

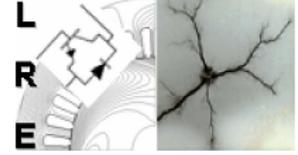
الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
Département d'Électrotechnique

Laboratoire de Recherche en Électrotechnique



Projet de Fin d'Etudes

Présenté par :
Mohamed Larbi AZZOUZE et Youcef GHERBI

En vue de l'obtention du titre de
Ingénieur d'Etat en Électrotechnique de l'ENP

Diagnostic de Défauts des Onduleurs Multiniveaux de Type Pont H en Cascade

Soutenu publiquement, le 07 Juillet 2020 devant le jury :

Président	Lazhari	NEZLI	Pr.	ENP, Alger, Algérie
Promoteurs	Tahar	ZEBBADJI	MCA.	ENP, Alger, Algérie
	Madjid	TEGUAR	Pr.	ENP, Alger, Algérie
	Omar	KHERIF	Dr.	ENP, Alger, Algérie
Examineur	Mohand Oulhadj	MAHMOUDI	Pr.	ENP, Alger, Algérie

ENP 2020

Laboratoire de Recherche en Électrotechnique (LRE) - École Nationale Polytechnique (ENP)
10, Avenue des Frères Oudek, Hassen Badi, BP. 182, 16200 El Harrach, Alger, Algérie

www.lre.enp.edu.dz

www.enp.edu.dz

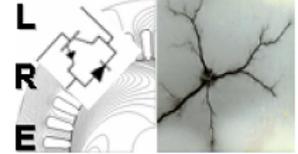
الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
Département d'Électrotechnique

Laboratoire de Recherche en Électrotechnique



Projet de Fin d'Études

Présenté par :
Mohamed Larbi AZZOUZE et Youcef GHERBI

En vue de l'obtention du titre de
Ingénieur d'Etat en Électrotechnique de l'ENP

Diagnostic de Défaits des Onduleurs Multiniveaux de Type Pont H en Cascade

Soutenu publiquement, le 07 Juillet 2020 devant le jury :

Président	Lazhari	NEZLI	Pr.	ENP, Alger, Algérie
Promoteurs	Tahar	ZEBBADJI	MCA.	ENP, Alger, Algérie
	Madjid	TEGUAR	Pr.	ENP, Alger, Algérie
	Omar	KHERIF	Dr.	ENP, Alger, Algérie
Examineur	Mohand Oulhadj	MAHMOUDI	Pr.	ENP, Alger, Algérie

ENP 2020

Laboratoire de Recherche en Électrotechnique (LRE) - École Nationale Polytechnique (ENP)
10, Avenue des Frères Oudek, Hassen Badi, BP. 182, 16200 El Harrach, Alger, Algérie

www.lre.enp.edu.dz

www.enp.edu.dz

ملخص - تتعامل هذه الدراسة مع تشخيص العاكس الكهربائي من نوع H -Bridge متعدد المستويات والمتحكم فيها بواسطة تقنية تعديل عرض النبض المتحولة في المستوى الجيبي. لهذا الغرض، يتم محاكاة تشغيل العاكس الكهربائي ذو 3 و 5 و 7 و 9 مستويات تحت بيئة $MATLAB$. في الخطوة الأولى، تتم دراسة التشغيل المنتظم، ثم يليه تحليل معلمي لتقييم تأثير عدد مستويات العاكس الكهربائي، ومؤثر التردد وتعدد التحويل على جودة التوتر. علاوة على ذلك، يتم دراسة سلوك العاكسون المذكورين في حالة عطب واحد. يتم النظر في ثلاثة أنواع من الأعطاب المتكررة والمتمثلة في الدائرة المفتوحة للقاطعة، عطب من نوع بطارية تالفة ومنفصلة. في ظل هذه الظروف، يتم عرض إشارات التوتر الكهربائي (العادي والمركب) حيث تتم مناقشة تأثير كل خطأ. من أجل الكشف عن الأنواع الثلاثة للخلل وتحديد موقعا، يتم تطبيق طريقة معالجة الإشارة على التوتر الكهربائي للعاكسات مع وجود عطب أو بدونه. النتائج، التي تم الحصول عليها من خلال طريقة التشخيص المقترحة، مقنعة بالنسبة للعاكسات الأربعة المدروسة. من الواضح أن مثل هذه النتائج تحل جزءًا كبيرًا من المشكلات المرتبطة بوجود أخطاء في العاكسات الكهربائية متعددة المستويات.

كلمات مفتاحية - العاكس متعدد المستويات، H -Bridge المتتالي، تشخيص الأخطاء، معالجة الإشارات، PWM ، اكتشاف الأخطاء، توطين الخطأ.

Abstract—This work deals with the diagnosis of cascaded H-bridge multilevel inverters controlled by the sinusoidal level shifted pulse width modulation technique. For this purpose, the operation of 3, 5, 7 and 9-level inverters is simulated under MATLAB environment. In a first step, regular operation is studied, followed by a parametric analysis to assess the effect of the number of levels of the inverter, the modulation index and the switching frequency on the signal quality. Furthermore, the behaviour of the said inverters is studied under a single fault. Three types of most recurring faults are considered, namely an open-circuit of a switch, damaged and disconnected battery. Under these conditions, the output signals (phase-to-neutral and phase-to-phase voltage) are presented where the impact of each fault is discussed. In order to detect, identify and locate the three types of fault, a signal processing method is applied to the output voltage of inverters with and without fault. The results, obtained by the proposed diagnostic method, are convincing for the four considered inverters. Such findings obviously solve a large part of the problems associated with the presence of faults in multilevel inverters.

Keywords : Multilevel inverter, cascaded H-Bridge, fault diagnosis, signal processing, PWM, fault detection, fault localisation.

Résumé—Ce travail porte sur le diagnostic des onduleurs multiniveaux de type pont H en cascade commandé par la technique de modulation à largeur d'impulsion sinusoïdale à décalage de niveau. Pour cela, le fonctionnement des onduleurs 3, 5, 7 et 9-niveau est simulé sous environnement MATLAB. Dans une première étape, le fonctionnement régulier est étudié, suivi d'une analyse paramétrique permettant d'évaluer l'effet du nombre de niveaux de l'onduleur, l'indice de modulation et la fréquence de commutation sur la qualité du signal. Deuxièmement, le comportement des onduleurs en question est étudié suite à un seul défaut. Trois types de défauts les plus récurrents sont considérés, à savoir un circuit-ouvert d'un interrupteur, batterie détériorée et déconnectée. Dans ces conditions, les signaux de sortie (tension simple et composée) sont présentés dont l'impact de chaque défaut est discuté. Afin de détecter, identifier et localiser les trois types de défauts, une méthode de traitement du signal est appliquée à la tension de sortie des onduleurs sans et avec défaut. Les résultats obtenus par la méthode de diagnostic proposée sont probants pour les quatre onduleurs considérés. Ceci résout une grande partie considérable des problèmes liés à la présence de défauts des onduleurs multiniveaux.

Mots-clés : Onduleur multiniveau, pont H, cascade, diagnostic, traitement de signal, PWM, détection de défaut, localisation de défaut.

Remerciement

Ce travail a été réalisé au Département d'Électrotechnique de l'École Nationale Polytechnique, sous la direction scientifique de Monsieur Tahar ZEBBADJI, Maître de Conférence A à l'École Nationale Polytechnique, Monsieur Madjid TEGUAR, Professeur à l'École Nationale Polytechnique, et Monsieur Omar KHERIF, Docteur de l'École Nationale Polytechnique. Qu'ils trouvent ici l'expression de nos très sincère reconnaissance pour leurs précieuses directives, leur très grande disponibilité, leurs fructueux conseils, leur suivi constant, leur courtoisie si raffinée et leurs qualités humaines.

Que Monsieur Lazhari NEZLI, Professeur à l'École Nationale Polytechnique, trouve ici le témoignage de nos sincère gratitude pour l'honneur qu'il nous a fait en acceptant la présidence du Jury.

Nous adressons nos chaleureux remerciements à Monsieur Mohand Oulhadj MAHMOUDI, Professeur à l'École Nationale Polytechnique, qui a bien voulu juger notre travail et nous honorer de sa participation dans le Jury.

Nos vifs remerciements vont également à tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Nous tenons à remercier nos parents car ce travail représente un petit fruit de leur souffrance et qui sans eux nous ne pouvions traverser ces longues années d'études et de travail.

Nous exprimons notre gratitude à tous les enseignants de l'École Nationale Polytechnique, et en particulier, ceux du Département d'Electrotechnique pour les connaissances qu'ils nous ont transmis, leur disponibilité et leurs efforts.

Nous terminons enfin par remercier tous nos collègues et amis pour la bonne ambiance qu'ils ont su créer et les idées fructueuses que nous avons échangées durant tous nos études.

Dédicace

À MES CHERS PARENTS

Aucune dédicace ne saurait exprimer mon respect, mon amour éternel et ma considération pour les sacrifices que vous avez consenti pour mon instruction et mon bien être.

Je vous remercie pour tout le soutien et l'amour que vous me portez depuis mon enfance et j'espère que votre bénédiction m'accompagne toujours.

Que ce modeste travail soit l'exaucement de vos vœux tant formulés, le fruit de vos innombrables sacrifices, bien que je ne vous en acquitterai jamais assez.

A ma chère tante Latifa RAHMANI,

J'ai l'honneur de vous avoir ma chère tante, je vous remercie pour chaque effort vous faite pour moi et je vous souhaite la bonne santé.

A mon cher tuteur Omar KHERIF,

Je vous remercie pour tous le temps que nous avons passé ensemble, pour tout effort employé de votre part pour m'instruire et me guider dans mon parcours, pour tous les conseils onéreux que vous m'avez donnés qui m'ont aidé à forger une vision profonde.

A mon cher cousin Nassim RAHMANI,

Je vous adresse ma sincère gratitude pour votre aide précieuse, pour vos conseils perspicaces et pour la motivation que vous m'assurez à chaque moment où j'en aurais le plus besoin.

A ma chère W N,

Je vous adresse mon immense respect, et mon ample gratitude pour vous avoir dans ma vie.

A ma chère Souad Kari,

Aucun mot ne peut décrire ce que vous avez fait pour moi, je vous adresse mes sincère et chaleureux remerciements pour votre accompagnement et aide précieuses depuis le premier jour où je vous ai connue.

A ma chère Rania MOKHTARI,

J'ai l'honneur de vous considérer ma petite soeur, je vous remercie pour votre accompagnement et je vous souhaite la bonne réussite.

A mes chers amis Mustapha BENLAHRECH, Abdesselam DERDOUR, Awris CHIHANI, Abdelfattah BENSMINA, Saleh HACHANI, Amir ALOUI, Zineddine MRABET, Ahmed TAIBI, Oussama BENMERABET,

Je vous adresse ma fierté de vous avoir dans ma vie, en chérissant chaque moment que j'ai vécu avec chaqu'un d'entre vous.

A ma chère famille The Vision & Innovation Club (VIC),

Je vous remercie pour tout bon moment que nous avons passé ensemble en groupe, pour chaque travail nous avons collaboré dedans et pour chaque expérience nous avons vécu ensemble.

Mohamed Larbi AZZOUZE

Je dédie ce modeste travail :

A MES CHERS PARENTS,

Aucun hommage ne pourrait être à la hauteur de l'amour dont ils ne cessent de me combler. Que dieu leur procure bonne santé et longue vie.

A ma soeur KATIBA et mes trois frères HAMZA, MOHAMED et ISHAK, J'ai l'honneur d'être votre frère, je vous remercie pour l'encouragement et soutien que vous m'avez fournie le long de mon parcours et je vous souhaite la bonne santé.

A CHAIMA, SAFA et AYMEN,

Dears nieces and nephew I wish that you grow to be successful, wonderful persons, and live a happy long life.

A mon chère ami et encadreur Omar KHERIF,

Je vous adresse mon immense respect, je vous remercie pour votre aide précieuse et pour votre excellente tutorat pendant toute la période de mon projet de fin d'études.

Mes Chers Amis d'enfance, Omar, Rafik, Lotfi, Mohamed et Abdennour, Je vous adresse ma fierté de vous avoir dans ma vie, en chérissant chaque moment que j'ai vécu avec chacun d'entre vous.

Je tiens à remercier mes amis et camarades de classe pour les bons souvenirs que nous avons ensemble.

Je remercie en aussi mes chères amis du Club d'Activités Polyvalentes CAP. Vous étiez vraiment une deuxième famille pour moi, et sur tout à l'équipe SMS5 et l'équipe de WSA6. En particulier j'adresse ma dédicace au département RH du CAP.

Youcef GHERBI

Table des Matières

Résumé

Remerciement

Dédicace

Liste des Tableaux

Liste des Figures

Liste des Abréviations

Introduction Générale	15
Chapitre 1: Généralités sur les Convertisseurs Statiques Multiniveaux	19
1.1 Introduction	19
1.2 Convertisseurs Statiques	19
1.2.1 Interrupteurs de Puissance	20
1.2.2 Onduleur de Tension	21
1.3 Structures de Base des Onduleurs Multiniveaux	24
1.3.1 Onduleur multiniveau à structure pont H en Cascade	24
1.3.2 Onduleur Multiniveau à Structure NPC	26
1.3.3 Onduleur Multiniveau à Structure Multicellulaire FC	28
1.3.4 Comparaison des Topologies de Base Multiniveaux	30
1.4 Applications Dans le Domaine Industriel	31
1.4.1 Application dans le Domaine des Réseaux Électriques	32
1.4.2 Application dans le Domaine de la Traction Électrique	32
1.4.3 Application dans la Production de l'Énergie Électrique	34
1.4.3.1 Production par les Éoliennes	34
1.4.3.2 Photovoltaïque	35
1.5 Conclusion	36
Chapitre 2: Commande des Onduleurs Multiniveaux	38

2.1	Introduction	38
2.2	Techniques de Modulation	39
2.2.1	Modulation en Largeur d'impulsion (SPWM)	39
2.2.2	Modulation (SPWM) pour un Onduleur Multiniveau.	41
2.2.2.1	Modulation à Largeur d'Impulsion à Phase Décalé	41
2.2.2.2	Modulation à Largeur d'Impulsion à Niveau Décalé	44
2.2.3	Modulation à élimination sélective des harmoniques (SHE PWM)	47
2.2.4	Modulation à Largeur d'Impulsion par Vecteur Spatial (SVPWM)	49
2.2.4.1	Concept de vecteur spatial	50
2.2.4.2	SVPWM pour l'onduleur à deux niveaux	52
2.2.4.3	Caractéristiques de la SVPWM	56
2.3	Conclusion	56
Chapitre 3: Fonctionnement des Onduleurs Multiniveaux à Structure en Cascade		58
3.1	Introduction	58
3.2	Topologies et Commande	58
3.2.1	Topologies des Onduleurs	58
3.2.2	Signaux de Commande	59
3.3	Tensions de Sorties des Onduleurs Multiniveaux	62
3.3.1	États de Commutation	62
3.3.2	Tensions de Sortie des Onduleurs	64
3.4	Analyse Paramétrique et Qualité du Signal	66
3.4.1	Effet du Nombre de Niveaux	67
3.4.2	Effet de la Fréquence de Commutation	69
3.4.3	Effet de l'Indice de Modulation	71
3.5	Conclusion	73
Chapitre 4: Comportement d'Onduleurs Multiniveaux Suite à un Défaut		75
4.1	Introduction	75
4.2	Défaillance des Onduleurs Multiniveaux	75
4.3	Simulation du défaut Circuit-Ouvert (Défaut de type I)	77
4.3.1	Cas d'un Onduleur 3-niveau	77
4.3.2	Cas d'un Onduleur 5-niveau	78
4.3.3	Cas d'un Onduleur 7-niveau	81
4.3.4	Cas d'un Onduleur 9-niveau	82
4.4	Simulation du Défaut de Batterie	84
4.4.1	Cas d'une Batterie Défectueuse (Défaut de Type II)	85
4.4.2	Cas d'une Batterie Déconnectée (Défaut de Type III)	86
4.5	Conclusion	88
Chapitre 5: Détection et Localisation des Défauts		90
5.1	Introduction	90
5.2	Utilité de la Détection et de Localisation des Défauts	90
5.3	Méthodologie de Diagnostic	91
5.3.1	Sélection de la Méthode de Diagnostic	92

5.3.2	Méthodes de Traitement de Signal Appliquées	92
5.4	Extraction des Caractéristiques par FFT	94
5.4.1	Cas d'un Défaut de Type I	94
5.4.1.1	Onduleur 3-niveau	94
5.4.1.2	Onduleur 5-niveau	95
5.4.1.3	Cas d'un Onduleur 7-niveau	97
5.4.1.4	Cas d'un Onduleur 9-niveau	99
5.4.2	Cas d'un Défaut de Type II	101
5.4.3	Cas d'un Défaut de Type III	102
5.5	Comparaison entre les Types de Défauts	102
5.6	Conclusion	103
Conclusion Générale		105
Bibliographie		107
Annexe		112

Liste des Tableaux

1.1	Nombre des composants nécessaires pour chaque topologie	31
2.1	Séquences de commutations pour l'onduleur à 2-niveau [24]	55
2.2	Temps de commutations pour l'onduleur à 2-niveau [24]	56
3.1	Tableau des états de commutations d'un onduleur 3-niveau	63
3.2	Tableau des états des ponts H_1 et H_2 d'un onduleur 5-niveau	63
3.3	Tableau des états de commutations d'un onduleur 5-niveau	64
3.4	Valeurs du THD pour les différents niveaux de l'onduleur	70
5.1	Valeurs des paramètres pour l'onduleur 3-niveau dans le cas du défaut de type I	95
5.2	Valeurs des paramètres pour l'onduleur 5-niveau dans le cas du défaut type I	96
5.3	Paramètres choisis pour l'onduleur 7-niveau avec et sans défaut de type I	98
5.4	Valeurs des paramètres utilisés pour l'onduleur 9-niveau dans le cas de défaut type I	101
5.5	Valeurs des paramètres utilisés pour l'onduleur 9-niveau pour le défaut de type II	101
5.6	Valeurs des paramètres utilisés pour l'onduleur 9-niveau pour le défaut de type III	102

*

Liste des Figures

1.1	Différents types de conversion d'énergie	20
1.2	Différentes types d'interrupteurs[15]	21
1.3	Onduleur de tension monophasé de type pont en H complet[18]	22
1.4	Schéma de principe d'un convertisseur avec (a). 2 niveaux, (b). 3 niveaux, (c). Multiniveaux [22]	24
1.5	Structure et forme d'onde d'un onduleur multiniveau pont H en cascade .	25
1.6	Bras d'un onduleur NPC à N-niveaux [18]	26
1.7	Topologie NPC à 3 niveaux [27]	27
1.8	Principe de la Topologie NPC [18]	28
1.9	Bras d'un onduleur FC à N-niveaux [18]	29
1.10	Exemples d'application du CHB dans les réseaux électriques [20]	33
1.11	Exemple d'application en énergie électrique [20]	34
2.1	Principaux stratégies de commande des onduleurs multiniveaux	38
2.2	Onduleur à une source de tension simple [44]	39
2.3	Principe de la SPWM [44]	40
2.4	Sur-modulation : $m = 1.3$ [44]	40
2.5	SPWM décalée	41
2.6	PS-PWM pour un onduleur CHB à 7-niveaux $m_f = 3, m_a = 0.8, f_m = 60\text{Hz}, f_{cr} = 180\text{Hz}$ [11]	42
2.7	forme d'onde des tensions et les spectres d'harmoniques pour un onduleur CHB 7-niveaux commandé par PS-PWM ($f_m = 60\text{Hz}, m_f = 10$ et $m_a = 1, f_{cr} = 600\text{Hz}$) [11]	43
2.8	Les trois types de la technique LS-PWM [11]	44
2.9	PWM à niveau décalé pour un onduleur CHB à 7-niveau [11]	45
2.10	Forme d'onde de la tension de sortie et le spectre harmonique pour un onduleur CHB à 7-niveaux utilisant la commande PWM à niveau décalé de type IPD [11]	46
2.11	Forme d'onde escalier généralisé [2]	47
2.12	PWM à élimination sélective des harmoniques 5 et 7 [11]	48
2.13	Spectre harmonique des forme d'onde des tensions V_{AN} et V_{AB} de la figure 2.12 [11]	49
2.14	Représentation du vecteur tournant dans le plan complexe de la quantité triphasé de la SVPWM [24]	50
2.15	Onduleur triphasé à deux niveaux [24]	52
2.16	Etats de commutations possibles pour l'onduleur à deux niveaux	53
2.17	Transformation du repère triphasé (a,b,c) vers le repère biphasé (d,q) [24] .	53

2.18	Diagramme de la SVPWM pour l'onduleur à deux niveaux [24]	54
2.19	Représentation du vecteur référence dans le repère (d-q) [24]	54
3.1	Topologies des onduleurs multiniveaux à structure en cascade [11]	59
3.2	Signaux de commande LS-PWM pour différents niveaux	60
3.3	Signaux de commande des interrupteurs (S_{1i} et S_{3i}) des cellules de la phase A	61
3.4	Différentes polarités de la tension de sortie d'un pont H d'ordre ' i ' [4] . .	62
3.5	Tensions simples de la sortie des onduleurs multiniveaux ($F_c = 2kHz, M_i = 1$)	65
3.6	Tensions entre phases pour des onduleurs multiniveaux ($F_c = 2 kHz, M_i = 1$)	66
3.7	Tensions simples des onduleurs de niveau 3, 5, 7 et 9 ($F_c = 2kHz, M_i = 1$)	67
3.8	Spectre de la tension simple des onduleurs en cascade ($F_c = 2 kHz, M_i = 1$)	68
3.9	Diagramme du THD des tensions pour différents niveaux	69
3.10	Tension simple de l'onduleur 7-niveau pour différentes fréquences de commutation et $M_i = 1$	70
3.11	Tensions de sortie V_{AN} de l'onduleur multiniveaux pour différents indices de modulation avec $F_c = 2 kHz$	71
3.12	Variation du THD en fonction de l'indice de modulation pour différents onduleurs multiniveaux ($F_c = 2 kHz$)	72
3.13	Variation de l'amplitude du fondamentale en fonction de l'indice de modu- lation pour différents onduleurs multiniveaux ($F_c = 2 kHz$	73
4.1	Distributions de défauts et des facteurs de perturbation [59]	76
4.2	Aperçu des défaillances catastrophiques des semi-conducteurs [60]	76
4.3	Tension simple V_{AN} lors d'un défaut de circuit-ouvert (type I)	77
4.4	Tension composée V_{AB} lors d'un défaut de circuit-ouvert (type I)	78
4.5	Tension de sortie V_{AN} de l'onduleur 5-niveau lors d'un défaut de type I. .	79
4.6	Tension composée V_{AB} d'un onduleur 5-niveau lors d'un défaut de type I .	80
4.7	Tension de sortie V_{AN} de l'onduleur 7-niveau lors d'un défaut de type I. . .	81
4.8	Tensions composées V_{AB} d'un onduleur 7-niveau lors d'un défaut de type I.	82
4.9	Tension de sortie V_{AN} de l'onduleur 9-niveau suite à d'un défaut de type I	83
4.10	Tension composée V_{AB} de l'onduleur 9-niveau suite à d'un défaut de type I	84
4.11	Tensions simples de l'onduleur 9-niveau lors d'un défaut de type II dans la phase A	85
4.12	Tensions composées de l'onduleur 9-niveau suite à un défaut de type II dans la phase A	86
4.13	Tension de sortie V_{AN} de l'onduleur 9-niveau lors d'un défaut de type III .	87
4.14	Tension complexe V_{AB} de l'onduleur 9-niveau lors d'un défaut de type III	88
5.1	Différentes familles de méthodes de diagnostic	91
5.2	Algorithme pour la sélection de la méthode de diagnostic [64]	92
5.3	Spectre de la tension V_{AN} de l'onduleur 3-niveau sans et avec défaut de type I	94
5.4	Spectre de la tension V_{AN} de l'onduleur 5-niveau sans et avec défaut de type I	96
5.5	Spectre de la tension V_{AN} de l'onduleur 7-niveau avec et sans défaut de type I	98

5.6	Spectre de la tension de sortie V_{AN} de l'onduleur 9-niveau avec et sans défaut de type I	100
5.7	Paramètres des signaux avec et sans défaut pour un onduleur 9-niveau . .	103

Liste des Abréviations

AF	Active Filter
APOD	Alternative Phase Opposite Disposition
CHB	Cascade H Bridge
DSP	Digital Signal Processing
DVR	Dynamic Voltage Restorers
FACTS	Flexible A C Transmission Systems
FC	Flying Capacitor
FFT	Fast Fourier Transform
GTO	Gate Turn Off Thyristor
HVDC	High Voltage Direct Current
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IGCT	Integrated Gate-Commutated Thyristor
IPD	In Phase Disposition
LS-PWM	Level Shifted Pulse Width Modulation
MATLAB	MATrix LABoratory
MPPT	Maximum Power Point Tracking
NPC	Neutral Point Clamped
PCC	Point Common Coupling
POD	Phase Opposition Disposition
PWM	Pulse Width Modulation
SHE	Selective Harmonics Elimination
SPWM	Sine Pulse Width Modulation
STATCOM	Static Compensators
SVPWM	Space Vector Pulse Width Modulation
THD	Total Harmonic Distortion
UPFC	Unified Power Flow Controllers
STD	Standard Deviation
RMSE	Root Mean Square Error

Introduction Générale

Introduction Générale

LA production et le développement de l'énergie électrique ont radicalement changé le quotidien de l'humanité de l'usage domestique aux activités industrielles. La dépendance de cette forme d'énergie requiert, par le biais de convertisseurs, la mise à la disposition des consommateurs d'un certain niveau et type de tension. Les convertisseurs d'électroniques de puissance transforment l'énergie électrique d'un niveau de tension/courant/fréquence à un autre en utilisant des interrupteurs électroniques à base de semi-conducteurs. Les convertisseurs sont utilisés dans plusieurs applications industrielles telles que la traction ferroviaire, véhicules électriques, et la conversion des énergies renouvelables, ... etc. [1].

La conversion de la puissance produite à partir de sources d'énergie renouvelables nécessite l'emploi de convertisseurs disposants de commutateurs capable de conduire de forts courants ou de bloquer des niveaux de tensions élevées. Cependant, en raison de la tension nominale admissible des dispositifs à semi-conducteurs disponibles sur le marché, une limitation en puissance est observée. Cette conversion d'énergie se fait soit par le biais de redresseurs ou d'onduleurs. Pour ce qui est de la configuration d'onduleur, chacun des composants semi-conducteurs doit soutenir une valeur qui est fonction de la tension d'alimentation. La limite de la tension admissible des interrupteurs impose une architecture assez particulière pour que la structure arrive à contourner cette difficulté. La solution à cette limite en tension, consiste en la mise en série d'interrupteurs standards et matures afin de supporter une tension continue élevée [1]. Par conséquent, la fiabilité de l'onduleur sera fortement affectée par l'augmentation du nombre des interrupteurs utilisés dans le circuit. De plus, la synchronisation de l'ouverture et la fermeture instantanée de la mise en série d'interrupteurs pose un réel défi pour le partage de la tension d'entrée. Cette situation peut provoquer un déséquilibre dans la distribution de la tension d'entrée et par suite une plus grande fraction de celle-ci peut endommager l'interrupteur en question. Une des solutions possibles, est l'introduction d'une nouvelle structure dite multiniveau [2].

Les onduleurs multiniveaux sont constitués d'un ensemble de semi-conducteurs et de sources de tension continue, généralement des batteries, dont la sortie génère des tensions avec des formes d'onde en escalier. La commutation des interrupteurs permet de cumuler les tensions d'entrée, atteignant une tension de sortie élevée, alors que les semi-conducteurs de puissance ne sont soumis qu'à des niveaux de tensions réduites.

Le terme -multiniveau- est basé sur l'introduction de l'onduleur trois niveaux[2]. En augmentant le nombre de niveaux de l'onduleur, les tensions de sortie génèrent une forme d'onde en escalier qui s'approche de plus en plus d'une sinusoïde avec une distorsion

harmonique réduite. Trois différentes topologies de base ont été proposées pour les onduleurs multiniveaux : la structure pont H en cascade (CHB), la structure à diode clampé par le neutre (NPC) et la structure multicellulaire à condensateur flottant (FC). En outre, plusieurs stratégies de modulation et de contrôle ont été développées ou adaptées pour les onduleurs multiniveaux, nous citons notamment : la modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (PWM), l'élimination sélective des harmoniques, la modulation vectorielle (SVM) [2, 3].

Ces onduleurs multiniveaux possèdent un nombre élevé de semi-conducteurs de puissance. La possibilité d'une défaillance est donc beaucoup plus élevée. Par conséquent, un système de diagnostic qui permet l'identification et la détection d'éventuels défauts est d'une importance capitale [4]. En raison du nombre élevé de composants, la détection d'un défaut peut être compliquée. Cependant, la disponibilité de puissants microprocesseurs a permis de développer des méthodes intelligentes pour la détection des défauts. Quelques exemples de ces méthodes sont des techniques basées sur l'analyse de fréquence [5, 6], l'utilisation de réseaux de neurones pour la recherche de certains modèles spécifiques [7] et l'étude du comportement temporel des tensions et courants de la charge [4, 8, 9].

Notre travail porte sur l'utilisation des signaux des tensions de sorties et l'extraction de plusieurs propriétés par traitement de signal et calcul des paramètres spécifiques à chaque mode de fonctionnement sans et avec défaut pour un onduleur à structure pont H en cascade. Celui-ci est commandé par la technique de modulation en largeur d'impulsion sinusoïdale à décalage de niveau. Trois types de défauts de la structure pont H en cascade sont considérés : circuit-ouvert d'un interrupteur (Type I), détérioration d'une batterie de la source continu (Type II) et la déconnexion d'une batterie (Type III). Concernant l'identification, la détection et la localisation du défaut, la méthode de diagnostic choisie donne des résultats probants pour les cinq onduleurs considérés (3, 5, 7 et 9-niveau). Ceci résout une partie considérable des problèmes liés à la présence de défauts des onduleurs multiniveaux.

Outre de l'introduction générale, le présent manuscrit comprend cinq chapitres distincts et une conclusion générale. Dans le premier chapitre, nous présentons les généralités sur les convertisseurs statiques multiniveaux. Les différents types de conversion d'énergie sont revus. Le passage des onduleurs classiques vers les structures de conversion multiniveaux est présenté par un historique. Nous évoquons à la fin, les topologies de base de ces convertisseurs : l'onduleur en pont H en cascade (CHB), clampé par le neutre (NPC) et à capacité flottante (FC).

Dans le deuxième chapitre, plusieurs techniques de commande sont passées en revue pour les onduleurs multiniveaux. La modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (SPWM à phase décalée (PS-PWM), SPWM à niveau décalé (LS-PWM) avec trois types de disposition [10], la modulation vectorielle (SVPWM) et celle à élimination sélective des harmoniques (SHE) sont considérées comme les trois principales commandes pour les onduleurs multiniveaux [2, 11].

Dans le troisième chapitre, l'étude détaillée du fonctionnement de l'onduleur multiniveaux à structure en cascade est abordée. Plusieurs configurations d'onduleurs multiniveaux sont étudiées à savoir trois, cinq, sept et neuf-niveau. D'abord, les topologies avec leurs états de commutations de chaque onduleur sont données. Ensuite, les résultats de simulations du fonctionnement de chaque onduleur sont présentés, puis une analyse paramétrique sur la qualité du signal de la tension d'entrée est développée.

Le quatrième chapitre porte sur l'analyse du comportement des onduleurs multiniveaux à structure en cascade soumis à un défaut. En premier lieu, les défauts les plus récurrents

sont discutés. Il s'agit des défauts liés à un circuit-ouvert et ceux associés aux défaillances des batteries d'onduleur. Ensuite, nous effectuons des simulations de ces principaux types de défauts sur des onduleurs de différents niveaux, à savoir 3, 5, 7 et 9-niveau. Dans chaque simulation, nous nous limitons à un seul défaut et son effet direct sur la tension de sortie.

Dans le dernier chapitre, un diagnostic avec une localisation des défauts s'avère nécessaire pour un bon fonctionnement sans discontinuité de service pour la structure complète est développé. Pour ce faire, une méthode basée sur l'analyse des paramètres du signal de sortie est présentée. L'étude porte sur les onduleurs multiniveaux (3, 5, 7 et 9-niveau) pour le défaut de circuit ouvert (Type I), et l'onduleur 9-niveau pour le défaut du bus continu (Type I et II). Finalement une comparaison entre ces trois types de défauts est faite pour une identification et une localisation précises.

Enfin le manuscrit est terminé par une conclusion générale dans laquelle sont présentés les principaux résultats obtenus.

Chapitre 1 : **Généralités sur les Convertisseurs** **Statiques Multiniveaux**

Chapitre 1

Généralités sur les Convertisseurs Statiques Multiniveaux

1.1 Introduction

DANS ce premier chapitre on présente les généralités sur les convertisseurs statiques multiniveaux. Les différents types de conversion d'énergie sont revus ainsi que les convertisseurs et les interrupteurs utilisés. On introduit l'utilisation d'onduleurs classiques (à 3-niveau) et on aborde les limitations liées à l'utilisation de cette structure. Le passage vers les structures de conversion multiniveaux est présenté par un historique et on citera quelques avantages ainsi que les plus importantes topologies de base de ces convertisseurs : l'onduleur en pont H mis en cascade, clampé par le neutre (NPC) et à capacité flottante (flying capacitor) avec des sources de tension continue séparé. On termine le chapitre par quelques applications industriels des convertisseurs multiniveaux.

1.2 Convertisseurs Statiques

L'énergie électrique est disponible soit sous forme alternative (réseau de distribution électrique, alternateur...) soit sous forme continue (batterie d'accumulateurs, génératrice à courant continu, Panneaux solaires, ...). La charge peut nécessiter une alimentation en alternatif ou en continu. On définit donc quatre classes de convertisseurs qui transforment l'énergie électrique d'une forme à une autre [12].

La figure 1.1 présente ces différents types de conversion d'énergie.

Ce sont les fonctions de base des convertisseurs statiques : la conversion alternatif-continu est assurée par le redresseur (Rectifier), celle du continu-alternatif par l'Onduleur (inverter) , celle du continu-continu par les hacheurs et la conversion alternatif-alternatif soit par les gradateurs ou bien les cyclo-convertisseurs. Ces convertisseurs statiques sont conçus et utilisés pour convertir l'énergie électrique d'un niveau de tension, de courant et/ou de fréquence à un autre. Ils sont composés de groupes de composants de commutation à semi-conducteurs qui sont commandés d'une manière séquentielle et périodique pour répondre à des conditions prédéfinies sur la sortie [12]. Ces composants autrement dit interrupteurs seront présentés dans la partie suivante.

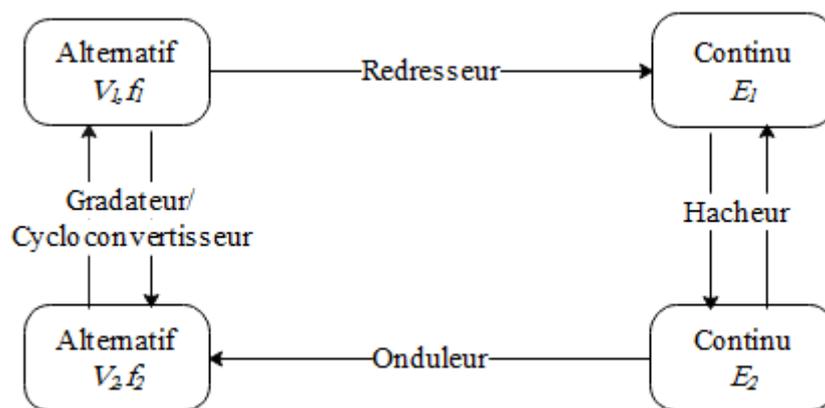


Figure 1.1 – Différents types de conversion d'énergie

1.2.1 Interrupteurs de Puissance

Un interrupteur peut être formé par un seul semi-conducteur ou par un groupement (en série ou en parallèle) de plusieurs semi-conducteurs. Avant d'aborder l'étude des onduleurs et leurs défauts, il est nécessaire de rappeler les caractéristiques des semi-conducteurs de puissance et d'indiquer comment on peut les associer pour obtenir des interrupteurs ayant des caractéristiques données [13].

La base des composants à semi-conducteur est la jonction PN, unidirectionnelle en tension et en courant. L'association de plusieurs jonctions permet d'avoir d'autres possibilités de réversibilité. Dans tous les cas, un interrupteur semi-conducteur est susceptible de présenter deux états stables en régime statique : état passant ou bloqué où l'interrupteur est dit respectivement fermé ou ouvert. Ainsi, le passage d'un état à l'autre, implique un fonctionnement transitoire en régime dynamique, appelé commutation [14].

En régime statique, l'interrupteur se comporte comme une résistance non linéaire, très faible à l'état passant, très élevée à l'état bloqué [15]. Pour l'interrupteur parfait, la caractéristique statique sur le plan I_k-V_k présente quatre segments (réversibilité de l'interrupteur en courant et en tension).

Interrupteurs à deux segments

L'interrupteur à deux segments est unidirectionnel en tension et en courant. On distingue deux types d'interrupteurs à deux segments comme le montre la figure 1.2(a).

Si V_k et I_k ont le même signe, alors il s'agit de la caractéristique d'un transistor bipolaire, d'un Mosfet ou d'un IGBT. Si V_k et I_k sont de signe contraire c'est la caractéristique d'une diode.

Interrupteurs à trois segments

L'interrupteur est bidirectionnel en courant ou en tension. Il existe trois types d'interrupteurs à trois segments comme le montre la figure 1.2(b). Le thyristor et le transistor avec diode en antiparallèle (réversibilité en courant) est la disposition duale du transistor en série avec une diode (réversibilité en tension).

Interrupteurs à quatre segments

Cet interrupteur est réversible en tension et en courant. La caractéristique est obtenue par association de deux interrupteurs à trois segments (thyristor ou transistor en série avec une diode) comme le montre la figure 1.2(b) .

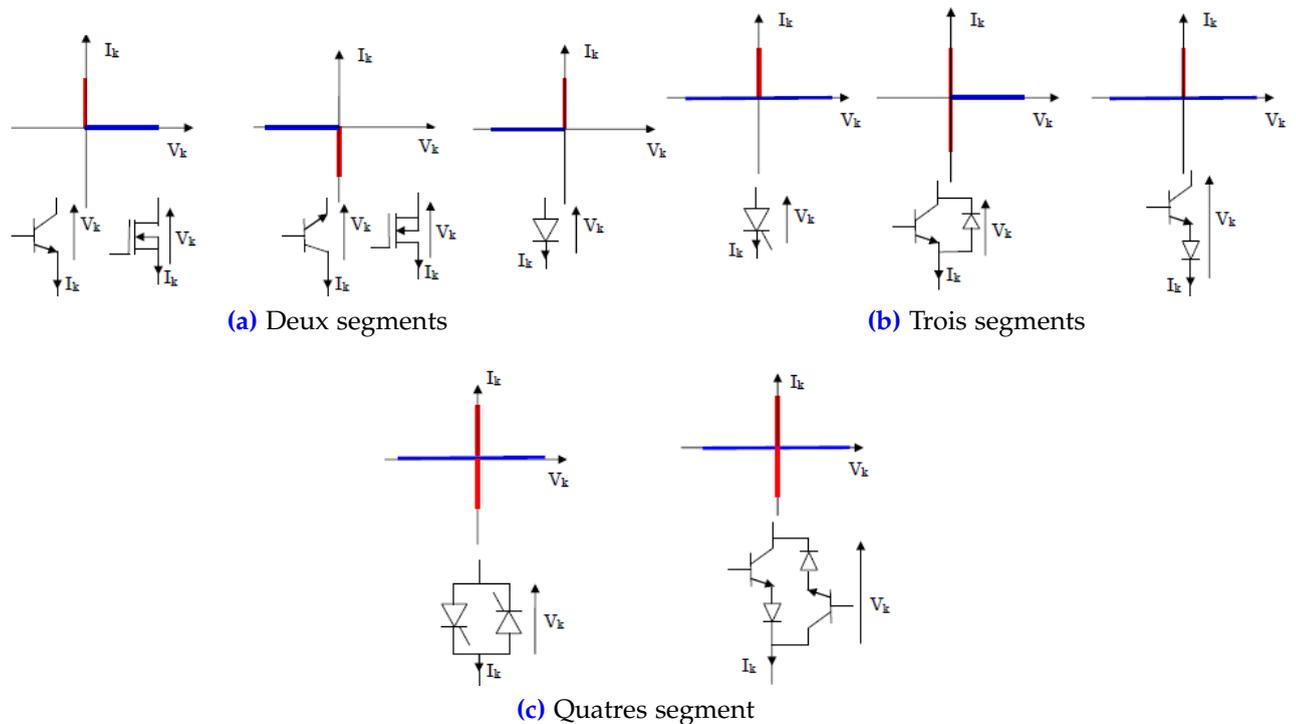


Figure 1.2 – Différentes types d'interrupteurs[15]

1.2.2 Onduleur de Tension

Alimenté par une source continue, il assure la conversion continu-alternatif, en modifiant de façon périodique la connexion entre l'entrée et la sortie (commande) pour obtenir à la sortie une tension et un courant qui s'approche le plus possible à un signal alternatif de valeur moyenne nulle, ou un système polyphasé de telles grandeurs [13].

