique. Ces caractéristiques et le rendement pour les différentes techniques de modulation ont été ensuite évalués par des simulations par PLECS Software. L'impact sur la conception du dissipateur thermique de chaleur a été étudié grâce à l'évaluation de sa résistance thermique maximale permmissible (RTAM).

Plus précisément, pour l'étude électrique, dans un premier lieu, la modulation S-PWM, les modulations 5H-PWM, 2V-SVPWM et 4V-SVPWM appliquées au 5PH-VSI ont été simulées et mises en œuvre pour des charges R-L équilibrées et déséquilibrées. L'étude a inclus l'évaluation de la TMC dans les cas de simulation et expérimental. Ensuite, les modulations 2V-SVPWM et 4V-SVPWM ont été appliquées au 5PH-IMC pour des charges équilibrées. Pour la comparaison entre les caractéristiques électriques on a pris en considération les critères suivants : le taux maximal de réglage (TMR), le THD, les harmoniques de faibles fréquences (HFF) et la TMC.

Pour l'étude thermique, les pertes thermiques ont été modélisées pour la technique S-PWM appliquée à l'onduleur 5PH-VSI et simulées pour toutes les techniques à l'aide du logiciel PLECS Software. On a constaté que la marge d'erreur entre les pertes thermiques estimées via le modèle mathématique et les pertes thermiques simulées pour différentes fréquences de commutation se situe dans la plage de [7,3 % à 15,9 %]. Par conséquent PLECS a été choisi pour réaliser le reste de l'étude thermique, étant donné que l'approche mathématique manque de précisions en raison des approximations utilisées pour modéliser les signaux électrique et de l'omission de l'effet des fluctuations des paramètres électriques causées par les variations de température tout au long du fonctionnement du système.

Concernant les résultats obtenus, pour le 5PH-VSI, la 2V-SVPWM présente la plage linéaire la plus large de 0 à 1,23. Cependant, elle produit des THD de tension et de courant plus élevées, se manifestant notamment par des harmoniques de basses fréquences, en particulier le troisième et septième harmoniques. De plus, cette méthode génère des pertes thermiques significatives, entraînant une efficacité plus faible par rapport aux autres techniques, ce qui élève par conséquent les températures des jonctions des dispositifs. En outre, sous des charges

déséquilibrées, cette technique présente la TMC la plus élevée (149 % du bus DC). Par conséquent, elle excelle dans les applications de haute puissance, utilisant de manière cruciale les HFF pour l'amélioration du couple et privilégiant l'optimisation de la puissance, en particulier à des fréquences de fonctionnement considérablement basses permettant de réduire les pertes thermiques. Cependant, cet avantage exige des mécanismes de refroidissement complexes et potentiellement coûteux pour maîtriser l'élévation des températures de jonction des dispositifs. De plus, il nécessite la mise en œuvre de protections supplémentaires pour gérer les charges déséquilibrées, en vue de prolonger la durée de vie opérationnelle de l'entraînement de puissance.

La technique 4V-SVPWM donne les plus faibles THD et TMC. De plus, elle présente les plus faibles Pertes Thermiques Totales (PTT) à des fréquences de commutation élevées, atteignant ainsi une efficacité maximale de 87,8 %. Par conséquent, cette méthode est bien adaptée aux applications de moyenne puissance-basse tension nécessitant des fréquences de commutation élevées pour minimiser les THD et améliorer la qualité des signaux électriques.

Dans un second lieu, les résultats de simulation et de l'implémentation de la 2V-SVPWM et la 4V-SVPWM appliquées au 5P-IMC ont été présentés.

Les résultats obtenus ont montré que le 5P-IMC est pratiquement contrôlable en sortie pour des indices de modulation atteignant 0,79 pour la 4V-SVPWM et 0.9 pour la 2V-SVPWM. Cependant la 2V-SVPWM a présenté des harmoniques de faibles fréquences élevés notamment pour le troisième harmonique (28% du fondamental). Il a été aussi montré que les deux techniques présentes presque le même THD dans leurs zones de modulation linéaires. La possibilité d'obtenir un facteur de puissance unitaire a été garantie au détriment de la dégradation des performances de sortie. Ceci a été vérifié pour la 4V-SVPWM par l'augmentation du THD du courant de sortie de 2,68 % et l'augmentation de certains harmoniques de faibles fréquences. A travers la simulation thermique, on a constaté que la technique 4V-SVPWM est beaucoup plus efficace que la 2V-SVPWM pour des hautes fréquences de commutation.

La Résistance Thermique Maximale Admissible du Dissipateur de chaleur (RTAM) a été calculée pour les quatre techniques de modulation dans le cas du 5PH-VSI. Si l'onduleur est destiné à la recherche ou à des applications où toutes les techniques étudiées seront utilisées, le dissipateur de chaleur thermique doit être conçu en respectant le RTAM de la technique 2V-SVPWM pour être dans les limites maximales des températures de jonctions.

Comme perspectives on propose :

- De réaliser un programme qui bascule entre les différentes techniques selon les paramètres choisis, tel que le taux de régulation, pour permettre des performances maximales.
- Appliquer ces différentes techniques au convertisseur matriciel indirect pentaphasé multiniveaux.

- Implémenter de nouvelles techniques développées dans la littérature en vue de minimiser la tension du mode commun et les pertes thermiques.
- Réaliser la commande de différentes machines pentaphasées en se basant sur les modulations étudiées.

REFERENCES  
BIBLIOGRAPHIQUES

---

**REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES**

- [1] T. Friedli and J. W. Kolar, "Milestones in Matrix Converter Research," *IEEE Journal of Industry Applications*, vol. 1, no. 1, pp. 2–14, 2012, doi: 10.1541/ieejia.1.2.
- [2] S. Sekhri, A. Benachour, H. E. Guessar, M. L. Badaoui, E. M. Barkouk, and M. O. Mahmoudi, M. Kermadi, S. Mekhilef, "Analysis and assessment of electrical and thermal performance of five-phase voltage source inverter under different modulation strategies: Comparative study under balanced and unbalanced load," *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. n/a, no. n/a, doi: <https://doi.org/10.1002/cta.3971>.
- [3] M. Matteini, "Control techniques for matrix converter adjustable speed drives," *Diss. Ph. D. Dissertation, Dept. Electrical Eng., Univ. Bologna, Bologna, Italy*, 2001.
- [4] Berkani, Tarik, Chabane, Yasmina, E.M. Berkouk, "Contribution à la commande d'une nouvelle structure de conversion AC-AC : application à la machine asynchrone triphasée", Mémoire de Projet de Fin d'Études, Génie Electrique, Alger, ENP, 2002, <http://repository.enp.edu.dz/xmlui/handle/123456789/7357>
- [5] J. Rodriguez, M. Rivera, and J. W. Kolar, "A Review of Control and Modulation Methods for Matrix Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 1, pp. 58–70, Jan. 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2165310.
- [6] E. Levi, "Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 1893–1909, May 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.918488.
- [7] E. E. Ward and H. Härer, "Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor," *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 116, no. 6, pp. 980-984(4), Jun. 1969.
- [8] Benbouza, Hakim, Nadir, Mohsin, et EM.Berkouk, "Modélisation et commande d'un onduleur à cinq niveaux à cellules imbriquées," Mémoire de Projet de Fin d'Études, Electrotechnique, Alger, ENP, 1998, <http://repository.enp.edu.dz/xmlui/handle/123456789/5051>
- [9] V. Oleschuk, F. Profumo, A. Tenconi, and E. Yaroshenko, "Five-Phase Inverters with Synchronized PWM," in *EUROCON 2007 - The International Conference on "Computer as a Tool,"* Sep. 2007, pp. 1872–1878. doi: 10.1109/EURCON.2007.4400495.
- [10] Guedouani, Rabea, E.M.Berkouk, "Commande d'un onduleur de tension multiniveaux", Mémoire de Magister, Génie électrique, Alger, ENP, 1998, <http://repository.enp.edu.dz/xmlui/handle/123456789/401>.
- [11] Yifan Zhao and T. A. Lipo, "Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 5, pp. 1100–1109, Oct. 1995, doi: 10.1109/28.464525.
- [12] S. Sekhri, A. Benachour, H. E. Guessar, M. L. Badaoui, E. M. Barkouk, and M. O. Mahmoudi, "A real time Implementation of Four Vectors-Space Vector Modulation for Five Phase Indirect Matrix Converter using a low cost microcontroller," in *2022 International Conference of Advanced Technology in Electronic and Electrical Engineering (ICATEEE)*, Nov. 2022, pp. 1–6. doi: 10.1109/ICATEEE57445.2022.10093737.
- [13] A. Benachour, S. Sekhri, E. M. Berkouk, M. O. Mahmoudi, and A. Boufertella, "Implementation And Experimental Validation Of Space Vector Modulation For Indirect Matrix Converter Using STM32," in *2018 International Conference on Wind Energy and Applications in Algeria (ICWEAA)*, Nov. 2018, pp. 1–7. doi: 10.1109/ICWEAA.2018.8605054.
- [14] Z. Liu, Y. Li, and Z. Zheng, "A review of drive techniques for multiphase machines," *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, vol. 2, no. 2, pp. 243–251, 2018, doi: 10.30941/CESTEMS.2018.00030.
- [15] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. A. Toliyat, and S. Williamson, "Multiphase induction motor drives – a technology status review," *IET Electric Power Applications*, vol. 1, no. 4, pp. 489-516(27), Jul. 2007.
- [16] O. Ojo and G. Dong, "Generalized discontinuous carrier-based PWM modulation scheme for multi-phase converter-machine systems," in *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005.*, 2005, pp. 1374-1381 Vol. 2. doi: 10.1109/IAS.2005.1518539.
- [17] P. S. N. de Silva, J. E. Fletcher, and B. W. Williams, "Development of space vector modulation strategies for five phase voltage source inverters," in *Second International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2004).*, 2004, pp. 650-655 Vol.2. doi: 10.1049/cp:20040365.
- [18] C. Tan, D. Xiao, J. E. Fletcher, and M. F. Rahman, "Carrier-Based PWM Methods With Common-Mode Voltage Reduction for Five-Phase Coupled Inductor Inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 526–537, 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2472815.
- [19] S. Chen, T. A. Lipo, and D. Fitzgerald, "Modeling of motor bearing currents in PWM inverter drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 6, pp. 1365–1370, 1996, doi: 10.1109/28.556640.
- [20] A. Benachour, E. M. Berkouk, and M. O. Mahmoudi, "A new direct torque control of induction machine fed by indirect matrix converter," *Rev. Roum. Sci. Techn. Électrotechn. et Énerg.*, vol. 62, p. 1, 2017.
- [21] S. Chen, T. A. Lipo, and D. Fitzgerald, "Source of induction motor bearing currents caused by PWM inverters," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 11, no. 1, pp. 25–32, 1996, doi: 10.1109/60.486572.
- [22] A. Willwerth and M. Roman, "Electrical bearing damage — A lurking problem in inverter-driven traction motors," in *2013 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2013, pp. 1–4. doi: 10.1109/ITEC.2013.6573484.
- [23] M. C. Di Piazza, A. Ragusa, and G. Vitale, "Effects of Common-Mode Active Filtering in Induction Motor Drives for Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 6, pp. 2664–2673, 2010, doi: 10.1109/TVT.2010.2047661.

- [24] M. H. Ahmed, M. Wang, M. A. S. Hassan, and I. Ullah, "Power Loss Model and Efficiency Analysis of Three-Phase Inverter Based on SiC MOSFETs for PV Applications," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 75768–75781, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2922741.
- [25] N. R. Bennacer, M. Bentafat, A. Benachour, S. Sekhri, and E. M. Berkouk, "Simplified selective harmonic elimination PWM for three-level five-phase T-NPC inverter," *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. n/a, no. n/a, doi: <https://doi.org/10.1002/cta.3645>.
- [26] S. K. Saketi, P. Chaturvedi, D. Yadeo, and D. Atkar, "Loss study and reliability analysis of a new reconfigurable fault-tolerant multilevel inverter topology," *IET Power Electronics*, vol. 13, no. 18, pp. 4291–4303, 2020, doi: <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2020.0913>.
- [27] H. Lin, X. Guo, and G. Chen, "Comprehensive thermal resistance model of forced air cooling system for multiple power chips," *Energy Reports*, vol. 7, pp. 261–267, 2021, doi: <https://doi.org/10.1016/j.egy.2021.01.071>.
- [28] J. Zhang and D. Zhang, "The Calculation of Thermal Resistance for Forced Air Cooling," in *Proceedings of the 2015 International Symposium on Material, Energy and Environment Engineering*, Atlantis Press, Nov. 2015, pp. 622–625. doi: 10.2991/ism3e-15.2015.149.
- [29] E. Laloya, Ó. Lucía, H. Sarnago, and J. M. Burdio, "Heat Management in Power Converters: From State of the Art to Future Ultrahigh Efficiency Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 11, pp. 7896–7908, Nov. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2513433.
- [30] K. Dai, J. Gong, W. Lin, S. Pan, and X. Zha, "Synthetical Thermal Modeling and Optimization Design for High Power Density Inverter Heat Dissipation," *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 8, no. 1, pp. 3–12, Mar. 2023, doi: 10.24295/CPSSPEA.2023.00001.
- [31] C. Gammeter, F. Krismer, and J. W. Kolar, "Weight Optimization of a Cooling System Composed of Fan and Extruded-Fin Heat Sink," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 1, pp. 509–520, 2015, doi: 10.1109/TIA.2014.2336977.
- [32] L. Gyugyi and B. R. Pelly, "Static power frequency changers: theory, performance, and application," (*No Title*), 1976.
- [33] A. Alesina and M. Venturini, "Solid-state power conversion: A Fourier analysis approach to generalized transformer synthesis," *IEEE transactions on circuits and systems*, vol. 28, no. 4, pp. 319–330, 1981.
- [34] M. Venturini and A. Alesina, "Method and apparatus for the conversion of a polyphase voltage system." Google Patents, Dec. 09, 1986.
- [35] A. Alesina and M. G. Venturini, "Analysis and design of optimum-amplitude nine-switch direct AC-AC converters," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 4, no. 1, pp. 101–112, 1989.
- [36] L. Wei and T. A. Lipo, "A novel matrix converter topology with simple commutation," in *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*. Chicago, IL, USA, pp. 1749–1754, 2001.
- [37] J. W. Kolar, F. Schafmeister, S. D. Round, and H. Ertl, "Novel three-phase AC-AC sparse matrix converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 5, pp. 1649–1661, 2007.
- [38] J. Schonberger, T. Friedli, S. D. Round, and J. W. Kolar, "An ultra sparse matrix converter with a novel active clamp circuit," in *2007 Power Conversion Conference - Nagoya*. Nagoya, Japan, pp. 784–791, 2007.
- [39] O. Ellabban, H. Abu-Rub, and S. Bayhan, "Z-source matrix converter: an overview," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 11, pp. 7436–7450, 2016.
- [40] R. Wang, P. Zhao, J. Wang, and H. Hao, "Y-source two-stage matrix converter and its modulation strategy," *IEEE Access*, vol. 8, article 214282, 2020.
- [41] M. Ali, A. Iqbal, M. R. Khan, M. Ayyub, and M. A. Anees, "Generalized theory and analysis of scalar modulation techniques for a m x n matrix converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 6, pp. 4864–4877, 2017.
- [42] P. Bravo, J. Pereda, M. M. C. Merlin, S. Neira, T. Green, and F. Rojas, "Modular multilevel matrix converter as solid state transformer for medium and high voltage AC substations," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 37, no. 6, pp. 5033–5043, 2022.
- [43] L. Huber, D. Borojevic, and N. Burany, "Voltage space vector based PWM control of forced commutated cycloconverters," in *15th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society*, 1989, pp. 106–111 vol.1. doi: 10.1109/IECON.1989.69619.
- [44] L. Huber and D. Borojevic, "Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 6, pp. 1234–1246, 1995, doi: 10.1109/28.475693.
- [45] S. M. Ahmed, A. Iqbal, H. Abu-Rub, J. Rodriguez, C. A. Rojas, and M. Saleh, "Simple carrier-based PWM technique for a three-to-nine-phase direct AC-AC converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 11, pp. 5014–5023, 2011.
- [46] Kermadi, Mostefa, Tachrif, Younes Lokmane, EM, Berkouk, "Etude et réalisation de la commande MLI vectorielle d'un convertisseur matriciel", *Mémoire de Projet de Fin d'Études, Automatique, Alger, ENP, 2012*, <http://repository.enp.edu.dz/xmlui/handle/123456789/1566>.
- [47] X. Wang, T. Wei, R. Wang, Y. Hu, and S. Liu, "A novel carrier-based PWM without narrow pulses applying to highfrequency link matrix converter," *IEEE Access*, vol. 8, article 157654, 2020.
- [48] S. M. Ahmed, A. Iqbal, and H. Abu-Rub, "Generalized dutyratio-based pulsewidth modulation technique for a three-to-k phase matrix converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 9, pp. 3925–3937, 2011.
- [49] T. N. Mir, B. Singh, and A. H. Bhat, "FS-MPC-based speed sensorless control of matrix converter fed induction motor drive with zero common mode voltage," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 10, pp. 9185–9195, 2021.
- [50] K. Rahman, A. Iqbal, N. Al-Emadi, and L. Ben-Brahim, "Common mode voltage reduction in a three-to-five phase matrix converter fed induction motor drive," *IET Power Electronics*, vol. 10, no. 7, pp. 817–825, 2017.

- [51] A. L. Julian and G. Oriti, "A novel clamp circuit for a regenerative rectifier using AC/AC matrix converter theory," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 1, pp. 68-74, 2005.
- [52] A. Trentin, P. Zanchetta, J. Clare, and P. Wheeler, "Automated optimal design of input filters for direct AC/AC matrix converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 7, pp. 2811-2823, 2012.
- [53] H. N. Nguyen, M. K. Nguyen, T. D. Duong, T. T. Tran, Y. C. Lim, and J. H. Choi, "A study on input power factor compensation capability of matrix converters," *Electronics*, vol. 9, 2020.
- [54] "AC7 matrix drive." 2022. [Online]. Available: <https://www.yaskawa.com/products/drives/industrial-ac-drives/general-purposedrives/ac7-matrix-drive>.
- [55] "U1000 - low harmonics regenerative matrix converter." 2022. [Online]. Available: <https://www.yaskawa.eu.com/products/ac-drives/regenerative-solutions/u1000>.
- [56] L. C. Gili, J. C. Dias, and T. B. Lazzarin, "Review, challenges and potential of AC/AC matrix converters CMC, MMC, and M3C," *Energies*, vol. 15, no. 24, pp. 9421-9426, 2022.
- [57] T. Friedli, J. W. Kolar, J. Rodriguez, and P. W. Wheeler, "Comparative evaluation of three-phase AC-AC matrix converter and voltage DC-link back-to-back converter systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 12, pp. 4487-4510, 2012.
- [58] M. Ali, A. Iqbal, and M. Khalid, "A review on recent advances in matrix converter technology: Topologies, control, applications, and future prospects," *International Journal of Energy Research*, vol. 2023, no. 1, p. 6619262, 2023.
- [59] L. Empringham, J. W. Kolar, J. Rodriguez, P. W. Wheeler, and J. C. Clare, "Technological issues and industrial application of matrix converters: a review," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 10, pp. 4260-4271, 2013.
- [60] Chouïref, Sebbane, Yasmina, M.O.Mahmoudi, E.M. Berkouk, "Etude et commande du convertisseur matriciel indirect alimentant une machine asynchrone", *Mémoire de Projet de Fin d'Etudes, Electrotechnique, Alger, ENP, 2014*, <http://repository.enp.edu.dz/xnlui/handle/123456789/4324>.
- [61] R. Alammari, Z. Aleem, A. Iqbal, and S. Winberg, "Matrix converters for electric power conversion: review of topologies and basic control techniques," *International Transactions on Electrical Energy Systems*, vol. 29, no. 10, 2019.
- [62] S. Ram, O. P. Rahi, and V. Sharma, "A comprehensive literature review on slip power recovery drives," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 73, pp. 922-934, 2017.
- [63] E. Levi, "Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 433-448, 2016.
- [64] A. Olloqui, J. L. Elizondo, and M. Rivera, "Model-based predictive rotor current control strategy for indirect power control of a DFIM driven by an indirect matrix converter," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 36, no. 2, pp. 1510-, 2021.
- [65] M. Venturini and A. Alesina, "The generalised transformer: a new bidirectional sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor," in *1980 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Atlanta, GA, USA, pp. 242-252, 1980.
- [66] A. Alesina and M. Venturini, "Intrinsic amplitude limits and optimum design of 9-switches direct PWM AC-AC converters," in *PESC '88 Record., 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Kyoto, Japan, pp. 1284-1291, 1988.
- [67] L. Zarri, "Control of Matrix Converters," [Ph. D. thesis], 2007.
- [68] T. Friedli, M. L. Heldwein, F. Giezendanner, and J. W. Kolar, "A high efficiency indirect matrix converter utilizing RBIGBTs," in *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Jeju, Republic of Korea, pp. 1-7, 2006.
- [69] K. Zhou, L. Huang, and X. Luo, "Characterization and performance evaluation of the superjunction RB-IGBT in matrix converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 4, pp. 3289-3301, 2018.
- [70] N. Burnay, "Safe control of four-quadrant switches," in *Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, San Diego, CA, USA, pp. 1190-1194, 1989.
- [71] L. C. Herrero, S. Pablo, F. Martin, J. M. Ruiz, J. M. Gonzalez, and A. B. Rey, "Comparative analysis of the techniques of current commutation in matrix converters," in *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 526, Vigo, Spain, pp. 521-, 2007.
- [72] T. Takeshita and Y. Andou, "PWM control of three-phase to three-phase matrix converters for reducing the number of commutations," *Electrical Engineering in Japan*, vol. 170, no. 2, pp. 60-69, 2010.
- [73] S. Pipolo, A. Formentini, A. Trentin, P. Zanchetta, M. Calvini, and M. Venturini, "A novel matrix converter modulation with reduced number of commutations," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 57, no. 5, pp. 4991-5000, 2021.
- [74] M. A. Sayed and A. Iqbal, "Pulse width modulation technique for a three-to-five phase matrix converter with reduced commutations," *IET Power Electronics*, vol. 9, no. 3, pp. 466-475, 2016.
- [75] A. Benachour, A. Deboucha, and E.-M. Berkouk, "Generalized Structure for Three Phase Switched-Capacitor Boost Inverter with Adapted Space Vector Modulations," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, pp. 1-1, 2024, doi: 10.1109/JESTPE.2024.3356975.
- [76] T. Takeshita, "Output voltage harmonics suppression of matrix converters using instantaneous effective values," in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Atlanta, GA, USA, pp. 1881-1886, 2010.
- [77] T. Takeshita and H. Shimada, "Matrix converter control using direct AC/AC conversion approach to reduce output voltage harmonics," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 126, no. 6, pp. 778-787, 2006.
- [78] Y. Li, L. Qiu, and Y. Zhi, "An overmodulation strategy for matrix converter under unbalanced input voltages," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 2345-2356, 2021.