La structure d'un onduleur dépend essentiellement de la nature des sources entre lesquelles il est monté. Comme il faut respecter l'alternance des sources à ses accès, on distingue donc, les onduleurs de tension reliant une source de tension continue à une source de courant alternatif, et les onduleurs de courant placés entre une source de courant continu et une source de tension alternative.

La fréquence des grandeurs de sortie d'un onduleur peut, suivant l'application, être fixe ou variable. Les onduleurs de tension à fréquence fixe sont principalement utilisés pour réaliser des alimentations de sécurité délivrant une tension sinusoïdale de fréquence constante, ou pour relier au réseau industriel des générateurs à courant continu (panneaux photovoltaïques par exemple). Ils peuvent aussi assurer une conversion alternatif-continu à partir du réseau (fonctionnement de l'onduleur en inverse). Les onduleurs de tension à fréquence variable servent à réaliser des entraînements à vitesse variable avec moteurs à courant alternatif. Cependant Les onduleurs de courant sont les plus utilisés pour cette fonction.

Au début des années 1980, les onduleurs étaient devenus populaires lorsque les semi-conducteurs à base de thyristors, principalement le thyristor à extinction par la gâchette (GTO) ou le thyristor intégré à commutation par la gâchette (IGCT), ont été développés [16].

En 1964, Morgan [16] a montré que les performances d'un onduleur seront plus efficaces pour une commutation rapide où les pertes de commutation sont fortement réduites. Bien que l'IGCT permette une fréquence de commutation plus élevée (jusqu'à quelques kilohertz) que celle du GTO, les pertes de commutation sont considérablement élevées. Par conséquent, la fréquence de commutation pour l'IGCT est généralement limitée à quelques centaines de hertz (environ 500 Hz).

Au milieu des années 1990, des transistors bipolaires à gâchette isolée (IGBT) conçus comme des dispositifs à semi-conducteurs pour des commutations rapides sont apparus sur le marché. En conséquence, les IGBT auraient été plus favorables dans la constitution des interrupteurs de l'onduleur de tension où des pertes de commutation plus faible, un rendement plus élevé et une plus grande fiabilité sont atteints. En outre, l'onduleur de tension présente une faible distorsion harmonique de courant en raison de la fréquence de commutation élevée[17].

L'onduleur de tension monophasé le plus utilisé, car n'incluant pas dans sa topologie de transformateur ou de diviseur capacitif, est l'onduleur en pont H complet figure 1.3 .

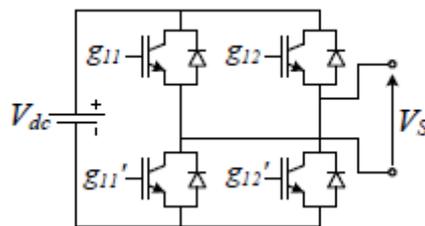


Figure 1.3 – Onduleur de tension monophasé de type pont en H complet[18]

Il est composé de quatre « interrupteurs » réversibles en courant, commandables à la fermeture et à l'ouverture. Les interrupteurs à thyristors ont été utilisés jusqu'aux années 1990, pour être remplacés par les IGBT afin d'utiliser une fréquence de commutation plus élevée pouvant atteindre les 20kHz[1].

Cependant, les perturbations électromagnétiques deviennent un problème majeur lorsque les appareils électroniques de puissance fonctionnent dans une gamme de fréquences de commutation comprise entre 10 kHz et 30 MHz. Comme les convertisseurs de puissance fonctionnent généralement en dessous de la fréquence de 10 MHz (généralement entre 10 kHz et 150 kHz), les perturbations électromagnétiques sont propagées par conduction. C'est pourquoi ces derniers sont la principale préoccupation lors de la conception des convertisseurs de puissance plutôt que les perturbations rayonnées. Ainsi, un filtre est nécessaire pour supprimer les perturbations conduites pour les onduleurs avec une fréquence de commutation de 20 kHz de sorte que la taille du filtre peut également être minimisée[17].

De plus, il y a une limitation pour l'onduleur de tension classique à assurer une puissance élevée ($\geq 100MW$) en raison de la tension nominale admissible des dispositifs à semi-conducteurs disponibles sur le marché. En fonction de la configuration de l'onduleur, chacun des composants semi-conducteurs doit soutenir la valeur totale de la tension d'alimentation continue. De ce fait, la conception de l'onduleur devient complexe lorsqu'un

certain nombre de composants semi-conducteurs sont connectés en série afin de supporter une tension continue élevée [1, 13]. Par conséquent, la fiabilité de l'onduleur sera fortement affecté par l'augmentation du nombre des interrupteurs utilisés dans le circuit[1] .

Ces limitations rencontrées dans les onduleurs conventionnels (3-niveau) ont introduit le besoin d'une nouvelle structure dite (multiniveau) qui est l'objet de recherche et sera examiné plus en détail dans ce chapitre.

Un convertisseur statique est dit 'multiniveau' lorsqu'il génère une tension de sortie découpée composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D'une part, les structures multiniveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction de la tension de bus continu d'autant plus faible que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multiniveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. L'amplitude des raies harmoniques est par conséquent d'autant moins élevée. Dans le cas plus précis d'un fonctionnement en modulation de largeur d'impulsion, le recours à un convertisseur multiniveaux associé à une commande judicieuse des composants de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies d'harmoniques [13].

En électronique de puissance, la technique de conversion d'énergie multiniveaux représente un domaine de recherche intéressant, lié à une demande d'applications toujours plus performantes et plus puissantes. Si, depuis plus de cinq décennies les convertisseurs dits «à trois niveaux» étaient devenus des produits classiques, d'autres topologies plus complexes sont apparues au cours des vingt dernières années, aussi bien au niveau académique qu'au niveau industriel.

La première structure décrite au début des années 70 est une mise en série de pont en H (Cascaded H-Bridges)[19]. Puis le convertisseur clampé par le neutre (NPC) est apparu [20]. Cette structure est considérée comme le premier convertisseur multiniveaux pour des applications de moyennes puissances. Depuis, de nombreuses études ont été proposées pour étudier ses propriétés et les évolutions possibles de cette structure.

Dans les années 90, les recherches vers de nouvelles structures se sont portées vers les convertisseurs multicellulaires série, aussi connu sous le nom de Flying Capacitor (FC). Et c'est à la fin des années 90 qu'est né le convertisseur multicellulaire superposé. Cette structure est une suite de la réflexion sur les convertisseurs multicellulaires série [21]. Ces structures peuvent être considérées comme les structures de base de la conversion multiniveaux. Beaucoup de propriétés de ces structures sont communes avec les nouvelles structures, c'est pour cela que dans ce chapitre, les structures de base (NPC, CHB et FC) seront présentées.

La figure 1.4 schématise le fonctionnement d'un bras de convertisseur, où l'action des semi-conducteurs est représentée par un interrupteur idéal avec différentes positions. Ainsi un convertisseur 2-niveau peut générer deux valeurs (niveaux) de tension tout en respectant la polarité des capacités, de même pour les configurations avec un nombre de niveaux supérieurs. Basé sur ce principe simple, nous allons voir qu'il existe une multitude de possibilités dans la conception des topologies multiniveaux.

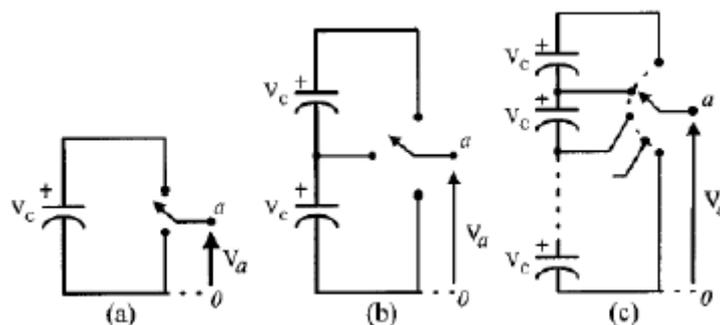


Figure 1.4 – Schéma de principe d'un convertisseur avec (a). 2 niveaux, (b). 3 niveaux, (c). Multiniveaux [22]

Dans un contexte général, l'intérêt de réaliser des convertisseurs à niveaux multiples réside dans leur capacité à générer des formes d'ondes de très bonne qualité et de définition temporelle augmentée, mais aussi de proposer des configurations entièrement modulaires avec des modules structurels identiques ou différents. Ces propriétés sont liées à de nombreux avantages, à commencer par la réduction des harmoniques de courant produites dans le circuit interfacé. Traditionnellement, on utilise un principe d'addition de niveaux tous égaux entre eux : on appelle les structures basées sur ce principe topologies symétriques.

Par contre, en choisissant judicieusement les valeurs de la tension isolée des cellules élémentaires, il devient possible de générer des valeurs supplémentaires en sortie du convertisseur. Dans cette perspective, le principe de cette mise en série de cellules de conversion différentes est appelé asymétrique.

Une bonne qualité de puissance de sortie peut être obtenue même avec une fréquence de commutation faible (moins de 10 kHz). Ainsi, les problèmes de perturbations électromagnétiques et de pertes par commutation élevées peuvent être évités et donc un rendement plus élevé est obtenu[17].

Néanmoins, quelques contraintes sont liées aux convertisseurs multiniveaux du fait du grand nombre d'interrupteurs semi-conducteur utilisé. Ainsi chaque commutateur exige un circuit relatif de commande des gâchettes car plusieurs angles de commutations sont généralement requis. Ceci peut rendre le dispositif plus cher et complexe[18].

Nous présentons dans la partie suivante, les principales structures de bases des convertisseurs multiniveaux, avec leurs avantages et inconvénients.

1.3 Structures de Base des Onduleurs Multiniveaux

Dans cette partie, les différentes topologies de base des onduleurs multiniveaux sont présentées en commençant par la structure Cascaded H bridge CHB, la structure Neutral Point Clamped NPC et finalement la topologie Flying Capacitor FC.

1.3.1 Onduleur multiniveau à structure pont H en Cascade (CHB)

Cette structure est la première décrite dans la littérature comme une structure de conversion multiniveaux [2]. En effet, la mise en cascade de plusieurs structures à 3 niveaux permet d'avoir en sortie une forme d'onde de tension multiniveaux, autrement dit cette structure est basé sur la mise en série de plusieurs onduleurs monophasés. La

figure 1.5 représente la structure et forme d'onde d'un convertisseur multiniveau pont H en cascade.

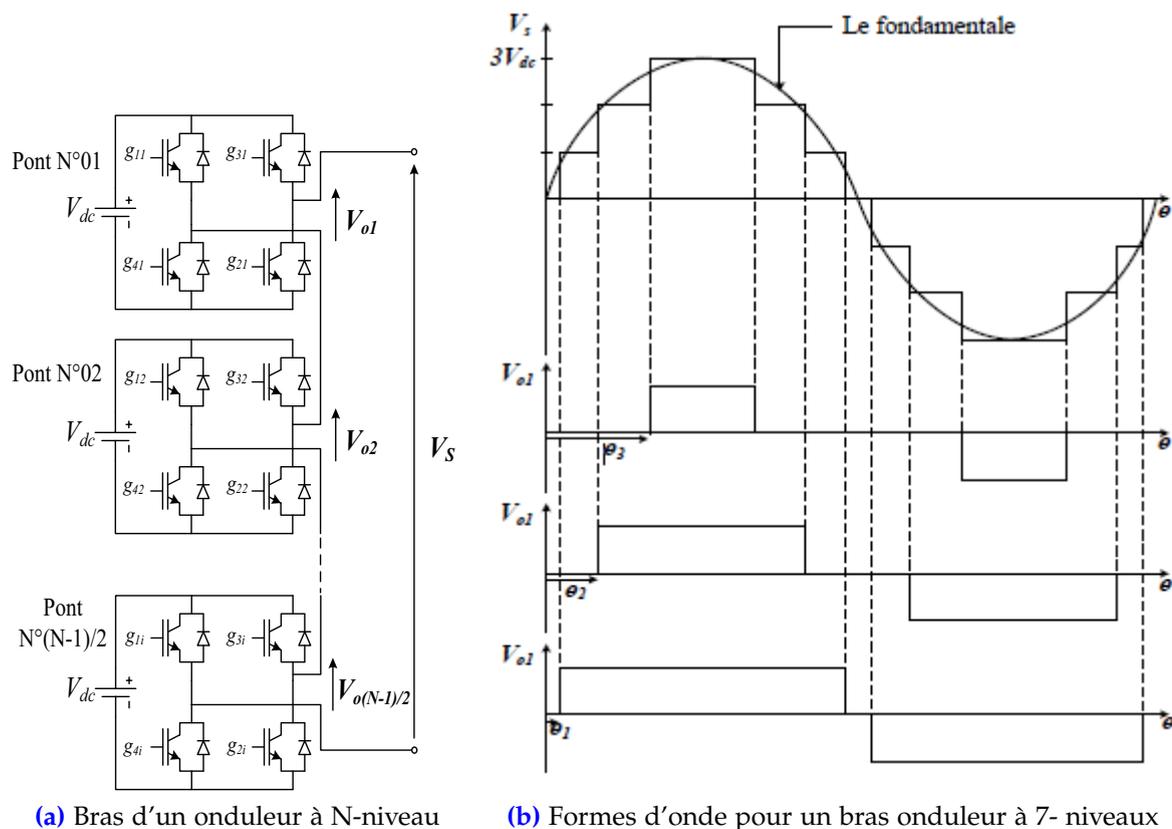


Figure 1.5 – Structure et forme d'onde d'un onduleur multiniveau pont H en cascade

Les cellules sont connectées en série et chaque cellule partielle est alimentée par une source de tension continue. Ces sources de tension DC doivent être isolée galvaniquement et doivent avoir le même niveau de tension continue (V_{dc}). La tension de phase aura la forme d'onde escalier qui varie entre les deux valeurs maximales ($-k.V_{dc}$) et $(+k.V_{dc})$ avec N niveaux, Ou $k = (N - 1)/2$ est le nombre des ponts H [21]. Pour que la forme d'onde se rapproche plus de la sinusoïde, il faut un nombre important de niveaux de la tension de sortie : pour cela le nombre de sources de tension (V_{dc}) doit être élevé.

La figure 1.5 (a) montre l'association de k ponts H, afin de générer un bras de N-niveau constitué de convertisseur 3-niveau en cascade. La figure 1.5 (b) montre les formes d'ondes de la tension de sortie obtenues avec un bras de 7-niveau. Les sorties alternatives de chaque pont H sont connectées directement en série, à condition que les sources de tension continue soient isolées [23]. Dans les cas où la source d'énergie est déjà distribuée par plusieurs modules comme par exemple des batteries, cette exigence est naturellement atteinte. Cependant, si on part d'une source continu unique, la génération des sources continues isolées doit se faire à l'aide de hacheurs à isolement galvanique, ce qui va augmenter le coût de l'équipement.

Cette première topologie de base pour les convertisseurs multiniveau présente plusieurs avantages, parmi lesquels on peut citer [18, 24] :

- Les séries de ponts en H permettent une disposition et un emballage modulaires. Le processus de fabrication sera ainsi plus rapide et moins cher.

- La modularité de la structure permet d'atteindre un grand nombre de niveaux de tensions avec un minimum de composants nécessaires.
- Les interrupteurs supportent la même tension de blocage.
- Il devient possible d'alimenter une charge en haute ou moyenne tension à partir d'une ou plusieurs alimentations basse tension (par exemple dans le cas d'une énergie photovoltaïque).
- Cette topologie a la capacité de fonctionner même si un onduleur est en court-circuit : La continuité de service est assurée.
- la commande du convertisseur est simplifiée car les convertisseurs élémentaires présentent la même structure.

Cependant, quelques contraintes existent : l'exigence des sources de tension continues isolées pour chaque pont H, limitera les possibilités d'application [24]. Ainsi, au fur et à mesure que le niveau de la tension de sortie produit augmente, le nombre d'interrupteurs augmentera également.

1.3.2 Onduleur Multiniveau à Structure NPC (Neutral Point Clamped)

L'onduleur multiniveau à diodes (DCMI) ou onduleur multiniveaux NPC est basé sur le concept d'utilisation de diodes pour limiter la tension des appareils de puissance. La structure et le principe de fonctionnement de base consiste à la connexion en série de condensateurs divisant ainsi la tension du bus continu. Cette structure d'onduleur multiniveau a été introduite (en 1981) par Nabae et Akagi [25] afin de réduire l'amplitude des harmoniques injectés par l'onduleur dans la charge. La figure 1.6 montre le circuit électrique correspondant à un bras d'onduleur N -niveau.

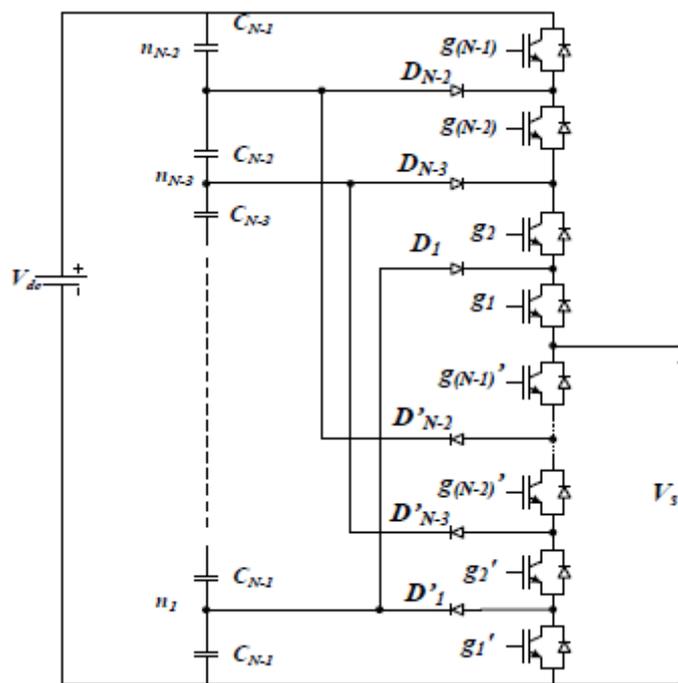


Figure 1.6 – Bras d'un onduleur NPC à N -niveaux [18]

Chaque condensateur devra supporter une tension égale à $V_{dc}/(N-1)$. On doit utiliser $N-1$ capacités pour pouvoir générer N niveaux de tensions à la sortie. Une cellule de

commutation est formée à partir d'un couple d'interrupteurs (g_x, g'_x), qui sont commandés de façon complémentaire [26].

Dans cette topologie, on distingue $N - 2$ point milieux capacitifs avec des tension allant de $V_{dc}/(N - 1), 2V_{dc}/(N - 1), \dots$ jusqu'à $(N - 2)V_{dc}/(N - 1)$, obtenus grâce à la mise en série de $N - 1$ condensateurs. Par la suite, des niveaux de tension intermédiaires peuvent être envisagés, en connectant ces point milieux à la sortie. Pour cela, on agit sur les signaux de commande $g_1, g'_1, g_2, g'_2, \dots, g_{N-1}, g'_{N-1}$ des interrupteurs de puissance [18]. La figure 1.7 montre l'exemple de la structure NPC à 3 niveaux.

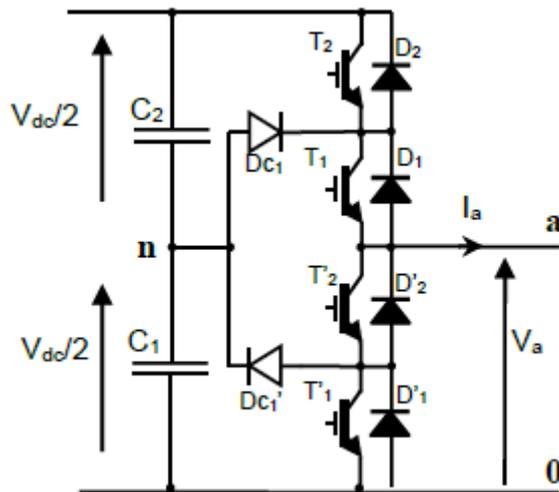


Figure 1.7 – Topologie NPC à 3 niveaux [27]

Prenons l'exemple du NPC à 3 niveaux, on y constate la mise en série de deux interrupteurs. Des diodes connectées au point milieu (point neutre n) font en sorte que la tension aux bornes des interrupteurs à l'état bloqué soit répartie, d'où le nom de cette structure. V_{dc} étant la tension du bus continu DC, les diodes de clamp D_c permettent de limiter les tensions des interrupteurs et d'amener le potentiel à $V_{dc}/2$ à la sortie de l'interrupteur (point a). Avec cette structure trois niveaux de tension sont envisageables : $0, V_{dc}/2$ et V_{dc} [27].

Pour varier la tension de sortie, on procède par une commutation des points milieux clampés capacitifs. La figure 1.8 présente le principe et le mécanisme de commutation d'un onduleur NPC à 5-niveaux.

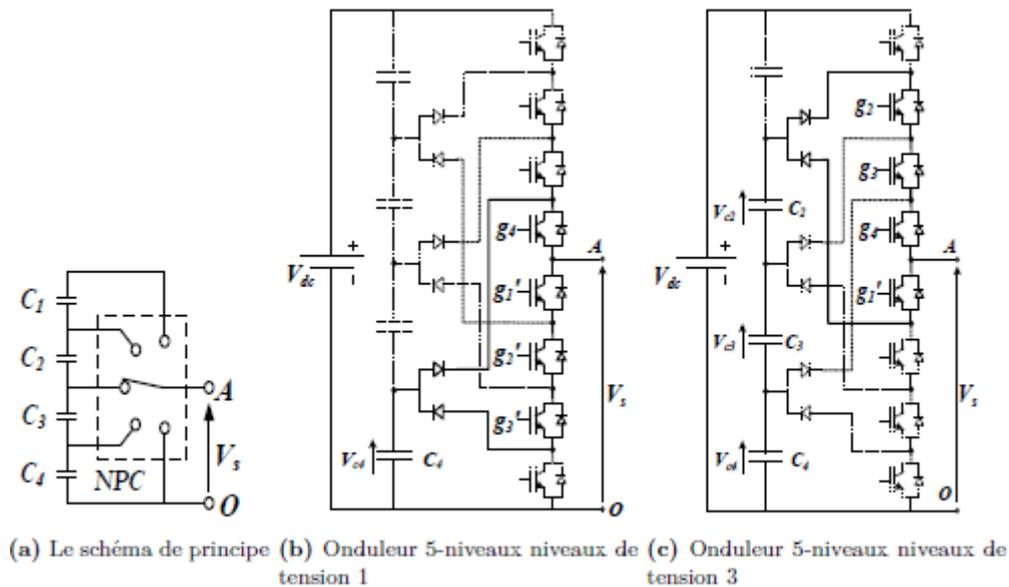


Figure 1.8 – Principe de la Topologie NPC [18]

La figure 1.8(a) montre que le potentiel du point A peut être modifié par le changement des connexions des interrupteurs des branches du convertisseur qui sont considérées comme un commutateur. Un exemple de configuration des commutations est montré par la figure 1.8(b) donnant le premier niveau de tension et le troisième niveau de tension dans la figure 1.8(c). Les interrupteurs en traits discontinus sont ouverts.

Cette topologie dispose de plusieurs avantages tels que :

- Toutes les phases partagent un bus continu commun, ce qui minimise les besoins en nombre de capacités du convertisseur[24].
- Les condensateurs peuvent être pré-chargés en groupe[24].
- L'efficacité est élevée pour la commutation de la fréquence fondamentale[24].
- Le flux de l'énergie réactif peut être contrôlé [28].
- La forme d'onde de trois niveaux résulte en une meilleure qualité spectrale par rapport à celle d'un onduleur triphasé classique, ce qui rend les filtres passifs peu volumineux, voire inexistant [26].
- La réduction de la tension bloquée par chaque interrupteur peut être envisagée à partir des configurations donnant un nombre élevé de niveaux ; celle-ci est donnée par $V_{dc}/(N - 1)$.

Tout de même, on y constate également des inconvénients importants tels que, en augmentant le niveau de tension plus de 3, le maintien de l'équilibre des tensions aux bornes des condensateurs devient complexe, car il est intimement lié au facteur de puissance de la charge et à l'indice de modulation [29]. De plus, le nombre de diodes devient excessivement élevé avec l'augmentation de niveaux[28]. Par ailleurs, il est à noter que dans cette structure, on fait face aussi à l'inégalité des tensions inverses supportées par les diodes, ainsi qu'à l'inégalité de commutations entre interrupteurs. De plus, il faut noter la difficulté de control de flux de puissance de chaque convertisseur[28].

1.3.3 Onduleur Multiniveau à Structure Multicellulaire FC

Meynard et Foch[30] ont introduit la première structure de base des onduleurs à capacités flottantes. Dans cette structure on trouve une grande ressemblance avec l'onduleur

NPC, à la différence les diodes de clampes sont remplacées par des capacités flottantes, fournissant des tensions flottantes [18]. L'onduleur à condensateurs flottants est capable de résoudre les problèmes de déséquilibre de tension des condensateurs et du nombre excessif de diodes dans l'onduleur NPC. Son principe est basé sur la connexion en série des cellules de commutation. Les cellules sont reliées entre elles par une source de tension. Cela permet d'avoir une tension à plusieurs niveaux [31].

Dans la figure 1.9, on représente une seule phase de l'onduleur à capacité flottante à N-niveaux .

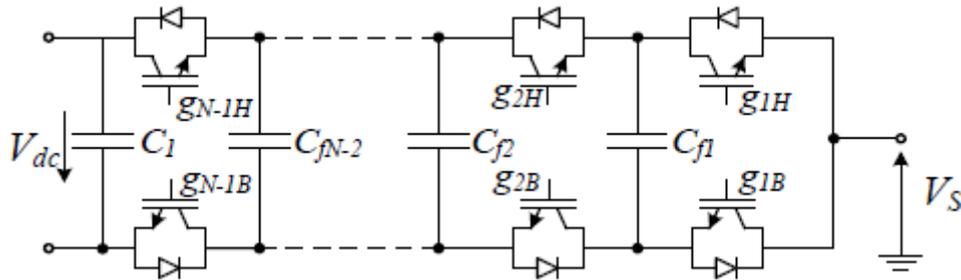


Figure 1.9 – Bras d'un onduleur FC à N-niveaux [18]

De la figure 1.9, on constate $N - 1$ cellule de commutations, tel que dans chaque cellule, se trouve une paire de commutateurs. On y remarque également que chaque pair de commutateurs est séparé par une capacité flottante. D'où le nombre de composants est comme suit : $2(N - 1)$ commutateurs et $N - 1$ capacités flottantes avec des niveaux de tensions selon la relation :

$$\left[\frac{(N-1)}{(N-1)} \times V_{dc} \right], \left[\frac{(N-2)}{(N-1)} \times V_{dc} \right], \dots \left\{ \frac{N-(N-1)}{[N-1]} \times V_{dc} \right\} \quad (1.1)$$

La tension de sortie est produite en commutant les bonnes combinaisons de dispositifs de puissance pour permettre l'addition ou la soustraction des tensions de condensateur, où dans chaque cellule de commutation se trouve un couple d'interrupteurs qui sont contrôlés d'une manière complémentaire (c'est à dire quand l'un est en mode passant, l'autre est en mode bloqué), tel que deux condensateurs successifs ne soient jamais mis en parallèle engendrant un court-circuit[18].

Plus le nombre de cellules de commutation est grand, plus les premières harmoniques du spectre de la tension sont élevées en fréquence. Les amplitudes de celles-ci sont aussi plus petites. L'amplitude des premières harmoniques est inversement proportionnelle au nombre p de cellules mises en série.

Pour avoir une tension multiniveaux de bonne qualité, il est nécessaire que les tensions aux bornes des différentes sources flottantes soient équilibrées. L'équilibrage des condensateurs est naturel si les porteuses sont déphasées de $\frac{2\pi}{p}$. Les condensateurs s'équilibrent de manière autonome si la charge absorbe un courant qui possède des harmoniques à la fréquence de découpage. Dans le cas d'une charge passive, le déséquilibre d'une des tensions aux bornes d'un des condensateurs crée des harmoniques à la fréquence de découpage sur la tension et donc sur le courant. Si la charge n'absorbe pas de courant avec des harmoniques à la fréquence de découpage, il est possible d'équilibrer les condensateurs en utilisant un filtre passif RLC qui absorbe du courant à la fréquence de découpage (qui donc permet l'équilibrage des condensateurs). Ce filtre, dans un fonctionnement

normal où les tensions des condensateurs sont bien équilibrées, n'absorbe aucun courant [31, 32].

Une des applications du convertisseur multicellulaire série est l'entraînement à haute tension. Il est possible de voir quelques applications d'onduleurs avec 2 ou 3 cellules imbriquées[33]. Néanmoins la mise en série de plus de 5 cellules pose quelques problèmes pour le développement de cette structure au niveau du stockage d'énergie dans la structure. En effet les tensions aux bornes des condensateurs les plus proches du bus continu sont d'autant plus grandes que le nombre de cellules mises en série augmente. Donc ces condensateurs doivent stocker plus d'énergie ce qui occasionne une augmentation du volume de condensateur nécessaire : en effet le volume d'un condensateur peut être considéré comme proportionnel à l'énergie stockée[31].

Plusieurs avantages sont considérés dans cette structure, on peut citer[24, 28] :

- Des redondances de phase sont disponibles pour équilibrer les niveaux de tension des condensateurs.
- Le flux de puissance active et réactive peut être contrôlé.
- Le grand nombre de condensateurs permet à l'onduleur de résister à des pannes de courte durée et à des chutes de tension importantes.
- Pour un nombre élevé de niveaux, utilisation du filtre est inutile.
- Tous les interrupteurs supportent la même tension de blocage.
- Sa modularité permet une extension et une adaptation aisées des stratégies de commande appliquées à un nombre élevé de niveaux.
- Pour un nombre élevé de niveaux, utilisation du filtre est inutile.

Néanmoins, ce convertisseur est également sujet à plusieurs désavantages. D'abord, le contrôle du suivi des niveaux de tension de tous les condensateurs est compliqué. De même, la pré-charge de tous les condensateurs au même niveau de tension et le démarrage sont complexes et si l'application dans laquelle le convertisseur est utilisé exige des tensions initiales non nulles aux bornes des condensateurs, il faut associer à la stratégie de commande une stratégie de pré-charge adéquate [26, 28]. Ainsi, L'utilisation et l'efficacité de la commutation sont médiocres pour la transmission réelle de l'énergie. Le grand nombre de condensateurs est à la fois plus cher et plus encombrant que les diodes clampées dans les convertisseurs multi niveaux NPC. L'emballage est également plus difficile dans les convertisseurs à nombre élevé de niveaux.

1.3.4 Comparaison des Topologies de Base Multiniveaux

La comparaison de diverses topologies à multiniveaux est une tâche complexe car chaque topologie est intrinsèquement différente et possède ses propres particularités, caractérisées par ses circuits de puissance, ses méthodes de contrôle, le nombre d'interrupteurs, la configuration des sources, la modularité... etc. Établir un cadre commun pour la comparaison de diverses topologies peut être non seulement futile, mais aussi injuste. Ainsi, L'utilisation d'une topologie donnée est principalement choisie par les exigences de son application.

Cependant, une comparaison entre elles est effectuée ici principalement sur la base du nombre d'interrupteurs de puissance présents dans le circuit électrique de chaque structure. Le nombre d'interrupteurs et leurs exigences en matière de tension donnent une idée de la fiabilité et des pertes (conduction et commutation) de l'onduleur concerné. Il détermine également le volume ajouté à l'onduleur avec les unités de commande et les circuits de protection[34].

La tableau 1.1 montre le nombre des composantes nécessaire de chaque topologie pour différents niveaux :

Topologie	Niveau N	Commutateur K (GTO/IGBT.+ diode parallèle)	Diode de Clampé Dc	Capacité Flottante Cf	Capacité du bus continu (source)	Source continue E
CHB	5	24	0	0	6	6
	7	36	0	0	9	9
	N	6(N-1)	0	0	3/2(N-1)	3/2(N-1)
NPC	5	24	18	0	4	1
	7	36	30	0	6	1
	N	6(N-1)	6(N-2)	0	N-1	1
FC	5	24	0	9	4	1
	7	36	0	15	6	1
	N	6(N-1)	0	3(N-2)	N-1	1

Table 1.1 – Nombre des composants nécessaires pour chaque topologie

Une étude de comparaison détaillée est faite dans [35] ou le nombre, poids, coût et les pertes de puissance de chaque interrupteurs est traité ainsi que le THD pour différentes niveaux.

En augmentant le nombre de niveaux, le THD sera réduit mais d'un autre côté, le coût et le poids seront également augmentés. L'onduleur à deux niveaux a le coût et le poids les plus bas par rapport aux autres topologies. Mais cet onduleur a un THD très élevé, d'environ 40% lorsqu'on utilise une seule commutation par période. Dans les calculs de poids et de coût, il faut tenir compte du prix et du poids du filtre, car il n'est pas pratique d'avoir une tension de sortie avec un THD de 40%. Le coût et le poids des onduleurs à 5 niveaux semblent meilleurs que ceux des onduleurs à 9 niveaux. En augmentant le nombre de niveaux, le coût et le poids de l'onduleur multiniveau seront augmentés, mais le THD diminue. le THD des onduleurs à 5 niveaux et des onduleurs à 9 niveaux est respectivement 15% et 7% [35].

L'onduleur à structure FC a les plus faibles pertes de puissance parmi toutes les autres topologies, mais il présente deux gros problèmes. Le premier est qu'il est plus lourd que les autres topologies. De plus, le coût de cet onduleur est plus élevé. Donc cette topologie est adéquate pour les applications où les pertes de puissance sont plus significatives par rapport au poids et au coût. L'onduleur CHB est le plus léger et le moins coûteux des onduleurs multiniveaux, mais ses pertes de puissance sont supérieures à celles de toutes les autres topologies.

1.4 Applications Dans le Domaine Industriel

Les convertisseurs multiniveaux font l'objet d'une attention accrue dans le domaine de recherche et de l'industrie, car ils constituent l'un des choix préférés de conversion électronique de puissance pour les applications de forte puissance [20]. Ils ont fait leur chemin avec succès dans l'industrie et peuvent donc être considérés comme une technologie mature et éprouvée. Actuellement, elles sont commercialisées sous forme de produits standard et personnalisés qui alimentent un large éventail d'applications, telles que les compresseurs, les extrudeuses, des pompes, des ventilateurs, des broyeurs, des laminoirs, des convoyeurs, des concasseurs, les soufflantes de haut fourneau, les démarreurs de turbine à gaz, les mélangeurs, des treuils de mine, des compensateurs de puissance réactive, des systèmes de propulsion marine, des systèmes de transmission à

haute tension en courant continu (HVDC), les systèmes de stockage hydro-pompés, les systèmes de conversion de l'énergie éolienne et des systèmes de traction ferroviaire, pour n'en citer que quelques-unes. Les convertisseurs de ces applications sont commercialisés par un groupe croissant de sociétés dans ce domaine. Bien qu'il s'agisse d'une technologie habilitante et déjà éprouvée, les convertisseurs multiniveaux présentent de nombreux défis et, plus important encore, ils offrent un large éventail de possibilités que leur recherche et développement se développe encore dans la profondeur et la largeur[20].

1.4.1 Application dans le Domaine des Réseaux Électriques

Un problème réel du réseau électrique est le contrôle et la gestion de la distribution de l'électricité. Dans ce domaine, les systèmes de transmission à courant alternatif flexible (FACTS) ont été introduits comme solution afin d'améliorer la contrôlabilité et la capacité de transfert de puissance du réseau. Parmi les nombreuses différentes technologies qui sont considérées comme FACTS, on trouve les filtres actifs AF, les compensateurs statiques (STATCOM), les réenclencheurs de tension dynamiques (DVR), les contrôleurs unifiés de flux de puissance (UPFC) et les conditionneurs unifiés de qualité de l'énergie. Tous ces systèmes peuvent, d'une manière ou d'une autre, fournir une compensation de puissance réactive instantanée et variable en réponse aux transitoires de tension du réseau (affaissement de la tension, gonflement, harmoniques, etc.), renforçant la stabilité de la tension du réseau [36–38]. Ces dispositifs (AF, STATCOM, DVR et UPFC) prennent actuellement de l'importance en raison des codes de réseau plus exigeants [39], qui requièrent même une capacité de passage à basse tension pendant les chutes de tension.

Les figures 1.10(a)-(c) montrent respectivement un STATCOM basé sur la CHB, un AF basé sur la NPC et un AF à sept niveaux sur pont H-FC proposés pour un système de propulsion marine. Les topologies CHB et NPC semblent être les plus adaptées pour les applications STATCOM. Dans ce cas, la CHB et le NPC ont des condensateurs flottants, et donc, le premier ne pas souffrir du transformateur complexe nécessaire aux applications des moteurs. Une comparaison des deux topologies pour un STATCOM avec stockage d'énergie est présentée dans [37]. L'étude montre que le CHB présente une meilleure efficacité et des performances dynamiques, ainsi qu'une méthode de contrôle beaucoup plus simple. Néanmoins, pour les topologies analysées dans, le NPC présente une plus haute gamme de fonctionnement[37].

La production distribuée a également connu un développement important au cours de la dernière décennie. L'intégration de plusieurs réseaux pour interconnecter et distribuer l'électricité produite à un niveau plus local par diverses sources d'énergie renouvelables et même pour interconnecter les systèmes de stockage ou de compensation du réseau, exigerait un réseau plus intelligent avec de nouvelles topologies de convertisseurs fonctionnant à des tensions et puissances plus élevées, avec une efficacité et une qualité d'énergie accrues pour assurer une bonne gestion de l'énergie. Ce mélange complexe d'exigences en matière de réseau et de flexibilité du système impose des défis difficiles à relever avec les topologies classiques ; c'est pourquoi des convertisseurs à plusieurs niveaux sont également proposés dans ce domaine d'application.