- [79] W. Deng, "Maximum voltage transfer ratio of matrix converter under DTC with rotating vectors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 6, pp. 6137-6141, 2021.
- [80] S. Ichiki, "New modulation method for three-phase matrix converter: mathematical theory and demonstration test results," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 4, pp. 3959-3966, 2022.
- [81] H. Wang, X. Chen, M. Su, G. Zhang, F. Blaabjerg, and W. Xiong, "A three-level output modulation strategy for conventional 3 x N direct matrix converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 10, pp. 9689-9699, 2022.
- [82] B. Ge, Q. Lei, W. Qian, and F. Z. Peng, "A family of Z-source matrix converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 1, pp. 35-46, 2012.
- [83] O. Ellabban, H. Abu-rub, and B. Ge, "A quasi-Z-source direct matrix converter feeding a vector controlled induction motor drive," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 2, pp. 339-348, 2015.
- [84] M. Alizadeh and S. S. Kojuri, "Modelling, control, and stability analysis of quasi-Z-source matrix converter as the grid interface of a PMSG-WECS," *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 11, no. 14, pp. 3576-3585, 2017.
- [85] M. Alizadeh and S. S. Kojuri, "Small-signal stability analysis, and predictive control of Z-source matrix converter feeding a PMSG-WECS," *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 95, pp. 601-616, 2018.
- [86] T. Wahono, T. Sutikno, N. S. Widodo, and M. Facta, "A Survey on Topologies and Controls of Z-Source Matrix Converter," in *2018 5th International Conference on Electrical Engineering, Computer Science and Informatics (EECSI)*, Malang, Indonesia, pp. 189-192, 2018.
- [87] Q. Jianglei, X. Lie, L. Wang, Q. Lin, and L. Yongdong, "The modulation of common mode voltage suppression for a three-level matrix converter," in *2016 IEEE International Conference on Aircraft Utility Systems (AUS)*, Beijing, China, pp. 533-538, 2016.
- [88] F. Kammerer, J. Kolb, and M. Braun, "A novel cascaded vector control scheme for the modular multilevel matrix converter," in *IECON 2011-37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Melbourne, VIC, Australia, pp. 1097-1102, 2011.
- [89] T. Nakamori, M. A. Sayed, Y. Hayashi, T. Takeshita, S. Hamada, and K. Hirao, "Independent control of input current, output voltage, and capacitor voltage balancing for a modular matrix converter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 6, pp. 4623-4633, 2015.
- [90] H. Nademi, L. E. Norum, Z. Soghomonian, and T. Undeland, "Low frequency operation of modular multilevel matrix converter using optimization-oriented predictive control scheme," in *2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Trondheim, Norway, pp. 1-6, 2016.
- [91] M. Diaz, M. Espinoza, A. Mora, R. Cardenas, and P. Wheeler, "The application of the modular multilevel matrix converter in high-power wind turbines," in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, Karlsruhe, Germany, pp. 1-11, 2016.
- [92] B. Fan, K. Wang, P. Wheeler, C. Gu, and Y. Li, "A branch current reallocation based energy balancing strategy for the modular multilevel matrix converter operating around equal frequency," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 2, pp. 1105-1117, 2018.
- [93] S. Shang, Y. Meng, J. Wang, H. Li, W. Ren, and X. Wang, "Research on modeling and control strategy of modular multilevel matrix converter supplying passive networks," in *2016 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*, Xi'an, China, pp. 1974-1978, 2016.
- [94] B. Fan, K. Wang, C. Gu, P. Wheeler, and Y. Li, "A branch current reallocation based energy balancing strategy for the modular multilevel matrix converter operating around equal frequency," in *IECON 2016-42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Florence, Italy, pp. 3111-3116, 2016.
- [95] S. Liu, X. Wang, Y. Meng, P. Sun, H. Luo, and B. Wang, "A decoupled control strategy of modular multilevel matrix converter for fractional frequency transmission system," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 32, no. 4, pp. 2111-2121, 2017.
- [96] M. Urrutia, R. Cardenas, J. Clare, M. Diaz, and A. Watson, "Continuous set model predictive control for energy management of modular multilevel matrix converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 5, pp. 5731-5748, 2022.
- [97] C. Wang, Z. Zheng, K. Wang, B. Yang, P. Zhou, and Y. Li, "Analysis and control of modular multilevel matrix converters under branch fault conditions," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 2, pp. 1682-1699, 2022.
- [98] C. Wang, Z. Zheng, K. Wang, and Y. Li, "Fault detection and tolerant control of IGBT open-circuit failures in modular multilevel matrix converters," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, no. 6, pp. 6714-6727, 2022.
- [99] C. Wang, Z. Zheng, K. Wang, and Y. Li, "Submodule faulttolerant control of modular multilevel matrix converters with adaptive optimum common-mode voltage injection," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 7, pp. 7548-7554, 2022.
- [100] J. Wang, B. Wu, and N. R. Zargari, "High-power multimodular matrix converters with sinusoidal input/output waveforms," in *2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, Porto, Portugal, pp. 542-547, 2009.
- [101] J. Wang, B. Wu, D. Xu, and N. R. Zargari, "Multimodular matrix converters with sinusoidal input and output waveforms," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 1, pp. 17-26, 2012.
- [102] H. Wang, D. Zhou, and F. Blaabjerg, "A reliability-oriented design method for power electronic converters," in *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, USA, pp. 2921-2928, 2013.
- [103] Y. Sun, W. Xiong, M. Su, H. Dan, X. Li, and J. Yang, "Modulation strategies based on mathematical construction method for multimodular matrix converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 8, pp. 5423-5434, 2016.

- [104] Y. Sun, W. Xiong, M. Su, X. Li, H. Dan, and J. Yang, "Carrierbased modulation strategies for multimodular matrix converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 3, pp. 1350-1361, 2016.
- [105] L. C. Gili, L. O. Seman, and S. V. G. Oliveira, "Different switching sequence comparison applied to multimodular matrix converter using ISVM," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 16, no. 6, pp. 1595-1602, 2018.
- [106] M. Ali, M. R. Khan, and M. Ayyub, "Analysis of a three-to-five-phase matrix converter using DTFA," in *2015 Annual IEEE India Conference (INDICON)*, New Delhi, India, pp. 1-6, 2015.
- [107] M. Ali, A. Iqbal, M. A. Anees, M. R. Khan, K. Rahman, and M. Ayyub, "Differential evolution-based pulse-width modulation technique for multiphase MC," *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 9, pp. 2224-2235, 2019.
- [108] K. Rahman, N. Al-Emadi, A. Iqbal, and S. Rahman, "Common mode voltage reduction technique in a three-to-three phase indirect matrix converter," *IET Electric Power Applications*, vol. 12, no. 2, pp. 254-263, 2018.
- [109] K. Rahman, A. Iqbal, M. A. Al-Hitmi, O. Dordevic, and S. Ahmad, "Performance analysis of a three-to-five phase dual matrix converter based on space vector pulse width modulation," *IEEE Access*, vol. 7, article 12307, p. 2019.
- [110] M. Ali, M. R. Khan, and M. Ayyub, "Analysis of three-phase input to five-phase output matrix converter using direct transfer function approach," in *2015 International Conference on Recent Developments in Control, Automation and Power Engineering (RDCAPE)*, Noida, India, pp. 161-166, 2015.
- [111] M. Ali, M. R. Khan, M. Ayyub, A. Iqbal, and M. A. Husain, *An Alternative Simplified Matlab Simulation Model of A High-Phase-Order Matrix Converter*. NIT Haimrapur, 2017.
- [112] K. Rahman, S. Rahman, and M. S. Bhaskar, "Field-oriented control of five-phase induction motor fed from space vector modulated matrix converter," *IEEE Access*, vol. 10, article 17996, 2022.
- [113] A. Iqbal, S. Moinoddin, S. Ahmad, M. Ali, A. Sarwar, and K. N. Mude, *Multiphase converters*. Elsevier B. V, 2018.
- [114] M. Guo, Y. Liu, B. Ge, X. Li, A. T. Almeida, and F. J. Ferreira, "Dual, three-level, quasi-Z-source, indirect matrix converter for motors with open-ended windings," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 38, no. 1, pp. 64-74, 2023.
- [115] R. W. Erickson and O. A. Al-Naseem, "A new family of matrix converters," in *IECON'01. 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No.37243)*, Denver, CO, USA, pp. 1515-1520, 2001.
- [116] Y. Shi, X. Yang, Q. He, and Z. Wang, "Research on a novel capacitor clamped multilevel matrix converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 5, pp. 1055-1065, 2005.
- [117] P. Sun, X. Wang, Y. Hu, C. Xie, and L. Ning, "The harmonic analysis and the arm capacitor parameters selection of module multilevel matrix converter," in *2016 IEEE PES AsiaPacific Power and Energy Engineering Conference (APPE EC)*, Xi'an, China, pp. 1617-1621, 2016.
- [118] J. Wang, B. Wu, D. Xu, and N. R. Zargari, "Indirect spacevector-based modulation techniques for high-power multimodular matrix converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 8, pp. 3060-3071, 2013.
- [119] S. Toledo, R. Gregor, and M. Rivera, "Multi-modular matrix converter topology applied to distributed generation systems," in *8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016)*, Glasgow, UK, pp. 1-6, 2016.
- [120] M. Rivera, C. Rojas, J. Rodríguez, P. Wheeler, B. Wu, and J. Espinoza, "Predictive current control with input filter resonance mitigation for a direct matrix converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 10, pp. 2794-2803, 2011.
- [121] A. K. Sahoo, S. Member, K. Basu, N. Mohan, and L. Fellow, "Systematic input filter design of matrix converter by analytical estimation of RMS current ripple," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 1, pp. 132-143, 2015.
- [122] M. Degano, "EMI Filter Design for Matrix Converters in Airspace Applications," [Ph. D. thesis], 2012. [Online]. Available: <http://etheses.nottingham.ac.uk/2744/>.
- [123] B. Metidji, N. Taib, L. Baghli, T. Rekioua, and S. Bacha, "Novel single current sensor topology for Venturini controlled direct matrix converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 7, pp. 3509-3516, 2013.
- [124] K. Iimori, K. Shinohara, O. Tarumi, Z. Fu, and M. Muroya, "New current-controlled PWM rectifier-voltage source inverter without DC link components," in *Proceedings of Power Conversion Conference - PCC '97*, Nagaoka, Japan, pp. 783-786, 1997.
- [125] J. W. Kolar, M. Baumann, F. Schafmeister, and H. Ertl, "Novel three-phase AC-DC-AC sparse matrix converter part I," in *APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335)*, Dallas, TX, USA, pp. 777-791, 2002.
- [126] T. Friedli, S. D. Round, and J. W. Kolar, "A 100 kHz SiC sparse matrix converter," in *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Orlando, FL, USA, pp. 2148-2154, 2007.
- [127] M. Hamouda, H. F. Blanchette, K. Al-Haddad, and F. Fnaiech, "An efficient DSP-FPGA-based real-time implementation method of SVM algorithms for an indirect matrix converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 11, pp. 5024-5031, 2011.
- [128] H. H. Shin, H. Cha, H. G. Kim, and D. W. Yoo, "Novel singlephase PWM AC-AC converters solving commutation problem using switching cell structure and coupled inductor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 4, pp. 2137-2147, 2015.
- [129] M. A. Waghmare, B. S. Umre, M. V. Aware, A. Kumar, and S. A. Yerkal, "Common-mode voltage minimization in three-phase to six-phase indirect matrix converter using virtual vector synthesization," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 58, no. 4, pp. 4848-4858, 2022.
- [130] M. Ali, M. Tariq, R. K. Chakraborty, M. J. Ryan, B. Alamri, and M. A. Bou-Rabee, "11-level operation with voltage-balance control of WE-type inverter using conventional and DE-SHE techniques," *IEEE Access*, vol. 9, article 64317, 2021.