1.4.2 Application dans le Domaine de la Traction Électrique

Un autre domaine d'application intéressant des convertisseurs multiniveaux est celui des systèmes de conversion de la puissance de traction des trains. Les entraînements de

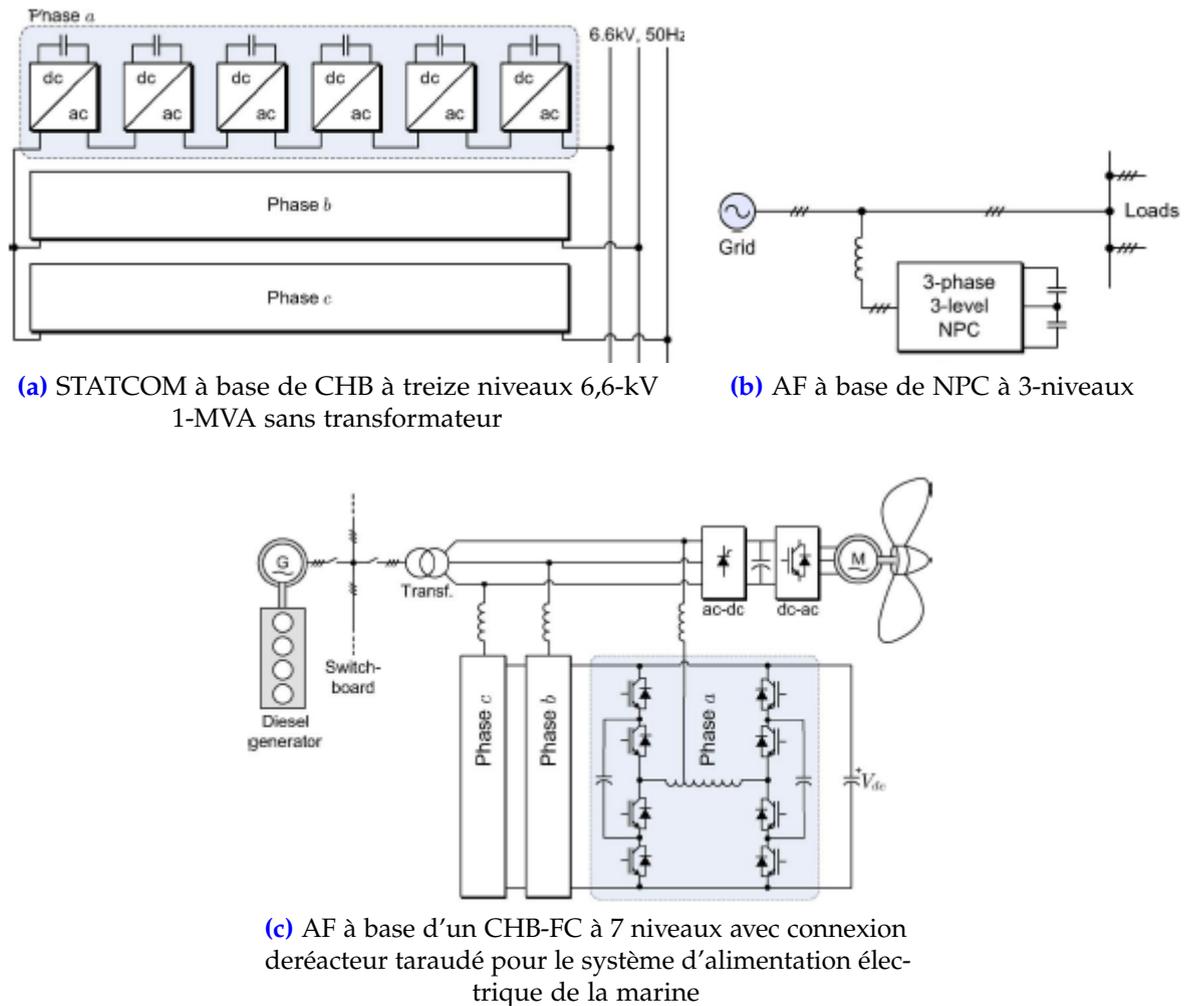
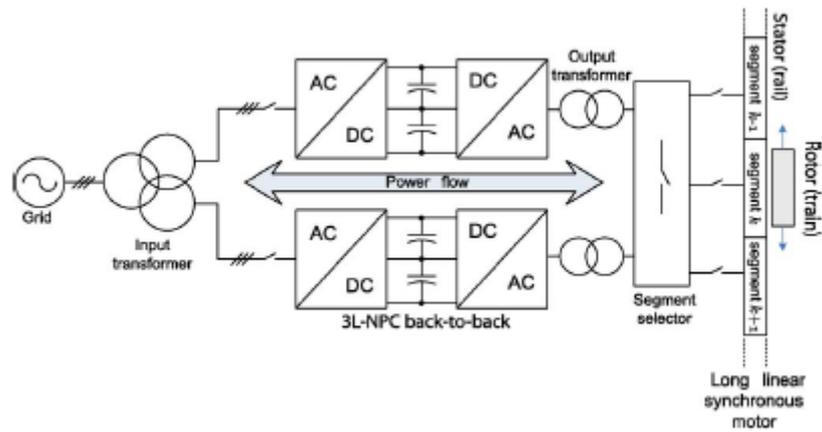
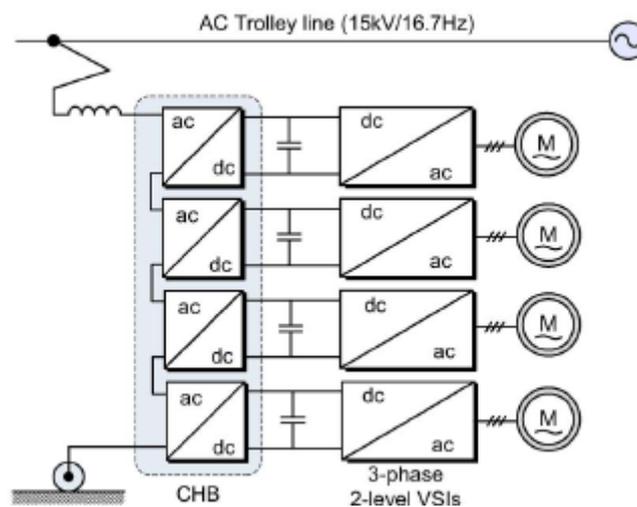


Figure 1.10 – Exemples d'application du CHB dans les réseaux électriques [20]

traction se situent dans la plage de la haute puissance à moyenne tension et nécessitent de très hautes performances sur une large gamme de fréquences jusqu'à la vitesse élevée. Habituellement, pour atteindre une vitesse élevée, des fréquences de commutation plus élevées sont nécessaires pour pouvoir contrôler la fréquence fondamentale. Les convertisseurs multiniveaux peuvent produire une forme d'onde de sortie commutée à fréquence apparemment plus élevée, sans pour autant augmenter la fréquence de commutation moyenne de l'appareil. De plus, les niveaux supplémentaires améliorent intrinsèquement le THD de la tension, permettant ainsi de réduire davantage la fréquence de commutation. En outre, la grande inertie d'un train rend cette application particulièrement intéressante pour le freinage par récupération et le fonctionnement à quatre quadrants. Par conséquent, le 3L-NPC en configuration dos à dos a déjà été utilisé pour les systèmes d'entraînement des trains. En particulier, il a été utilisé pour le train à sustentation magnétique Transrapid [40]. Un schéma de système simplifié est illustré à la figure 1.14(a). Les convertisseurs NPC dos à dos alimentent les segments du moteur synchrone linéaire à stator long, créant un champ magnétique mobile qui interagit avec les aimants de support du rotor (train) produisant la poussée horizontale.



(a) Train magnétique Transrapid à long moteur linéaire synchrone avec système d'entraînement back-to-back 3L-NPC



(b) Face avant sans transformateur CHB pour l'interface de puissance d'un entraînement de traction de locomotive

Figure 1.11 – Exemple d'application en énergie électrique [20]

1.4.3 Application dans la Production de l'Énergie Électrique

1.4.3.1 Production par les Éoliennes

Les éoliennes ont été, pendant un certain temps, de l'ordre du mégawatt, et le générateur à induction doublement alimenté a fonctionné à vitesse variable avec un convertisseur partiellement nominal (environ 30% du pouvoir total) a été le plus largement adopté par l'industrie. Cela permet une plage de vitesse variable de $\pm 30\%$ au-dessus et en dessous de la vitesse synchrone [41], ce qui est suffisant pour couvrir la plupart des conditions utiles de vitesse du vent et améliorer l'efficacité énergétique de la conversion, par rapport aux systèmes à vitesse fixe. Cependant, les codes de réseau récents exigent une conversion importante de l'énergie éolienne des systèmes pour contrôler la puissance réactive et même imposer des bandes des chutes de tension et de leur durée pendant lesquelles les systèmes doivent rester en service (creux de tension) [39]. La capacité d'accomplir ces exigences par des turbines basées sur un convertisseur de puissance partiellement nominale est alors limitée à la puissance nominale de 30% du convertisseur. Avec l'aug-

mentation continue de la taille et de la puissance d'éoliennes, qui atteint actuellement 5 MW en pratique, avec certains prototypes industriels dépassant même déjà 6 MW, l'utilisation d'un étage de conversion à capacité réduite peut remettre en question la capacité du système à se conformer pleinement au nouveau réseau codes. En outre, le fonctionnement à vitesse variable sur une plus grande plage a montré des avantages en termes de réduction des contraintes structurelles, de réduction du bruit audible, une augmentation de la production d'électricité et de l'efficacité de plus grandes turbines [20].

Actuellement, l'une des tendances en matière de développement est d'utiliser des générateurs synchrones avec des convertisseurs de puissance à pleine puissance nominale. Pour atteindre les niveaux de puissance des turbines de pointe, plusieurs convertisseurs en parallèle sont nécessaires pour traiter la pleine puissance puisque le courant nominal est généralement élevé, étant donné que la tension de sortie des systèmes de conversion est généralement d'environ 690 V. Néanmoins, le fonctionnement en moyenne tension semble maintenant très intéressant, du fait qu'il entraînerait des courants plus faibles et, par conséquent, une réduction du diamètre et donc les coût des câbles, ce qui a également un impact positif sur la taille et le coût des filtres de ligne. Elle réduit également l'augmentation de tension nécessaire pour le raccordement au PCC. Pour ces raisons et compte tenu du fait que les turbines de courant sont de l'ordre du mégawatt, les convertisseurs multiniveaux apparaissent comme une alternative prometteuse comme interface de convertisseur de puissance pour les systèmes d'énergie éolienne [20, 42].

En particulier, la 3L-NPC semble être un choix car il permet un contrôle performant du côté du générateur pour obtenir un suivi maximal des points de puissance (MPPT) et le contrôle côté réseau pour pouvoir réguler l'actif et le réactif puissance tout en découplant le réseau et le générateur avec le dc lien. C'est pourquoi le 3L-NPC en configuration dos à dos est la topologie à plusieurs niveaux la plus signalée pour cette application [20, 43].

1.4.3.2 Photovoltaïque

L'utilisation de convertisseurs multiniveaux comme interface de puissance pour les systèmes photovoltaïques connectés au réseau semble, à première vue, peu appropriée en raison du faible niveau de puissance des systèmes photovoltaïques actuels. Cependant, les centrales photovoltaïques connectées au réseau augmentent constamment leur puissance nominale, principalement en raison de la réduction du coût des modules photovoltaïques (entre autres facteurs). Aujourd'hui, des centaines de grandes centrales photovoltaïques de plus de 10 MW sont en service, et d'autres encore sont en cours de développement. En outre, les systèmes photovoltaïques connectés au réseau sont l'une des sources d'énergie renouvelable qui se sont développées le plus rapidement ces dernières années. Pour les grandes centrales photovoltaïques, des configurations centralisées et multibrins sont utilisées avec un convertisseur central DC-AC, qui assure l'interface avec le réseau. Maintenant qu'elles ont atteint la gamme des mégawatts, les topologies classiques telles que le convertisseur de source de tension à deux niveaux ne seront pas en mesure de fournir la qualité d'énergie nécessaire, la fréquence de commutation maximale autorisée, un fonctionnement à tension plus élevée et une réduction de la taille des filtres que les convertisseurs multiniveaux peuvent fournir[20].

Les convertisseurs multiniveaux peuvent être utilisés pour interconnecter les chaînes photovoltaïques d'une manière plus intelligente afin d'atteindre des tensions plus élevées qui sont proches ou même de la même valeur que le point de couplage commun. Comme les exigences des codes de réseau pour les systèmes photovoltaïques deviendront plus

strictes, les topologies à plusieurs niveaux deviendront également encore plus attrayantes.

1.5 Conclusion

A travers ce chapitre, nous avons tenté de donner un court résumé des onduleurs multiniveaux, ainsi que leurs topologies de base. Différentes applications utilisant différentes structure ont également été présentées. Aujourd'hui, de plus en plus de produits commerciaux sont basés sur la structure de l'onduleur multiniveaux, et de plus en plus de recherches et développements de technologies liées ont lieu dans le monde entier.

Chapitre 2 : Commande des Onduleurs Multiniveaux

Chapitre 2

Commande des Onduleurs multiniveaux

2.1 Introduction

AFIN de générer une source de tension la plus sinusoïdale possible, Plusieurs techniques de commande ont été développées pour les onduleurs multiniveaux. La figure 2.1 montre les principales méthodes de modulation employées dans les onduleurs multiniveaux.

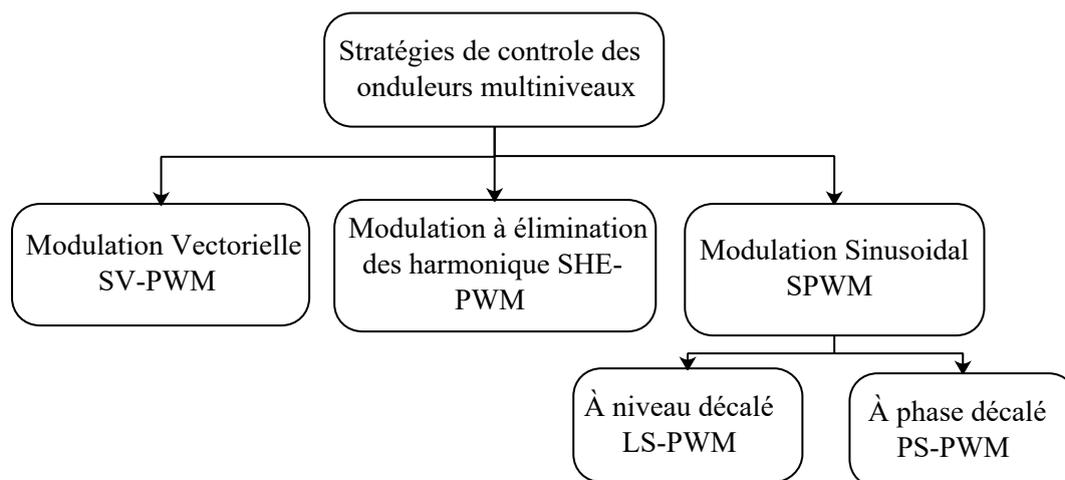


Figure 2.1 – Principaux stratégies de commande des onduleurs multiniveaux

La modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale SPWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation) est classée en deux types : SPWM à phase décalée (PSPWM phase shifted pulse width modulation) et celle à niveaux décalé (LS-PWM Level Shifted Pulse Width Modulation). La modulation vectorielle SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation) et celle à élimination sélective des harmoniques (SHE Selective Harmonic elimination) sont considérées comme les trois principales commandes pour les onduleurs multiniveaux[2]. Dans la suite de ce chapitre, nous allons focaliser l'étude sur ces trois principales techniques de modulation et leur application pour la commande des onduleurs multiniveaux.

2.2 Techniques de Modulation

2.2.1 Modulation en Largeur d'impulsion (SPWM)

Les interrupteurs de l'onduleur de la source de tension de la figure 2.2 peuvent être activés et désactivés selon les besoins. Si l'interrupteur supérieur est activé et désactivé une seule fois par cycle, on obtient une forme d'onde carrée. En revanche, s'il est allumé plusieurs fois dans un cycle, on peut obtenir un profil harmonique amélioré.

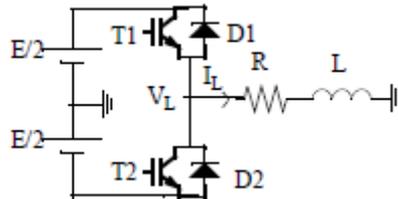


Figure 2.2 – Onduleur à une source de tension simple [44]

Dans la mise en œuvre la plus simple, la génération de la tension de sortie souhaitée est obtenue en comparant la forme d'onde de référence souhaitée (signal modulant) à une onde "porteuse" triangulaire à haute fréquence, comme le montre la figure 2.3(a). Selon que la tension du signal est plus large ou plus petite par rapport à celle de l'onde porteuse, la tension positive ou négative du bus Continu est appliquée à la sortie. Notez que sur la période d'une onde triangulaire, la tension moyenne appliquée à la charge est proportionnelle à l'amplitude du signal (supposée constante). La forme d'onde carrée découpée qui en résulte contient une réplique de la forme d'onde souhaitée dans ses composantes de basse fréquence, les composantes de haute fréquence étant à des fréquences proches de la fréquence de la porteuse. Notez que la valeur efficace de la forme d'onde de la tension alternative est toujours égale à la tension du bus continu, et donc la distorsion harmonique totale n'est pas affectée par le processus PWM. Les composantes harmoniques sont simplement déplacées dans la gamme des fréquences supérieures et sont automatiquement filtrées en raison des inductances du système alternatif.

Lorsque le signal modulant est une sinusoïde d'amplitude A_m , et que l'amplitude de la porteuse triangulaire est A_c , le rapport $m = \frac{A_c}{A_m}$ est connu sous le nom d'indice de modulation. Notez que le contrôle de l'indice de modulation contrôle l'amplitude de la tension de sortie appliquée. Avec une fréquence de porteuse suffisamment élevée (voir figure 2.3(b) obtenue pour $\frac{f_c}{f_m} = 21$ et constante de temps $\tau = \frac{L}{R} = \frac{T}{3}$; T = période de fondamental), les composantes hautes fréquences ne se propagent pas de manière significative dans le réseau (ou la charge) alternatif en raison de la présence des éléments inductifs. Généralement, les fréquences de commutation dans la gamme 2 - 15 kHz sont considérées comme adéquates pour les applications de systèmes d'alimentation. Dans les systèmes triphasés, il est également conseillé d'utiliser $\frac{f_{cr}}{f_m} = 3k$, ($k \in \mathbb{N}$) qui permet aux trois formes d'onde d'être symétriques [44].

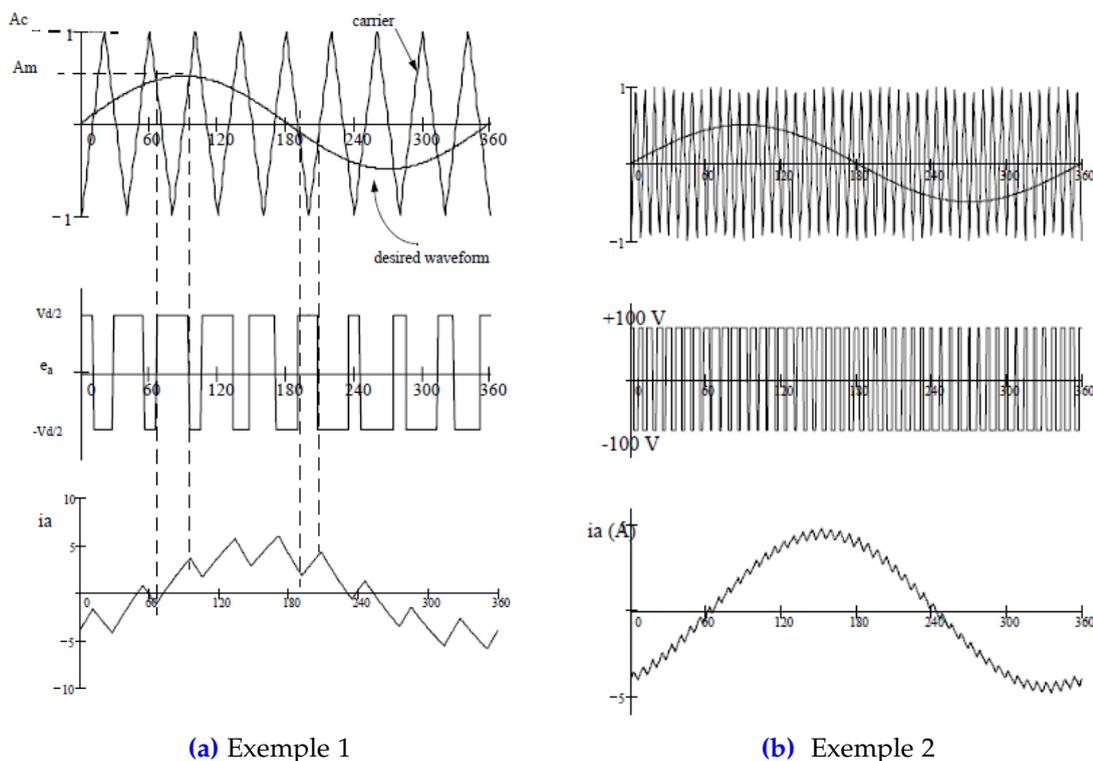


Figure 2.3 – Principe de la SPWM [44]

Notez que le processus fonctionne bien pour $m \leq 1$. Pour $m > 1$, il y a des périodes de l'onde triangulaire pour lesquelles il n'y a pas d'intersection de la porteuse et de la modulante (figure 2.4). Cependant, cette "sur-modulation" est souvent autorisée dans le but d'obtenir une plus grande amplitude de tension alternative, même si le contenu spectral de la tension est rendu un peu plus pauvre. Notez qu'avec un rapport impair pour $\frac{f_c}{f_m}$, la forme d'onde est antisymétrique sur un cycle de 360° . Avec un nombre pair, il y a des harmoniques d'ordre pair, en plus d'une composante continu. Par conséquent, un nombre pair n'est pas recommandé pour les onduleurs monophasés, en particulier pour les petits rapports $\frac{f_c}{f_m}$ [44].

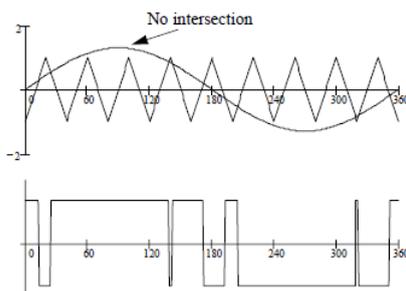


Figure 2.4 – Sur-modulation : $m = 1.3$ [44]

2.2.2 Modulation (SPWM) pour un Onduleur Multiniveau.

La modulation SPWM pour l'onduleur multiniveau est basée sur celle de la SPWM classique à deux niveaux avec une porteuse triangulaire et une référence sinusoïdale. La seule différence entre la SPWM à deux niveaux et la SPWM à plusieurs niveaux est le nombre de porteuses utilisé. En général pour un onduleur de niveau N , $N-1$ porteuses est utilisé dans la commande. L'interaction d'une porteuse particulière et d'une référence est utilisée pour générer le signal de commande pour une paire complémentaire particulière de commutateurs. Les porteuses utilisées dans l'onduleur multiniveaux peuvent être décalées verticalement (niveau décalé) ou horizontalement (phase décalée), comme le montre la figure 2.5.

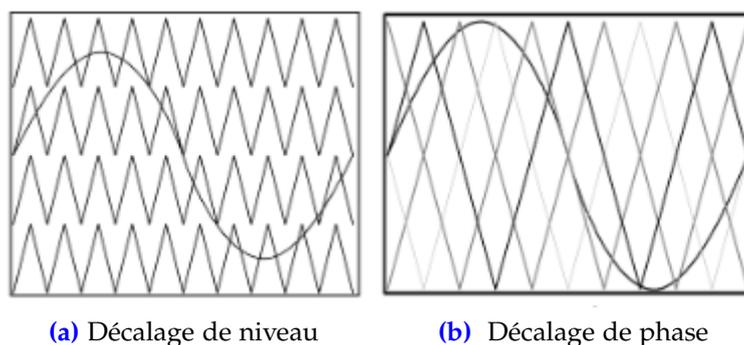


Figure 2.5 – SPWM décalée
[22]

L'avantage des porteuses décalées horizontalement est que chaque module est allumé et éteint un nombre de fois constant par période, indépendamment de l'amplitude de la tension générée. Mais les porteuses décalées verticalement peuvent être plus facilement mis en œuvre sur n'importe quel contrôleur numérique [22]. Nous présentons maintenant ces deux méthodes de modulation basées sur la porteuse pour les onduleurs multiniveaux qui sont les modulations à décalage de phase et les modulations à décalage de niveau.

2.2.2.1 Modulation à Largeur d'Impulsion à Phase Décalé (PS-PWM)

Plusieurs techniques à multi porteuses ont été développées pour réduire la distorsion dans les onduleurs multiniveaux, en se basant sur la SPWM classique avec des porteuses triangulaires. Certaines méthodes utilisent la disposition des porteuses et d'autres utilisent le déphasage de plusieurs signaux de porteuses [3].

Comme mentionné précédemment un onduleur à N -niveaux de tensions nécessite $(N-1)$ porteuses triangulaires. Dans la modulation multi-porteuses à phases décalés, toutes les porteuses triangulaires ont la même fréquence et la même amplitude, mais il y a un déphasage entre deux ondes porteuses adjacentes, donné par $\theta = 360^\circ / (N - 1)$ [11].

La figure 2.6 montre le principe de la modulation à phases décalés pour un onduleur CHB à 7-niveaux, où 6 porteuses triangulaires sont requises avec un déphasage de 60° entre chaque deux porteuses adjacentes.

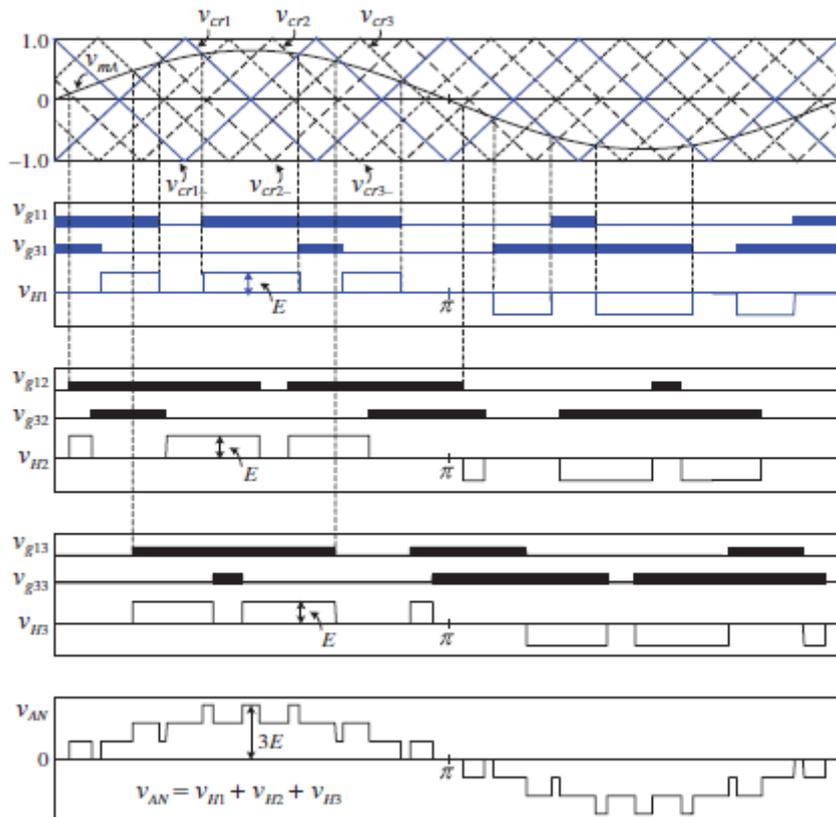


Figure 2.6 – PS-PWM pour un onduleur CHB à 7-niveaux $m_f = 3$, $m_a = 0.8$, $f_m = 60\text{Hz}$, $f_{cr} = 180\text{Hz}$) [11]

Pour des ondes de modulation sinusoïdale triphasée et de simples raisons de simplification, une onde de modulation V_{ma} de la phase A a été tracée. Les signaux des gâchettes de tous les interrupteurs inférieurs des bras des ponts ne sont pas représentés car ces interrupteurs fonctionnent d’une manière complémentaire avec les interrupteurs supérieurs correspondants.

Les commutations des interrupteurs de haut S_{11} et S_{31} du pont H_1 sont générées en comparant V_{cr1} et V_{cr1-} avec la référence V_{ma} . La tension de sortie V_{H1} du pont H_1 commute entre 0 et E dans la demi-période positive, et entre 0 et $-E$ dans la demi-période négative de la fréquence fondamentale.

Dans cette exemple, l’indice de modulation de fréquence est $m_f = \frac{f_{cr}}{f_m} = 3$, et l’indice de modulation d’amplitude est $m_a = \frac{V_{mr}}{V_{cr}} = 0.8$, où f_{cr} , f_m et V_{ma} , V_{cr} sont respectivement les fréquences et les amplitudes de la porteuse et de la référence (modulante). La tension de phase de l’onduleur peut être trouvée comme suit : $V_{an} = V_{H1} + V_{H2} + V_{H3}$. Où V_{H1} , V_{H2} , et V_{H3} sont les tensions de sortie des ponts H_1 , H_2 , et H_3 respectivement. Il est clair que la forme d’onde de la tension de phase de l’onduleur est formée par sept niveaux de tension $3E$, $2E$, E , 0 , $-E$, $-2E$, et $-3E$.

La figure 2.7 montre la forme d’onde de la tension et son spectre d’harmonique pour un onduleur 7-niveaux opérant sous les conditions $f_m = 60\text{Hz}$, $m_f = 10$ et $m_a = 1$

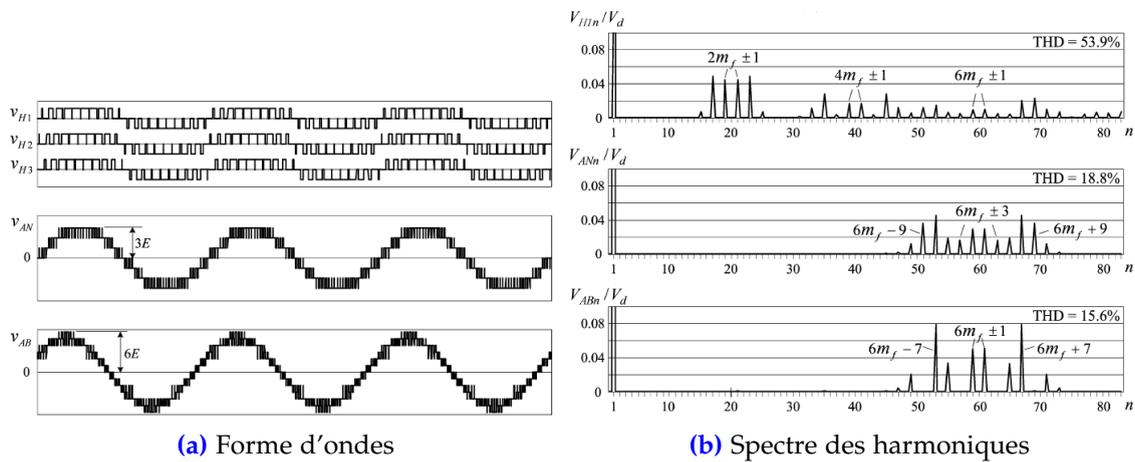


Figure 2.7 – forme d’onde des tensions et les spectres d’harmoniques pour un onduleur CHB 7-niveaux commandé par PS-PWM ($f_m = 60\text{Hz}$, $m_f = 10$ et $m_a = 1$, $f_{cr} = 600\text{Hz}$) [11]

La fréquence de commutation peut être calculée comme suit : $f_{cm,int} = f_{cr} = f_m \times m_f = 600\text{Hz}$. Ce qui est une valeur caractéristique typique pour d’un dispositif de commutation dans des conversions à grande puissance.

La forme d’onde de V_{H1} , V_{H2} et V_{H3} sont quasiment identiques à l’exception d’un petit déphasage causé par les porteuses à phases décalées. La forme d’onde de V_{AN} est composée de sept niveaux de tension avec une amplitude de $3E$. Comme les IGBT’s ne commutent pas simultanément dans les différents ponts H, le changement en amplitude de la tension de phase pendant la commutation est seulement E . cela amène à un faible $\frac{dv}{dt}$ et une réduction de perturbations électromagnétique[11]. La tension entre phase V_{AB} a treize niveaux de tension avec une amplitude de $6E$. Le spectre d’harmoniques pour les formes d’onde de V_{H1} , V_{AN} et V_{AB} est indiqué dans la figure 2.7(b).

Les harmoniques dans V_{H1} apparaissent sous forme de barres centrées autour de $2m_f$ et ses multiples tels que $4m_f$ et $6m_f$. La tension de phase de l’onduleur V_{AN} ne contient pas d’harmoniques de l’ordre inférieur à $4m_f$, ce qui conduit à la réduction de THD. Le THD pour V_{AN} n’est que de 18,8% contre 53,9% pour V_{H1} . On peut observer que V_{AN} contient des harmoniques de la forme $(6m_f \pm 3)$ et $(6m_f \pm 9)$.

Cependant, ces harmoniques n’apparaissent pas dans la tension entre phases V_{AB} en raison du système triphasé équilibré, ce qui a permis de réduire encore le THD à 15,5%.

Comme indiqué précédemment, la fréquence de l’harmonique dominant dans la tension de sortie de l’onduleur représente la fréquence de commutation de l’onduleur $f_{cm,ond}$. Comme Les harmoniques dominants dans V_{AN} et V_{AB} de la figure 2.7(b) sont distribuées autour de $6m_f$, la fréquence de commutation de l’onduleur peut être trouvée à partir de $f_{cm,ond} = 6m_f \times f_m = 6f_{cm,int}$, ce qui est égale à six fois la fréquence de commutation des interrupteurs. C’est une caractéristique souhaitable atteinte par l’onduleur multiniveau, car une valeur élevée de $f_{cm,ond}$ permet d’éliminer plus d’harmoniques de la tension V_{AB} . Cependant une valeur faible de $f_{cm,int}$ contribue à réduire les pertes de commutation de l’interrupteur. En général, la fréquence de commutation de l’onduleur utilisant la modulation par phase décalée est liée à la fréquence de commutation des interrupteur par la relation [11] :

$$f_{cm,ond} = 2Hf_{cm,int} = (m - 1)f_{cm,int} \quad (2.1)$$

H étant le nombre des ponts.

2.2.2.2 Modulation à Largeur d'Impulsion à Niveau Décalé (LS-PWM)

Comme pour la modulation à phases décalés, un onduleur CHB à N-Niveaux utilisant un système de modulations multi-porteuses requière (N-1) porteuses triangulaires, ayant toutes la même fréquence et même amplitude. Les (N-1) porteuses triangulaires sont disposées verticalement. L'indice de modulation de la fréquence est donné par $m_f = \frac{f_{cr}}{f_m}$ et reste le même que celui du système de modulation à phases décalés. Alors, l'indice de modulation de l'amplitude est défini par[24] :

$$m_a = \frac{\hat{V}_m}{\hat{V}_{cr}(N-1)} \quad \text{avec } 0 \leq m_a \leq 1 \quad (2.2)$$

Avec \hat{V}_m est l'amplitude de la modulante V_m (signal de référence) et \hat{V}_{cr} est l'amplitude de chaque porteuse. La figure 2.8 montre les trois systèmes de modulations multi-porteuses à niveaux décalés.

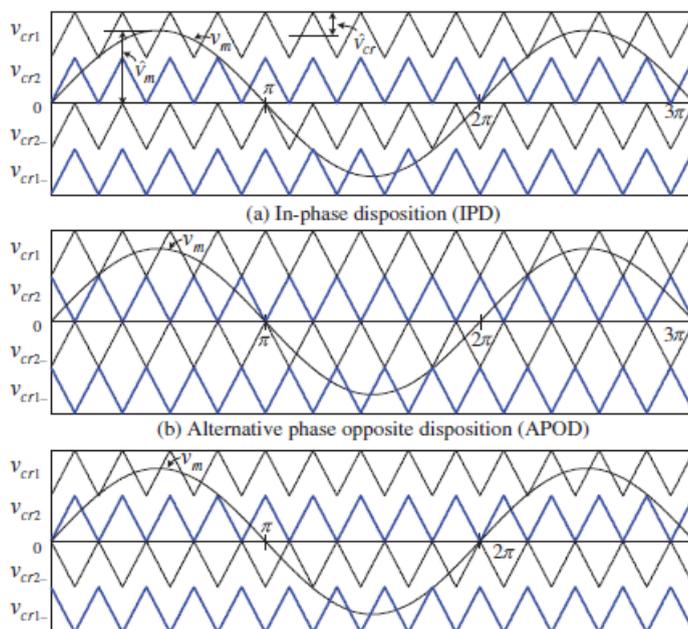


Figure 2.8 – Les trois types de la technique LS-PWM [11]

- **Disposition en phase** (IPD In-Phase Disposition) où toutes les porteuses sont en phase,
- **Disposition opposé alternative de phase** (APOD Alternative Phase Opposite Disposition) où toutes les porteuses sont alternativement disposées en opposé,
- **Disposition en opposé de phase** (POD Phase Opposite Disposition) où toutes les porteuses de haut de zéros de la référence sont en phase mais en opposé avec celles en bas de zéros de référence.

le système de modulation (IPD) sera discuté dans cette partie puisqu'il assure le meilleur profil harmonique de tous les trois systèmes de modulation selon[10].

La figure 2.9 montre le principe de la modulation IPD pour un onduleur CHB à sept niveaux fonctionnant dans les conditions suivantes : $m_f = 15$, $m_a = 0,8$, $m = 60\text{Hz}$ et

$$f_{cr} = f_m \times m_f = 900\text{Hz}.$$

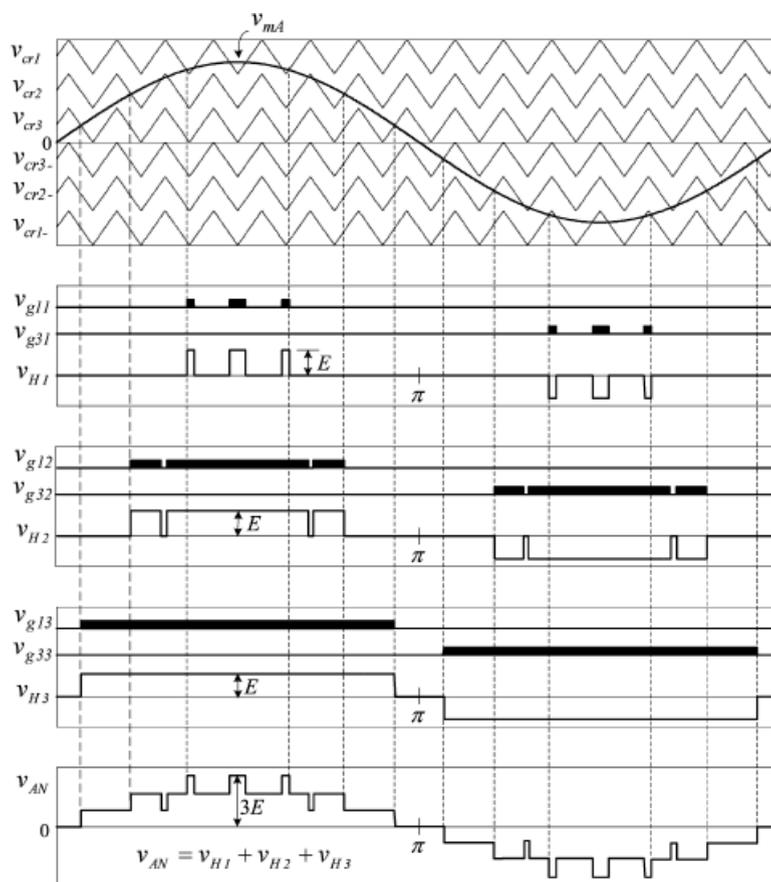


Figure 2.9 – PWM à niveau décalé pour un onduleur CHB à 7-niveau [11]

Les deux porteuses, V_{cr1} et V_{cr1-} sont utilisées pour générer la commutation des interrupteurs S_{11} et S_{31} du premier pont H_1 . Les porteuses les plus intérieures, V_{cr3} et V_{cr3-} génèrent les commutations pour S_{13} et S_{33} de H_3 , et les deux porteuses restantes V_{cr2} et V_{cr2-} sont pour S_{12} et S_{32} de H_1 .

Pour les porteuses en dessus de zéro, les interrupteurs S_{11} , S_{12} , et S_{13} sont à l'état passant (ON) quand le signal de référence de la phase (A) V_{mA} est supérieur aux porteuses correspondantes. Pour les porteuses en dessous de zéro (V_{cr1-} , V_{cr2-} , et V_{cr3-}), les interrupteurs S_{31} , S_{32} et S_{33} sont à l'état passant quand le signal de référence de la phase (A) est inférieur aux porteuses correspondantes. Les signaux des gâchettes des interrupteurs inférieurs de chaque pont H sont complémentaires à leurs correspondants supérieurs, et donc ces signaux ne sont pas représentés pour des raisons de simplicité. La forme d'onde de la tension phase de l'onduleur V_{AN} est formée de sept niveaux de tension.

Dans la modulation à phase décalée, la fréquence de commutation de l'interrupteur est égale à la fréquence de la porteuse. Cette relation n'est plus valable pour la modulation IPD. Par exemple, avec la fréquence de la porteuse de 900 Hz de la figure 2.9, la fréquence de commutation des interrupteurs en H_1 est seulement de 180 Hz, ce qui est obtenu par le nombre d'impulsions par cycle multiplié par la fréquence de l'onde modulante (60 Hz). En outre, la fréquence de commutation n'est pas la même pour tous les dispositifs. Les interrupteurs dans H_3 ne sont allumés et éteints qu'une fois par cycle, ce qui se traduit par une fréquence de commutation de 50 Hz.

En générale, la fréquence de commutation de l'onduleur utilisant la modulation à niveaux décalé, est égal à la fréquence des porteuses $f_{cm,ond} = f_{cr}$ A partir de laquelle la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs de puissance est :

$$f_{cm,int} = \frac{f_{cr}}{(N - 1)}. \tag{2.3}$$

En plus de l'inégalité des fréquences de commutation des interrupteurs, le temps de leur conduction n'est plus réparti uniformément. Par exemple, l'interrupteur S_{11} dans H1 conduit beaucoup moins que S_{13} dans H3 dans un cycle de la fréquence fondamentale. Pour répartir uniformément les pertes de commutation et de conduction, le profil de commutation doit tourner entre les cellules du pont en H[11].

La figure 2.10 montre les résultats de la simulation pour un onduleur à sept niveaux fonctionnant dans les conditions suivantes : $m_f = 60$, $m_a = 1,0$, $f_m = 60\text{Hz}$ et $f_{cr} = 3600\text{Hz}$.

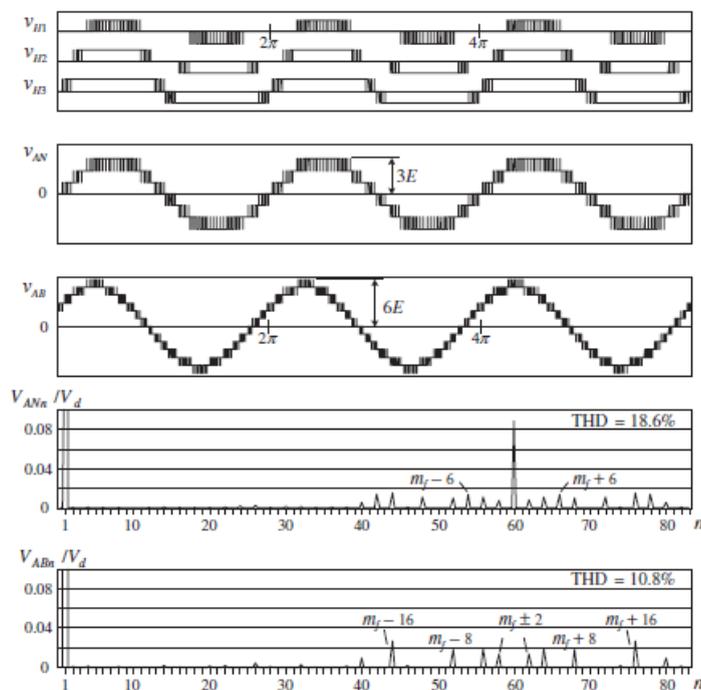


Figure 2.10 – Forme d’onde de la tension de sortie et le spectre harmonique pour un onduleur CHB à 7-niveaux utilisant la commande PWM à niveau décalé de type IPD [11]

Bien que la fréquence de la porteuse 3600 Hz semble élevée pour les convertisseurs de grande puissance, la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs n’est que 600 Hz. Les tensions de sortie des cellules du pont en H, V_{H1} , V_{H2} et V_{H3} , sont toutes différentes. Ce qui signifie que les IGBT fonctionnent à des fréquences de commutation différentes avec des temps de conduction différents.

Comme pour la forme d’onde de la tension produite par la modulation déphasée, la tension d’une phase V_{AN} de l’onduleur est composée de 7-niveaux de tension tandis que la tension entre phase V_{AB} dispose de 13-niveaux de tension. Les harmoniques dominants en V_{AN} et V_{AB} apparaissent comme des bandes latérales centrées autour de m_f . La tension de phase de l’onduleur contient les harmoniques multiples de 3 tel que m_f et $m_f \pm 6$, avec m_f dominant. Puisque ces harmonique n’apparaissent pas dans la tension entre

phase V_{AB} , le THD de V_{AB} est seulement 10.83% comparé à 18.6% pour V_{AN} .

2.2.3 Modulation à élimination sélective des harmoniques (SHE PWM)

La PWM à élimination sélective des harmoniques a été principalement développée pour les convertisseurs à deux et trois niveaux, afin de minimiser le taux de distorsion d'harmonique (THD) de la tension de sortie. Le principal défi associé à cette technique est d'obtenir les solutions analytiques des équations non linéaires, qui contiennent des termes trigonométriques, présentant naturellement des solutions multiples. Plusieurs algorithmes concernant les méthodes de résolution de ces équations non linéaires transcendantales ont été rapportés, comme celui de la méthode de Newton-Raphson. Actuellement, la technique SHE-PWM est également utilisée pour les convertisseurs multiniveaux[45].

La figure 2.11 montre une forme d'onde escalier de la tension d'un onduleur à $(2k+1)$ niveaux où k est le nombre d'angles de commutation.

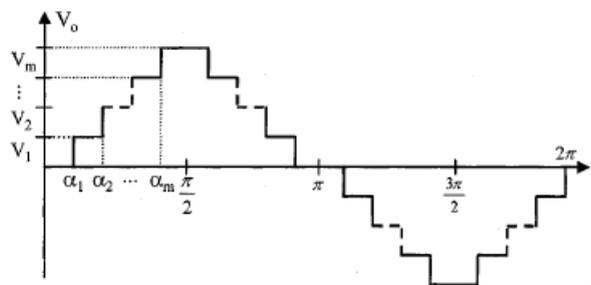


Figure 2.11 – Forme d'onde escalier généralisé [2]

En appliquant le développement en série de Fourier, l'amplitude de toute $n^{\text{ème}}$ harmonique impaire de la forme d'onde escalier peut être exprimée comme suite(2.4)[2] :

$$h_n = \frac{4}{n\pi} \sum_{i=1}^k V_i \cos(n\theta_i) \quad (2.4)$$

V_i : tension du niveau i . n : ordre de l'harmonique impaire. k : le nombre d'angles de commutation. θ : angle de commutation.

Pour minimiser la distorsion harmonique et obtenir une amplitude réglable du composant fondamental, $m-1$ harmoniques peuvent être retirée de la forme d'onde de tension. En général, les harmoniques de basses fréquences sont éliminées en sélectionnant correctement les angles de commutation, et les composants harmoniques hauts fréquence peuvent être facilement supprimés en utilisant des circuits de filtrage supplémentaires. Selon (2.4), pour maintenir le nombre d'harmoniques éliminées à un niveau constant, tous les angles de commutation doivent être inférieurs à $\pi/2$ (figure 2.11). Cependant, si les angles de commutation ne satisfont pas cette condition, ce système ne peut plus exister. En conséquence, cette stratégie de modulation fournit essentiellement une plage étroite d'indice de modulation, ce qui est son principal inconvénient[2].

La modulation en escalier peut être facilement mise en œuvre pour l'onduleur CHB grâce à sa structure unique [46, 47]. Le principe de ce schéma de modulation est illustré par la figure 2.12.

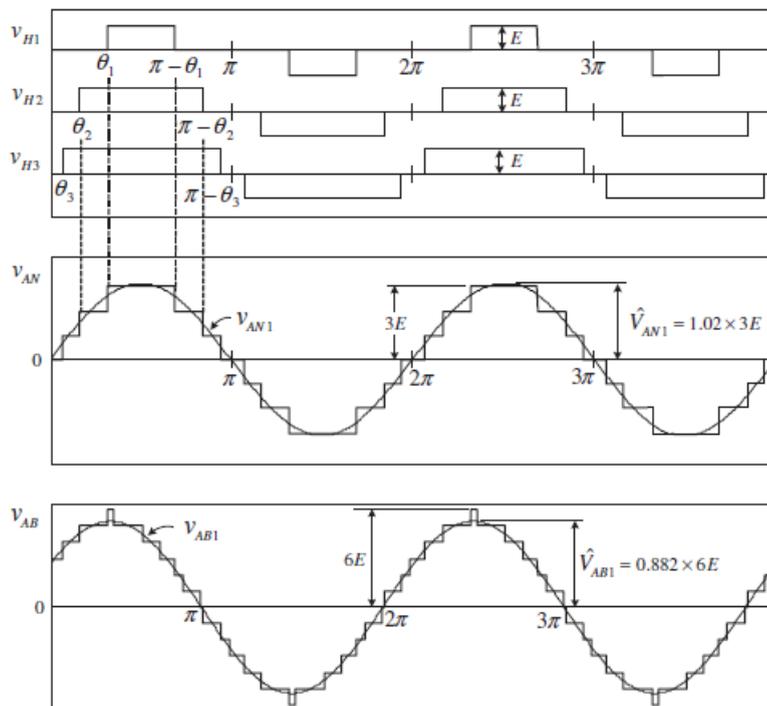


Figure 2.12 – PWM à élimination sélective des harmoniques 5 et 7 [11]

V_{H1} , V_{H2} et V_{H2} sont les tensions de sortie des cellules du pont en H dans un onduleur à sept niveaux. La tension de phase de l'onduleur V_{AN} est formée par un escalier à sept niveaux.

La forme d'onde de V_{AN} peut être exprimée en termes de série de Fourier comme :

$$V_{AN} = \frac{4E}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \{ \cos(n\theta_1) + \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3) \} \sin(n\omega t) \quad (2.5)$$

$$0 \leq \theta_3 < \theta_2 < \theta_1 \leq \pi/2$$

où n est l'ordre harmonique, et θ_1 , θ_2 et θ_3 sont les angles de commutation indépendants. Le coefficient $\frac{4E}{\pi}$ représente la valeur de crête de la tension fondamentale maximale \hat{V}_{Hmax} , d'une cellule de pont en H, qui se produit lorsque l'angle de commutation θ_1 de V_{H1} , par exemple, se réduit à zéro.

Les trois angles indépendants peuvent être utilisés pour éliminer deux harmoniques de la tension V_{AN} et fournissent également un indice de modulation ajustable, défini par :

$$m_a = \frac{\hat{V}_{AN1}}{H \times \hat{V}_{H,max}} = \frac{\hat{V}_{AN1}}{H \times 4E/\pi} \quad (2.6)$$

où \hat{V}_{AN1} est la valeur de crête de la tension de phase fondamentale de l'onduleur V_{AN1} et H est le nombre de cellules de pont H par phase.

Pour l'onduleur CHB à sept niveaux avec élimination des 5^{ème} et 7^{ème} harmoniques, les équations suivantes peuvent être formulées comme suite :

$$\begin{cases} \cos(\theta_1) + \cos(\theta_2) + \cos(\theta_3) = 3m_a \\ \cos(5\theta_1) + \cos(5\theta_2) + \cos(5\theta_3) = 0 \\ \cos(7\theta_1) + \cos(7\theta_2) + \cos(7\theta_3) = 0 \end{cases} \quad (2.7)$$

Ce qui donne : $\theta_1 = 57,106^\circ$, $\theta_2 = 28,717^\circ$, et $\theta_3 = 11,504^\circ$ pour $m_a = 0,8$

Les formes d'onde de la tension de sortie de l'onduleur basées sur(2.7) sont présentées sur la figure 2.12, et leur spectre est illustré sur la figure 2.13. La forme d'onde du V_{AN} ne contient pas les harmoniques 5 et 7 et son THD est de 12,5%. La tension entre phase de l'onduleur V_{AB} n'a pas d'harmoniques multiple de 3 tels que les 3^{ème}, 9^{ème} et 15^{ème}, ce qui entraîne une réduction supplémentaire de THD.

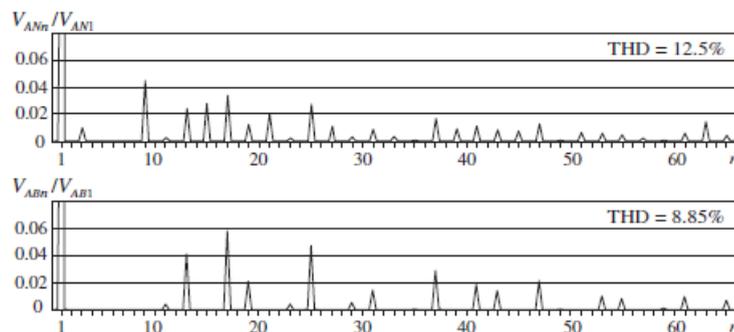


Figure 2.13 – Spectre harmonique des forme d'onde des tensions V_{AN} et V_{AB} de la figure 2.12 [11]

Ce schéma de modulation en escalier est simple à mettre en œuvre. Tous les angles de commutation peuvent être calculés hors ligne et ensuite stockés dans un tableau de référence pour une mise en œuvre numérique. Par rapport aux systèmes PWM basés sur la porteuse, la modulation en escalier présente de faibles pertes de commutation puisque tous les IGBT fonctionnent à la fréquence fondamentale [11].

Il convient de noter que les équations telles que (2.7) pour le calcul de l'angle de commutation sont non linéaires et transcendantes, et n'ont donc pas toujours une solution valable sur tout l'intervalle de ma [48]. Lorsque cela se produit, les angles de commutation doivent être calculés pour minimiser l'amplitude des harmoniques qui ne peuvent pas être éliminés.

2.2.4 Modulation à Largeur d'Impulsion par Vecteur Spatial (SVPWM)

Parmi les nombreuses techniques de modulation conçues pour les onduleurs multiniveaux, la technique de modulation de largeur d'impulsion par vecteur spatial (SVPWM) est attrayante en raison de sa souplesse d'optimisation des séquences de commutation et de sa mise en œuvre aisée dans un processeur de signal numérique (DSP). Cependant, le schéma SVPWM pour un onduleur multiniveaux est complexe, surtout lorsque le nombre de niveaux est élevé. Il y a généralement $6(n - 1)^2$ triangles et n^3 états de commutation dans le diagramme vectoriel spatial d'un onduleur triphasé à n niveaux. Le vecteur de référence peut être situé à l'intérieur de n'importe quel triangle. Dans les schémas SVPWM, les états de commutation appropriés du triangle de modulation doivent être sélectionnés, ce qui détermine la performance de l'onduleur, et le rapport cyclique de chaque état de commutation sélectionné doit être calculé en temps réel [49].

Une approche complètement différente résulte de la représentation des tensions de sortie de l'onduleur triphasé dans le système de vecteurs spatiaux. Dans le système vectoriel spatial, la tension est formée par un vecteur spatial d'amplitude et d'angle définis dans le plan complexe (plan $x - y$). La modulation du vecteur spatial est une technique de génération PWM numérique récemment rapportée qui est basée sur le

concept de représentation du vecteur de Park (espace) des formes d'onde triphasées. En d'autres termes, la méthode d'analyse par vecteur spatial permet de représenter les quantités triphasées (tensions ou courants) par un seul vecteur complexe. Cette méthode d'analyse a été utilisée avec succès dans l'analyse des machines triphasées et des onduleurs triphasés. Elle donne également la possibilité de plusieurs schémas d'optimisation de la forme d'onde pendant le fonctionnement en régime transitoire et en régime permanent.

En général, la technique du vecteur spatial est essentiellement basée sur la décomposition d'un vecteur de tension de référence en vecteurs de tension réalisables sur un onduleur à six impulsions, bien que la modulation du vecteur spatial soit en fait un cas particulier de la technique de triangulation [50].

2.2.4.1 Concept de vecteur spatial

Le concept de vecteur spatial est dérivé du champ tournant de la machine à courant alternatif qui est utilisée pour moduler la tension de sortie de l'onduleur. Dans cette technique de modulation, les grandeurs triphasées peuvent être transformées en leurs grandeurs équivalentes en deux phases soit dans un repère tournant de manière synchrone ou dans un repère fixe. De cette composante à deux phases, l'amplitude du vecteur de référence peut être trouvée et est utilisée pour moduler la sortie de l'onduleur. Le processus d'obtention du vecteur spatial rotatif est expliqué dans la section suivante, en considérant le repère de référence stationnaire. Soit la composante de tension sinusoidale triphasée [51] :

$$\begin{aligned} V_a &= V_m \sin \omega t \\ V_b &= V_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_c &= V_m \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (2.8)$$

Lorsque cette tension triphasée est appliquée à la machine à courant alternatif, elle produit un flux rotatif dans l'entrefer de la machine. Cette composante de flux tournant peut être représentée sous la forme d'un vecteur de tension rotatif unique. L'amplitude et l'angle du vecteur rotatif peuvent être trouvés au moyen de la transformation de Clark, comme expliqué ci-dessous dans le repère fixe. La représentation du vecteur rotatif dans un plan complexe est illustrée par la figure 2.14.

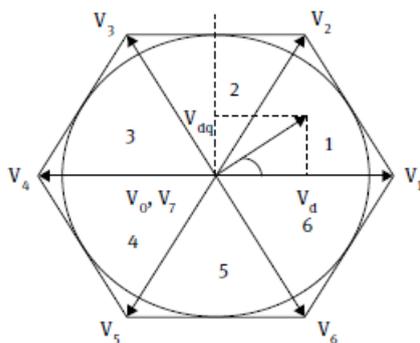


Figure 2.14 – Représentation du vecteur tournant dans le plan complexe de la quantité triphasée de la SVPWM [24]

$$\bar{V}^* = V_d + jV_q = \frac{2}{3} \left(V_a + aV_b + a^2V_c \right) \quad (2.9)$$

Où $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$

$$\begin{aligned} |\overline{V}| &= \sqrt{V_d^2 + V_q^2}; \quad a = \tan^{-1} \left(\frac{V_q}{V_d} \right) \\ V_d + jV_q &= \frac{2}{3} \left(V_a + e^{j\frac{2\pi}{3}} V_b + e^{-j\frac{2\pi}{3}} V_c \right) \\ V_d + jV_q &= \frac{2}{3} \left(V_a + \cos \frac{2\pi}{3} V_b + \cos \frac{2\pi}{3} V_c \right) + j\frac{2}{3} \left(\sin \frac{2\pi}{3} V_b - \sin \frac{2\pi}{3} V_c \right) \end{aligned} \quad (2.10)$$

Par identification, on trouve :

$$\begin{aligned} V_d &= \frac{2}{3} \left(V_a + \cos \frac{2\pi}{3} V_b + \cos \frac{2\pi}{3} V_c \right) \\ V_q &= \frac{2}{3} \left(0 \cdot V_a + \sin \frac{2\pi}{3} V_b - \sin \frac{2\pi}{3} V_c \right) \\ \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos \frac{2\pi}{3} & \cos \frac{2\pi}{3} \\ 0 & \sin \frac{2\pi}{3} & -\sin \frac{2\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.11)$$

2.2.4.1.1 Principe de la SVPWM

Le SVPWM traite la tension sinusoïdale comme un vecteur d'amplitude constante tournant à une fréquence constante. Cette technique PWM se rapproche de la tension de référence V_{ref} par une combinaison des huit schémas de commutation. Un vecteur de tension triphasé est transformé en un vecteur dans le repère de coordonnées d-q stationnaire, qui représente la somme vectorielle spatiale de la tension triphasée [24].

2.2.4.1.2 Définition du vecteur spatial

Le vecteur spatial V_{sr} constitué par les tensions polaires V_{ao} , V_{bo} et V_{co} est défini comme :

$$V_{sr} = V_{ao} + V_{bo} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{co} \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (2.12)$$

La relation entre les tensions de phase V_{an} , V_{bn} , et V_{cn} et les tensions de pôle V_{ao} , V_{bo} , et V_{co} est donnée par :

$$\begin{aligned} V_{ao} &= V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} &= V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} &= V_{cn} + V_{no} \end{aligned} \quad (2.13)$$

Et comme $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$

$$V_{no} = \frac{V_{ao} + V_{bo} + V_{co}}{3} \quad (2.14)$$

où V_{no} est la tension en mode commun. D'après les équations (2.9) et (2.10), il est évident que les tensions de phase V_{an} , V_{bn} et V_{cn} donnent également le même vecteur spatial V_{sr} . Le vecteur spatial V_{sr} peut également être décomposé en deux composantes rectangulaires, à savoir V_d et V_q . Il convient d'habitude de placer l'axe d le long de l'axe de phase A du moteur à induction. De ce fait, le vecteur V_{sr} peut être décomposé en deux

composantes rectangulaires, à savoir V_d et V_q , dans :

$$V_{sr} = V_d + jV_q \quad (2.15)$$

2.2.4.2 SVPWM pour l'onduleur à deux niveaux

2.2.4.2.1 Onduleur de source de tension triphasée

Un onduleur triphasé à deux niveaux avec une charge connectée en étoile est représenté, par la figure 2.15. V_{ao} , V_{bo} et V_{co} sont les tensions de sortie de l'onduleur par rapport au point milieu "O" de la source de tension continu. Ces tensions sont appelées tensions polaires et V_{an} , V_{bn} et V_{cn} sont les tensions de la phase de charge par rapport au neutre (n). Chaque configuration de commutation du circuit génère trois tensions polaires indépendantes : V_{ao} , V_{bo} et V_{co} . Huit configurations de commutation possibles, appelées états de fonctionnement ou états de l'onduleur, peuvent être obtenues [24].

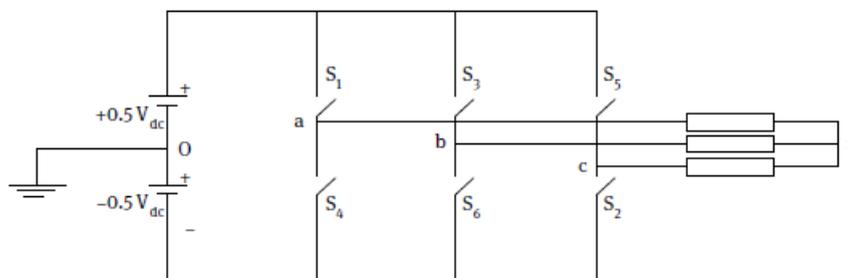


Figure 2.15 – Onduleur triphasé à deux niveaux [24]

2.2.4.2.2 Détermination des états de commutation

Les tensions polaires possibles qui peuvent être produites à tout moment sont de $+0,5 V_{dc}$ et $-0,5 V_{dc}$. Par exemple, lorsque les interrupteurs S_1 , S_6 et S_5 sont fermés, alors que la phase (A) et la phase (C) sont connectées au bus continu positif et que la phase (B) est connectée au bus continu négatif, les tensions polaires correspondantes sont :

$$\begin{aligned} V_{ao} &= +0.5V_{dc} \\ V_{bo} &= -0.5V_{dc} \\ V_{co} &= +0.5V_{dc} \end{aligned} \quad (2.16)$$

En utilisant cette procédure, l'état de l'onduleur dans la configuration ci-dessus représenté par la notation (+ - +) ou 1 0 1 et l'état de commutation correspondant est désigné par l'état dénommé V_6 . Ainsi, chaque phase d'un onduleur de tension triphasée (VSI) peut être connectée au bus continu positif ou négatif. Les états de commutation sont indiqués par la figure 2.16, qui sont désignés par les numéros de code 0 à 7.

Dans le cas des états de commutation V_0 et V_7 , les trois pôles sont connectés au même bus continu. Ce qui a pour effet de court-circuiter la charge et il n'y aura pas de transfert de puissance entre la source et la charge. Ces deux états sont appelés "états nuls" ou "états

zéro". Dans le cas des autres états de commutation, il y a transfert de puissance entre la source et la charge. Ces états (V_1, V_2, \dots, V_6) sont donc appelés "vecteurs de tension actifs" ou "états actifs". En termes de tensions de phase de l'onduleur, le vecteur d'espace de tension peut être écrit comme ci-dessous [51] :

$$V_{sr} = V_{an} + V_{bn}e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{cn}e^{j\frac{4\pi}{3}} \tag{2.17}$$

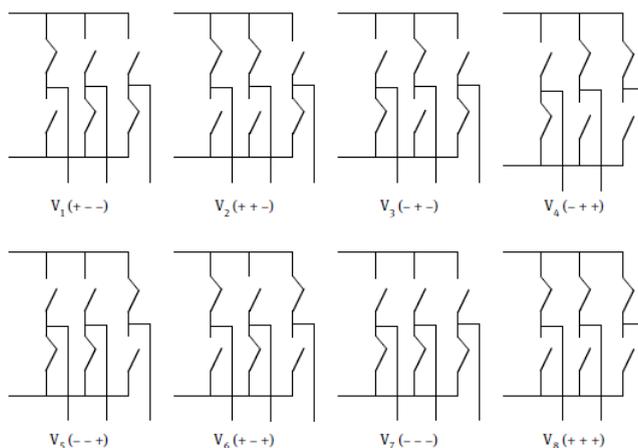


Figure 2.16 – États de commutations possibles pour l'onduleur à deux niveaux

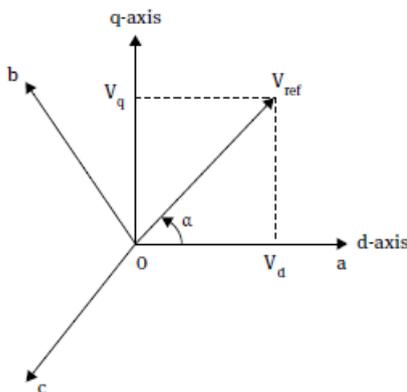


Figure 2.17 – Transformation du repère triphasé (a,b,c) vers le repère biphasé (d,q) [24]

Dans la mise en œuvre du SVPWM, les équations de tension dans le repère (a, b, c) sont transformées en repère d-q, qui est un repère fixe, comme le montre la figure 2.17. Cette transformation est équivalente à une projection orthogonale de [a, b, c] sur les deux dimensions perpendiculaires au vecteur [1, 1, 1] (le plan d-q équivalent) dans un système de coordonnées tridimensionnel. Le vecteur de tension de référence souhaité V_{ref} est obtenu dans le plan d-q en appliquant la même transformation à la tension de sortie souhaitée. L'approximation du vecteur référence depuis les huit états de commutation est l'objectif principal de la technique SVPWM. Le diagramme vectoriel spatial de l'onduleur à deux niveaux est présenté par la figure 2.18.

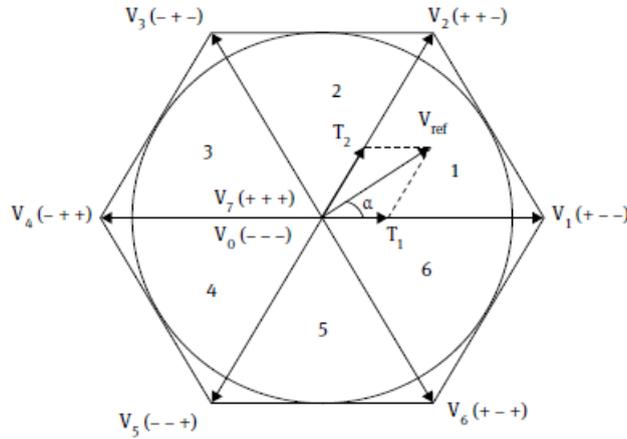


Figure 2.18 – Diagramme de la SVPWM pour l'onduleur à deux niveaux [24]

2.2.4.2.3 Calcul des temps de commutation

Les temps de commutation de l'onduleur basé sur la SVPWM peuvent être calculés à l'aide de la 2^{ème} relation de tension du vecteur référence V_{SR} . La figure 2.19 représente le calcul des temps de commutation basé sur la relation tension-seconde du vecteur de référence V_{sr} . Cette tension produite par les vecteurs V_1 , V_2 , et V_7 ou V_0 le long des axes d et q est la même que celle produite par le vecteur de référence V_{ref} .

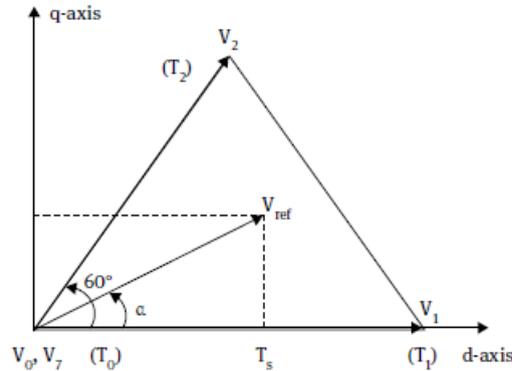


Figure 2.19 – Représentation du vecteur référence dans le repère (d-q) [24]

$$\begin{aligned} V_{dc} \cdot T_1 + V_{dc} \cos 60^\circ \cdot T_2 &= |V_{sr}^*| \cos \alpha \cdot T_s \\ V_{dc} \sin 60^\circ \cdot T_2 &= |V_{sr}^*| \sin \alpha \cdot T_s \end{aligned} \quad (2.18)$$

Après une simplification :

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{(m \times \sin(60^\circ - \alpha))}{\sin(60^\circ)} \\ T_2 &= \frac{(m \times \sin(\alpha))}{\sin(60^\circ)} \\ T_0 &= T_s - T_1 - T_2 \end{aligned} \quad (2.19)$$

Où :

$$m = \frac{V_{sr}}{\left(\frac{2}{3}\right) V_{dc}} \quad (2.20)$$

2.2.4.2.4 Séquence de commutation optimisée

L'objectif de la SVPWM est d'approximer le vecteur de tension de référence (V_{ref}) dans une période d'échantillonnage en faisant la moyenne des trois vecteurs de tension. Dans la stratégie de la SVPWM, le vecteur de tension zéro est également réparti entre V_0 et V_7 . En outre, le temps vectoriel à tension nulle est distribué de façon égale et symétrique au début et à la fin de la période de la fin de chaque sous-cycle de manière symétrique. De plus, pour minimiser le changement et de réduire le nombre de commutations, il est souhaitable que la séquence de commutation entre les trois vecteurs de tension n'implique qu'une seule commutation lorsqu'il y a un transfert d'un état à l'autre. Cela nécessite l'utilisation des deux vecteurs zéro (V_7 et V_0) dans un secteur donné et une inversion de la séquence de commutation de chaque sous-cycle. Ainsi, la SVPWM utilise $V_0-V_1-V_2-V_7 - V_7-V_2-V_1-V_0$ dans le secteur I, $V_0-V_3-V_2-V_7 - V_7-V_2-V_3-V_0$ dans le secteur II, et ainsi de suite. Le tableau 2.1 présente la séquence de commutation pour tous les secteurs. Les temps de commutation de l'onduleur à deux niveaux pour chaque secteur sont indiqués dans le tableau 2.1 [24, 51, 52].

Secteur	Séquences ON	Séquences OFF
1	$V_0 \cdot V_1 \cdot V_2 \cdot V_7$	$V_7 \cdot V_2 \cdot V_1 \cdot V_0$
2	$V_0 \cdot V_3 \cdot V_2 \cdot V_7$	$V_7 \cdot V_2 \cdot V_3 \cdot V_0$
3	$V_0 \cdot V_3 \cdot V_4 \cdot V_7$	$V_7 \cdot V_4 \cdot V_3 \cdot V_0$
4	$V_0 \cdot V_5 \cdot V_4 \cdot V_7$	$V_7 \cdot V_4 \cdot V_5 \cdot V_0$
5	$V_0 \cdot V_5 \cdot V_6 \cdot V_7$	$V_7 \cdot V_6 \cdot V_5 \cdot V_0$
6	$V_0 \cdot V_1 \cdot V_6 \cdot V_7$	$V_7 \cdot V_6 \cdot V_1 \cdot V_0$

Table 2.1 – Séquences de commutations pour l'onduleur à 2-niveau [24]

Secteur	Interrupteurs supérieurs	Interrupteurs inférieurs
1	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_0/2$
	$S_3 = T_2 + T_0/2$	$S_6 = T_1 + T_0/2$
	$S_5 = T_0/2$	$S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$
2	$S_1 = T_1 + T_0/2$	$S_4 = T_2 + T_0/2$
	$S_3 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_6 = T_0/2$
	$S_5 = T_0/2$	$S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$
3	$S_1 = T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$
	$S_3 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_6 = T_0/2$
	$S_5 = T_2 + T_0/2$	$S_2 = T_1 + T_0/2$
4	$S_1 = T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$
	$S_3 = T_1 + T_0/2$	$S_6 = T_2 + T_0/2$
	$S_5 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_2 = T_0/2$
5	$S_1 = T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_0/2$
	$S_3 = T_0/2$	$S_6 = T_1 + T_2 + T_0/2$
	$S_5 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_2 = T_0/2$
6	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_0/2$
	$S_3 = T_0/2$	$S_6 = T_1 + T_2 + T_0/2$
	$S_5 = T_1 + T_0/2$	$S_2 = T_2 + T_0/2$

Table 2.2 – Temps de commutations pour l'onduleur à 2-niveau [24]

2.2.4.3 Caractéristiques de la SVPWM

La technique SVPWM est plus populaire que la technique classiques (SPWM) en raison des avantages suivants [24] :

- Associée à l'injection de la troisième harmonique, elle peut atteindre une large gamme de modulation linéaire.
- Une tension de sortie supérieure de 15% à celle de la modulation classique, c'est-à-dire une meilleure utilisation du bus continu.
- Rendement plus élevé.
- Prévention des commutations inutiles, d'où des pertes de commutation moindres.
- Une approche différente de la modulation PWM basée sur la représentation vectorielle spatiale des tensions dans le plan $\alpha - \beta$.

2.3 Conclusion

Ce chapitre a traité les différentes stratégies principales de commande pour les onduleurs multiniveaux. Nous avons présenté en premier lieu la modulation en largeur d'impulsion sinusoïdale (S-PWM) ensuite ces deux sous-classes pour les onduleurs multiniveaux à phase décalé (PS-PWM) ou à niveau décalé (LS-PWM), après cela, la modulation sinusoïdale à élimination sélective des harmoniques (SHE-PWM) est présentée et pour finir la modulation avec vecteur spatial (SV-PMW).

Il existe cependant des modulations à fréquence mixte dans lesquelles les commutateurs commutent à des fréquences différentes, qui sont particulièrement appropriés aux convertisseurs hybrides où les différentes cellules peuvent facilement commuter à différentes fréquences, ou aux convertisseurs asymétrique

Chapitre 3 :
Fonctionnement des Onduleurs
Multiniveaux à Structure en Cascade

Chapitre 3

Fonctionnement des Onduleurs Multiniveaux à Structure en Cascade

3.1 Introduction

DANS ce chapitre, l'étude du fonctionnement de l'onduleur multiniveaux à structure en cascade est abordé en détails. Plusieurs configurations d'onduleurs multiniveaux sont étudiées à savoir trois, cinq, sept et neuf-niveaux. D'abord les topologies avec leurs états de commutations de chaque onduleurs sont donnés. Ensuite les résultats de simulations du fonctionnement sont présentés. Au final, une discussion sur les résultats est abordée, doté d'une comparaison entre les différents onduleurs multiniveaux.

3.2 Topologies et Commande

Récemment, la topologie des onduleurs multiniveaux attire l'attention de nombreux chercheurs en raison de sa simplicité de commande et d'implémentation dans plusieurs applications. En effet, la modularité de l'onduleur multi-niveaux en cascade permet de mettre facilement en place des applications de haute puissance et de haute tension [11]. De ce fait, nous nous sommes intéressé à étudier, dans cette partie, ce type d'onduleur. Pour cela, des simulations ont été faites sur plusieurs onduleurs de différents niveaux.

3.2.1 Topologies des Onduleurs

La figure 3.1 montre les différentes configurations des onduleurs multiniveaux étudiées. Il s'agit d'un onduleur à structure en cascade de trois, cinq, sept et neuf niveaux comme illustré aux figures 3.1(a), 3.1(b), 3.1(c) et 3.1(d), respectivement. Pour raison de commodité, une seule phase est présenté pour tous les onduleurs considérés.

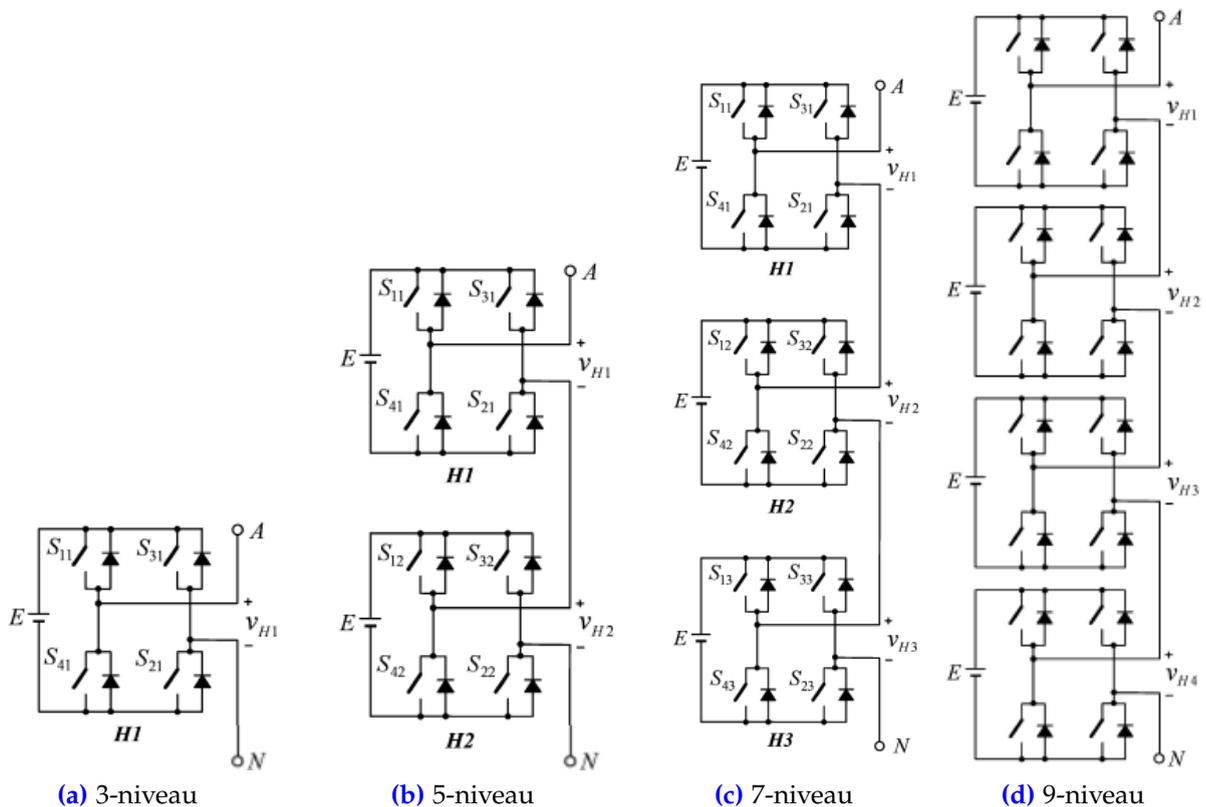


Figure 3.1 – Topologies des onduleurs multiniveaux à structure en cascade [11]

Il est clair que la structure de chaque onduleur est constituée d'un ou de plusieurs cellules (pont H) connectées en cascade. Chaque cellule comprend un onduleur monophasé et une source de tension indépendante des autres cellules de l'onduleur. L'ensemble des ces cellules en cascades constitue un bras. Pour le système triphasé, chaque bras, représentant une phase, est relié avec le neutre. Ensuite, les trois bras reliés en étoile forment le système triphasé équilibré ABC.

3.2.2 Signaux de Commande

Généralement, le contrôle de la modulation de tout type de convertisseur multiniveaux est relativement complexe comparé celui des onduleurs à deux niveaux, à cause du nombre élevé de composants électroniques de puissance et de redondances de commutation [53]. Les modèles PWM avec multiporteuses sont parmi les techniques les plus utilisées dans ce domaine [10]. Par exemple, la PWM avec multiporteuses est classée en LS-PWM (PWM à décalage de niveau) et PS-PWM (PWM à décalage de phase). Dans cette étude, la première technique (LS-PWM) est employée pour la simulation des onduleurs en question. La méthode de disposition en phase PD PWM est adoptée afin d'optimiser les harmoniques de la tension entre phases [53].

Rappelons que pour un onduleur de N niveaux, il faut $(N-1)$ porteuses triangulaires de même fréquence et de même amplitude. La figure 3.2 présente un exemple des signaux de commande pour la génération des impulsions des commutateurs de chaque onduleur. Les figures 3.2a, 3.2b, 3.2c et 3.2d sont destinés pour l'onduleur à 3, 5, 7 et 9-niveau, respectivement. Pour ne pas alourdir le manuscrit, nous présentons un seul exemple (figure 3.2) dans lequel les signaux correspondent à une fréquence de commutation de

1 kHz avec un rapport de modulation $M_i = 1$.

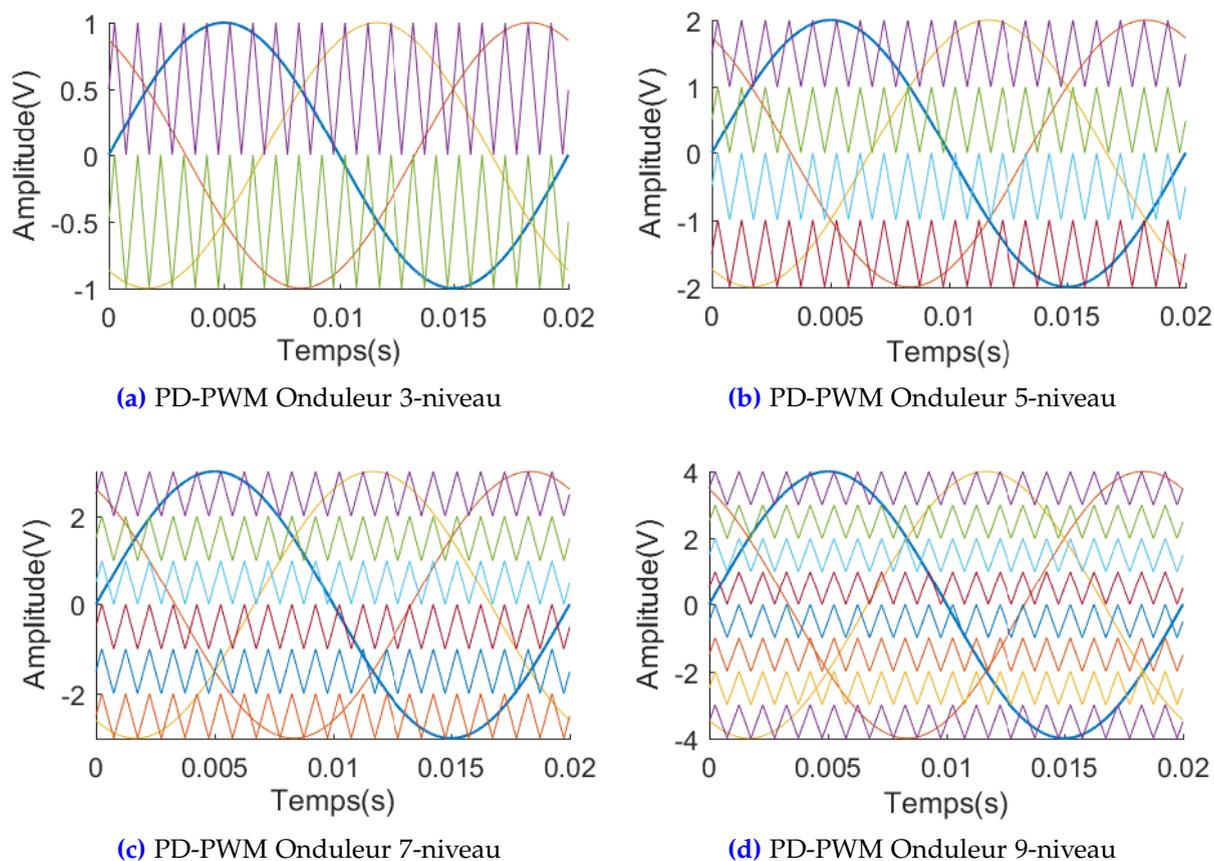


Figure 3.2 – Signaux de commande LS-PWM pour différents niveaux

A partir des signaux de la figure 3.2, et en comparant les signaux des porteuses avec celui de la modulate de chaque phase, nous pouvons obtenir les signaux de commande des interrupteurs "S_{ij}" de chaque bras des ponts H. Les résultats ainsi obtenus sont illustrés sur la figure 3.3. Cette dernière montre les signaux de commande des interrupteurs S_{1i} et S_{3i} avec $i = 1, 2, \dots, M$ (avec M est le nombre de cellules) d'un onduleur de 3, 5, 7 et 9-niveau.