- [131] M. Tayyab, A. Sarwar, M. R. Hussan, S. Murshid, M. Tariq, and B. Alamri, "A novel voltage boosting switched capacitor 19-level inverter with reduced component count," *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 50, no. 6, pp. 2128-2149, 2022.
- [132] M. Hassan, M. Ali, and M. Tayyab, "Self-balanced quadruple-boost nine-level switched-capacitor inverter for solar PV system," *Arabian Journal for Science and Engineering*, 2023.
- [133] S. Bernet, S. Ponnaluri, and R. Teichmann, "Design and loss comparison of matrix converters and voltage-source converters for modern AC drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 2, pp. 304-314, 2002.
- [134] M. Aten, G. Towers, C. Whitley, P. Wheeler, J. Clare, and K. Bradley, "Reliability comparison of matrix and other converter topologies," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 42, no. 3, pp. 867-875, 2006.
- [135] M. Arifujjaman, "Reliability comparison of power electronic converters for grid-connected 1.5kW wind energy conversion system," *Renewable Energy*, vol. 57, pp. 348-357, 2013.
- [136] A. Iqbal, S. Moinuddin, M. R. Khan, S. M. Ahmed, and H. Abu-Rub, "A novel three-phase to five-phase transformation using a special transformer connection," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, no. 3, pp. 1637-1644, 2010.
- [137] M. Ortega and F. Jurado, "Analysis and simulation of a sixphase matrix converter," *Computer Applications in Engineering Education*, vol. 21, no. 3, pp. 503-515, 2013.
- [138] J. Rodríguez, E. Silva, F. Blaabjerg, P. Wheeler, J. Clare, and J. Pontt, "Matrix converter controlled with the direct transfer function approach: analysis, modelling and simulation," *International Journal of Electronics*, vol. 92, no. 2, pp. 63-85, 2005.
- [139] M. Mihret, M. Abreham, O. Ojo, and S. Karugaba, "Modulation schemes for five-phase to three-phase AC-AC matrix converters," in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Atlanta, GA, USA, pp. 1887-1893, 2010.
- [140] Y. D. Yoon and S. K. Sul, "Carrier-based modulation technique for matrix converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 6, pp. 1691-1703, 2006.
- [141] E. Rashad and S. Dabour, "A novel five-phase matrix converter using space vector modulation control algorithm," *Engineering Research Journal*, vol. 34, no. 4, pp. 321-328, 2011.
- [142] M. Ali, A. Iqbal, and M. R. Khan, *AC-AC converters*. Elsevier B. V, 2018.
- [143] A. Iqbal, S. M. Ahmed, and H. Abu-Rub, "Space vector PWM technique for a three-to-five-phase matrix converter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 2, pp. 697-707, 2012.
- [144] S. M. Ahmed, H. Abu-Rub, S. Zainal, and A. Iqbal, "Space vector PWM technique for a direct five-to-three-phase matrix converter," in *IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Vienna, Austria, pp. 4943-4948, 2013.
- [145] O. Abdelrahim, I. S. Member, H. Abu-rub, I. S. Member, and S. M. Ahmed, "Space vector PWM for a five to three matrix converter," in *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, USA, pp. 3246-3250, 2013.
- [146] O. Abdel-Rahim, H. Abu-Rub, and A. Kouzou, "Nine-tothree phase direct matrix converter with model predictive control for wind generation system," *Energy Procedia*, vol. 42, pp. 173-182, 2013.
- [147] K. Rahman, A. Iqbal, and R. Al-Ammari, *Space vector model of a three-phase to five-phase AC/AC converter*. Pointe aux Piments, Mauritius, 2013.
- [148] M. Chai, R. Dutta, and J. Fletcher, "Space vector PWM for three-to-five phase indirect matrix converters with d2-q2 vector elimination," in *IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Vienna, Austria, pp. 4937-4942, 2013.
- [149] S. M. Dabour, A. E.-W. Hassan, and E. M. Rashad, "Analysis and implementation of space vector modulated five-phase matrix converter," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 63, pp. 740-746, 2014.
- [150] S. M. Dabour, S. M. Allam, and E. M. Rashad, "Space vector PWM technique for three to seven-phase matrix converters," in *Proceedings of 16th International Middle East Power System Conference, MEPCON 2014*, Cairo, Egypt, pp. 16-21, 2014.
- [151] K. Rahman, A. Iqbal, A. A. Abdulllah, R. Al-Ammari, and H. Abu-Rub, "Space vector pulse width modulation scheme for three to seven phase direct matrix converter," in *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC 2014*, Fort Worth, TX, USA, pp. 595-601, 2014.
- [152] K. Rahman, M. V. Aware, A. Iqbal, R. Al-Ammari, and H. Abu-Rub, "Common-mode voltage control through vector selection in three-to-five phase matrix converter," in *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Istanbul, Turkey, pp. 2087-2092, 2014.
- [153] S. M. Ahmed, H. Abu-rub, Z. Salam, and A. Iqbal, "Dual matrix converters based seven-phase open-end winding drive," in *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Istanbul, Turkey, pp. 2105-2110, 2014.
- [154] M. Chai, D. Xiao, R. Dutta, and J. E. Fletcher, "Space vector PWM techniques for three-to-five-phase indirect matrix converter in the overmodulation region," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 550-561, 2016.
- [155] R. Sadooghi, T. Niknam, and M. Sheikh, "An effective nonsquare matrix converter based approach for active power control of multiple DGs in microgrids: experimental implementation," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 37, no. 2, pp. 755-765, 2022.
- [156] K. B. Tawfiq, M. N. Ibrahim, and P. Sergeant, "An enhanced fault-tolerant control of a five-phase synchronous reluctance motor fed from a three-to-five-phase matrix converter," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, no. 4, pp. 4182-4194, 2022.
- [157] L. Qiu, Y. Li, X. Huang, L. Wu, and Y. Fang, "Modulation technique for a 3x5 matrix converter achieving a maximum input reactive power range based on load information," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 9, article 10409, p. 2021.
- [158] M. Imayavaramban and P. W. Wheeler, *Matrix converter for more electric aircraft*. IntechOpen, 2018.

- [159] B. P. Wheeler and S. Bozhko, "The more electric aircraft: technology and challenges," *IEEE Electrification Magazine*, vol. 2, no. 4, pp. 6-12, 2014.
- [160] T. Tayar, A. Navon, D. Shmilovitz, and Y. Levron, "Heterodyne controlled matrix converter as a direct frequency reduction method for microturbine generators (MTG)," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 37, no. 3, pp. 1533-1544, 2022.
- [161] B. R. Fritz *et al.*, "Matrix converter creates new opportunities for centrifuge retrofit," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 8, no. 1, pp. 875-885, 2012.
- [162] Yokogawa, "Enewin series matrix converter for large wind turbine Enewin-MX1." 2022. [Online]. Available: <https://www.yaskawa.com.sg/product/large-wind-turbine/enewin-series>.
- [163] Y. Xu, Z. Wang, Z. X. Zou, G. Buticchi, and M. Liserre, "Voltage-fed isolated matrix-type AC/DC converter for wind energy conversion system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 12, article 13056, 2022.
- [164] H. Jafari and A. Sarwat, "Resonant AC-AC converter with multi-power level controller for inductive EV charging systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 71, no. 11, pp. 11589-11602, 2022.
- [165] O. Aydogmus, G. Boztas, and R. Celikel, "Design and analysis of a flywheel energy storage system fed by matrix converter as a dynamic voltage restorer," *Energy*, vol. 238, article 121687, 2022.
- [166] J. W. Zhang, Y. H. Wang, G. C. Liu, and G. Z. Tian, "A review of control strategies for flywheel energy storage system and a case study with matrix converter," *Energy Reports*, vol. 8, pp. 3948-3963, 2022.
- [167] J. Monteiro, J. F. Silva, S. F. Pinto, and J. Palma, "Matrix converter-based unified power-flow controllers: advanced direct power control method," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, no. 1, pp. 420-430, 2011.
- [168] H. Dan, W. Yue, W. Xiong, Y. Liu, M. Su, and Y. Sun, "Open-switch and current sensor fault diagnosis strategy for matrix converter-based PMSM drive system," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 8, no. 1, pp. 875-885, 2021.
- [169] R. Wang, M. Huang, C. Lu, and W. Wang, "A direct three-phase AC-AC matrix converter-based wireless power transfer system for electric vehicles," *Applied Sciences*, vol. 10, no. 7, p. 2217, 2020.
- [170] W. Deng, H. Li, and J. Rong, "A novel direct torque control of matrix converter-fed PMSM drives using dynamic sector boundary for common-mode voltage minimization," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 1, pp. 70-80, 2021.
- [171] M. Siami, M. Amiri, H. K. Savadkoobi, R. Rezavandi, and S. Valipour, "Simplified predictive torque control for a PMSM drive fed by a matrix converter with imposed input current," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, no. 4, pp. 1641-1649, 2018.
- [172] E. Maqueda, S. Toledo, and D. Caballero, "Speed control of a six-phase IM fed by a multi-modular matrix converter using an inner PTC with reduced computational burden," *IEEE Access*, vol. 9, article 160035, 2021.
- [173] U. R. Muduli, R. K. Behera, K. A. Hosani, and M. S. E. Moursi, "Direct torque control with constant switching frequency for three-to-five phase direct matrix converter fed five-phase induction motor drive," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 9, article 11019, p. 2022.
- [174] Z. Liu, Y. Li, and Z. Zheng, "A review of drive techniques for multiphase machines," *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, vol. 2, no. 2, pp. 243-251, Jun. 2018, doi: 10.30941/CESTEMS.2018.00030.
- [175] A. Iqbal and S. Moinuddin, "Comprehensive Relationship Between Carrier-Based PWM and Space Vector PWM in a Five-Phase VSI," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 10, pp. 2379-2390, Oct. 2009, doi: 10.1109/TPEL.2009.2029051.
- [176] A. Iqbal and S. Moinuddin, "Comprehensive Relationship Between Carrier-Based PWM and Space Vector PWM in a Five-Phase VSI," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 10, pp. 2379-2390, Oct. 2009, doi: 10.1109/TPEL.2009.2029051.
- [177] A. Iqbal and E. Levi, "Space Vector PWM Techniques for Sinusoidal Output Voltage Generation with a Five-Phase Voltage Source Inverter," *null*, vol. 34, no. 2, pp. 119-140, Feb. 2006, doi: 10.1080/15325000500244427.
- [178] H.-J. Chen, G. L. Kusic, and G. F. Reed, "Comparative PSCAD and Matlab/Simulink simulation models of power losses for SiC MOSFET and Si IGBT devices," in *2012 IEEE Power and Energy Conference at Illinois*, Feb. 2012, pp. 1-5. doi: 10.1109/PECI.2012.6184589.
- [179] A. Anthon, Z. Zhang, M. A. E. Andersen, G. Holmes, B. McGrath, and C. Teixeira, "Comparative evaluation of the loss and thermal performance of advanced three level inverter topologies," in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Mar. 2016, pp. 2252-2258. doi: 10.1109/APEC.2016.7468179.
- [180] "The simulation platform for power electronic systems: User Manual Version 4.5", © 2002-2020 by Plexim GmbH.
- [181] F. Asadi, K. Eguchi, "Simulation of power electronics converters using PLECS", 2020, ELSEVIER;

# ANNEXES

## ANNEXE 1

Définition: 
$$THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots + V_n^2}}{V_1}$$
 CIGRE

## ANNEXE 2

### 1. Aperçu sur la STM32

STM32 est une famille de circuits intégrés à microcontrôleur 32 bits de STMicroelectronics. Les puces STM32 sont regroupées en séries basées sur le même cœur de processeur ARM-CORTEX 32 bits.

La technologie ARM-CORTEX est utilisée par de nombreux fondeurs comme ST, NXP, ATMEL, MAXIM, Silicon, WIZnet.

### 2. Désignation et caractéristiques

La famille STM32 se compose de dix séries de microcontrôleurs qui sont : H7, F7, F4, F3, F2, F1, F0, L4, L1 et L0.

- **STM32 W**

La fonction principale des puces STM32 WM de la série ARM cible les applications de communication RF (Radio Frequency).

- **STM32 J**

Ces microcontrôleurs sont programmables en Java. Ils sont basés sur les familles STM32 F1, F2, F4, F0, L0 existantes. Ces séries sont désignées par la lettre «J» ou la lettre «U» à la fin.

Chaque série de STM32 est désignée par le symbole STM32xxwxyz tels que :

- **xx** représente la famille du microcontrôleur
- **ww** est un sous-type qui se diffère d'une famille à une autre selon ses périphériques
- **y** représente le nombre de broches du paquet
- **z** représente la taille de la mémoire FLASH

Les tableaux A.1 et A.2 représentent respectivement le nombre de broches (y) et la taille de la mémoire FLASH (z) selon le code attribué aux lettres « y » et « z ». Le tableau A.3 présente toutes les familles de STM32 ainsi que leurs caractéristiques.