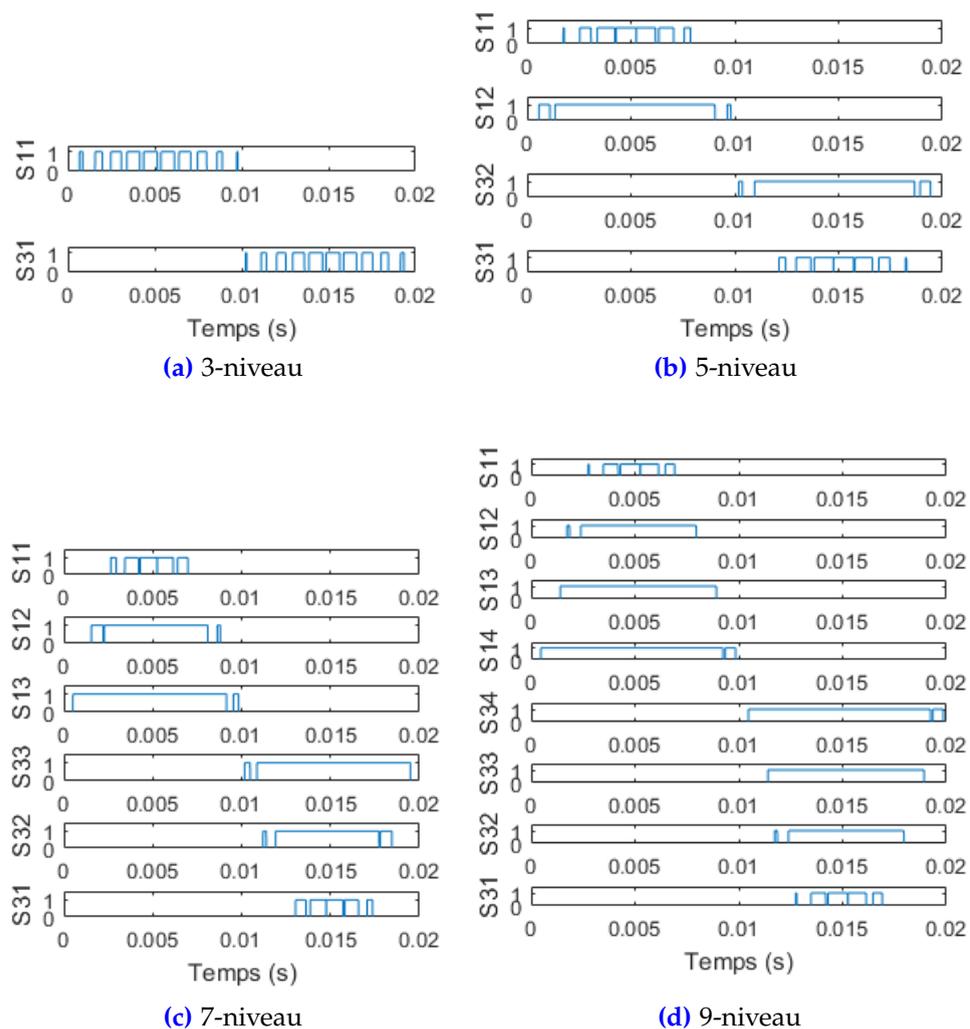


Figure 3.3 – Signaux de commande des interrupteurs (S_{1i} et S_{3i}) des cellules de la phase A

Dans cette technique de modulation, différentes porteuses ont été utilisées afin de générer les signaux de commandes nécessaires (Figure 3.3). La référence sinusoïdale est comparée en permanence avec chacun des signaux triangulaires. Si la référence est supérieure au signal triangulaire, l'interrupteur correspondant à cette modulation est actif. Dans le cas contraire, l'interrupteur en question est ouvert. D'après la figure 3.3, nous constatons que les différentes cellules des onduleurs n'ont pas la même durée de conduction.

A titre d'exemple, pour un onduleur à neuf niveaux et une commande de modulation de type LS-PWM, les interrupteur S_{14} et S_{34} du pont H_4 sont activés pendant une longue durée ($0.49T$) par rapport aux interrupteurs des ponts H_1 ($0.25T$), H_2 ($0.35T$) et H_3 ($0.40T$).

D'après cet exemple, le pont H_4 est relativement très sollicité par rapport aux autres ponts : cela va contribuer à un vieillissement rapide des interrupteurs. De plus, il en résulte un déséquilibre dans la répartition des pertes par commutation et par conduction au sein des quatre onduleurs. Comme solution à ces deux problématiques, une commande évolutive est introduite pour que l'onduleur H_4 puisse reprendre la commande de l'onduleur (H_1) afin que ses interrupteurs puissent bénéficier d'une faible durée de conduction. De ce fait, l'ensemble des onduleurs devront être commandés d'une manière

cyclique de telle façon à ce que chaque onduleur puisse bénéficier d'une même durée moyenne de commutation. Ainsi, un partage plus ou moins équitable de la durée de conduction des interrupteurs des différents onduleurs est observée.

3.3 Tensions de Sorties des Onduleurs Multiniveaux

Dans cette partie, nous montrons le cheminement suivi pour l'obtention des tableaux de commande des onduleurs multiniveaux. Nous présentons également les résultats de la simulation donnant les tensions de sorties simples et composées des onduleurs N -niveaux.

3.3.1 États de Commutation

L'onduleur CHB est constitué des blocs de pont H. Chacun de ces blocs, d'ordre ' i ', contient quatre interrupteurs : (S_{1i}, S_{3i}) et leurs complémentaires (S_{4i}, S_{2i}) . La figure 3.4 illustre les différentes polarités pour la tension de sortie du pont H, montrant ainsi le comportement des interrupteurs intervenant lors de chaque polarité.

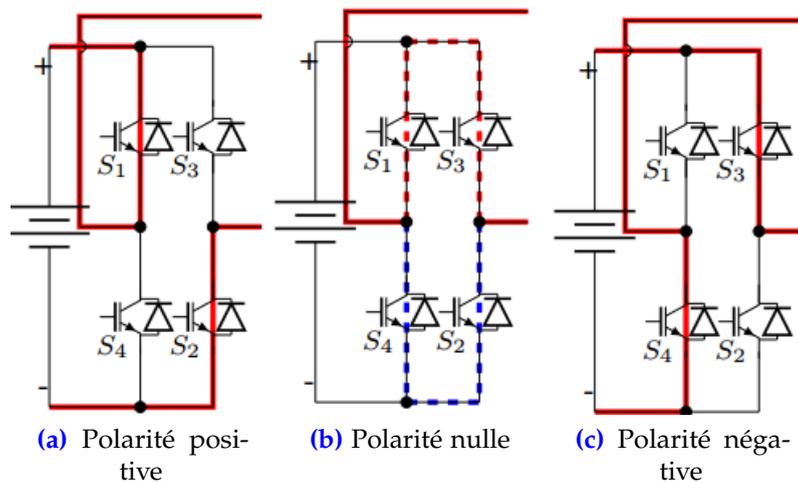


Figure 3.4 – Différentes polarités de la tension de sortie d'un pont H d'ordre ' i ' [4]

D'après la figure 3.4, nous pouvons dire qu'un seul bloc permet l'obtention de trois niveaux de tension; $+E$, 0 et $-E$. De ce fait, une polarité positive est obtenue pour le cas où S_{1i} est activé et S_{3i} est désactivé. Par contre, une polarité négative apparaît pour le cas complémentaire. La polarité nulle est obtenue lors de l'activation ou désactivation simultanée des interrupteurs $(S_{1i}$ et $S_{3i})$. Le tableau 3.1 récapitule les états de commutation de l'onduleur à 3-niveaux (un seul pont H). Nous désignons par 1, 0 ou -1 l'état du pont H quand sa tension de sortie est respectivement égale à E , 0 ou $-E$.

Tension de Sortie V_{AN}	Etats de commutations	
	S_{11}	S_{31}
E	1	0
0	1	1
0	0	0
-E	0	1

Table 3.1 – Tableau des états de commutations d'un onduleur 3-niveau

Pour passer à un onduleur de cinq niveaux, on y ajoute en cascade un deuxième bloc (pont H) par phase. Cet onduleur aura les mêmes trois niveaux de tension, à savoir E, 0 et -E. En fait, la combinaison des tensions des deux ponts permet l'obtention d'un onduleur de 5 niveaux, car le niveau 0 n'est compté qu'une seule fois.

Le tableau 3.2 récapitule tous les cas possibles de la tension de sortie d'un onduleur de 5 niveaux selon les états des ponts H_1 et H_2 .

Tension de sortie V_{AN}	Etats des Ponts H	
	H_1	H_2
2E	1	1
E	1	0
E	0	1
0	0	0
0	1	-1
0	-1	1
-E	-1	0
-E	0	-1
-2E	-1	-1

Table 3.2 – Tableau des états des ponts H_1 et H_2 d'un onduleur 5-niveau

Le tableau 3.3 résume les états de conduction des différents interrupteurs de l'onduleur 5-niveau déjà présentés dans le tableau 3.2.

Tension de sortie V_{AN}	Commutations				V_{H1}	V_{H2}
	S_{11}	S_{31}	S_{12}	S_{32}		
2E	1	0	1	0	E	E
E	1	0	1	1	E	0
	1	0	0	0	E	0
	1	1	1	0	0	E
	0	0	1	0	0	E
0	0	0	0	0	0	0
	0	0	1	1	0	0
	1	1	0	0	0	0
	1	1	1	1	0	0
-E	1	0	0	1	E	-E
	0	1	1	0	-E	E
	0	1	1	1	-E	0
	0	1	0	0	-E	0
-2E	1	1	0	1	0	-E
	0	0	0	1	0	-E
	0	1	0	1	-E	-E

Table 3.3 – Tableau des états de commutations d'un onduleur 5-niveau

La même procédure permet l'obtention des états de commutation associés à l'onduleur sept et neuf-niveau. Les résultats ainsi trouvés sont présentés dans l'Annexe A.

3.3.2 Tensions de Sortie des Onduleurs

Dans cette partie, nous nous sommes intéressés aux tensions simples à la sortie de chaque onduleur multiniveau étudié. Les résultats ainsi obtenus ont été présentés sur les figures 3.5a, 3.5b, 3.5c et 3.5d, respectivement, pour un onduleur trois, cinq, sept et neuf-niveau. La simulation est faite pour une source de tension continue de 30V, une fréquence de commutation $F_c=2$ kHz, un indice de modulation $M_i = 1$ et une charge résistive de 1Ω .

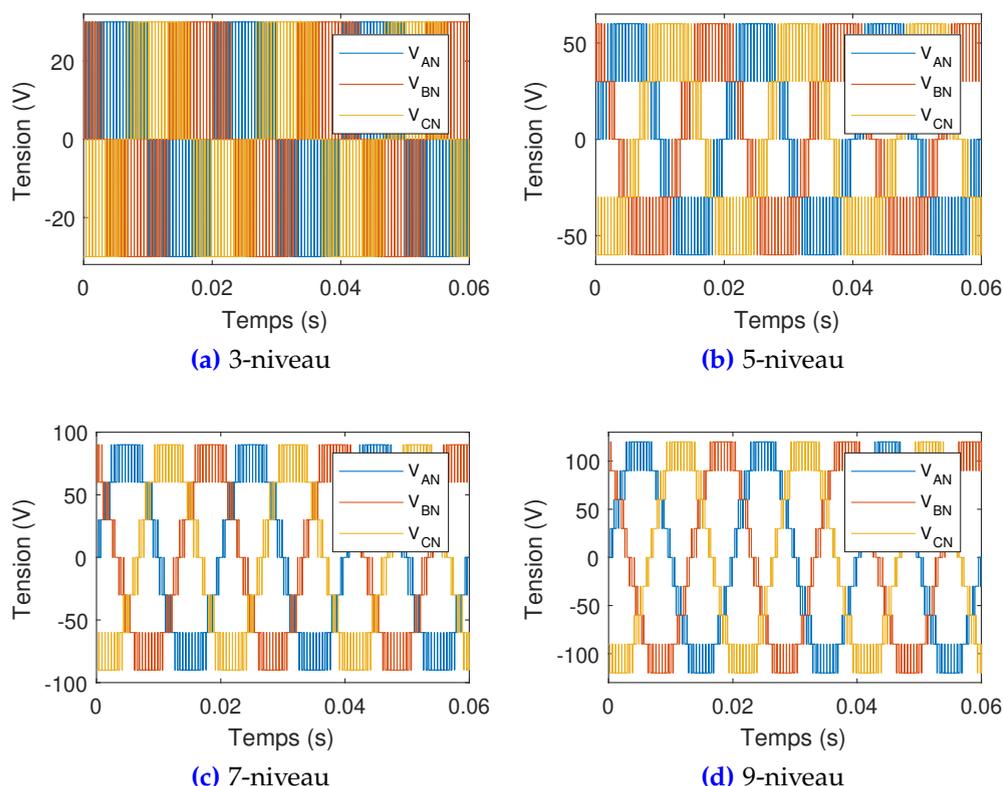


Figure 3.5 – Tensions simples de la sortie des onduleurs multiniveau ($F_c = 2kHz$, $M_i = 1$)

D'après cette figure, il est clair que le nombre de niveaux affecte considérablement la sortie des onduleurs. Le signal de tension simple s'approche de plus en plus d'une forme sinusoïdale au fur et à mesure que le nombre de niveaux augmente. Prenons l'exemple de la forme d'onde de l'onduleur 5-niveau; nous y apercevons deux paliers de tension dans chaque calotte positive et négative. Étant donnée que la tension E de chaque batterie est de 30 V, celle de sortie de l'onduleur 5-niveau varie entre $-2 \times E$ et $2 \times E$, soit de -60 V à 60 V. Par ailleurs, 4 paliers de tension par chaque calotte positive et négative sont observés dans le cas de l'onduleur 9-niveau. Dans ces conditions, la tension varie donc entre $-4 \times E$ (-120 V) et $4 \times E$ (120 V).

Dans les applications où la connexion triangle est requise, les tensions composées sont prises en considération. Les tensions entre phases de chaque onduleur multiniveau sont présentées sur la figure 3.6.

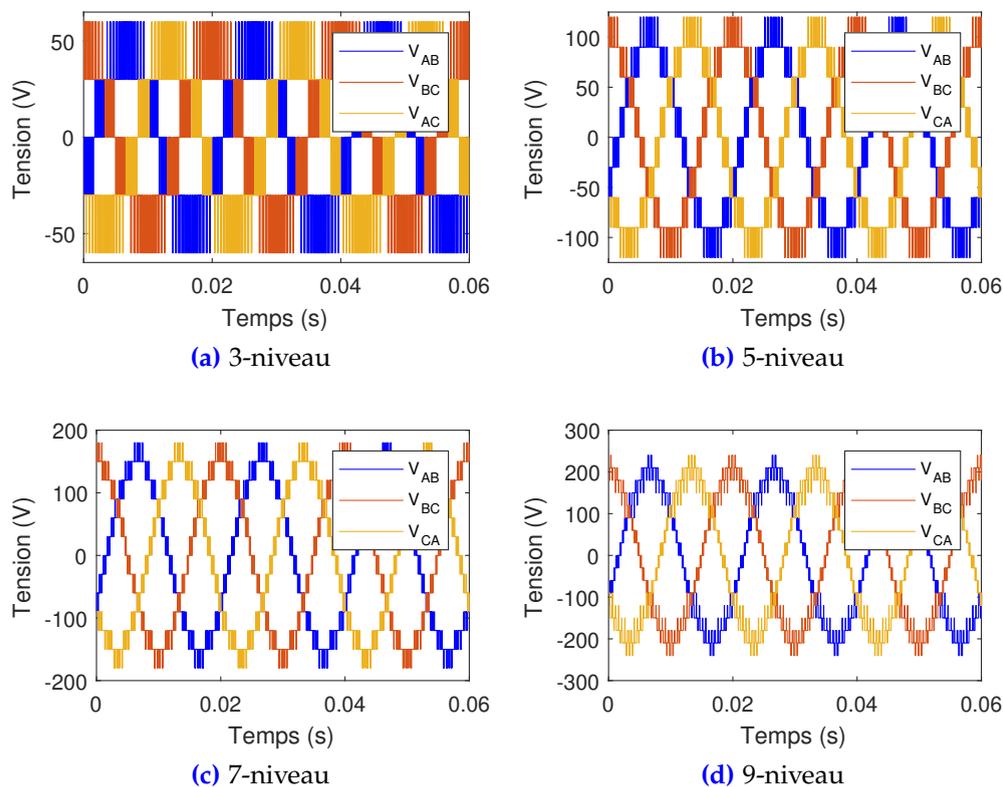


Figure 3.6 – Tensions entre phases pour des onduleurs multiniveaux ($F_c = 2 \text{ kHz}$, $M_i = 1$)

Pour chaque onduleur N-niveau, la figure 3.6 montre que le nombre de paliers dans les tensions composées est $(N - 1)$ par calotte positive et négative, contre $(N - 1)/2$ paliers lors de l'utilisation des tensions simples (Figure 3.5). A titre d'exemple, pour le cas de l'onduleur 9-niveau, la tension simple présente quatre niveaux par calotte positive et négative, ce qui fait un total de huit niveaux. En ajoutant le niveau 0, nous aurons donc neuf niveaux. Par contre, la tension composée présente huit paliers par calotte positive et négative. En ajoutant le niveau 0, nous obtenons neuf niveaux par callote. Par ailleurs, la tension composée (Figure 3.6) est deux fois plus élevée que celle simple (Figure 3.5) du fait que la première varie entre $(N - 1) \times E$ et $-(N - 1) \times E$ au moment où la deuxième varie entre $[(N - 1)/2] \times E$ et $[-(N - 1)/2] \times E$.

3.4 Analyse Paramétrique et Qualité du Signal

Il est clair que les signaux obtenus à la sortie des onduleurs contiennent des harmoniques. Ceux-ci perturbent l'ensemble des charges connectées directement ou indirectement aux onduleurs. Pour un signal pollué, plusieurs effets indésirables peuvent être rencontrés [54]. Nous citons, entre autres l'échauffement du neutre, les valeurs des courants efficaces plus élevées que celles nécessaires pour les besoins énergétiques de la charge, le suréchauffement des installations (transformateur, câbles...) par effet pelliculaire, etc.

Par conséquent, le signal obtenu doit être de bonne qualité lors de la conversion de l'énergie. La qualité du signal est généralement assurée lorsque le signal en question se

rapproche de plus en plus à la sinusoïde, en réduisant les harmoniques contenus. La qualité du signal est affectée par plusieurs paramètres dont les plus importants consistent en le nombre de niveaux de l'onduleur (N), l'indice de modulation (M_i) et la fréquence de commutation (F_c) [55].

Dans ce qui suit, nous étudions l'effet des paramètres susmentionnés sur la qualité du signal. Il convient de noter l'existence de plusieurs techniques permettant le traitement du signal de sortie de l'onduleur. Nous avons opté pour les techniques les plus populaires à savoir la FTT et le THD [56]. Un faible THD signifie un facteur de puissance plus élevé, des courants de crête plus faibles et un meilleur rendement. Par ailleurs, un faible THD signifie moins d'interférences avec d'autres appareils et une puissance d'émission plus élevée pour le signal qui nous intéresse [54].

3.4.1 Effet du Nombre de Niveaux

Afin d'évaluer l'effet du nombre de niveaux de tension sur le comportement des onduleurs multiniveaux (3, 5, 7 et 9), nous avons fixé la valeur de la fréquence des porteuses à $F_c = 2$ kHz et l'indice de modulation à $M_i = 1$. Le fonctionnement des différents onduleurs multiniveaux est simulé et les tensions simples V_{AN} de sortie ont été présentés sur la figure 3.7

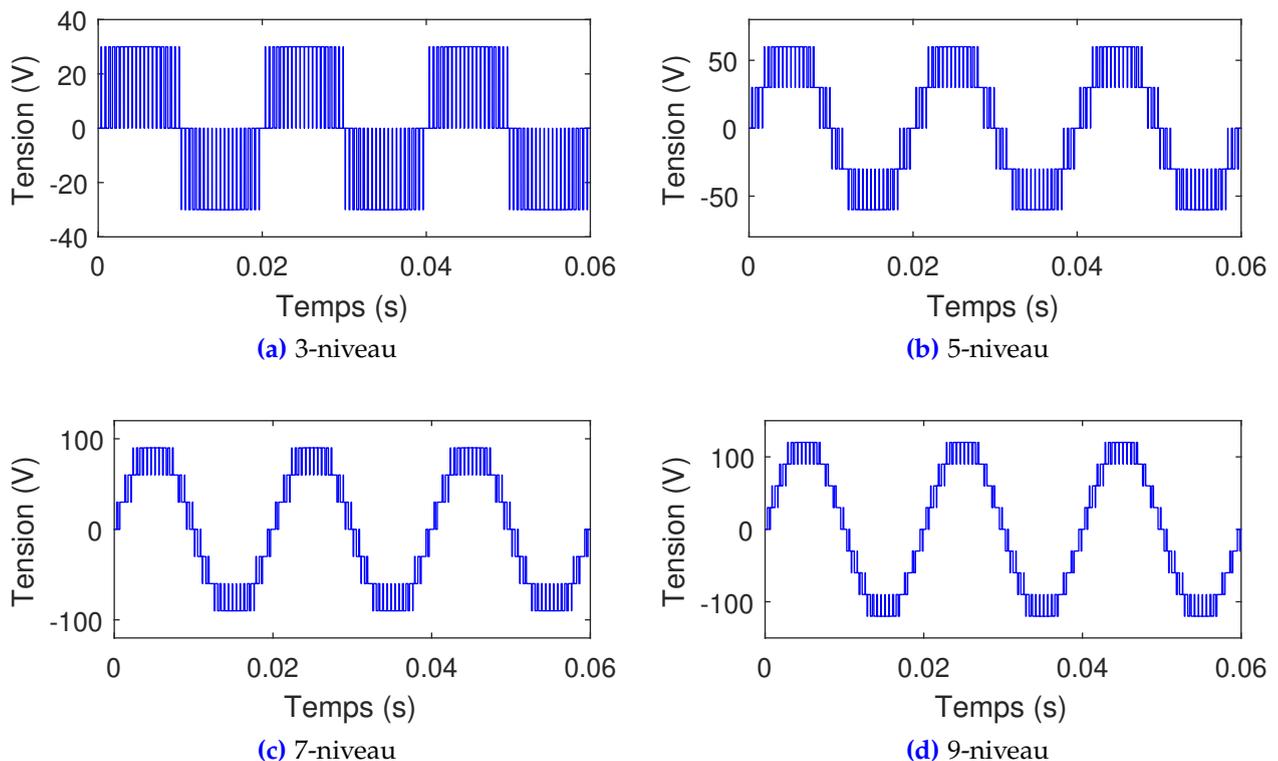


Figure 3.7 – Tensions simples des onduleurs de niveau 3, 5, 7 et 9 ($F_c = 2\text{kHz}$, $M_i = 1$)

Avec l'augmentation du nombre de niveaux, nous remarquons que la forme d'onde de la tension de sortie de l'onduleur se rapproche de plus en plus de la forme sinusoïdale.

L'analyse FFT de la tension de sortie de l'onduleur est adoptée, et ce pour la détermination de son spectre d'harmoniques. Les résultats ainsi obtenus ont été présentés sur la figure 3.8. Il est important de signaler que la fréquence d'échantillonnage est $F_s = 200$ kHz.

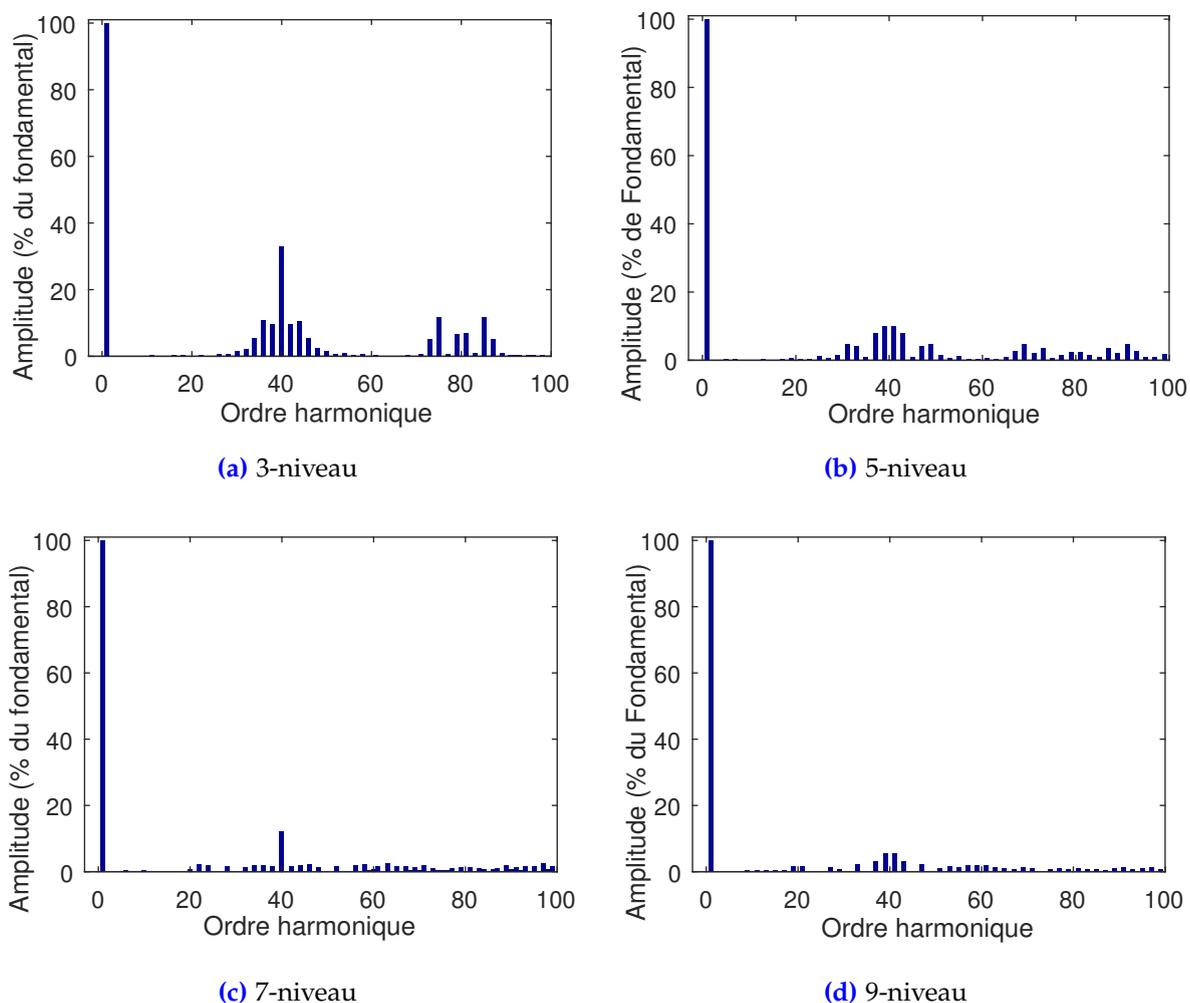


Figure 3.8 – Spectre de la tension simple des onduleurs en cascade ($F_c = 2$ kHz , $M_i = 1$)

A partir des résultats obtenus par la figure 3.8, nous pouvons voir clairement que le nombre de niveaux joue un rôle important dans la qualité du signal de sortie de l'onduleur. L'augmentation du nombre N de niveaux de l'onduleur fait intervenir un nombre égal à $(N - 1)$ de porteuses. Cela va augmenter la résolution du signal de sortie de l'onduleur de telle manière à ce que ce signal en question s'approche de plus en plus vers une sinusoïde.

En analysant les résultats de la figure 3.8, nous apercevons que la FFT du signal de l'onduleur 3-niveau à celui 9-niveau illustrent respectivement une répartition d'harmoniques aux alentours d'un nombre multiple de la fréquence de la porteuse (e.g., 2 kHz, 4 kHz, ...). Cependant, les amplitudes de ces harmoniques diminuent au fur et à mesure que le nombre N de niveaux de l'onduleur augmente de 3 à 7. Pour ce qui est de l'onduleur 9-niveau, nous remarquons l'atténuation totale de certains harmoniques tels que 2, 4, 6, 8, 10, 12, 14, etc. Une telle variation des amplitudes des différents harmoniques est en accord avec les THD qui ne cessent de décroître avec l'augmentation du nombre N ; les valeurs du THD sont 52,24%, 26,92%, 18,19% et 13,79% obtenues respectivement pour l'onduleur 3, 5, 7 et 9-niveau.

La figure 3.9 montre les valeurs du THD des tensions simples et composées pour les différents niveaux d'onduleurs étudiés (3, 5, 7 et 9-niveau). Nous remarquons que l'augmentation du nombre de niveau dans cette topologie (CHB) engendre une diminution considérable du THD du signal de sortie. Nous constatons que le THD de la tension simple et celui de la tension composée diminuent, de l'onduleur 3 à 9-niveau, respectivement de 52,24% à 13,79% soit une réduction de 73,60% et de 35,22% à 11,50% correspondant à un abaissement 67,34%.

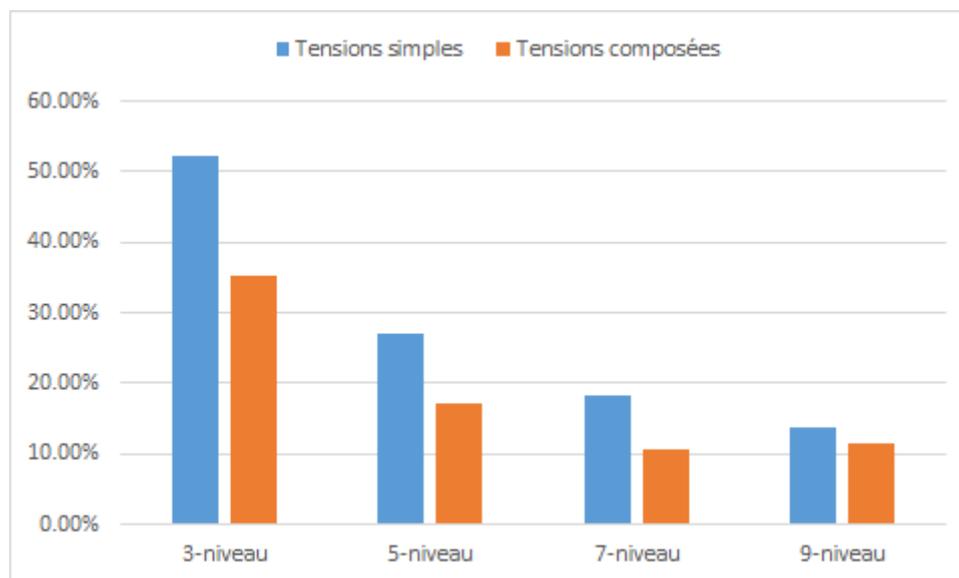


Figure 3.9 – Diagramme du THD des tensions pour différents niveaux

A partir de la figure 3.9, nous constatons que le THD enregistré lors de l'utilisation des tensions simples, diminue brusquement (de la valeur de 52,25% à 26,92%) en passant du niveau 3 à 5 et lentement ailleurs, en tendant vers un palier constant. Ce dernier est déjà atteint (THD = 12%) à partir du niveau 7 lors de l'application des tensions composées. En d'autres termes, le gradient de la diminution du THD de la tension simple et composée tend à s'atténuer avec l'augmentation du nombre de niveaux de l'onduleur. Cette diminution du THD de la tension simple est respectivement égale à 25,33%, 8,73% et 4,40% pour les onduleurs de niveaux allant de 3 à 5, 5 à 7 et 7 à 9. Quant aux tensions composées, la réduction successive du THD est respectivement égale à 18,20% et 06,25% pour les onduleurs de niveaux allant de 3 à 5 et de 5 à 7.

En ce qui concerne la qualité de la tension composée, il est difficile d'obtenir un THD plus faible que celui de l'onduleur 7-niveau. L'augmentation indéfinie du nombre de niveaux au delà du nombre 7 n'affecte presque en rien la diminution du THD. En effet, le niveau 7 suffit largement lorsqu'il s'agit de l'utilisation de la tension composée (montage triangle).

3.4.2 Effet de la Fréquence de Commutation

Dans cette partie, nous nous sommes intéressés à étudier l'effet de la fréquence des porteuses sur la qualité de la tension de sortie de l'onduleur multiniveaux. Pour ce faire, la fréquence de commutation a été variée de 100 Hz à 5 kHz, et ceci en maintenant l'indice de modulation fixée à $M_i = 1$.

Les simulations ont été faites pour les quatre onduleurs multiniveaux considérés. Pour ne pas alourdir le manuscrit, nous nous contentons à présenter les résultats de la simulation relative l'onduleur 7-niveau. En effet, la figure 3.10 montre la forme d'onde de la tension de sortie V_{AN} de cet onduleur pour différentes fréquences de commutation, à savoir 100 Hz, 250 Hz, 500 Hz, 1 kHz, 2 kHz et 5 kHz.

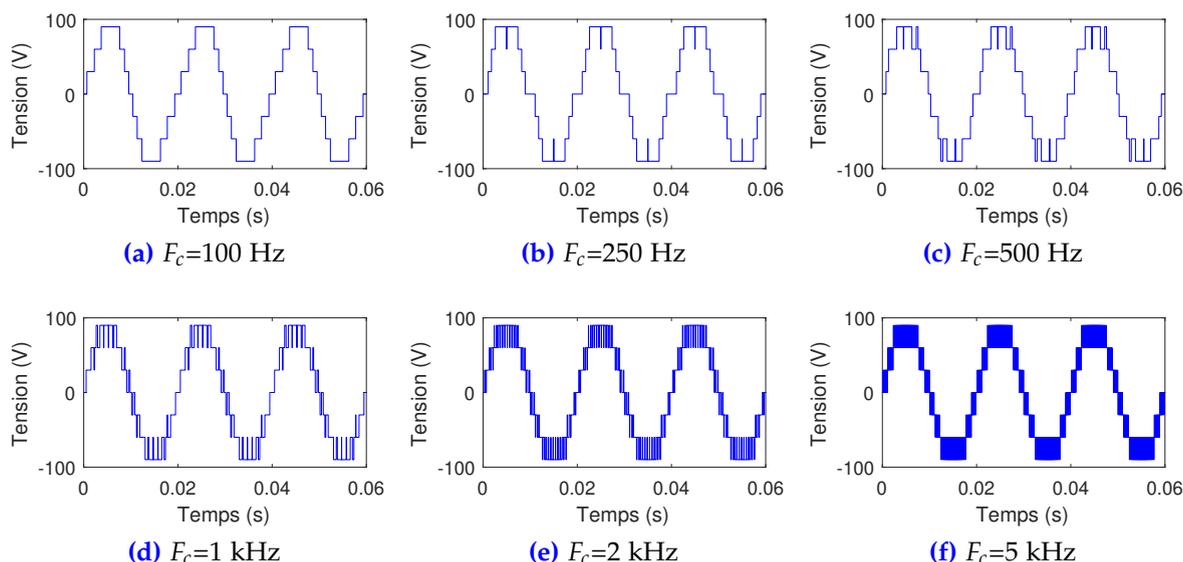


Figure 3.10 – Tension simple de l'onduleur 7-niveau pour différentes fréquences de commutation et $M_i = 1$

Pour quantifier la qualité de la tension de sortie en fonction de la fréquence de commutation (de 1 à 10 kHz), le **tableau 3.4** illustre les valeurs du THD pour différents niveaux de l'onduleur.

Table 3.4 – Valeurs du THD pour les différents niveaux de l'onduleur

Niveau	3-niveau		5-niveau		7-niveau		9-niveau	
	$V_{AN}(\%)$	$V_{AB}(\%)$	$V_{AN}(\%)$	$V_{AB}(\%)$	$V_{AN}(\%)$	$V_{AB}(\%)$	$V_{AN}(\%)$	$V_{AB}(\%)$
F_c (kHz)								
10	51,54	33,50	27,57	17,20	18,52	10,69	14,05	11,99
9	51,54	33,53	27,51	17,15	18,49	10,70	14,99	11,96
8	51,54	33,57	27,33	17,09	18,43	10,69	14,95	11,90
7	51,55	33,65	27,25	17,02	18,39	10,67	13,92	11,88
6	51,56	34,07	27,10	17,12	18,42	10,73	13,90	11,83
5	51,59	34,15	27,17	17,18	18,34	10,70	13,84	11,78
4	51,60	34,35	27,06	17,15	18,33	10,68	13,83	11,64
3	51,72	34,59	26,84	17,03	18,28	10,6	13,82	11,58
2	51,86	34,98	26,89	17,07	18,25	10,59	13,83	11,52
1	52,19	35,05	27,01	17,13	18,45	10,76	13,01	10,68

D'après les résultats donnés par le tableau 3.4, nous remarquons que le THD est pratiquement constant avec la variation de la fréquence de commutation. La valeur moyenne du THD de la tension simple est respectivement égale à 51,65%, 27,23%, 18,37% et 14,2% pour l'onduleur 3, 5, 7 et 9-niveau. Pour les tensions composées, elles sont de l'ordre de 34,12%, 17,11%, 10,71% et 11,87% pour l'onduleur 3, 5, 7 et 9-niveau, respectivement.

3.4.3 Effet de l'Indice de Modulation

Dans cette partie, nous étudions l'influence de l'indice de modulation sur la qualité du signal de sortie de l'onduleur. Pour ce faire, plusieurs valeurs de ce paramètre ont été considérées (M_i variant de 0,7 à 1,7). Ensuite, nous simulons le fonctionnement des onduleurs multiniveaux, à savoir 5, 7 et 9-niveau. La qualité du signal de sortie de l'onduleur est évaluée en termes de THD. En faisant intervenir l'amplitude de la modulante et celles des porteuses, nous définissons l'indice de modulation M_i par l'expression suivante[55] :

$$M_i = \frac{A_m}{(N - 1)A_c} \quad (3.1)$$

où, A_m et A_c sont respectivement l'amplitude du modulante et des porteuses, avec un onduleur de N -niveau.

Pour différentes valeurs de l'indice de modulation, les figures 3.11(a),(b),(c) et 3.11(d),(e),(f) montrent un exemple de la forme d'onde de la tension de sortie de l'onduleur de 5 et 7 niveaux, respectivement. C'est à noter que ces résultats sont obtenus pour une fréquence de commutation de 2 kHz.

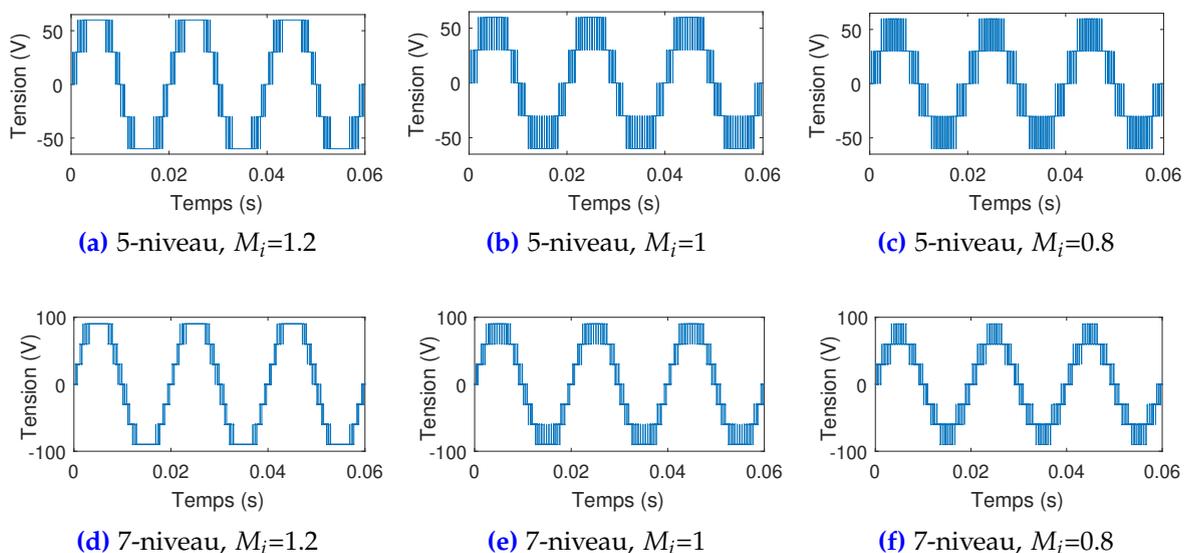


Figure 3.11 – Tensions de sortie V_{AN} de l'onduleur multiniveau pour différents indices de modulation avec $F_c = 2$ kHz

De la figure 3.11, l'indice de modulation a un effet considérable sur la forme d'onde de la tension de sortie de l'onduleur. Au fait, l'amplitude de la modulante varie dans le même sens que l'indice de modulation ; ils augmentent ou diminuent simultanément. Leur diminution conduit à un nombre très large de commutations, au moment où leur augmentation permet le rapprochement à une forme sinusoïdale.

Pour quantifier les résultats de la figure 3.11, le THD est utilisé pour étudier davantage l'effet de l'indice de modulation sur la qualité du signal. La figure 3.12 présente la variation du THD en fonction de l'indice de modulation M_i de chaque onduleur multiniveau.

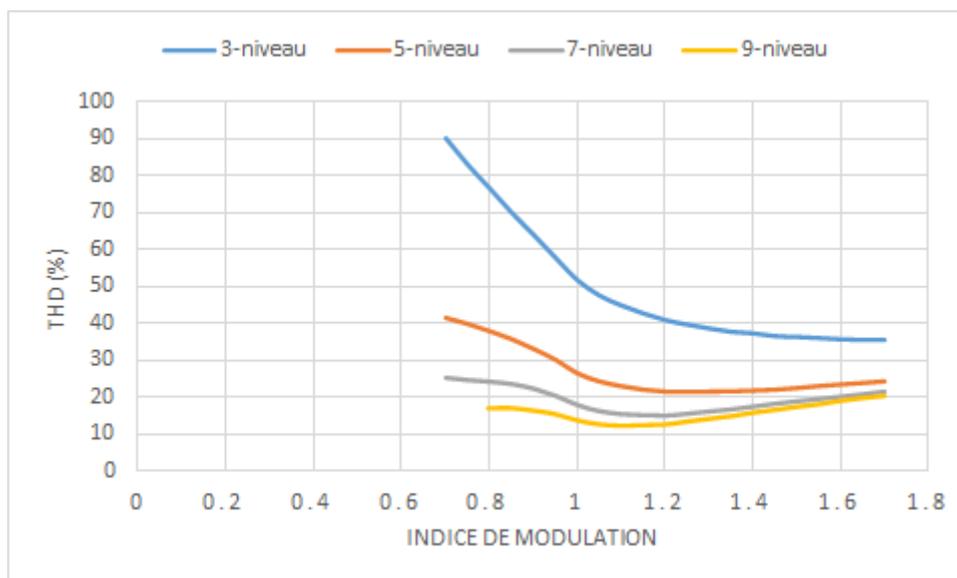


Figure 3.12 – Variation du THD en fonction de l'indice de modulation pour différents onduleurs multiniveaux ($F_c = 2$ kHz)

D'après les résultats obtenus, nous constatons que les courbes obtenues pour les niveaux 3, 5, 7 et 9 ont pratiquement la même allure. Ces caractéristiques mettent en évidence une valeur minimale pour le THD correspondant à une meilleure qualité du signal de sortie. Cette valeur diminue quand le nombre de niveaux augmente. Ainsi, nous avons enregistré 20,4%, 14,53% et 11,89% pour un onduleur de 5, 7 et 9 niveaux. Ces valeurs minimales sont obtenues pour un indice de modulation dans la plage [1,12 - 1,14]. En effet, pour un onduleur donné, le THD diminue rapidement depuis une valeur relativement élevée, passe par un minimum, avant d'atteindre un palier constant. La valeur de ce dernier diminue lorsque le nombre de niveaux augmente. Ainsi, nous avons enregistré respectivement les paliers de THD de 35,77%, 24,45%, 21,55% et 20,61% pour un onduleur de 3, 5, 7 et 9 niveaux.

Pour l'onduleur 9-niveau, un indice de modulation inférieure à 0,7 engendre une déformation au niveau de la tension de sortie (tension simple). C'est à dire que la modulante n'affecte pas les porteuses du quatrième pont. Pour un onduleur multiniveau donné, il faut définir un indice de modulation minimum pour que les différents ponts mis en cascade interviennent dans le fonctionnement globale de la structure.

Pour chaque niveau, nous avons étudié l'effet de l'indice de modulation sur la valeur maximale de la tension du fondamentale. Les résultats ainsi obtenus ont été présentés par la figure 3.13.

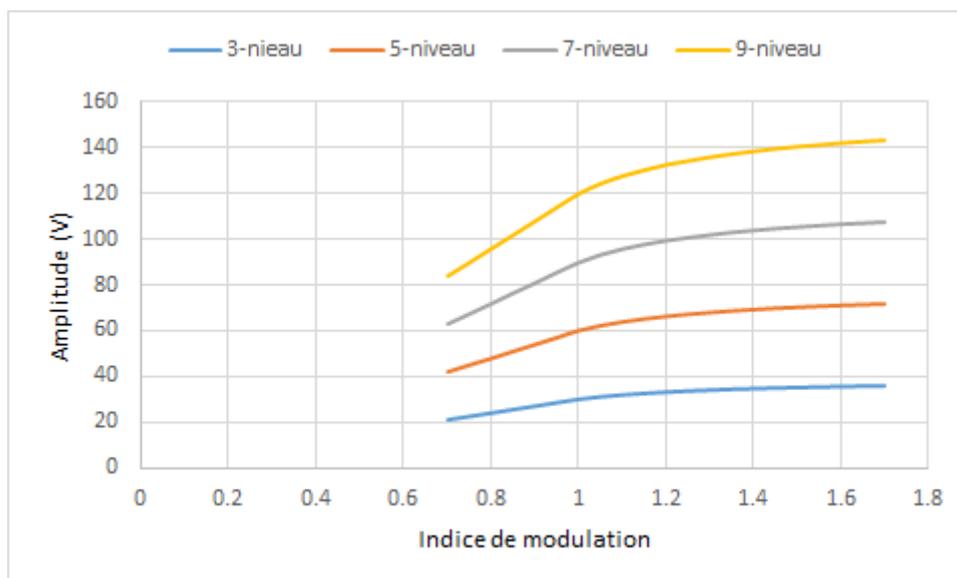


Figure 3.13 – Variation de l’amplitude du fondamental en fonction de l’indice de modulation pour différents onduleurs multiniveaux ($F_c = 2$ kHz)

De la figure 3.13, il est clair que l’augmentation de l’indice de modulation engendre une augmentation de l’amplitude de la fondamentale du signal de sortie de l’onduleur multiniveau. Cette augmentation de l’amplitude passe par deux phases dont une est linéaire. Pendant la deuxième phase, l’augmentation non linéaire du fondamentale tend à être limitée (over-modulation).

3.5 Conclusion

Lors du fonctionnement régulier d’un onduleur multiniveau donné, l’un des ponts H se trouve très sollicité, ce qui engendre un déséquilibre dans la répartition des pertes par commutation et par conduction au sein des ponts. Avec l’augmentation du nombre de niveaux de 3 à 7, le signal de tension devient de plus en plus sinusoïdal. Comme conséquence, les amplitudes des harmoniques générés ainsi que le THD diminuent. L’onduleur 9-niveau est caractérisé par l’atténuation quasi-totale de certains harmoniques, déjà existants pour les niveaux inférieurs. En tension simple, le THD décroît brutalement du niveau 3 à 5 et lentement pour les autres niveaux, en tendant vers un taux constant. Il a été montré, en tension composée, que le THD a déjà atteint son palier constant à partir du niveau 7 ; la qualité du signal ne sera améliorée même en augmentant indéfiniment le nombre de niveaux. D’autre part, le THD est insensible à la variation de la fréquence de commutation. avec l’accroissement de l’indice de modulation (M_i), l’amplitude du fondamental augmente d’abord linéaire ($M_i \leq 1$) puis tend à se saturer.

Chapitre 4 :
Comportement d'Onduleurs
Multiniveaux à Structure en Cascade
Suite à un Défaut

Chapitre 4

Comportement d'Onduleurs Multiniveaux à Structure en Cascade Suite à un Défaut

4.1 Introduction

CE chapitre porte sur l'analyse du comportement des onduleurs multiniveaux à structure en cascade suite à un défaut. En premier lieu, les défauts les plus récurrents sont discutés. Nous pouvons citer les défauts liés à un circuit-ouvert et un court-circuit ainsi que ceux associés aux défaillances des batteries d'onduleur. Ensuite, nous effectuons des simulations de ces principaux types de défaut sur des onduleurs de différents niveaux, à savoir 3, 5, 7 et 9-niveau. Dans chaque simulation, nous nous limitons à un seul défaut et son effet direct sur la tension de sortie.

4.2 Défaillance des Onduleurs Multiniveaux

La fiabilité des onduleurs multiniveaux a fait l'objet d'une grande attention de la part des chercheurs en raison de l'apparition de divers défauts au sein du système. La plupart de ces défauts se produisent au niveau des dispositifs de commutation, des circuits imprimés, des condensateurs et des sources d'alimentation (e.g., batteries). Si ces défauts ne sont pas fixés, un impact négatif considérable sur les performances de l'onduleur et du système auquel il est connecté sera observé[57].

Les défauts des condensateurs comprennent les circuits-ouverts/court-circuit, le déplacement des matériaux entre électrodes créant ainsi un chemin conducteur, le claquage du diélectrique, ... etc. Par ailleurs, les défauts des circuits imprimés incluent les conduites métalliques rompues, la corrosion ou fissuration des traces, le désalignement des composants, le délaminage des cartes et les soudures à froid [58].

Choi *et al.* [59], ont analysé les différentes méthodes d'étude et de traitement des défaillances des interrupteurs et ont donné des statistiques sur cette problématique. La figure 4.1 illustre la distribution des défauts ainsi que les facteurs de perturbation dans les convertisseurs de puissance.

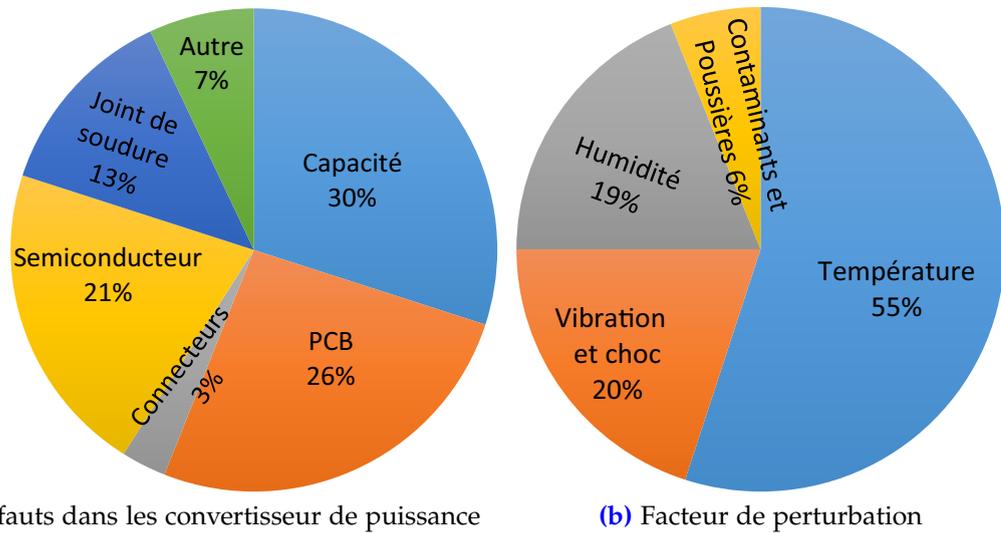


Figure 4.1 – Distributions de défauts et des facteurs de perturbation [59]

Comme le montre la figure 4.1(a), les défauts des semi-conducteurs et des soudures représentent 34% des défaillances dans les systèmes de convertisseurs[57]. Selon une enquête basée sur plus de 200 produits de 80 entreprises, les dispositifs de puissance à semi-conducteurs ont été sélectionnés par 31% des répondants comme étant les composants les plus fragiles. De la figure 4.1(b), la source de perturbation qui a un impact significatif sur la fiabilité est le facteur thermique avec un taux de 55%. Ce dernier facteur a plus d'impact sur la fiabilité des composants et systèmes d'électroniques de puissance. D'autres facteurs tels que l'humidité et les vibrations sont très souvent liés à la dégradation des appareils de puissance[59].

Les défauts des interrupteurs peuvent être classés en deux catégories : (i) panne due à l'usure et (ii) panne catastrophique. La panne d'usure des semi-conducteurs est principalement induite par une dégradation accumulée avec le temps, tandis que la panne catastrophique est déclenchée par une surcharge d'un facteur, telle qu'une surtension, une surintensité, une surchauffe, ...etc. Une méthode de pronostic permet de surveiller leurs dégradation et d'estimer la défaillance due à l'usure. Cependant, elle n'est pas applicable pour les pannes catastrophiques, qui sont plus difficiles à prévoir[60]. De ce fait, nous nous sommes intéressés à la dernière catégorie de pannes, qui sont classées comme le montre la figure 4.2.

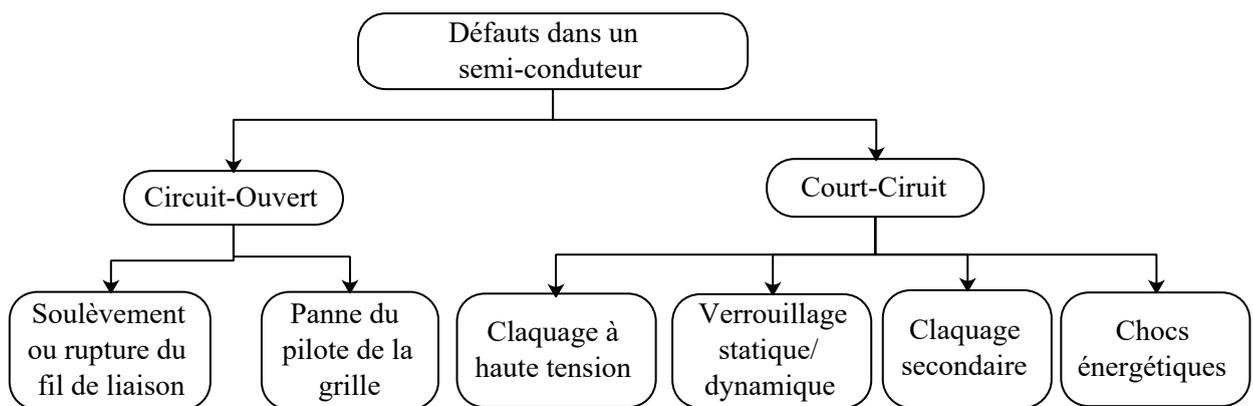


Figure 4.2 – Aperçu des défaillances catastrophiques des semi-conducteurs [60]

D'après cette figure 4.2, nous remarquons que les défauts catastrophiques des semi-conducteurs peuvent être classés en deux catégories : les défauts en circuit ouvert et les défauts en court-circuit. Le défaut de circuit ouvert est considéré comme non fatale pour les convertisseurs, car celui-ci peut fonctionner avec une sortie à qualité réduite. Par contre, le défaut en court-circuit est fatale pour les convertisseurs, car le courant de court-circuit non contrôlé peut détruire l'interrupteur défectueux et/ou d'autres composants du circuit telle que les batteries.

4.3 Simulation du défaut Circuit-Ouvert (défaut de type I)

Plusieurs facteurs peuvent provoquer un défaut de type interrupteur circuit-ouvert (Open-circuit). A titre d'exemple, un circuit ouvert peut être dû à l'absence de signal de commande de la gâchette qui est l'une des causes les plus courantes de défauts d'interrupteur ouvert[61]. De plus, les cycles thermiques provoquent le décollement des fils de connexion, ce qui entraîne une défaillance de l'interrupteur. Cette dernière peut se produire également après une déconnexion externe en raison de vibrations, ainsi que la rupture des fils de liaison suite à un courant de court-circuit élevé. Par conséquent, si un défaut d'interrupteur ouvert n'est pas traité immédiatement, il peut causer des problèmes secondaires dans d'autres parties du système[61]. Il est donc important de surveiller les défauts des dispositifs de commutation et d'identifier le dispositif dans lequel le défaut s'est produit afin de réduire le coût des réparations et d'améliorer la stabilité et la fiabilité du dispositif. Dans cette partie, le défaut de type circuit ouvert a été simulé pour les différents onduleurs multiniveaux, 3, 5, 7 et 9-niveau.

Il faut noter que la première période de chaque simulation correspond au fonctionnement sans anomalie de l'onduleur multiniveau. Une charge résistive de 1Ω est considérée.

4.3.1 Cas d'un Onduleur 3-niveau

Dans cette partie, l'onduleur 3-niveau (pont H) est simulé lors d'un défaut de type circuit-ouvert. La défaillance d'un seul interrupteur est considéré dans chaque simulation de la tension de sortie de l'onduleur. Les résultats ainsi obtenus ont été présentés par la figure 4.3. Ces résultats ont été obtenus pour une fréquence de commutation de 2 kHz et un indice de modulation égale à l'unité.

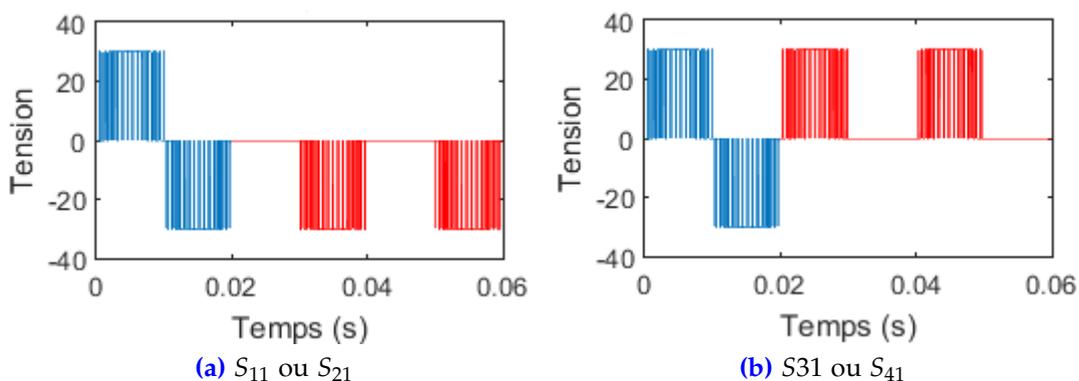


Figure 4.3 – Tension simple V_{AN} lors d'un défaut de circuit-ouvert (type I)

D'après les résultats de la figure 4.3, la défaillance d'un interrupteur engendre la disparition de la partie positive ou négative de la tension simple. Le signal de sortie déformé (celui en rouge) dû au défaut de type circuit ouvert de l'interrupteur S_{11} est exactement le même que celui de S_{21} . Dans cette condition, seulement la partie négative du signal (relatif au fonctionnement sans anomalie) est apparue. En ce qui concerne un défaut au niveau de l'interrupteur S_{31} ou S_{41} (ils ont la même forme d'onde), la tension de sortie contient uniquement la partie positive du signal associé au fonctionnement régulier.

La figure 4.4 montre la tension entre phases de l'onduleur 3-niveau lors d'un défaut de type circuit-ouvert.

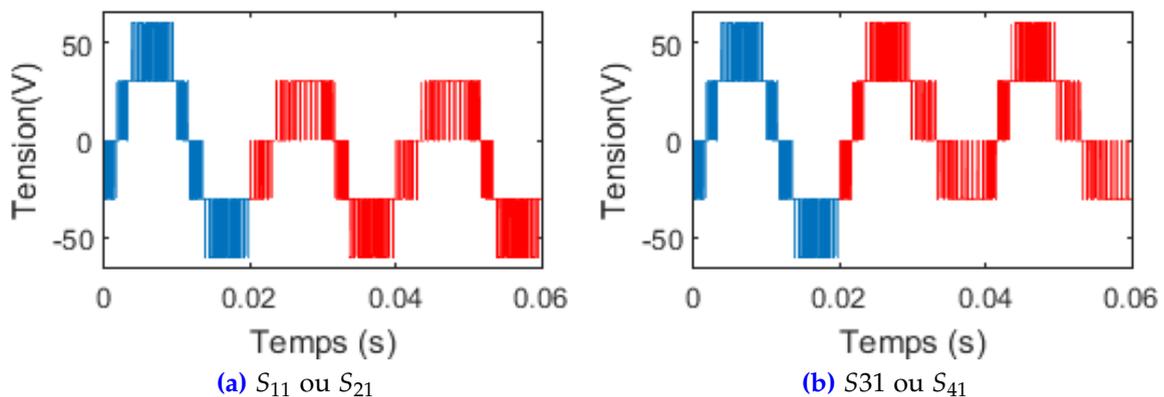


Figure 4.4 – Tension composée V_{AB} lors d'un défaut de circuit-ouvert (type I)

Suite à un défaut de circuit-ouvert dans un pont H, nous remarquons que le troisième palier de tension (60V) a disparu du signal de la tension composée. En effet, deux formes de signaux figure (4.4 (a) et (b)) peuvent être obtenus lors d'un défaut de type circuit-ouvert d'un onduleur 3-niveau. Ces deux signaux sont opposés entre eux avec un déphasage de π . De ce fait, un seul spectre peut être trouvé, décrivant le défaut de circuit-ouvert dans un onduleur 3-niveau.

4.3.2 Cas d'un Onduleur 5-niveau

Dans cette étude, nous avons pris en considération le défaut dans une seule phase (la phase A par exemple). La figure 4.5 montre les tensions simples de l'onduleur 5-niveau suite à un défaut de type circuit-ouvert (noté Type I).

D'après les résultats de la figure 4.5, nous remarquons trois types de déformations au niveau du signal de sortie : deux formes pour le pont H_1 et une autre forme pour le pont H_2 . Un défaut de type I au niveau de l'interrupteur S_{11} et S_{31} fait ressortir une même forme décalée de et symétrique par rapport à l'axe du temps. La même constatation est observée pour les paires d'interrupteurs suivants : (S_{41} et S_{21}), (S_{12} et S_{32}) et (S_{22} et S_{42}). Il est à noter que la forme d'onde obtenue pour un défaut de type 1 de l'interrupteur S_{12} et S_{22} sont identiques. Ainsi, si nous considérons le spectre des signaux de la tension de sortie, trois formes peuvent être dégagées : la première forme concerne les interrupteurs S_{11} et S_{31} , la deuxième ceux de S_{21} et S_{41} et la dernière ceux de S_{12} , S_{22} , S_{32} et S_{42} . Nous remarquons, que pour la première forme de tension concernant le défaut de type I, l'absence de certains paliers de $2E$ (60V). Pour la deuxième forme de tension, il y a

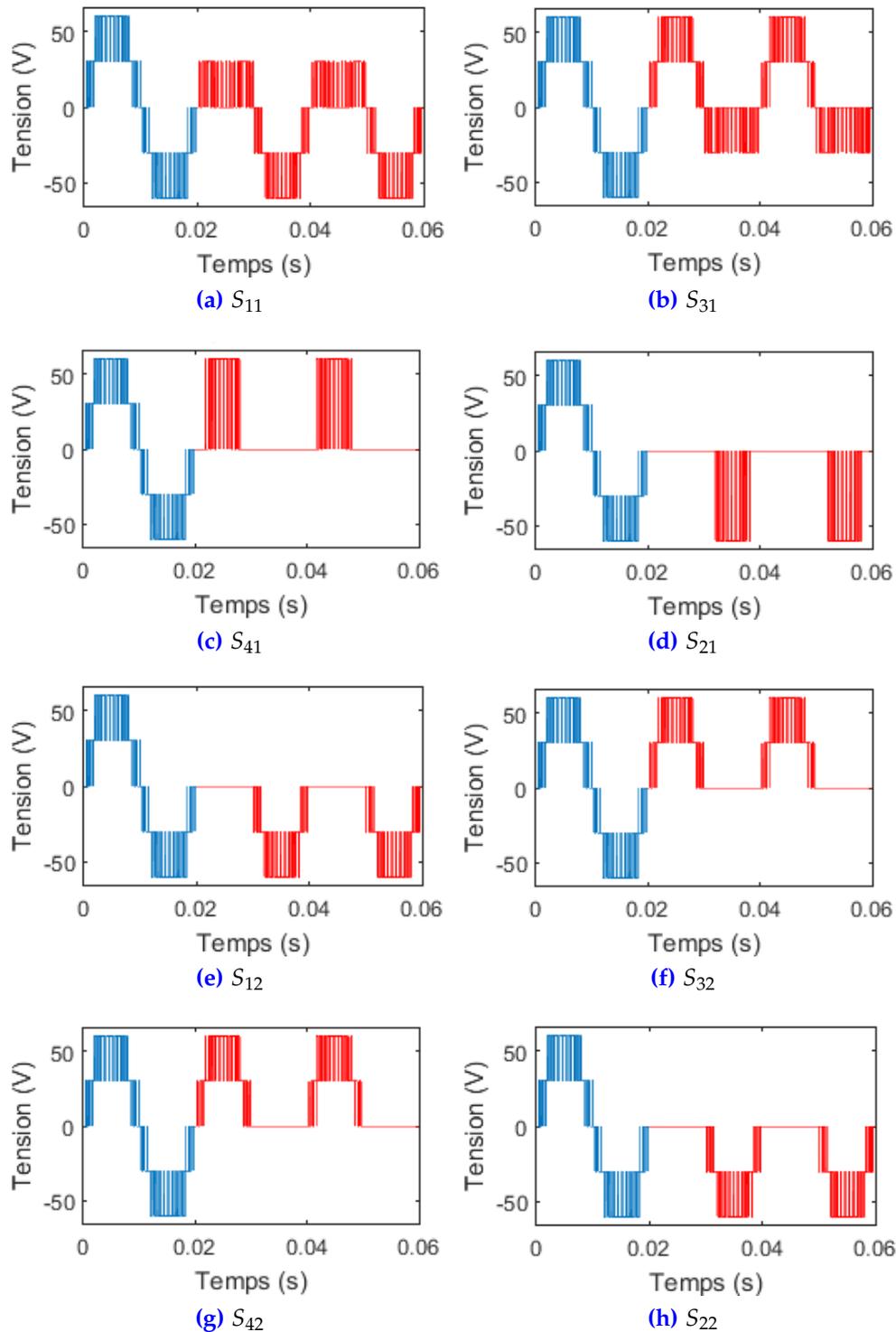


Figure 4.5 – Tension de sortie V_{AN} de l'onduleur 5-niveau lors d'un défaut de type I.

disparition de paliers de E (30V) avec des niveaux de tensions nulles pendant un intervalle de temps supérieure à la demi période. L'absence totale soit des séquences positives ou négatives est observé pour la troisième forme. Également la publication [4] retrouve les mêmes résultats pour ce cas (l'onduleur à 5-niveau).

Pour une charge connectée en triangle, l'analyse des tensions simples n'est possible. De ce fait, une étude concernant les tensions composées s'avère nécessaire. La figure 4.6

illustre les tensions composées V_{AB} de l'onduleur 5-niveau suite à un défaut de type I.

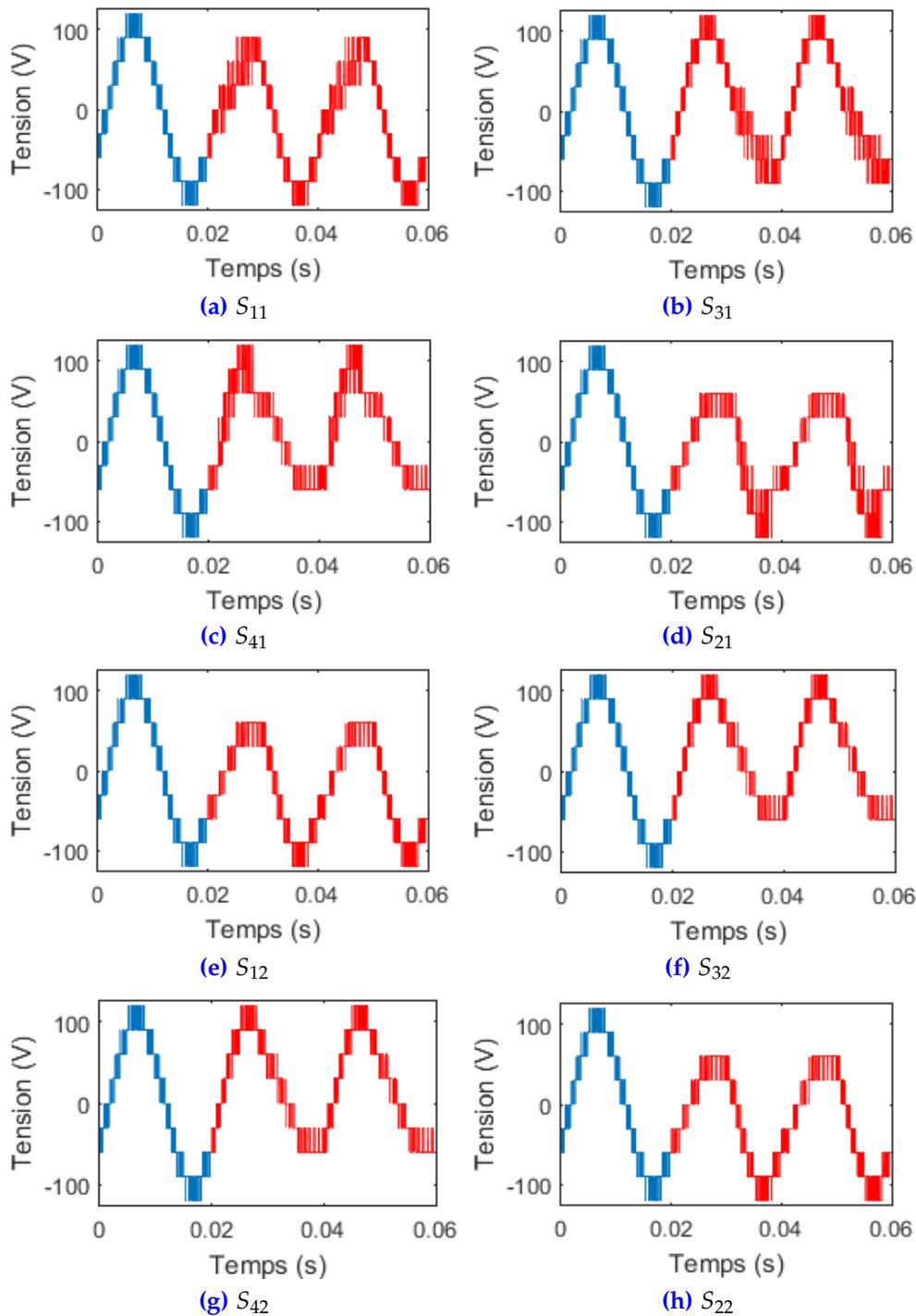


Figure 4.6 – Tension composée V_{AB} d'un onduleur 5-niveau lors d'un défaut de type I

Dans cette étude, nous avons pris en considération le défaut dans une seule phase (la phase A par exemple). Le signal de la tension composée (V_{AB}) va être affecté par la déformation du signal de la tension simple de la phase A. Nous constatons que 3 formes de tensions peuvent être obtenues selon le défaut affectant un interrupteur donné. En effet, nous remarquons, que pour la première forme de tension concernant le défaut de type I, l'absence de certains paliers de 4E (120V). Pour la deuxième et la troisième forme

de tension, il y a respectivement disparition asymétrique et symétrique de certains paliers de $\pm 3E$ et $\pm 4E$ ($\pm 90V$ et ± 120).

4.3.3 Cas d'un Onduleur 7-niveau

Pour le cas d'un onduleur 7-niveau, nous obtenons 5 types de signaux déformés (deux pour le pont H_1 , deux pour le pont H_2 et un seul pont le pont H_3). Nous trouvons également une grande similitude avec l'onduleur à 5-niveau. Le même raisonnement est suivi. La figure 4.7 présente les tensions de sortie V_{AN} de l'onduleur 7-niveau lors d'un défaut de type I.

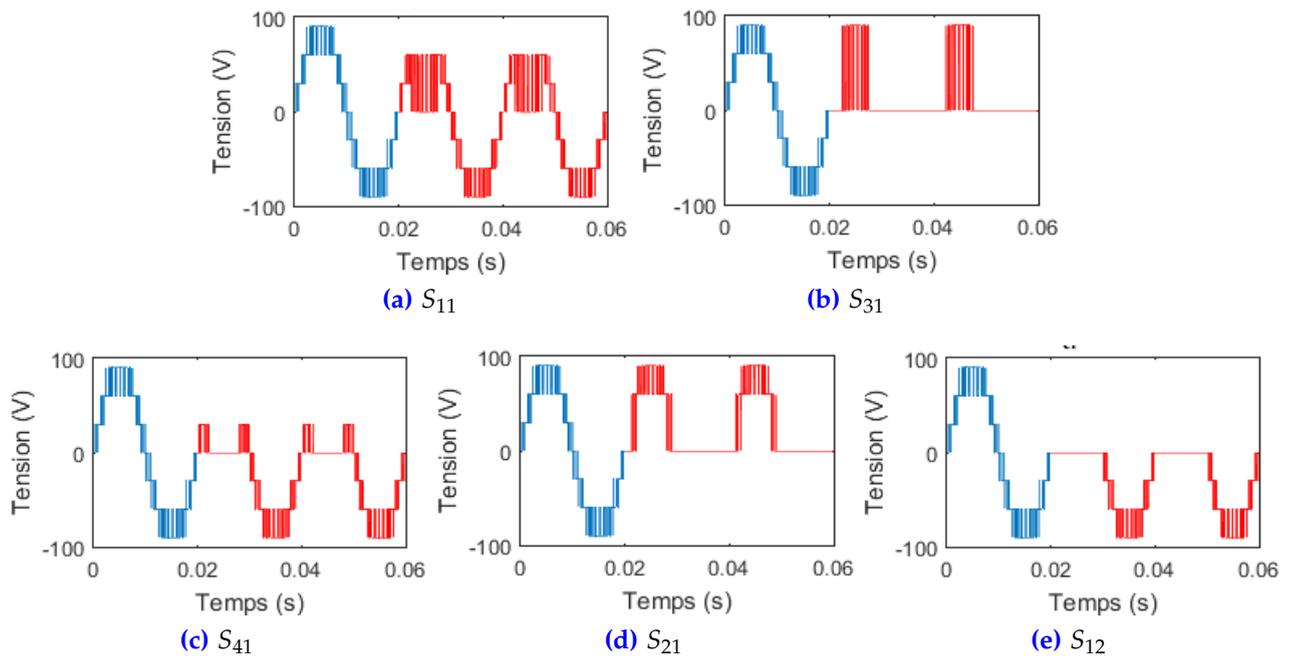


Figure 4.7 – Tension de sortie V_{AN} de l'onduleur 7-niveau lors d'un défaut de type I.

De ce fait, un défaut de type I des interrupteurs S_{11} et S_{31} présente un forme d'onde identique à celle de la figure 4.7(a). Par contre un défaut de type I des interrupteurs S_{41} et S_{21} , aura une forme semblable à la figure 4.7(b). La forme de la figure 4.7(c) et 4.7(d) correspond à un défaut de tous les interrupteurs du deuxième pont. Pour un défaut d'un interrupteur donné du pont H_3 , la forme du signal de sortie est corrélée à celle de la figure 4.7(e).

Un même raisonnement que celui adopté au cas des 5-niveau, est mené pour les tensions composées de l'onduleur 7-niveau. La figure 4.8 montre les tensions composées V_{AB} d'un onduleur 7-niveau lors d'un défaut circuit-ouvert de différentes interrupteurs.

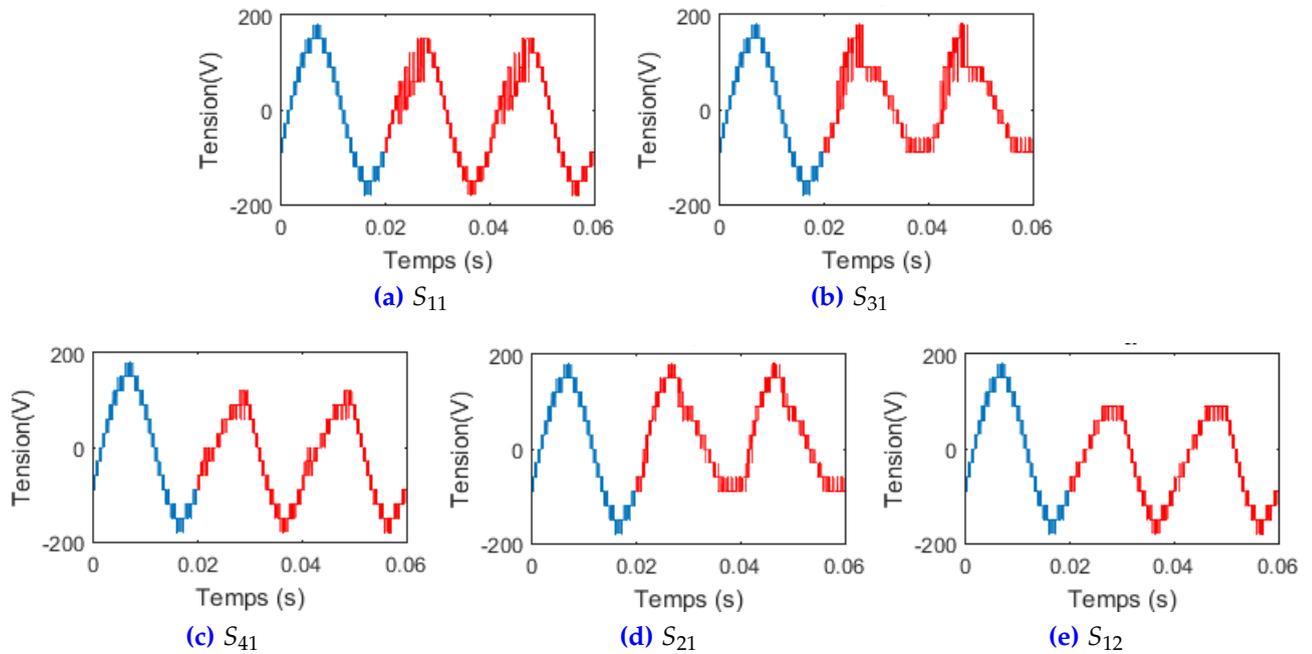


Figure 4.8 – Tensions composées V_{AB} d'un onduleur 7-niveau lors d'un défaut de type I.

Nous retrouvons le même nombre de forme d'ondes que pour le cas où l'on considère les tensions simples. Nous pouvons alors déduire les mêmes résultats que ceux obtenus précédemment.

4.3.4 Cas d'un Onduleur 9-niveau

Pour l'onduleur 9-niveau, nous remarquons la présence de sept formes de la tension de sortie : ce n'est qu'une extension des onduleurs de 5 et 7-niveau. Les figures suivantes représentent la simulation du défaut de circuit ouvert des différents interrupteurs.

Nous pouvons généraliser cette étude à un système d'onduleur à N-niveaux suivant les signaux de sortie de la tension simple issue suite à un défaut de type I d'un interrupteur donné. Le nombre M de forme des signaux obtenus d'un onduleur N-niveau et donné par l'expression suivante :

$$M = N - 2$$

Par la suite, nous décrivons brièvement la forme d'onde pour chaque pont H :

Défaut de type I sur le pont H_1 :

- Ouverture de S_{11} (S_{31} respectivement) : La déformation consiste en la disparition du dernier niveau de tension $(N-1)E/2$ dans la calotte positive (négative respectivement). De plus, pendant l'intervalle où S_{11} (S_{31} respectivement) est active, les paliers de tension varient de 0 à $((N-1)/2-1)E$ dans la calotte positive (négative respectivement).
- Ouverture de S_{41} (S_{21} respectivement) : La tension de sortie simple est nulle à l'exception de l'intervalle de fonctionnement de S_{11} (S_{31} respectivement) où elle varie entre 0 et $(N-1)E/2$.

Défaut de type I sur le pont H_i :

- Ouverture de S_{1i} (S_{3i} respectivement) : La tension est nulle pendant l'intervalle d'activation de S_{1i} (S_{3i} respectivement).