- **Exemple de désignation**

**Tableau A. 1 : nombre de broches**

Code (y)	A	B	C	F	G	H	I	J
Nombre de broches	169	208	48	20	28	40	176	72
Code (y)	K	M	N	Q	R	T	U	V
Nombre de broches	32	81	216	132	64	36	63	100

**Tableau A. 2 : mémoire Flash [KB]**

Code (z)	4	6	8	B	Z	C	D	E	F	G	H	I
Mémoire Flash [KB]	16	32	64	128	192	256	384	512	768	1024	1536	2048

**Tableau A. 3 : familles (xx) de STM32 et leurs caractéristiques**

Famille	Core	Fréquence maximale (MHz)	Flash max (KB)	SRAM maximale (KB)	But
F0	CortexM0	48	256	32	Usage générale
F1	CortexM3	72	1024	96	Usage générale
F2	CortexM3	120	1024	128	Haute performance
F3	CortexM4	72	512	80	Usage générale
F4	CortexM4	180	2048	384	Haute performance
F7	CortexM7	216	2048	512	Haute performance
H7	CortexM7	400	2048	1024	Haute performance
L0	CortexM0+	32	192	20	Très basse puissance
L1	CortexM3	32	512	80	Très basse puissance
L4	CortexM4	80	1024	380	Très basse puissance

La carte utilisée dans notre étude est la STM32F407VG dont on peut tirer facilement ses caractéristiques à partir des tableaux A.1, A.2 et A.3, ceci se fait comme-suit :

STM32F4 est une carte de processeur CORTEX-M4, de fréquence maximale de 180 MHz, de mémoire flash de 1024 KB, de SRAM maximale de 384 KB, contenant 100 broches et destinée aux applications de haute performance.

### 3. Cartes de développement

Les puces STM32 sont développées sur l'une des cartes de développement suivantes [33] :

#### 3.1. Cartes Arduino

Les cartes suivantes sont compatibles avec Arduino :

- **La carte Maple** par *Leaf labs* (Figure A.1) a un microcontrôleur STM32F103RB. Une bibliothèque C / C ++ appelée *libmaple* est disponible pour faciliter la migration depuis Arduino



**Figure A. 1 : La carte Maple par Leaf labs**

- **La carte OLIMEXINO-STM32** d'*Olimex* possède un microcontrôleur STM32F103RBT6 et similaire à la carte Maple
- **Netduino** avec le support pour .NET Micro Framework

#### 3.2. Cartes Nucleo

Il existe trois familles des cartes Nucleo :

- **Nucleo 32** : Cette famille est dotée de circuits intégrés STM32 à 32 broches et d'en-têtes de broches mâles *Arduino Nano*.
- **Nucleo 64** : Cette famille est équipée de circuits intégrés STM32 à 64 broches, d'en-têtes femelles *Arduino-Uno Rev3* et d'en-têtes de broches mâles *ST morpho*.
- **Nucleo 144** (Figure A.2) Cette famille comprend des CIs STM32 à 144 broches, des embases femelles *Arduino Uno Rev3*, des embases femelles *ST Zio*, des embases mâles *ST morpho*, un deuxième connecteur *USB Micro-AB* et un connecteur *Ethernet RJ45* (certaines cartes).

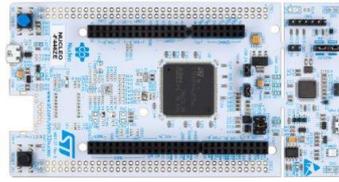


Figure A. 2 : carte Nucleo 144

### 3.3. Cartes Discovery (Figure A.3)

C'est La carte utilisée pendant notre étude. Pour ce qui suit, elle sera désignée par STM32F4 ou STM32F4-Discovery.

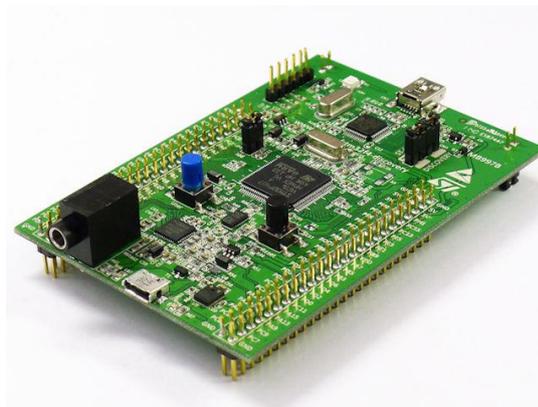


Figure A. 3 : STM32F4-Discovery

### 3.4. Cartes d'évaluation

- **STM32W-RFCKIT** contient deux cartes, chacune d'elles avec un microcontrôleur *SoC STM32W108*. Elle prend en charge les protocoles sans fil 802.15.4, ZigBee RF4CE, ZigBee Pro, 6LoWPAN (Contiki).
- **STM3220G-JAVA** est un kit de la famille **STM32 J** combine une version d'évaluation du kit de développement logiciel (SDK) MicroEJ® d'IS2T qui fournit des fonctionnalités étendues pour créer, simuler, tester et déployer des applications Java dans des systèmes embarqués.

## 4. Environnement de développement intégré

Les microcontrôleurs STM32 supportent plusieurs IDEs (Integrated Development Environments) avec des supports C, C++, Pascal ou Java, dont les plus répondus sont [21]:

- IAR EWARM (IAR Embedded Workbench)
- Keil MDK-ARM

- Les IDEs basés sur Eclipse et GCC (free AC6: SW4STM32, Atollic TrueSTUDIO)
- L'environnement de développement en ligne Mbed

La Figure A.4 présente d'autres IDEs pour STM32.

L'IDE utilisé dans notre étude est System Workbench.



**Figure A. 4 : IDEs pour STM32**

➤ **System Workbench (free AC6 : SW4STM32)**

SW4STM32 est un environnement de développement de logiciels multi-OS gratuit basé sur Eclipse, qui prend en charge la gamme complète des microcontrôleurs STM32 et des cartes associées.

➤ **Avantages de SW4STM32**

Prise en charge complète des microcontrôleurs STM32, des cartes STM32 Nucleo, des kits de découverte et des cartes d'évaluation, ainsi que du micro logiciel STM32 (bibliothèque de périphériques standard et STM32Cube HAL)

- Compilateur GCC C / C ++
- Débogueur basé sur GDB
- IDE Eclipse avec gestion du travail d'équipe
- Compatible avec les plug-ins Eclipse
- Support ST-LINK
- Aucune limite de taille de code
- Prise en charge de plusieurs systèmes d'exploitation: Windows®, Linux et OS X®

### ➤ **Installation de SW4STM32**

Il existe deux méthodes pour installer le SW4STM32 :

- ❖ Installation standard
- ❖ Mettre à jour une installation Eclipse avec STM32 Workbench

Il est conseillé d'utiliser l'installation standard pour éviter toute complication lors de l'installation.

Le document [34] présente la méthode d'installation de SW4STM32.

## **5. Bibliothèques logicielles**

Le rôle des bibliothèques est de faciliter la programmation du microcontrôleur. Elles permettent à l'utilisateur de travailler avec des fonctions prédéfinies au lieu de manipuler directement des registres. Parmi les bibliothèques valables pour la programmation de STM32F4 :

### **5.1. Pour STM32 J**

Standard Eclipse Java IDE STM32Java

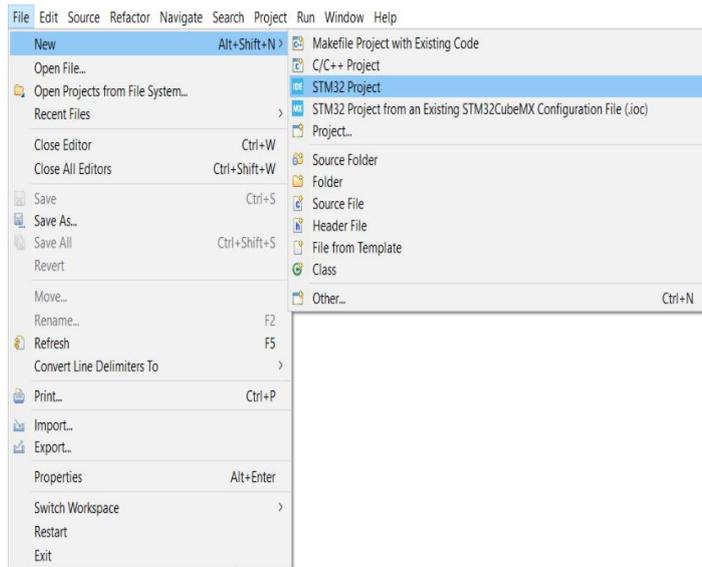
### **5.2. Pour STM32 C/C++**

- Standard Peripheral library
- FreeRTOS
- $\mu$ KOS
- USB device library
- DSP library
- Encryption library
- Motor control library
- MP3 / WMA / Speex codecs and audio engine
- Self-test routines

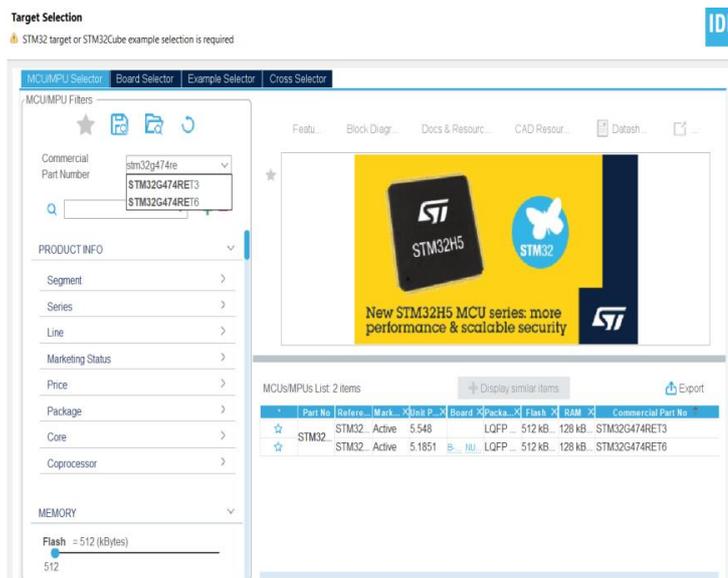
*Pendant notre étude on va utiliser Standard Peripheral library.*

## **6. Utilisation de STM32CubeIDE :**

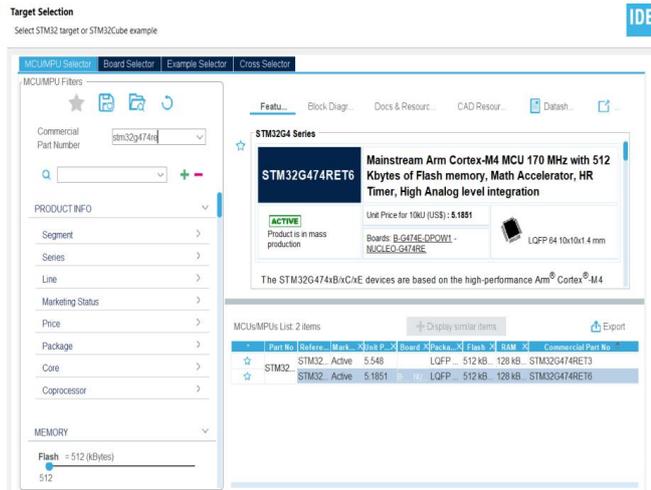
- Création d'un nouveau projet :



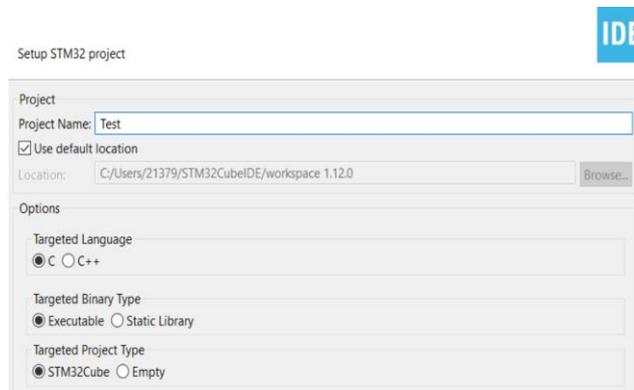
- Recherche de la carte appropriée :