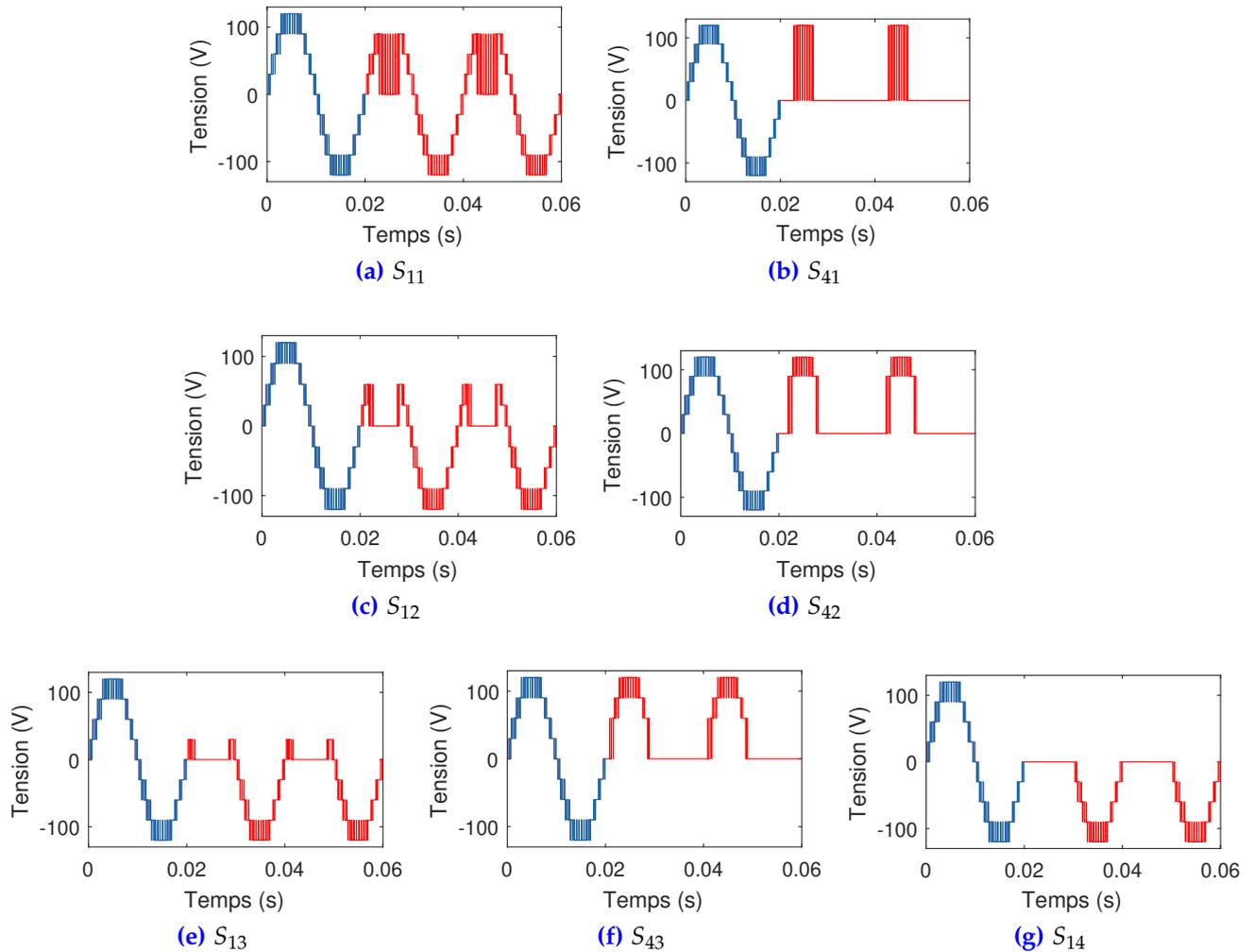


Figure 4.9 – Tension de sortie V_{AN} de l'onduleur 9-niveau suite à d'un défaut de type I

- Ouverture de S_{4i} (S_{2i} respectivement) : La tension est nulle pendant toute la période à l'exception de l'intervalle de l'activation de S_{1i} (S_{3i} respectivement).
- Nous remarquons que la somme des signaux après défaut de S_{1i} (S_{3i} respectivement) et S_{4i} (S_{2i} respectivement) donne le signal complet de fonctionnement normal de l'onduleur.

Défaut de type I sur le dernier pont H_n :

- Le signal de sortie déformé suite à l'apparition d'un défaut de l'interrupteur S_{1n} est exactement identique à celui de l'interrupteur S_{2n} . Cette même constatation est obtenue pour les deux autres interrupteur S_{3n} et S_{4n} . Ces deux signaux sont aussi symétriques par rapport à l'axe du temps avec un déphasage de π .

La figure 4.10 montre la tension composée V_{AB} de l'onduleur 9-niveau lors d'un défaut de circuit-ouvert pour différentes interrupteurs.

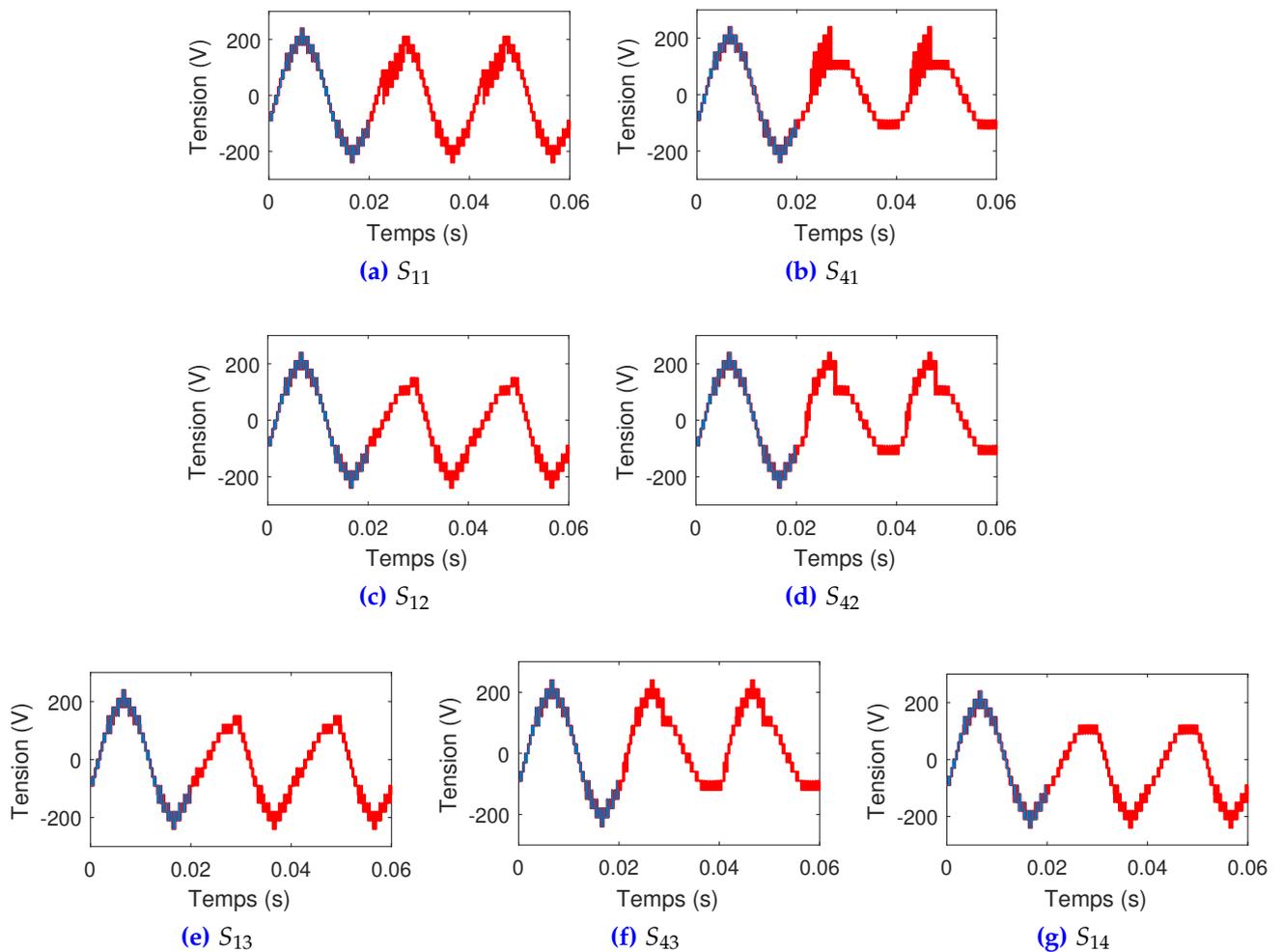


Figure 4.10 – Tension composée V_{AB} de l'onduleur 9-niveau suite à d'un défaut de type I

D'après les signaux présentés par la figure 4.10, les déformations de la tension composée V_{AB} de l'onduleur 9-niveau, obtenu lors d'un défaut d'un des interrupteurs ont une forme similaire au déformation obtenu dans l'onduleur 7-niveau. La forme obtenue par le défaut de type I des interrupteurs du pont H_2 ressemble à celle obtenue par le même défaut des interrupteurs du pont H_3 (les deux pont du milieu). Pour les ponts H_1 et H_4 (le premier et le dernier pont) la forme du signal suit le même modèle de déformation obtenu pour l'onduleur 7-niveau.

4.4 Simulation du Défaut de Batterie

Dans cette section, nous allons simuler deux types de défaut sur le bus continu et plus précisément dans notre cas les batteries alimentants les différents pont H reliés en cascade. Nous allons tout d'abord simuler la détérioration d'une batterie qui pourrait être assimilé à une chute de tension maximale (la tension de la batterie est prise égale à zéro) pour le cas d'un onduleur 9-niveau. Ensuite nous allons simuler l'absence (la déconnection) de chacune de ces batteries de ce type onduleur. Rappelons que l'onduleur 9-niveau est constitué de quatre pont en H (H_1 , H_2 , H_3 et H_4). Par conséquent, quatre cas possibles pour ces deux types de défauts appliqués sur la phase A, peuvent être considérées.

4.4.1 Cas d'une Batterie Défectueuse (Défaut de Type II)

La figure 4.11(a,b,c et d) présente les tensions de sortie de l'onduleur 9-niveau tel que les ponts H_1 , H_2 , H_3 et H_4 sont tous sous le défaut du type II. Dans ce type de défaut, nous considérons que la tension aux bornes de la batterie est nulle.

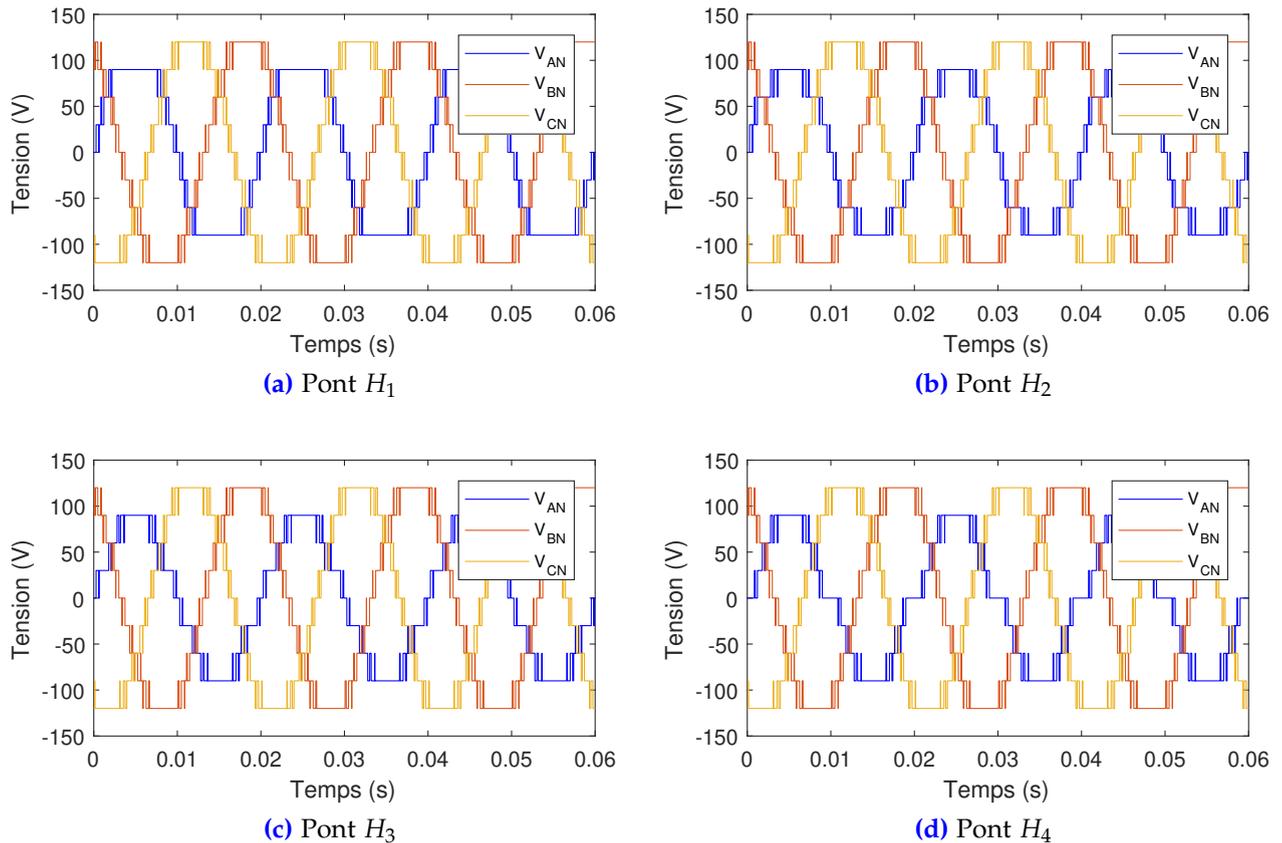


Figure 4.11 – Tensions simples de l'onduleur 9-niveau lors d'un défaut de type II dans la phase A

D'après la figure 4.11, nous obtenons quatre signaux, qui apparaissent comme des signaux identiques mais en réalité ils sont différents.

Un résultat commun entre ces quatre signaux est la perte du dernier palier de la tension $(N-1)E/2$ ($\pm 4E$ dans ce cas). Il est vrai qu'il en reste 3 niveaux de tension, cependant la disposition des niveaux restants est différente. Nous apercevons qu'un défaut de type II sur le pont H_1 , fait disparaître le palier de 120V et le remplace par un niveau de 90V. Un défaut de type II affectant le pont H_2 (figure 4.11(b)) génère la même forme de signal trouvé précédemment mais avec une légère diminution de la durée du palier 90V. Pour le défaut concernant le pont H_3 , nous remarquons que de la durée du palier 60V a légèrement diminué par rapport à celui du défaut du pont H_2 . Tandis que pour le défaut concernant le pont H_4 , la durée du palier 30V a diminué par rapport à celle du défaut du pont H_3 . Cela veut dire que la durée de chaque palier est lié directement au défaut affectant un pont H_i donné. Cette durée peut être quantifiée par les séquences de commande des différents interrupteurs d'un pont donné (voir figure 3.3).

La figure 4.12 montre les tensions composées de l'onduleur 9-niveau suite à ce type de défaut dans la phase A de chaque pont H de l'onduleur.

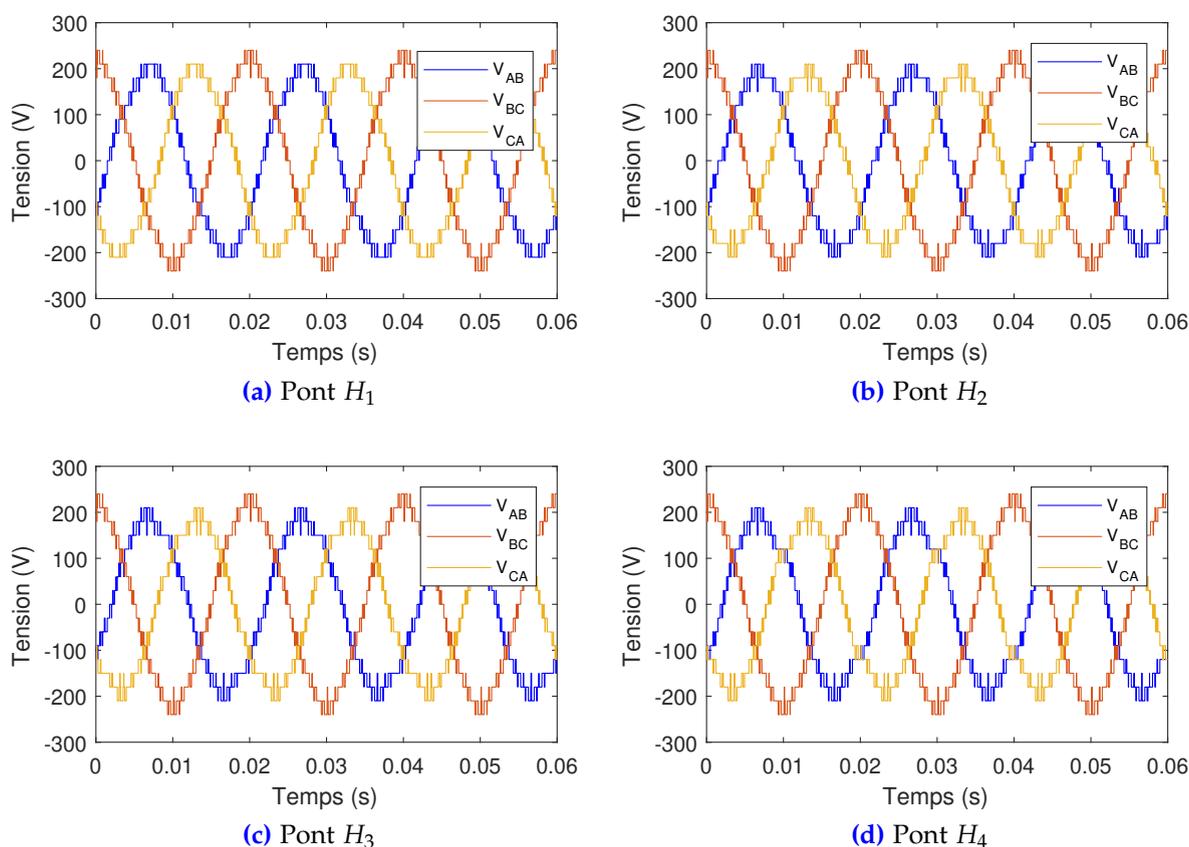


Figure 4.12 – Tensions composées de l'onduleur 9-niveau suite à un défaut de type II dans la phase A

D'après la figure 4.12, nous remarquons que le dernier palier $(N-1)E$ (dans le cas de 9 niveaux, ce dernier palier est égale à $\pm 8E$) à complètement disparu des tensions composées V_{AB} et V_{CA} . De plus, la durée de certains paliers a complètement changé et un décalage est introduit selon l'ordre du pont affecté par ce type de défaut.

4.4.2 Cas d'une Batterie Déconnectée (Défaut de Type III)

Dans cette deuxième partie, on considère que la batterie d'un pont donné est déconnectée totalement autrement dit en circuit ouvert. La figure 4.13 (a,b,c et d) montre les tensions de sorties V_{AN} de l'onduleur 9-niveau respectivement pour un défaut de déconnexion de la batterie des ponts (H_1 , H_2 , H_3 et H_4).

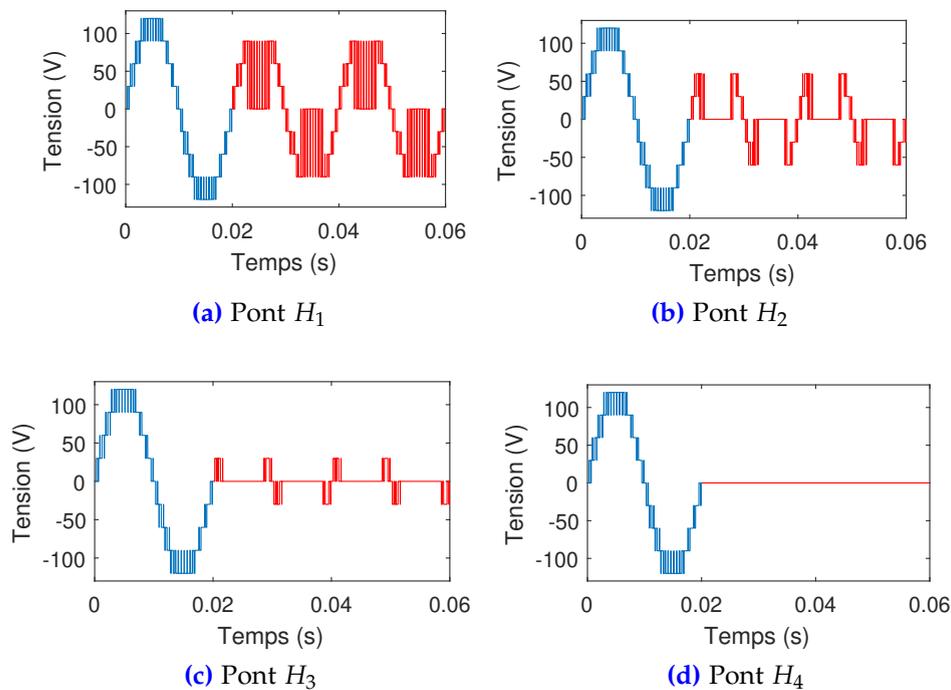


Figure 4.13 – Tension de sortie V_{AN} de l'onduleur 9-niveau lors d'un défaut de type III

Chaque batterie contribue d'une manière différente selon son ordre de connexion au sein de l'onduleur multiniveau. C'est à dire que le temps de contribution de chaque niveau est différent de l'autre (voire figure 3.3).

La déconnexion d'une batterie d'un pont donné, ouvre complètement la phase pendant une durée de temps bien déterminée. En déconnectant la batterie du H_1 et pour un indice de modulation égale à l'unité, nous remarquons le même phénomène que celui obtenu pour un défaut simultané de type I de l'interrupteur S_{11} et S_{31} . De la même manière, un défaut de type III affectant le pont H_i , est équivalent à un défaut simultané de type I des interrupteurs S_{1i} et S_{3i} . En déconnectant la batterie du ponts H_n , nous constatons que pendant la durée de l'application de sa propre tension E , la tension de V_{AN} est nulle. On peut noter que la durée d'application de la tension E du dernier pont H_4 est observée pendant toute la période, et de ce fait la tension V_{AN} est nulle pendant la durée complète de la présence du défaut de type III.

la figure 4.14 (a, b, c, d) présente la tension composée V_{AB} de l'onduleur 9-niveau respectivement pour un défaut de déconnexion de la batterie dans les ponts (H_1, H_2, H_3, H_4)

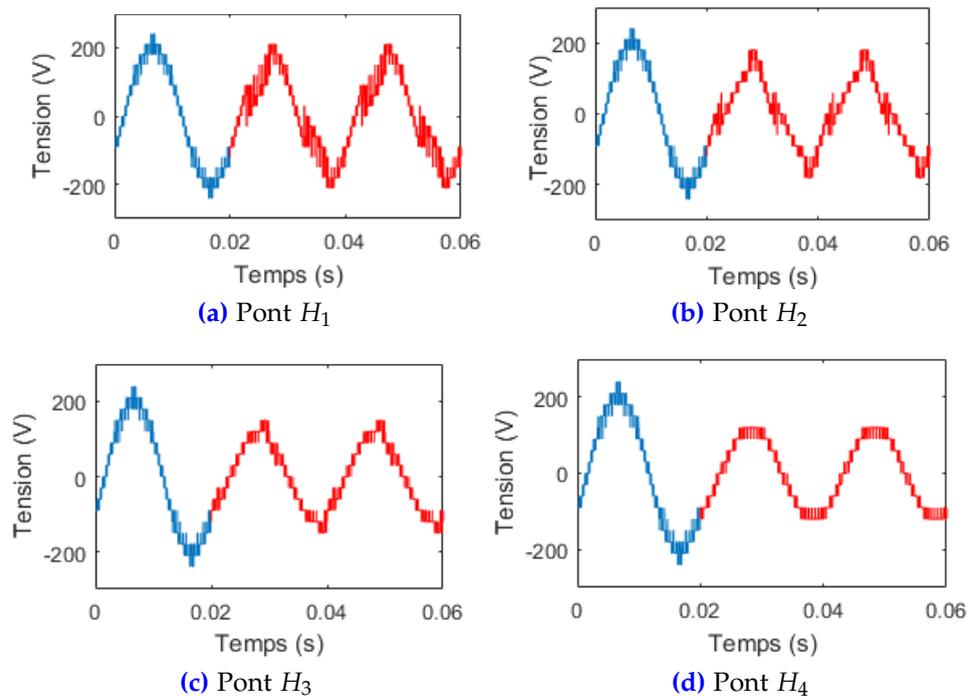


Figure 4.14 – Tension complexe V_{AB} de l'onduleur 9-niveau lors d'un défaut de type III

La déformation des signaux suite au défaut des ponts H_1 et H_2 est moindre par rapport aux ceux des pont H_3 et H_4 . De la figure 4.14(a) à la figure 4.14(d), il y a disparition successive de paliers de 30V (i.e. de la figure 4.14(b), 4.14(c)), il y a disparition du palier 180V). Du fait que la tension simple V_{AN} , pour le défaut de type III du pont H_4 , est nulle pendant tout l'intervalle de conduction, la tension composée V_{AB} est égale à l'opposé de la tension simple V_{BN} (voir figure 4.14 (d)).

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, une analyse détaillée des défauts quant aux onduleurs multiniveaux a été menée. Trois types de défauts ont été considérés. Le premier, noté type I, concerne en circuit-ouvert d'un interrupteur. Le deuxième, type II, est relatif à une batterie défectueuse. Le dernier, type III, est propre à une batterie déconnectée.

Le premier défaut, a engendré la disparition partielle ou totale de la partie positive ou négative de la tension simple. Lors de ce défaut, un onduleur N -niveau génère $N - 2$ formes de signaux de tension. Le deuxième défaut a été appliqué sur un onduleur 9-niveau. Une perte du dernier palier de la tension a été obtenue. En plus, un pont d'un ordre donné est affecté par une distribution temporelle spécifique des niveaux de tension. Lors d'un défaut de type III d'un pont donné caractérisé par un indice de modulation égale à l'unité, nous avons observé un phénomène identique à celui enregistré lors de l'application du défaut de type I aux deux interrupteurs d'en haut du pont H en question. En déconnectant la batterie du dernier pont H, nous constatons que pendant la durée de l'application de sa propre tension, la valeur de la tension simple de ce pont est nulle.

Chapitre 5 : **Détection et Localisation des Défaits**

Chapitre 5

Détection et Localisation des Défauts

5.1 Introduction

POUR les types des défauts mentionné dans le chapitre 4 chacun peut causer des pannes dans les systèmes de convertisseurs, qui peuvent avoir comme résultat un arrêt des équipements de fabrication entraînant une perte importante dans le domaine des applications industrielles. Par conséquent, un diagnostic qui permet de détecter et localiser ces défauts est essentiel. Pour ce faire, plusieurs méthodes sont présentées par la suite de ce chapitre, avec explication sur la sélection des paramètres à utiliser dans le diagnostic. L'étude porte sur les onduleurs multiniveaux (3,5,7 et 9-niveau) pour le défaut de circuit ouvert (Type I), et l'onduleur 9-niveau pour le défaut du bus continu (Type I et II). Finalement une comparaison entre ces trois types de défauts est faite pour pouvoir les identifier.

5.2 Utilité de la Détection et de Localisation des Défauts

Les onduleurs multiniveaux sont présents dans différentes applications, nous citons, entre autres, les entraînements électriques [62]. De tels convertisseurs sont connus par leur grande taille, puisqu'ils contiennent un nombre important des composants et interrupteurs. Il sont donc susceptibles de présenter des défauts structurels tels que les défauts d'ouverture des interrupteurs semi-conducteurs. En effet, toute défaillance au niveau du convertisseur multiniveau peut entraîner un fonctionnement anormal du système électrique. Dans les entraînements électriques, une telle défaillance peut provoquer une surchauffe du moteur, l'augmentation des harmoniques et des bruits acoustiques, La nécessité d'arrêter tout le système d'entraînement s'impose des fois pour éviter de graves dommages. Pour réduire les temps d'arrêt et améliorer donc la productivité, il est nécessaire d'abord de détecter les défauts dans les convertisseurs en vue de les régler [63].

Le diagnostic des défauts dans les onduleurs multiniveaux est une tâche difficile qui exige des procédures de prise de décision efficaces et rapides notamment lors des conditions extrêmes de mesures bruyantes, des données fortement interdépendantes, un grand nombre d'entrées et une interaction complexe entre les symptômes et les défauts. Le diagnostic consiste à localiser le défaut et ce en comparant l'état actuel du système en fonction des relevés des capteurs par rapport à celui du fonctionnement normal [64].

5.3 Méthodologie de Diagnostic

Les méthodes de diagnostic sont nombreuses et variées. Elles correspondent à la diversité des problèmes rencontrés. Si la prise de décision conduit à déclarer le processus défaillant, il convient alors de choisir une méthode de diagnostic. La figure 5.1 illustre les différentes grandes familles de méthodes de diagnostic des défauts.

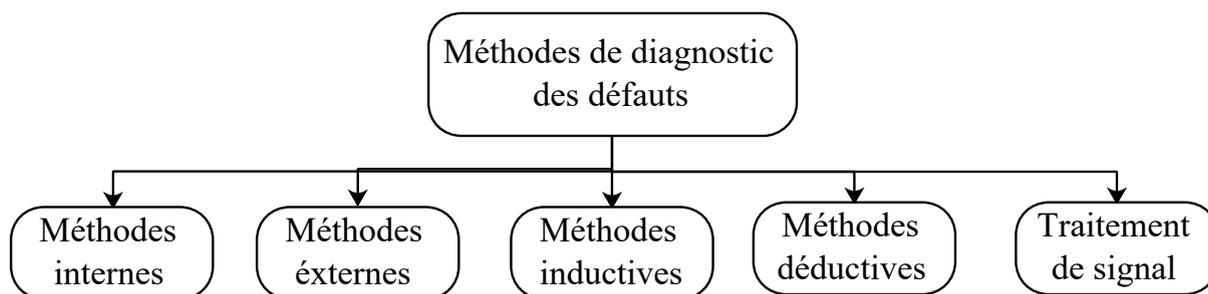


Figure 5.1 – Différentes familles de méthodes de diagnostic

D'après cette figure, il ressort que les méthodes de diagnostic sont divisées en cinq grandes familles, en l'occurrence :

Méthodes internes : Le diagnostic de défaillances par des méthodes internes requiert un modèle du système à surveiller. Ce modèle peut varier selon les objectifs. Le diagnostic peut être plus ou moins agrégé, représentatif d'un modèle correspondant au fonctionnement normal ou au fonctionnement défaillant (en présence d'une ou plusieurs défaillances). Habituellement, un modèle est une description formelle (mathématique) du système à surveiller. Mathématiquement, on peut proposer plusieurs modèles pour un même système.

Cette méthode consiste à comparer les grandeurs déduites d'un modèle représentatif du fonctionnement des différentes entités du processus avec les mesures directement observées sur le processus industriel. La présence d'un écart fournit l'indication qu'en amont du module modélisé, une anomalie est en cours d'apparition. Le modèle mathématique permet en fait de caractériser le mode de fonctionnement ou l'état du système, pour en décider s'il est normal ou anormal [65].

Méthodes externes : Ces méthodes supposent qu'aucun modèle n'est disponible pour décrire les relations de causes à effets. La seule connaissance repose sur l'expertise humaine confortée par un solide retour d'expériences. Dans cette catégorie, on retrouve toutes les méthodes basées sur l'intelligence artificielle et/ou les approches probabilistes. Il s'agit de l'analyse des données fournies par le système en vue de décider de son état. Les méthodes les plus populaires sont basées sur l'utilisation de modèles mathématiques. Ceux-ci utilisent la redondance existant entre les différentes variables mesurées en termes de relations statiques ou dynamiques [65].

Méthodes inductives : Ces méthodes correspondent à une approche montante où l'on identifie toutes les combinaisons d'événements élémentaires possibles qui entraînent la réalisation d'un événement unique indésirable. En d'autres termes, il faut interpréter les symptômes ainsi que leurs combinaisons possibles afin de trouver le défaut [66].

Méthodes déductives : Pour ces méthodes, la démarche est inversée puisque on débute avec l'événement indésirable et on cherche ensuite toutes les causes possibles par une approche descendante. Une vérification des effets trouvés par rapport à ceux possibles permet de confirmer ou d'infirmer l'existence du défaut [66].

Traitement signal : Le traitement et l'analyse d'un signal sont parfois utiles dans le domaine de diagnostic. L'objectif principal est de détecter les défauts responsables à la déformation d'un signal (présence d'oscillations générant des harmoniques, ...). En effet, les défauts se manifestent à travers l'apparition de nouvelles composantes fréquentielles ou l'augmentation de l'amplitude de certaines fréquences caractéristiques du signal à étudier [67, 68].

Lors de notre diagnostic, nous nous sommes intéressés à l'application de quelques méthodes de traitement de signal.

5.3.1 Sélection de la Méthode de Diagnostic

La sélection de la méthode de diagnostic la plus appropriée à un système industriel donné, ne peut se faire qu'après un recensement des besoins et des connaissances disponibles. L'inventaire des éléments à étudier dépend de [64] :

- la nature des causes de défaillances à localiser.
- la connaissance des signatures associées aux défaillances induites par les causes.
- la maîtrise des moyens de mesure des symptômes.
- la maîtrise des moyens de traitement des symptômes.
- la connaissance des mécanismes physiques entre les causes et les effets.
- l'inventaire du retour de l'expérience.
- le recensement des expertises disponibles.
- la définition du niveau de confiance dans le diagnostic.
- l'identification des utilisateurs finaux du diagnostic.

Un organigramme de la sélection est présenté sur la figure 5.2.

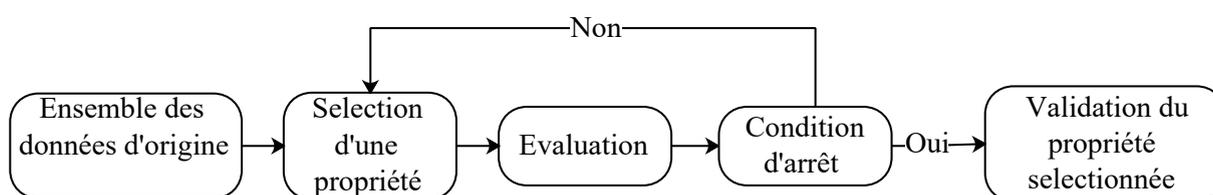


Figure 5.2 – Algorithme pour la sélection de la méthode de diagnostic [64]

5.3.2 Méthodes de Traitement de Signal Appliquées

Dans cette section, nous présentons deux techniques de traitement de signal permettant l'analyse des signaux électriques afin d'en extraire les informations utiles à la détection et la caractérisation (classification) des défauts de types I, II et III. Nous avons commencé par appliquer une première méthode. Cette dernière est basée sur la détermination du THD (par l'analyse de Fourier), de la valeur moyenne et de l'écart type du chaque signal (sans et avec défauts) ainsi que l'erreur relative entre les valeurs efficaces du signal enregistré en fonctionnement normal et celui lors des défauts. En général, des résultats satisfaisants ont été obtenus. Cependant, pour quelques cas singuliers, nous avons fait recours à une

deuxième technique donnant une analyse plus performante. Cette méthode est basée sur la décomposition fréquentielle (ou harmonique) des signaux à étudier pour déterminer le THD (par l'analyse de Fourier), de la valeur moyenne, de l'écart type et de l'erreur quadratique moyenne des signaux à analyser. Le traitement des signaux à été fait en utilisant le logiciel MATLAB.

L'analyse de Fourier d'un signal périodique permet d'obtenir des composantes de différentes fréquences appelées fréquences harmoniques. Ces dernières sont des multiples entiers de la fréquence du signal principal. En fait, la distorsion harmonique est la distorsion du signal due à ces harmoniques [69]. Le taux de distorsion harmonique (THD) est défini comme le rapport entre la racine carrée de la somme des carrés des valeurs efficaces de toutes les fréquences harmoniques (à partir de la 2ème harmonique) et la valeur efficace de la fréquence fondamentale. L'équation (5.1) montre la définition mathématique de THD relatif au signal de la tension [69].

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_{n,eff}^2}}{V_{fond,eff}} \quad (5.1)$$

où, $V_{f,eff}$ est la valeur efficace du fondamentale et $V_{n,eff}$ est la valeur efficace de l'harmonique d'ordre n.

La valeur moyenne d'un signal périodique est la moyenne des valeurs instantanées mesurées sur un période complète. Si T désigne la période du signal s(t) alors la valeur moyenne est donnée par [69] :

$$\langle s(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} s(t) dt \quad \forall t_0 \in \mathbb{R} \quad (5.2)$$

L'écart-type est une mesure de la variabilité ou de la diversité largement utilisée en statistique et en théorie des probabilités. Il indique le degré de variation ou de dispersion par rapport à la moyenne (valeur moyenne ou attendue). Un faible écart-type indique que les points de données ont tendance à être très proches de la moyenne, tandis qu'un écart-type élevé indique que les données sont réparties sur une large gamme de valeurs.

À partir d'un ensemble de données à n valeurs, où x_1 représente le premier terme et x_n le nième terme, si x_m représente la moyenne, alors l'écart type peut être trouvé comme suit [70] :

$$\text{STD} = \sqrt{\frac{(x_1 - x_m)^2 + (x_2 - x_m)^2 + \dots + (x_n - x_m)^2}{n}} \quad (5.3)$$

L'erreur quadratique moyenne (RMS_e) est l'écart-type des résidus (erreurs de prédiction). Les résidus sont une mesure de l'éloignement des points de données de la droite de régression, l' $RMS - e$ est la mesure de la dispersion de ces résidus. En d'autres termes, elle indique la concentration des données autour de la ligne de meilleur ajustement. on peut la définir comme indiqué sur (5.4) [71].

$$RMS_e = \left| \frac{(V_{eff} - V_{eff,F})}{V_{eff}} \right| \quad (5.4)$$

où : $V_{eff,F}$ est la valeur efficace du signal lors d'un défaut et V_{eff} est la valeur efficace en fonctionnement régulier.

5.4 Extraction des Caractéristiques par FFT

Pour une telle extraction, nous présentons, en premier lieu, le spectre fréquentiel d'un signal en présence de défauts. Par la suite, nous calculons les différents paramètres à savoir le THD, la valeur maximale du fondamental, la valeur moyenne du signal, l'écart type et l'erreur relative des valeurs efficaces. Les types de défauts I, II et III ont été pris en compte.

5.4.1 Cas d'un Défaut de Type I

Dans cette partie, nous considérons le défaut de circuit-ouvert, dit de type I. L'étude porte sur tous les onduleurs multiniveaux traités (3,5,7 et 9 niveaux). Nous analysons donc les signaux extraits lors de l'apparition de ce défaut au niveau de tous les interrupteurs.

5.4.1.1 Onduleur 3-niveau

Pour l'onduleur 3-niveau, nous avons obtenu (Chapitre 4) une seule forme d'onde suite à un défaut de type I. En conséquence, un seul spectre de tension peut être obtenu. La figure 5.3 illustre le spectre de la tension en mode de fonctionnement sans et avec anomalie. Cette dernière consiste en l'ouverture d'un seul interrupteur (d'un même chemin) entre S_{11} ou S_{21} ou alors entre S_{31} ou S_{41} . Pour ne pas alourdir le chapitre, nous nous contentons de présenter uniquement le spectre obtenu pour la tension simple de sortie de cet onduleur.

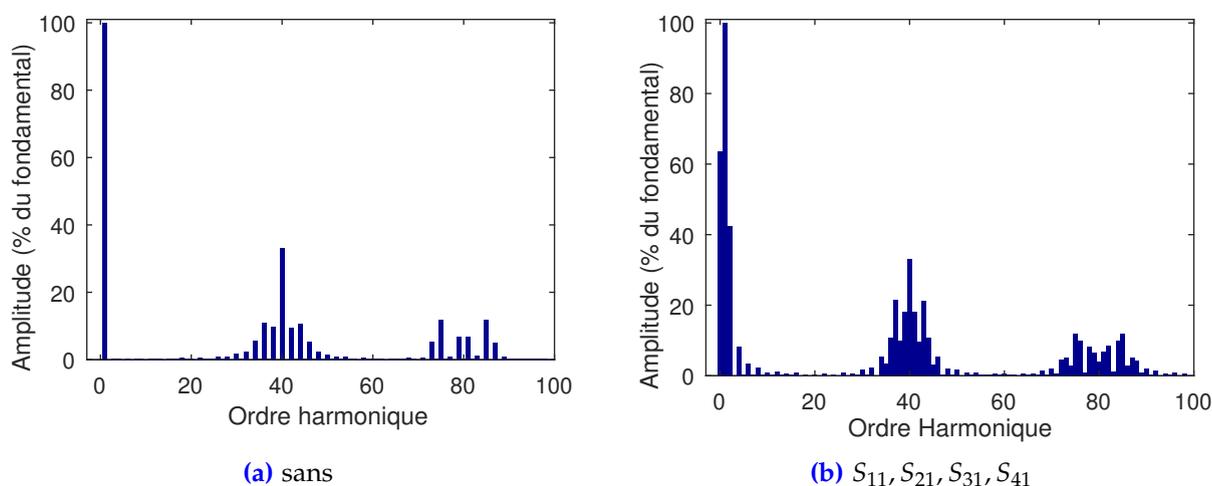


Figure 5.3 – Spectre de la tension V_{AN} de l'onduleur 3-niveau sans et avec défaut de type I

D'après cette figure, nous remarquons d'abord une grande différence entre les spectres fréquentiels enregistrés lors du fonctionnement sans et avec ouverture d'un interrupteur d'un même chemin. En effet, le signal de la tension simple de sortie en présence de défaut est très pollué du fait que la valeur du THD est de 85,87%, contre 52,36% obtenue en fonctionnement normal. Un tel défaut est donc détectable par cette approche.

L'analyse FFT montre une valeur très importante de la composante continue (moyenne), correspondant à l'ordre 0, est de 64% de l'amplitude du fondamental de la tension simple de sortie. Du fait qu'il est très pollué, le spectre de la tension simple de l'onduleur lors d'un

défaut de type I, est plein d'harmoniques. Nous constatons également l'apparition des harmoniques paires dont l'ordre est compris entre 2 et 8. L'amplitude de l'harmonique 2 est la plus importante, puisqu'elle atteint 43% de celle du fondamental. Par ailleurs, une concentration d'harmoniques dont l'ordre appartient à l'intervalle [30-50] et [70-90]. Pour ces intervalles, l'amplitude de l'harmonique 40, atteignant 35% celle du fondamentale, est la plus considérable.