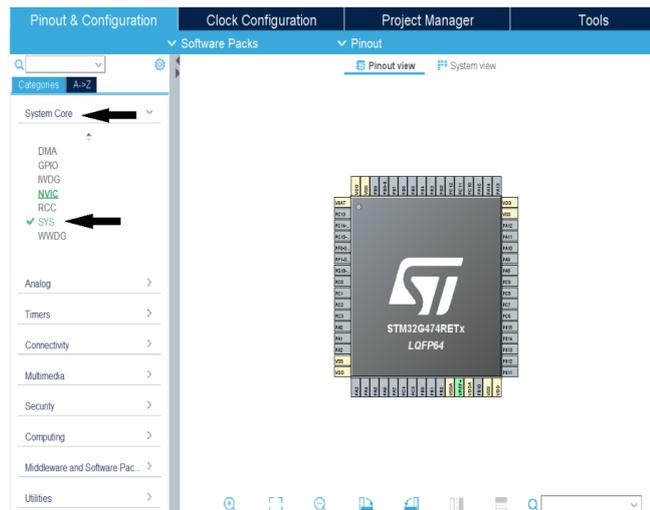
- Sélection de la carte :



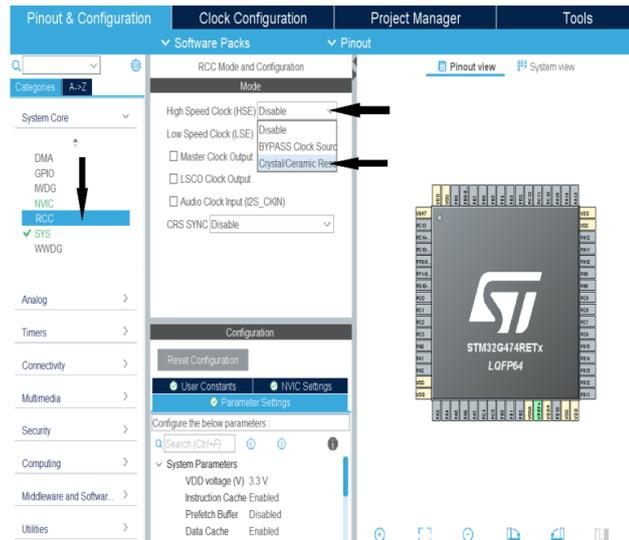
- Nommer le projet :



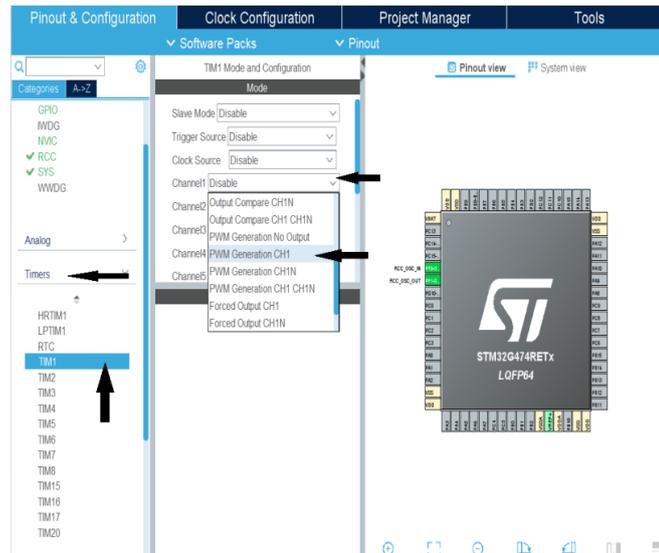
- Configuration du système :



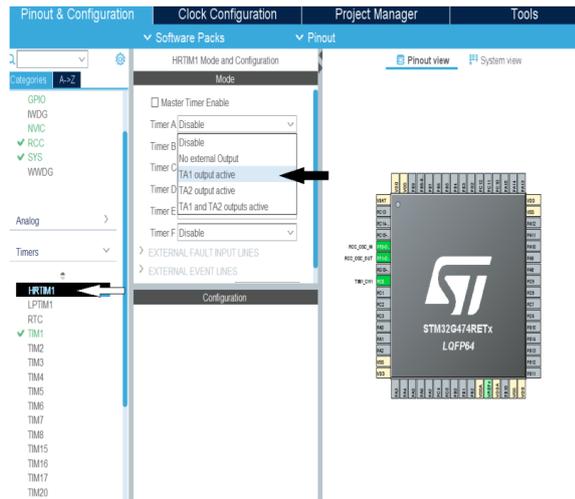
- Configuration du système Clock :



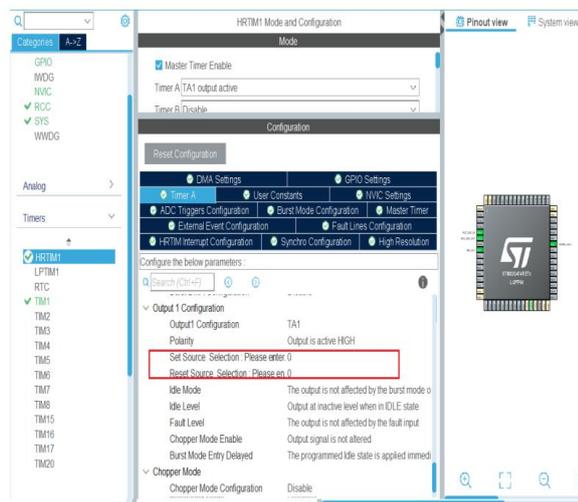
- Activation du Timer, mode PWM et des canaux de sortie :



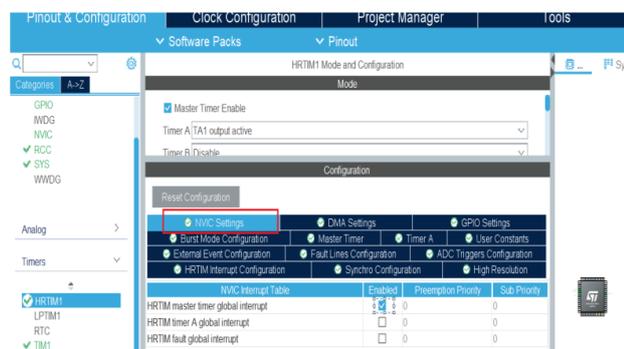
- L'activation du Timer à haute résolution :



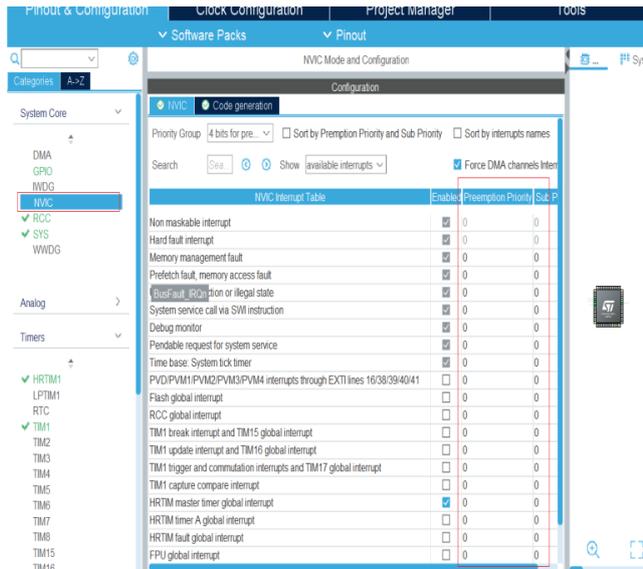
- Configuration de la chaîne de sortie du HRTIM:



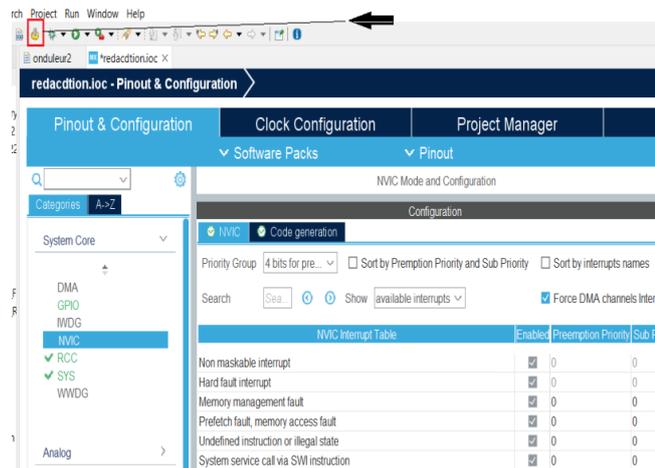
- L'activation de l'interruption du HRTIM :



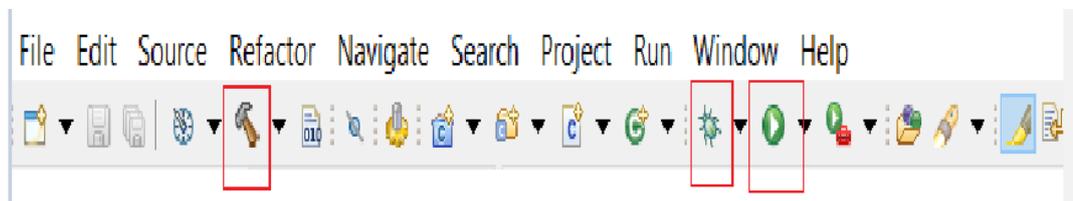
- La configuration des priorités des interrupteurs :



- Génération du code (main.c) :



- Build, Debug et Run :

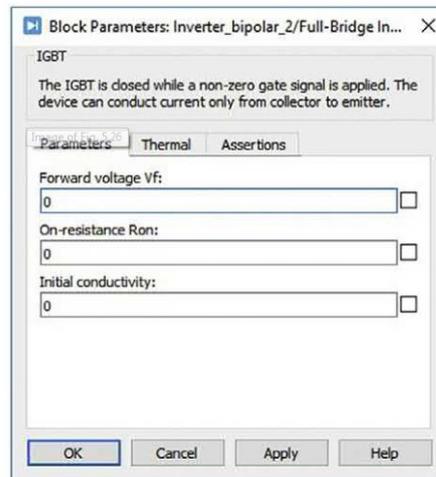


## ANNEXE 3

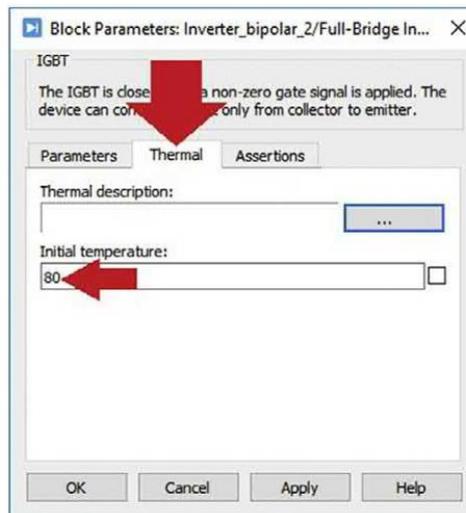
- Utilisation de PLECS pour l'étude thermique :

➤ **Pertes de commutation :**

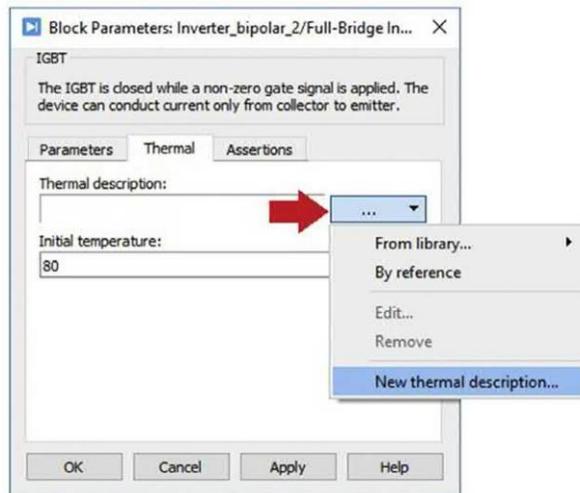
- Afin de définir les pertes de commutation de l'IGBT, ouvrez le sous-système de l'onduleur et double-cliquez sur les IGBT.



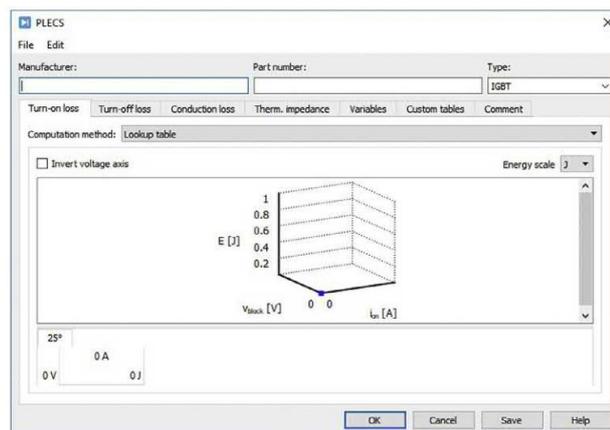
- Cliquez sur l'onglet Thermal.



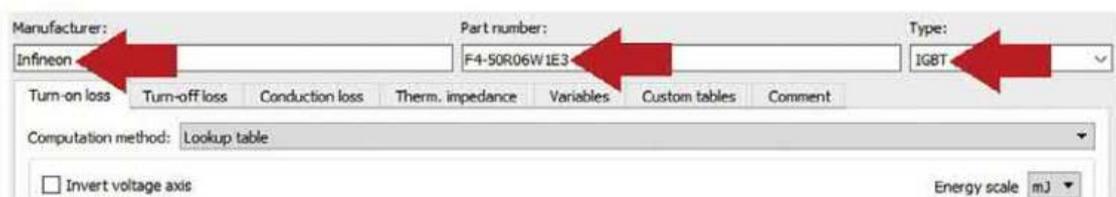
- Cliquez sur Nouvelle description thermique pour entrer les pertes de commutation et de conduction de l'IGBT.



- Après avoir cliqué sur Nouvelle description thermique, la fenêtre montrée ci-dessous apparaîtra. Les pertes de commutation et de conduction de l'IGBT sont définies à l'aide de cette fenêtre.

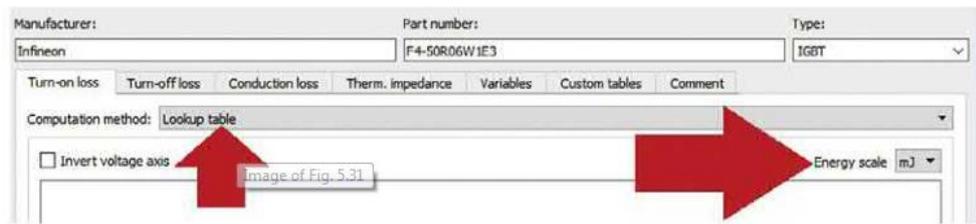


- Tout d'abord, entrez le nom du fabricant et le numéro de pièce dans les cases Fabricant et Numéro de pièce, respectivement. Choisir le Type IGBT puisque nous modélisons un IGBT.



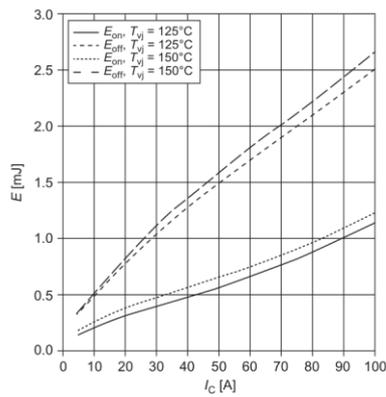
- Choisir la méthode de calcul sur Table de consultation. La sélection de Table de consultation vous permet de saisir la tension de blocage, le courant du composant et la température de jonction en fonction des graphiques donnés dans la fiche technique.

Choisir l'échelle d'énergie sur (mJ), car les fiches techniques indiquent généralement les pertes en mJ.

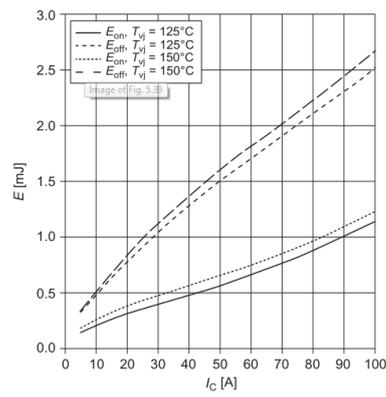


- Le graphe des pertes de commutation pour l'IGBT est montré dans la figure ci-dessous. La fiche technique donne les pertes de commutation pour deux températures de jonction, 125°C et 150°C. Nous utilisons les courbes  $E_{on}$  pour modéliser les pertes de commutation à l'allumage de l'IGBT.

Schaltverluste IGBT-Wechselr. (typisch)  
switching losses IGBT-inverter (typical)  
 $E_{on} = f(I_c)$ ,  $E_{off} = f(I_c)$   
 $V_{GE} = \pm 15 \text{ V}$ ,  $R_{Gon} = 8.2 \Omega$ ,  $R_{Goff} = 8.2 \Omega$ ,  $V_{CE} = 300 \text{ V}$



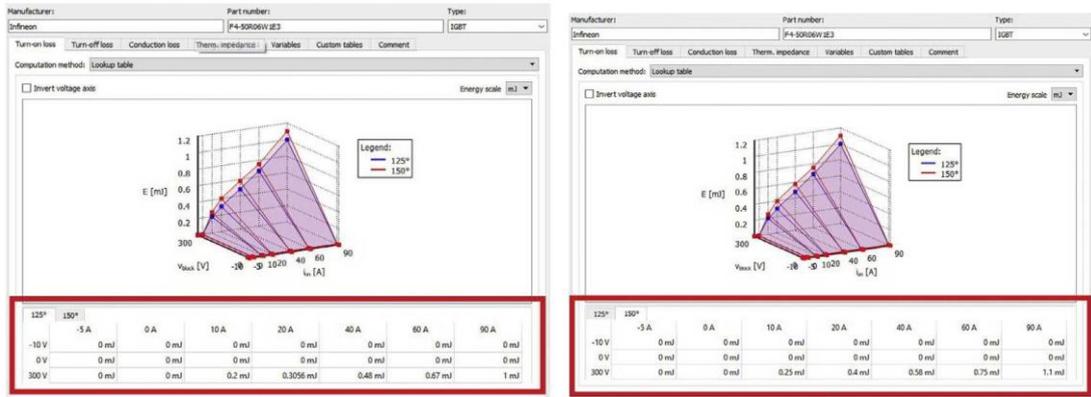
Schaltverluste IGBT-Wechselr. (typisch)  
switching losses IGBT-inverter (typical)  
 $E_{on} = f(I_c)$ ,  $E_{off} = f(I_c)$   
 $V_{GE} = \pm 15 \text{ V}$ ,  $R_{Gon} = 8.2 \Omega$ ,  $R_{Goff} = 8.2 \Omega$ ,  $V_{CE} = 300 \text{ V}$



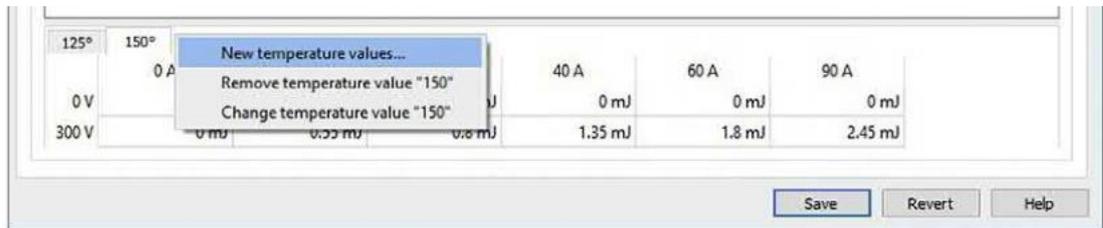
- Allez dans l'onglet Pertes à l'allumage pour entrer les pertes à l'allumage.



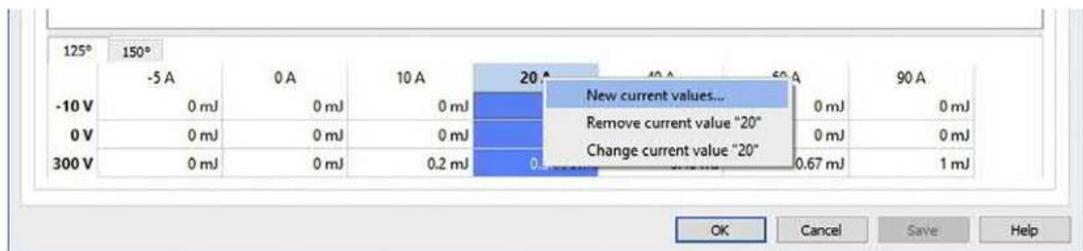
- Saisissez les données pour 125°C et 150°C dans le logiciel.



- La fiche technique ne fournit que les données pour 300V. Pour ajouter une relation linéaire entre les pertes de commutation et la tension, prolongez la ligne des pertes jusqu'à 0V en entrant des valeurs de pertes de 0 mJ à 0V pour tous les courants.
- Vous pouvez ajouter un nouvel onglet de température à la table en cliquant avec le bouton droit sur l'onglet de température et en sélectionnant Nouvelles valeurs de température.



- Vous pouvez ajouter une nouvelle colonne de courant à la table en cliquant avec le bouton droit sur l'une des colonnes de courant et en sélectionnant Nouvelles valeurs de courant.



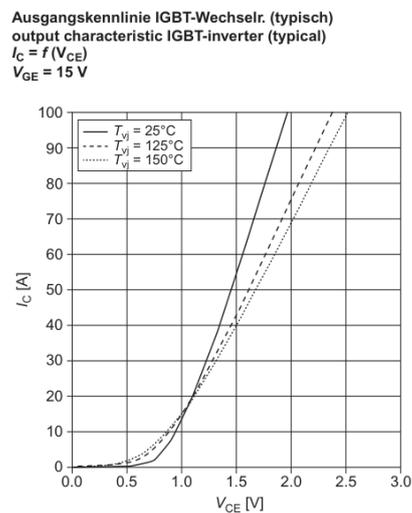
- Vous pouvez ajouter une nouvelle ligne de tension à la table en cliquant avec le bouton droit sur l'une des lignes de tension et en sélectionnant Nouvelles valeurs de tension.

125°	150°									
		-5 A	0 A	10 A	20 A	40 A	60 A	90 A		
-10 V		0 mJ	0 mJ	0 mJ	0 mJ	0 mJ	0 mJ	0 mJ	0 mJ	0 mJ
0 V		0 mJ	0 mJ	0 mJ	0 mJ	0 mJ	0 mJ	0 mJ	0 mJ	0 mJ
300 V		0 mJ	0 mJ	0.2 mJ	0.3056 mJ	0.48 mJ	0.67 mJ	1 mJ		

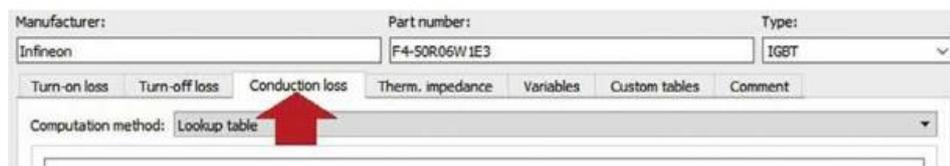
- Suivre les mêmes étapes pour  $E_{off}$ .

➤ **Pertes de conductions :**

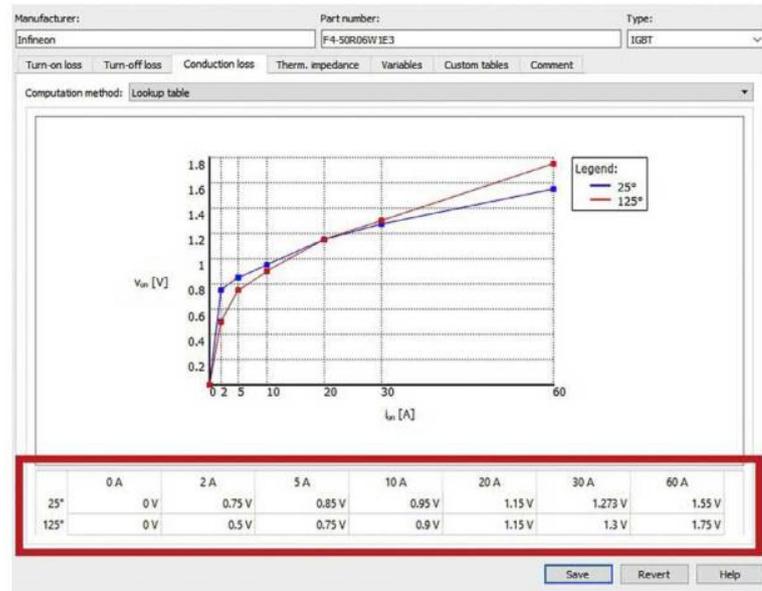
- Nous utilisons le graphique ci-dessous pour modéliser les pertes de conduction de l'IGBT.



- Cliquez sur l'onglet Pertes en conduction pour commencer à modéliser les pertes de conduction.



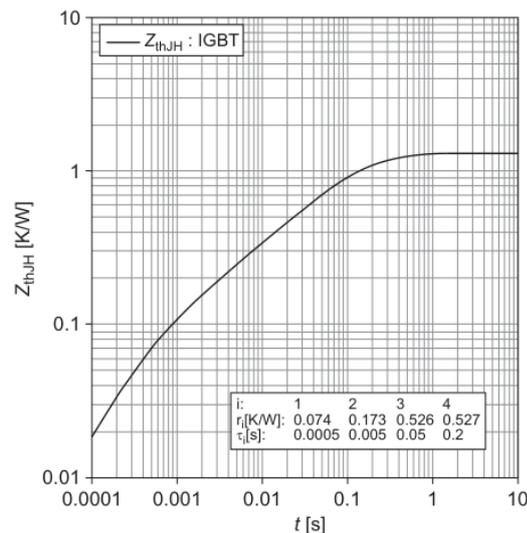
- La fiche technique fournit les pertes en conduction pour l'IGBT à trois températures différentes : 25°C, 125°C et 150°C. Étant donné que la température de jonction finale des dispositifs ne devrait pas dépasser 125°C, il est suffisant de définir les pertes en conduction à 25°C et 125°C. Vous pouvez entrer les données pour 150°C si vous préférez le faire.



### ➤ L'impédance thermique :

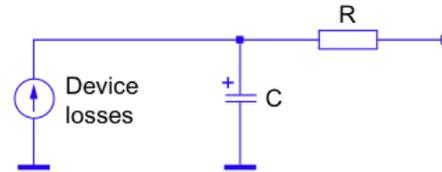
Les courbes d'impédance thermique transitoire jonction-boîtier pour l'IGBT et la diode sont affichées dans la fiche technique, ainsi que les coefficients pour un réseau de Foster à quatre étages. La courbe d'impédance thermique transitoire jonction-boîtier pour l'IGBT est montrée dans la figure ci-dessous.

Transienter Wärmewiderstand IGBT-Wechselr.  
transient thermal impedance IGBT-inverter  
 $Z_{thJH} = f(t)$



Les coefficients de Foster ne doivent pas être utilisés à moins que la température du boîtier du dispositif ne soit maintenue constante. En raison des condensateurs connectés en série dans le réseau de Foster, les variations de température à l'extrémité du boîtier se propagent

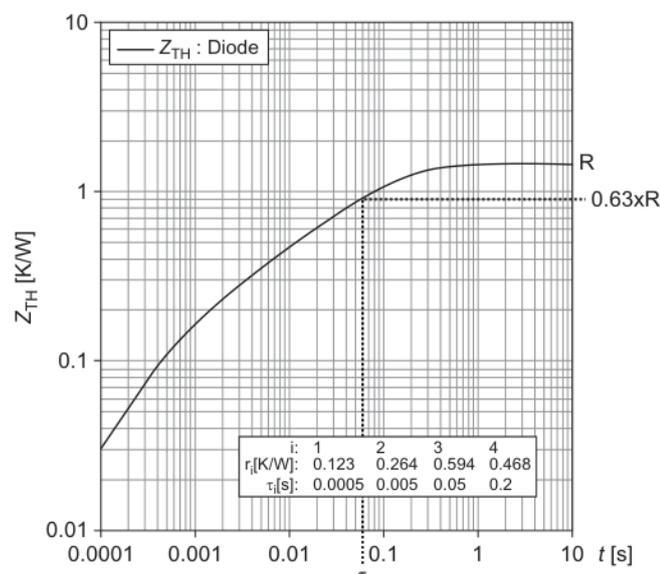
immédiatement à l'extrémité de la jonction, rendant la réponse transitoire invalide. Si la température du boîtier n'est pas constante, il est préférable de représenter l'impédance thermique jonction-boîtier à l'aide d'un réseau de Cauer du premier ordre, comme illustré dans la figure ci-dessous.



La résistance peut être obtenue directement à partir de la courbe d'impédance thermique. La courbe d'impédance thermique transitoire correspond, en théorie des systèmes, à la réponse en échelon et contient donc la description thermique complète du système. L'équation pour la résistance thermique est :

$$Z_{Th}(t) = \frac{T_{j1} - T_j(t)}{P_1}$$

où  $T_{j1}$  est une température stationnaire à laquelle le composant est d'abord chauffé avec une dissipation de puissance définie  $P_1$ , et  $T_{j1}(t)$  est la température de refroidissement au fil du temps après que la dissipation de puissance soit réduite à zéro. La courbe d'impédance thermique transitoire pour la diode est montrée dans la figure ci-dessous. Cette courbe est utilisée pour modéliser l'impédance thermique de la diode de corps.

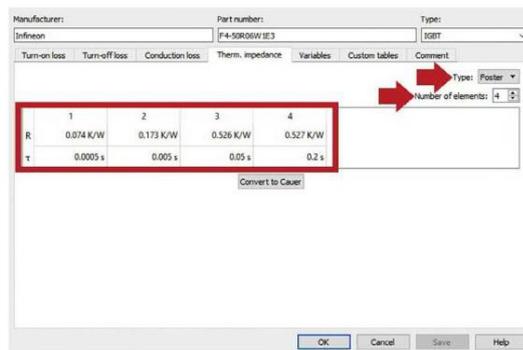


La capacitance est calculée en utilisant:

$$C = \tau / R$$

où  $\tau$ , la constante de temps, est mesurée comme le temps nécessaire pour que la résistance atteigne 63 % de sa valeur finale.

- Pour entrer l'impédance thermique de l'IGBT, cliquez sur l'onglet Impédance Thermique. Entrez les quatre paramètres de Foster fournis par la fiche technique (Fig. 5.46).

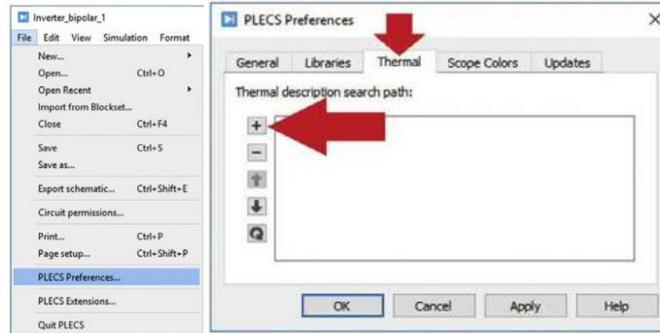


### ➤ Sauvegarder le modèle thermique :

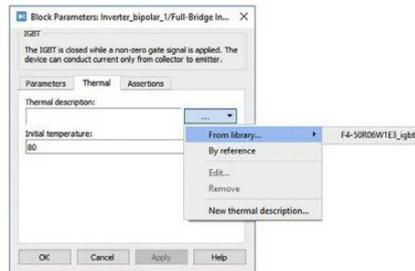


### ➤ Ajout du modèle produit au chemin de recherche thermique de PLECS

- Après avoir enregistré le modèle, vous devez l'ajouter au chemin de recherche thermique de PLECS. Cela vous permet d'utiliser le modèle produit dans vos simulations facilement et rapidement. Cliquez sur Préférences de PLECS pour ajouter le modèle produit au chemin de recherche thermique de PLECS.
- Allez dans l'onglet Thermique, puis cliquez sur le bouton +. Après avoir cliqué sur le bouton +, PLECS ouvre la fenêtre Sélectionner un répertoire. Allez dans le dossier où vous avez enregistré le modèle et cliquez sur le bouton Sélectionner le dossier dans la fenêtre Sélectionner un répertoire. Cela ajoute le chemin du modèle produit au chemin de recherche de description thermique de PLECS.

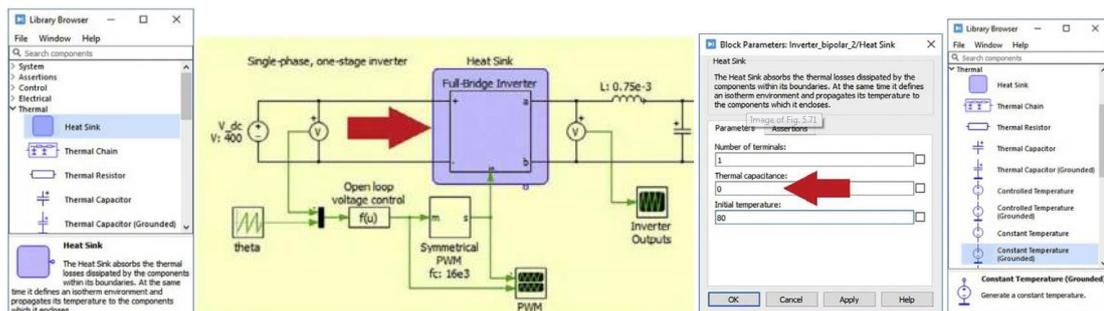


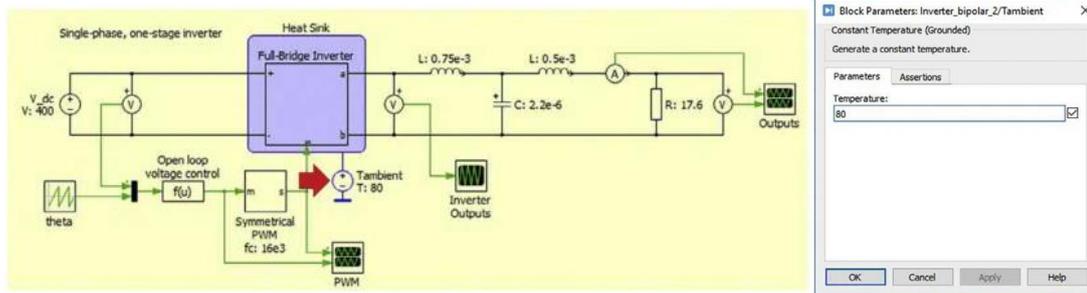
- Une fois l'emplacement du modèle ajouté au chemin de recherche de description thermique de PLECS, vous pouvez l'ajouter à vos simulations en utilisant l'option Depuis la bibliothèque. Ajoutez le modèle thermique produit à tous les IGBTs à l'intérieur du modèle du sous-système avant de continuer.



### ➤ Mesure des pertes :

Nous sommes prêts à mesurer les pertes de l'onduleur. Comme point de départ, supposez une température du dissipateur thermique de 80°C dans le pire des cas. Pour régler la température du dissipateur thermique à cette valeur, placez un composant Dissipateur thermique sur le sous-système de l'onduleur en pont complet. Réglez la capacité thermique du dissipateur à 0 J/K et utilisez un composant source thermique à température constante pour définir la température du dissipateur thermique. Réglez également les températures initiales des dispositifs à la même température que la température initiale du dissipateur (par défaut, les températures initiales sont de 0°C).





Pour plus de détails sur les modèles thermiques des diodes et les mesures thermiques, référez-vous à [180], [181].