Le tableau 5.1 illustre les différentes valeurs des paramètres utilisés lors de cette étude. Il s'agit de la valeur maximale du fondamental, la valeur moyenne et l'écart type de la tension de sortie ainsi que l'erreur relative des valeurs efficaces des tensions simple et composée avec et sans défaut (ouverture d'un interrupteur).

Table 5.1 – Valeurs des paramètres pour l'onduleur 3-niveau dans le cas du défaut de type I

Fonctionnement avec et sans défaut de type I	V_{AN}					V_{AB}				
	THD (%)	A_f (V)	a_0 (%)	STD	RMS_e (%)	THD (%)	A_f (V)	a_0 (%)	STD	RMS_e (%)
Sans	52,36	29,99	0	23,93	0	35,46	51,93	0	38,96	0
S_{11} ou S_{21}	85,87	14,99	-63,68	13,97	29,25	46,23	39,65	-23,94	30,89	17,04
S_{31} ou S_{41}	85,87	14,99	+63,68	13,97	29,25	46,23	39,65	+23,94	30,89	17,04

Pour les deux tensions simple et composée, le tableau 5.1 montre des différences remarquables entre les valeurs obtenues lors du fonctionnement normal et celui sous défaut. En effet, le défaut engendre une augmentation remarquable du THD de 52,36% à 85,87% pour la tension simple, et de 35,46% à 46,23% pour celle composée. Ce défaut induit également une diminution de l'amplitude du fondamental (notée A_f) de la tension simple de 29,99 V à 14,99 V et celle composée de 51,93 V à 39,65 V, engendrant une forte déformation du signal de la tension. En outre, cette anomalie provoque une augmentation de l'erreur relative jusqu'à 29,25% et 17,04% respectivement pour une tension simple et composée. Finalement, une diminution de l'écart type de 23,93 à 13,97 et de 38,96 à 30,89 a été enregistrée respectivement dans le cas d'une tension simple et composée.

En fonctionnement sans défaut de l'onduleur, le signal de la tension est caractérisé par sa valeur moyenne nulle. Le défaut de type I engendre une déformation du signal pour le cas des interrupteurs S_{11} et S_{21} d'une façon symétrique comparativement à celui de S_{41} et S_{31} , c'est pourquoi nous obtenons la même valeur moyenne mais de signes opposés.

D'après les disparités entre les valeurs obtenues, nous pouvons conclure que la première méthode est capable de localiser le défaut en indiquant l'ouverture d'un interrupteur d'un même chemin soit S_{11} ou S_{21} d'une part, ou alors S_{31} ou S_{41} d'autre part, sans pour autant indiquer la position exacte de l'interrupteur en circuit-ouvert.

Il est important de noter que la première méthode peut être appliquée sur les signaux de la tension composée. Des résultats analogues sont obtenus. Cependant, les écarts des valeurs obtenues sans et avec défaut sont moindres, étant donné que le signal de la tension composée est plus proche de la sinusoïde.

5.4.1.2 Onduleur 5-niveau

Dans le cas d'un onduleur 5-niveau, nous obtenons trois formes de signaux avec leurs symétriques par rapport à l'axe des temps. La figure 5.4 illustre le spectre de la tension simple en mode de fonctionnement sans et avec défaut de type I.

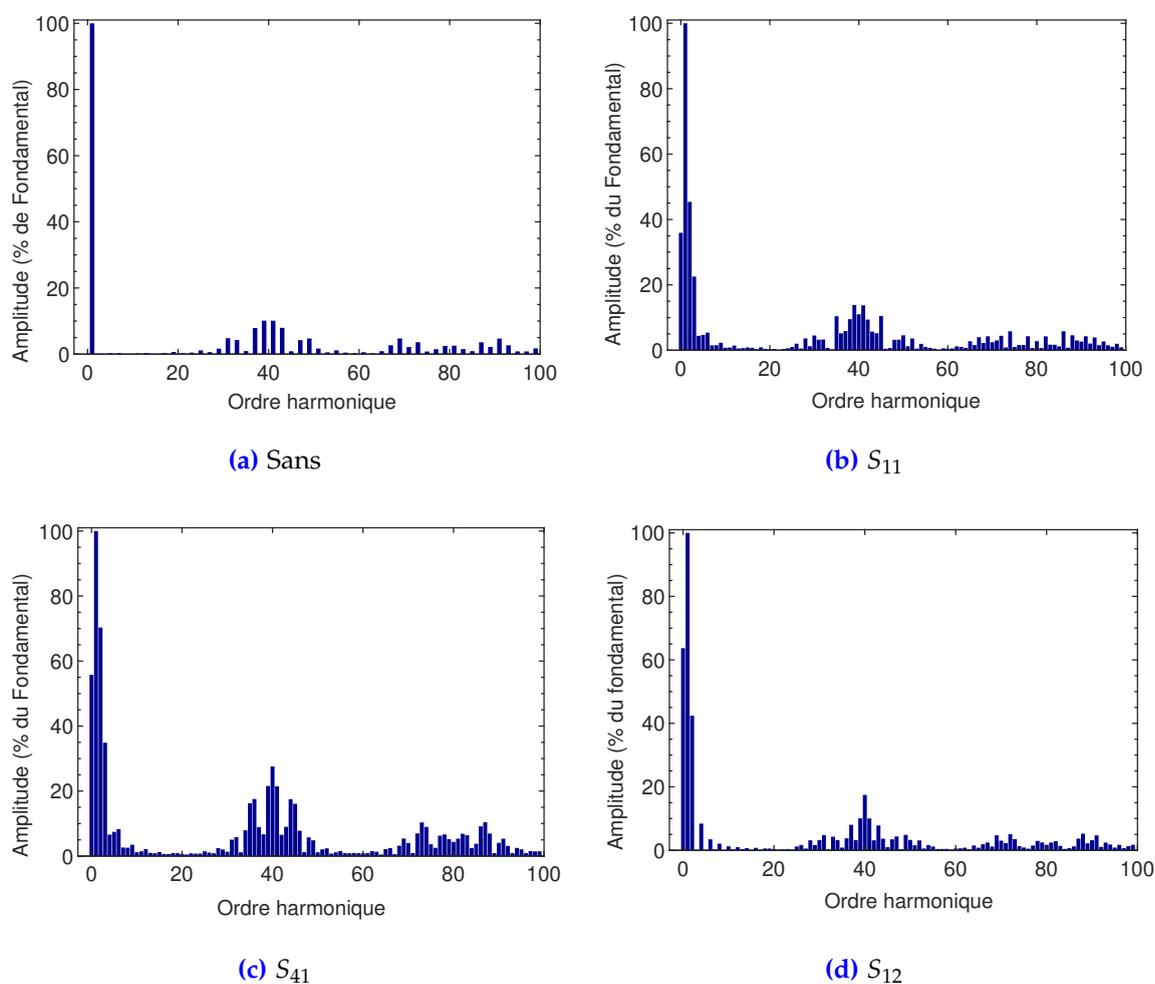


Figure 5.4 – Spectre de la tension V_{AN} de l'onduleur 5-niveau sans et avec défaut de type I

L'analyse FFT montre que, parmi ces trois formes de signal, le défaut sur les interrupteurs S_{41} et S_{21} est plus néfaste sur la tension simple que celui des autres interrupteurs. Son THD est de 110,46% avec la plus petite amplitude maximale du fondamentale égale à 23,55 V. De même, la défaillance des interrupteurs S_{11} (ou bien S_{31}), S_{12} (ou bien S_{32} , S_{42} et S_{22}) provoquent des déformations non admissibles sur le signal de sortie avec des valeurs de THD respectivement égale à 67,89% et 57,72%.

Le tableau 5.2 illustre les différentes valeurs des paramètres utilisés lors de cette étude.

Table 5.2 – Valeurs des paramètres pour l'onduleur 5-niveau dans le cas du défaut type I

Fonctionnement avec et sans défaut de type I	V_{AN}					V_{AB}				
	THD (%)	A_f (V)	a_0 (%)	STD	RMS_e (%)	THD (%)	A_f (V)	a_0 (%)	STD	RMS_e (%)
Sans	26,91	60,10	0	43,99	0	17,07	104	0	38,96	0
S_{11}	67,89	36,53	-35,93	31,22	23,01	33,37	84,36	-15,53	38,96	13,81
S_{31}	67,89	36,53	+35,93	31,22	23,01	33,37	84,36	+15,53	38,96	13,81
S_{21}	110,54	23,52	-55,73	24,79	36,26	38,24	74,63	-17,55	38,96	22,25
S_{41}	110,54	23,52	+55,73	24,79	36,26	38,24	74,63	+17,55	38,96	22,25
S_{12} ou S_{22}	57,72	30,05	-63,68	24,52	24,52	26,93	79,42	-24,06	30,89	17,94
S_{32} ou S_{42}	57,72	30,05	+63,68	24,52	24,52	26,93	79,42	+24,06	30,89	17,94

D'après l'analyse du tableau 5.2 ci dessus, la valeur de THD permet de détecter le mode de fonctionnement avec anomalie si celui ci est supérieure à 26,91% (tension simple). Nous pouvons également classer les interrupteurs de cet onduleur en 3 groupes. D'abord, les interrupteurs inférieurs du pont H_1 (S_{41} et S_{21}) en raison de leur THD très élevé (110,46%) en groupe 1. Ensuite les interrupteurs supérieures (S_{11} et S_{31}) avec une valeur de (67,89%) en groupe 2. Enfin, les interrupteurs du pont H_2 avec une valeur de (57,75%) en groupe 3.

En utilisant le signe de la valeur moyenne (positif ou négatif), nous pouvons localiser d'une manière précise le défaut d'un interrupteur donné :

- Pour le groupe 1 : une valeur positive signifie que le défaut est sur l'interrupteur S_{41} , sinon c'est S_{21} .
- Pour le groupe 2 : une valeur positive signifie que le défaut est sur l'interrupteur S_{31} , sinon c'est S_{11} .
- Pour le groupe 1 : une valeur positive signifie que le défaut est sur l'interrupteur S_{42} ou S_{32} , sinon c'est S_{12} ou S_{22} .

Le même raisonnement est suivi pour la tension composée. Cependant les écarts entre les valeurs pour la tension composée est moindre car son signal est plus proche de la sinusoïde que celui de la tension simple. L'approche suivie nous a permis de localiser exactement la position défaut de l'interrupteur, à l'exception du dernier pont H_2 où nous pouvons distinguer seulement que entre les paires d'interrupteurs (S_{12} ou S_{22}) et (S_{42} ou S_{32}). Un diagnostic plus approfondi peut prendre en considération d'autre paramètres (tableau 5.2) pour différencier entre les défauts de types I d'un interrupteur donné d'un onduleur multiniveau.

5.4.1.3 Cas d'un Onduleur 7-niveau

Dans le cas de l'onduleur à 7 niveaux, cinq formes de signaux sont obtenues associées aux défauts de type I. La figure 5.5 montre les spectres de tensions simples correspondants, y compris celui du fonctionnement sans défaut.

L'analyse FFT montre que les défaut S_{41} et S_{42} engendre une déformation importante du signal de la tension de sortie simple V_{AN} où le THD est très élevé. Nous apercevons qu'un défaut sur l'interrupteur S_{41} donne un THD égale à 130,31% avec une petite amplitude maximale du fondamentale égale à 29,5 V. Un défaut sur S_{42} défectueux engendre un THD moins élevé de l'ordre 69,82% avec une amplitude maximale du fondamentale égale à 42,63 V.

Le défaut sur les autres interrupteurs engendre moins de déformation par rapport à ceux de S_{41} et S_{42} . Nous avons pour l'interrupteur S_{11} , S_{12} et S_{13} un THD et une amplitude maximale du fondamental égale respectivement à égale à 60,94% 60.43 V, 62,63% 44.95V et 50,56% 44,95V. Le tableau 5.3 récapitule les différentes valeurs des paramètres choisis pour l'onduleur 7-niveau avec et sans défaut de type I.

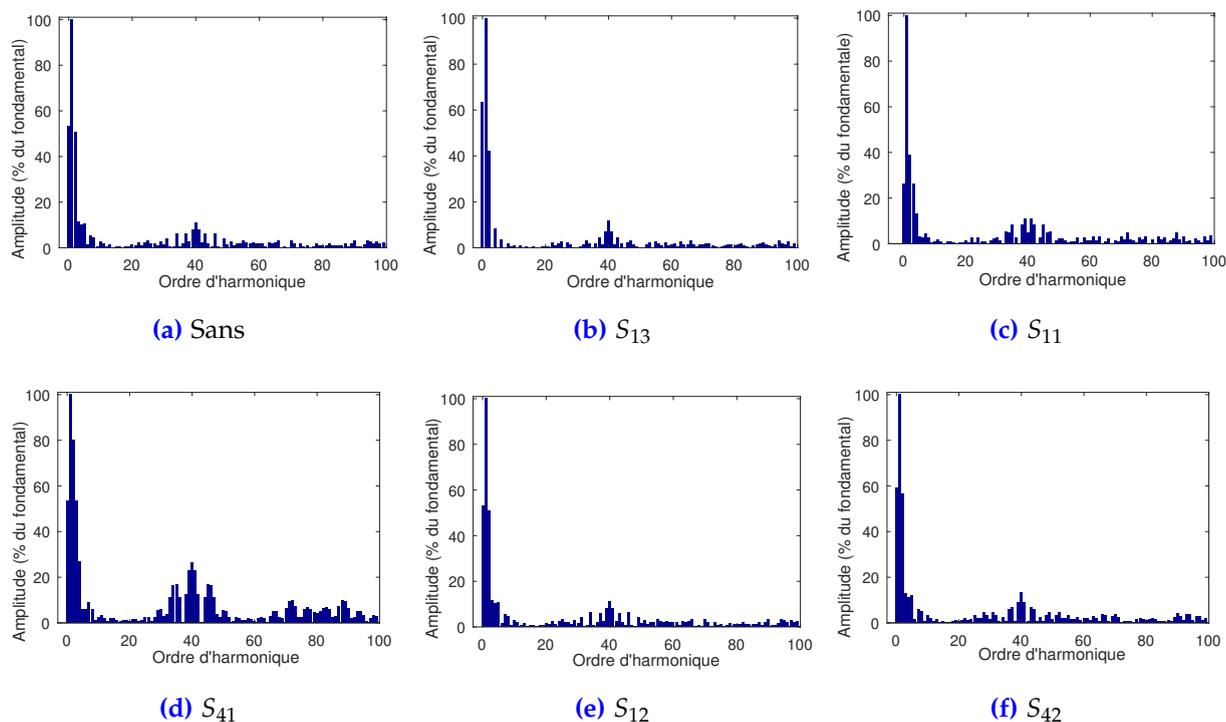


Figure 5.5 – Spectre de la tension V_{AN} de l’onduleur 7-niveau avec et sans défaut de type I

Table 5.3 – Paramètres choisis pour l’onduleur 7-niveau avec et sans défaut de type I

Fonctionnement avec et sans défaut de type I	V_{AN}					V_{AB}				
	THD (%)	A_f (V)	a_0 (%)	STD	RMS_e (%)	THD (%)	A_f (V)	a_0 (%)	STD	RMS_e (%)
Sans	18,26	89,92	0	64,63	0	10,64	155,8	0	110,82	0
S_{11}	60,94	60,48	-26,16	50,06	18,80	30,51	131,2	-12,07	96,97	11,41
S_{31}	60,94	60,48	+26,16	50,06	18,80	30,51	131,2	+12,07	96,97	11,41
S_{21}	130,51	29,50	-53,65	34,25	41,67	36,21	107,9	-14,69	81,10	25,53
S_{41}	130,51	29,50	+53,65	34,25	41,67	36,21	107,9	+14,69	81,10	25,53
S_{12}	62,63	47,31	-53,25	39,47	27,57	26,29	120,8	-20,88	88,33	17,13
S_{32}	62,63	47,31	+53,25	39,47	27,57	26,29	120,8	+20,88	88,33	17,13
S_{22}	69,84	42,63	-59,11	36,76	31,07	27,48	117,3	-21,51	86,00	19,15
S_{42}	69,84	42,63	+59,11	36,76	31,07	27,48	117,3	+21,51	86,00	19,15
S_{13} ou S_{23}	50,56	44,95	-63,68	35,63	29,29	21,55	119,1	-24,02	86,11	18,13
S_{33} ou S_{43}	50,56	44,95	+63,68	35,63	29,29	21,55	119,1	+24,02	86,11	18,13

La différence valeurs du THD nous permettent d’identifier trois groupes d’interrupteurs. D’abord le groupe 1 formé des interrupteurs S_{41} et S_{21} se distingue avec un THD de 130,51%. Puis, les signaux dont le THD est entre 60 à 62 (défaut sur S_{11} et S_{31} avec les interrupteurs supérieurs du pont H_2) sont classés dans le groupe 2. Également, un groupe 3 pour les interrupteurs inférieurs du pont H_2 en raison de leur THD de 69%. Le dernier groupe concerne le défaut de tous les interrupteurs du pont H_3 avec un THD de 50,56%.

Pour distinguer entre les interrupteurs du groupe 2, seul le THD ne suffit pas car leurs valeurs sont proches l’une de l’autre. Nous pouvons donc utiliser d’autres paramètres tels que l’amplitude du fondamental, la valeur absolue de la composante continue, l’écart type ou bien l’erreur en valeur efficace. Nous aurons donc deux sous groupes. Le premier sous groupe 2.1 est formé des interrupteurs supérieurs du pont H_1 (S_{11} et S_{31}) dont la valeur

du fondamental est égale à 60,48 V et le sous groupe 2.2 formé des deux interrupteurs du pont H_2 (S_{42} et S_{22}) avec comme valeur du fondamental est aux alentours d'une quarantaine de Volt.

Pour distinguer entre les interrupteurs de chaque groupe/sous groupe, nous pouvons utiliser le signe de la valeurs moyenne. Nous aurons donc :

- Pour le groupe 1 : une valeur positive signifie que le défaut est dans l'interrupteur S_{41} , sinon c'est S_{21} .
- Pour le sous groupe 2.1 : une valeur positive signifie que le défaut est dans l'interrupteur S_{41} , sinon c'est S_{21} .
- Pour le sous groupe 2.2 : une valeur positive signifie que le défaut est dans l'interrupteur S_{32} , sinon c'est S_{12} .
- Pour le groupe 3 : une valeur positive signifie que le défaut est dans l'interrupteur S_{42} , sinon c'est S_{22} .
- Pour le groupe 4 : une valeur positive signifie que le défaut est dans l'interrupteur S_{43} ou S_{33} , sinon c'est S_{13} ou S_{23} .

Le même raisonnement est suivi pour la tension composée où les écarts entre les valeurs pour la tension composée est moindre car son signal est plus proche de la sinusoïde. Par ailleurs, cette approche demande plus de précision pour permettre de distinguer entre les interrupteurs des sous-sous groupes 2.2.1 et 2.2.2 ainsi que les paires (S_{13} ou S_{23}) et (S_{33} ou S_{43}) en raison des valeurs proches de presque tous les paramètres.

5.4.1.4 Cas d'un Onduleur 9-niveau

Dans le cas d'un onduleur à 9-niveau, nous obtenons 7 type de signaux avec leurs symétriques. La figure 5.6 montre le spectre de la tension de sortie V_{AN} de l'onduleur 9-niveau avec et sans défaut de type I.

Pour l'analyse de la FFT, Les même remarques faites pour les onduleurs 3, 5 et 7-niveau sont reconduites pour celui de 9-niveau. Le tableau 5.4 illustre les différentes valeurs des paramètres utilisés pour l'onduleur 9-niveau pour le défaut de type I.

De la même manière, nous commençons par le THD. Nous pouvons donc former 5 groupes d'interrupteurs.

- Le groupe 1 des S_{41} et S_{21} pour une valeur de THD de 145,22%.
- Le groupe 2 des interrupteurs supérieurs du pont H_1 (S_{11} et S_{31}) et tous ceux du pont H_3 dont la valeur de THD est aux alentours de 57%.
- Le groupe 3 des interrupteurs supérieurs du pont H_2 (S_{12} et S_{32}) avec une valeur de THD égal à 64,52%.
- Le groupe 4 des interrupteurs inférieurs du pont H_2 (S_{42} et S_{22}) avec un THD égal à 81,75%.
- le groupe 5 des interrupteurs du pont H_4 avec une valeur de THD de 47,65%.

Pour diviser le groupe 2 en sous-groupes, nous pouvons utiliser d'autres paramètres tels que la valeurs maximale du fondamental, la valeur absolue de la composante continue, l'écart type ou bien l'erreur en valeur efficace. Nous aurons donc :

- Le sous groupe 2.1 formé par les interrupteurs (S_{11} et S_{31}).
- Le sous groupe 2.2 formé par les interrupteurs du pont H_3 (S_{13} , S_{33} , S_{43} et S_{23}).

Comme pour l'onduleur à 7-niveau, pour distinguer entre les interrupteurs de chaque groupe/sous groupe, nous pouvons utiliser le signe de la valeurs moyenne. Nous divisons d'abord le sous groupe 2.2 en deux autres sous-sous groupes. Le sous-sous groupe 2.2.1 est formé par les interrupteurs S_{43} et S_{33} en raison de leurs valeur moyenne positive et

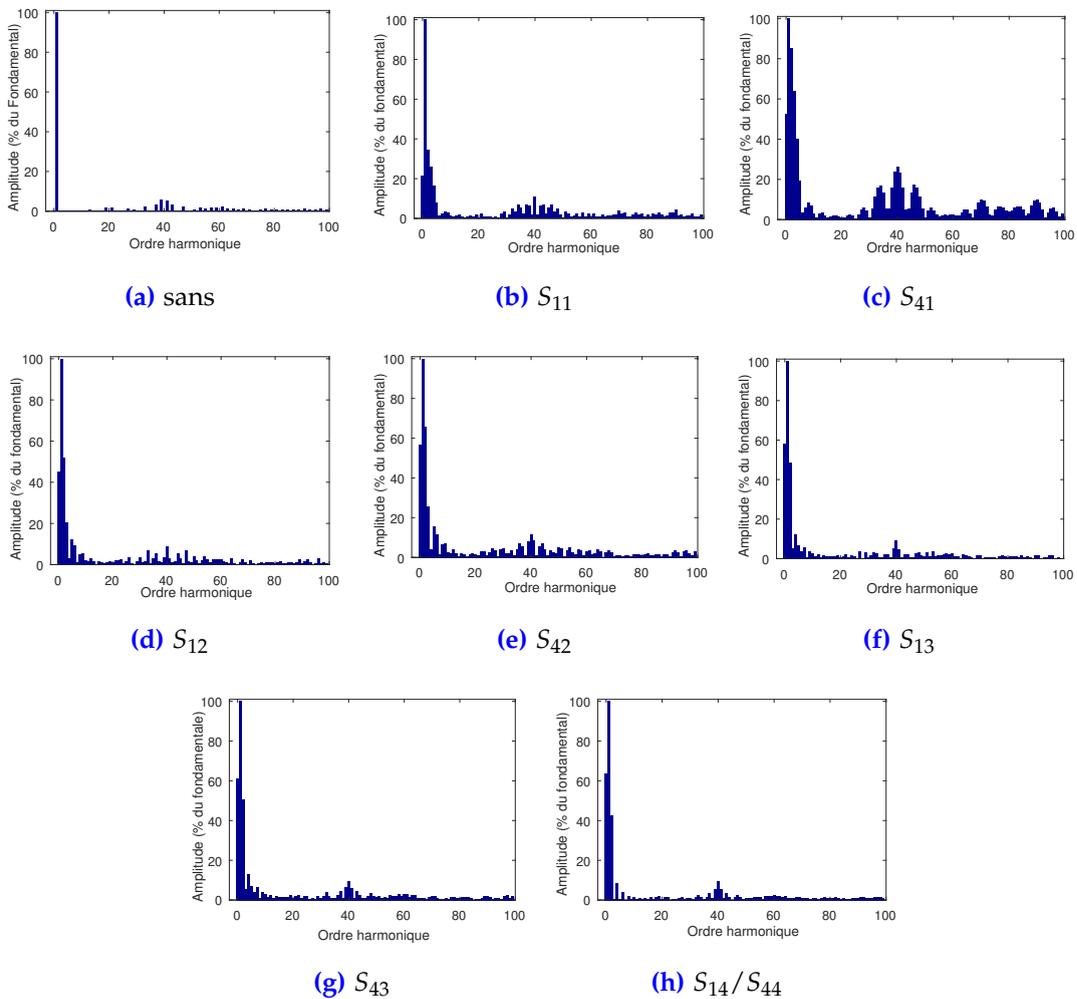


Figure 5.6 – Spectre de la tension de sortie V_{AN} de l'onduleur 9-niveau avec et sans défaut de type I

le sous-sous groupe 2.2.2 formé par les interrupteur S_{13} et S_{23} en raison de leur valeur moyenne négative. Nous aurons aussi donc :

- Pour le groupe 1 : une valeur positive signifie que le défaut est sur l'interrupteur S_{41} , sinon c'est S_{21} .
- Pour le sous groupe 2.1 : une valeur positive signifie que le défaut est sur l'interrupteur S_{41} , sinon c'est S_{21} .
- Pour le sous groupe 2.2.1 : ce sous-sous groupe est repéré par sa valeur moyenne positive.
- Pour le sous groupe 2.2.2 : ce sous-sous groupe est repéré par sa valeur moyenne négative.
- Pour le groupe 3 : une valeur positive signifie que le défaut est sur l'interrupteur S_{12} sinon c'est S_{32} .
- Pour le groupe 4 : une valeur positive signifie que le défaut est sur l'interrupteur S_{42} sinon c'est S_{22} .
- Pour le groupe 5 : une valeur positive signifie que le défaut est sur l'interrupteur S_{43} ou S_{34} , sinon c'est S_{14} ou S_{24} .

Le même raisonnement est suivi pour la tension composée. Ainsi, les écarts entre les valeurs pour la tension composée est moindre car son signal est plus proche de la

Table 5.4 – Valeurs des paramètres utilisés pour l'onduleur 9-niveau dans le cas de défaut type I

Fonctionnement avec et sans défaut de type I	V_{AN}					V_{AB}				
	THD (%)	A_f (V)	a_0 (%)	STD	RMS_e (%)	THD (%)	A_f (V)	a_0 (%)	STD	RMS_e (%)
Sans	13,83	120	0	85,64	0	11,43	208	0	148,02	0
S_{11}	56,61	85,47	-21,27	69,44	16,18	27,83	179	-10,16	131,36	10,41
S_{31}	56,61	85,47	+21,27	69,44	16,18	27,83	179	+10,16	131,36	10,41
S_{21}	145,22	34,51	-52,68	43,02	45,47	38,50	140,7	-12,92	106,60	26,94
S_{41}	145,22	34,51	+52,68	43,02	45,47	38,50	140,7	+12,92	106,60	26,94
S_{12}	64,52	66,91	-45,03	56,31	25,43	28,18	164,4	-18,33	120,76	15,92
S_{32}	64,52	66,91	+45,03	56,31	25,43	28,18	164,4	+18,33	120,76	15,92
S_{22}	81,75	53,07	-56,77	48,47	33,36	30,27	153,6	-19,61	113,50	20,67
S_{42}	81,75	53,07	+56,77	48,47	33,36	30,27	153,6	+19,61	113,50	20,67
S_{13}	56,08	61,23	-58,36	49,64	28,58	23,99	159,9	-22,35	116,30	17,81
S_{33}	56,08	61,23	+58,36	49,64	28,58	23,99	159,9	+22,35	116,30	17,81
S_{23}	58,51	58,75	-60,83	48,13	30,01	24,12	158	-22,62	114,91	18,71
S_{43}	58,51	58,75	+60,83	48,13	30,01	24,12	158	+22,62	114,91	18,71
S_{14} ou S_{24}	47,65	59,99	-63,69	46,99	29,29	20,85	158,9	-24,04	114,81	18,25
S_{34} ou S_{44}	47,65	59,99	+63,69	46,99	29,29	20,85	158,9	+24,04	114,81	18,25

sinusoïde. Cependant, cette approche demande plus de précision pour permettre de distinguer entre les interrupteurs des sous-sous groupes 2.2.1 et 2.2.2 ainsi que les paires (S_{14} ou S_{24}) et (S_{34} ou S_{44}) en raison des valeurs proches de presque tous les paramètres.

5.4.2 Cas d'un Défaut de Type II

Dans cette section nous prenons en considération le défaut de type II. L'étude porte sur l'analyse des paramètres cités en haut, et ce pour localiser le défaut d'une batterie défectueuse pour un onduleur à 9-niveau. Le tableau 5.5 illustre les différentes valeurs des paramètres utilisés pour l'onduleur 9-niveau pour le défaut de type II.

Table 5.5 – Valeurs des paramètres utilisés pour l'onduleur 9-niveau pour le défaut de type II

Fonctionnement avec et sans défaut de type II	V_{AN}					V_{AB}				
	THD (%)	A_f (V)	a_0 (%)	STD	RMS_e (%)	THD (%)	A_f (V)	a_0 (%)	STD	RMS_e (%)
Sans	13,83	120	0	85,64	0	11,43	208	0	148,02	0
E_1	16,86	102,7	0	73,65	13,99	11,80	193,2	0	137,59	7,05
E_2	19,15	90,35	0	65,05	24,05	13,53	183	0	130,60	11,77
E_3	19,90	84,67	0	61,04	28,72	13,83	178,3	0	127,27	14,02
E_4	24,40	82,19	0	59,82	30,15	15,06	176,2	0	125,99	14,88

D'après ce tableau 5.5, nous observons que la valeur moyenne est nulle pour tous les cas de ce type de défaut. Cette observation est due au fait que les signaux extraits après apparition de défaut restent toujours symétriques par rapport à l'axe des temps. Ce paramètre ne rentre plus dans la localisation défaut. À partir des relevés du THD, le défaut de type II de la batterie 1 et 4 peut être facilement détectable du fait que leur THD respectif est de 16,86% et de 24,4%. Pour ce qui est du défaut de la batterie 2 et 3, leur valeur du THD est très proche : 19,15% et 19,90%. Pour dissocier cette situation l'une de

l'autre, d'autres paramètres doivent être pris en considération. Dans notre cas, on prendra comme paramètres complémentaires l'amplitude du fondamental, STD et RMS_e . Pour le défaut de type II de la batterie 2 ou 3, ces paramètres sont respectivement égale à (90,35, 65,05, 24,05) et (84,67, 61,04, 28,72).

5.4.3 Cas d'un Défaut de Type III

Dans cette partie, nous utilisons la méthode proposée, de l'extraction de données à l'aide du traitement de signal, pour localiser un défaut de type III en prenant en considération un onduleur à 9-niveau. Le tableau 5.6 illustre les différentes valeurs des paramètres utilisés pour l'onduleur 9-niveau pour le défaut de type III.

Table 5.6 – Valeurs des paramètres utilisés pour l'onduleur 9-niveau pour le défaut de type III

Fonctionnement avec et sans défaut de type III	V_{AN}					V_{AB}				
	THD (%)	A_f (V)	a_0 (%)	STD	RMS_e (%)	THD (%)	A_f (V)	a_0 (%)	STD	RMS_e (%)
Sans	13,83	120	0	85,64	0	11,43	208	0	148,02	0
E_1	113,52	50,96	0	54,51	36,35	37,88	152,3	0	115,17	22,20
E_2	274,96	13,85	0	28,66	66,54	32,32	128,2	0	95,24	35,66
E_3	684,09	2,49	0	12,17	85,79	19,74	121,7	0	87,71	40,75
E_4	–	0	0	0	100	13,50	120,3	0	85,85	42,00

Dans ce type de défaut, le tableau 5.6 nous montre une différence remarquable au niveau de tous les paramètres à l'exception de de la valeur moyenne, qui demeure nulle en raison de la symétrie des signaux des tension de sortie par rapport à l'axe des temps. Pour le cas de défaut des trois premières batteries (E_1 , E_2 , et E_3), nous constatons que les valeurs de chaque paramètre varie en croissance ou décroissance. Pour le cas de la dernière batterie (E_4), presque tous les paramètres sont nuls pour la tension de sortie simple à l'exception de l'erreur en valeur efficace qui est de 100% et de la THD. De ce fait, pour un bon diagnostic, il serait judiciable de prendre en considération la tension composée et non la tension simple.

Nous serons donc en mesure de localiser ce type de défaut, en utilisant les valeurs obtenues pour la tension simple :

- Pour les paramètres croissants (décroissants respectivement) nous choisissons ainsi :
 - les valeurs minimales (maximales respectivement) : la batterie E_1 est sujet de défaut.
 - les valeurs intermédiaires nous informe que la batterie E_2 est sujet de défaut.
 - les valeurs maximales (minimales respectivement) nous informe que la batterie E_3 est sujet de défaut.
- Quand tous les paramètres sont nuls (à l'exception de RMS_e) : la batterie E_4 est sujet de défaut.

5.5 Comparaison entre les Types de Défauts

Avec la méthode de diagnostic développée, nous avons pu distinguer entre le fonctionnement régulier (sans défaut) et celui en présence d'un défaut de type I, II ou III.

Cette distinction est assurée par l'utilisation du vecteur $[THD, A_f, a_0, STD, RMS_e]$. Nous rappelons que l'obtention d'une valeur moyenne a_0 non nulle du signal de tension, signifie que nous sommes face à un défaut de type I. Par contre, une valeur moyenne nulle de celle-ci implique un défaut de type II ou III. Les paramètres autres que la valeur moyenne permet de distinguer entre ces deux derniers types de défaut. Outre de la valeur moyenne a_0 , deux paramètres, en l'occurrence THD et A_f , ont largement suffi, dans notre cas, pour distinguer entre les différents types ou du moins entre ceux de II et III, comme illustré sur la figure 5.7.

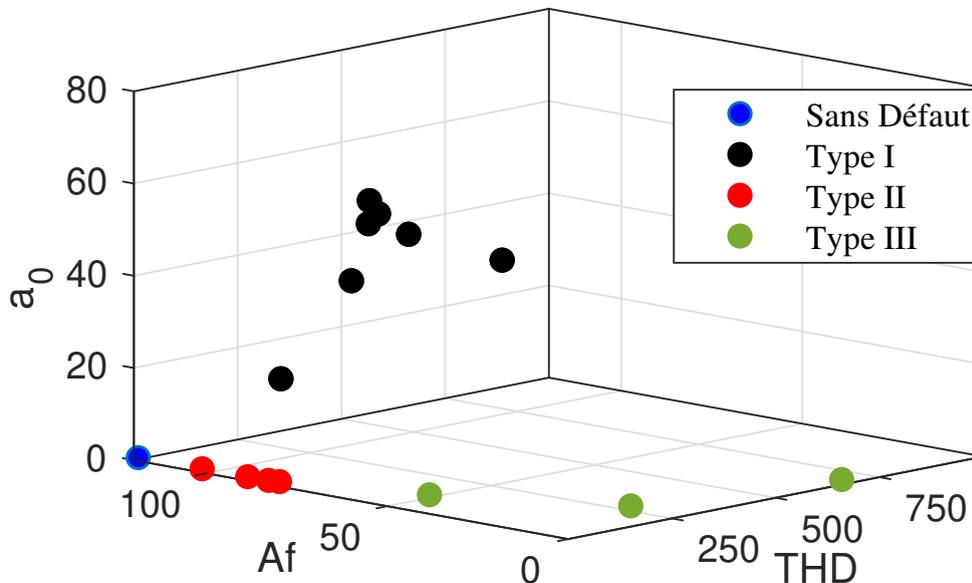


Figure 5.7 – Paramètres des signaux avec et sans défaut pour un onduleur 9-niveau

Un fonctionnement régulier est repéré par le point bleu. De même, les trois ensembles présentant les trois types de défauts sont isolés les uns par rapport aux autres. Ce qui d'affirmer l'absence de corrélation entre les différents types de défauts considérés.

5.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé une méthode de diagnostic basée sur les techniques de traitement de signal. Cette méthode permet d'extraire, du signal de sortie, les paramètres suivants : THD, A_f (amplitude du fondamental), a_0 (valeur moyenne), STD (écart type) et RMS_e (l'erreur quadratique moyenne). Les trois premiers paramètres suffisent largement de distinguer entre les trois types I, II et III de défauts ainsi considérés. Ceci est dû à l'absence totale de corrélation entre ces défauts. La localisation des défauts se fait par un classement selon leurs THD. Les défauts d'interrupteurs ayant même ordre de THD forment un même groupe. D'autres paramètres à savoir la valeur maximale du fondamental, la valeur absolue de la composante continue, l'écart type et l'erreur quadratique moyenne permettent de départager davantage les groupes ainsi formés.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

C E travail porte sur le diagnostic des onduleurs 3, 5, 7 et 9-niveau de type pont H en cascade commandés par la MLI. Le premier travail effectué consiste à étudier le fonctionnement régulier (sans défaut) de chaque onduleur multiniveau. L'analyse a montré que pour un onduleur donné, l'un des ponts connecté en cascade est relativement très sollicité par rapport aux autres ponts, cela va contribuer à un vieillissement rapide des interrupteurs de l'onduleur en question. Il en résulte un déséquilibre dans la répartition des pertes par commutation et par conduction au sein des ponts H de cet onduleur. Par ailleurs, le nombre de niveaux affecte considérablement la sortie des onduleurs. En effet, au fur et à mesure que le nombre de niveaux augmente, le signal de tension s'approche de plus en plus de la forme sinusoïdale, accompagné par une diminution considérable du THD. Ceci est engendré par la diminution des amplitudes des harmoniques (dont la répartition est aux alentours d'un nombre multiple de la fréquence de la porteuse) lorsque nous passons du niveau 3 à 7, au moment où une atténuation quasi-totale de certains harmoniques (tels que l'harmonique 38, 40, 42 et 80, 78, 82 en tension simple et l'harmonique 34, 35, 36, 40, 38, 42, 43, 45, 46 et presque tous les harmoniques autour de l'harmonique 80 en tension composée) a été enregistrée pour l'onduleur 9-niveau.

En tension simple, le THD diminue brusquement en passant du niveau 3 à 5 et lentement ailleurs, en tendant vers un palier constant. En d'autres termes, le gradient de la diminution du THD tend à s'atténuer avec l'augmentation du nombre de niveaux de l'onduleur. En ce qui concerne la qualité de la tension composée, il est difficile d'obtenir un THD plus faible que celui de l'onduleur 7-niveau. L'augmentation indéfinie du nombre de niveaux au delà du nombre 7 n'affecte presque en rien la diminution du THD. En effet, le niveau 7 suffit largement lorsqu'il s'agit de l'utilisation de la tension composée (montage en triangle). Par ailleurs, le THD est insensible à la variation de la fréquence de commutation, et ce aussi bien pour la tension simple que composée. En plus, l'augmentation de l'indice de modulation engendre une augmentation de l'amplitude de la fondamentale du signal de sortie de l'onduleur multiniveau. Cette augmentation de l'amplitude passe par deux phases dont une est linéaire. Pendant la deuxième phase, l'augmentation non linéaire de la fondamentale tend à être limitée (sur-modulation).

La topologie de ces onduleurs multiniveaux suscités comportant un nombre élevé d'interrupteurs, est susceptible d'être exposée à l'apparition d'un ou plusieurs défauts. C'est pourquoi, nous avons mené une étude détaillée des défauts, dans la deuxième tranche de notre travail. Le premier défaut, de type I, que nous avons considéré consiste en un circuit-ouvert d'un interrupteur. Ce défaut a provoqué la disparition partielle ou totale de la partie positive ou négative de la tension simple. Pour l'onduleur 3-niveau,

la partie positive (respectivement, négative) disparaît lors de l'ouverture de S_{11} ou S_{21} (respectivement, de S_{31} ou S_{41}). Pour le dernier pont, les signaux déformés de sortie suite à l'ouverture S_{1i} (S_{2i} respectivement) ou S_{3i} (S_{4i} respectivement) sont symétriques par rapport à l'axe du temps et déphasés de π . Pour les ponts intermédiaires, la tension de sortie est nulle pendant l'intervalle de désactivation de S_{4i} ou S_{2i} (i variant de 2 à $n-1$) et un défaut de l'interrupteur S_{1i} ou S_{3i} . Dans le cas de l'ouverture de S_{4i} ou S_{2i} , la tension est nulle pendant toute la période à l'exception de l'intervalle d'activation de S_{1i} ou S_{3i} . Le nombre M de formes des signaux obtenus d'un onduleur N -niveau sujet d'un défaut de type I est tel que $M=N-2$. Dans ces conditions, un onduleur 9-niveau présentera sept ondes différentes.

Le deuxième défaut de type II considéré concerne une batterie défectueuse. Dans ce cas, seul un onduleur 9-niveau a été analysé. Avec une batterie défectueuse d'un pont donné, le résultat commun entre les différents signaux obtenus consiste en la perte du dernier palier de la tension ($4E$ dans ce cas). En outre, la distribution des niveaux de tension en fonction du temps est étroitement liée à l'ordre du pont affecté par le défaut.

Le troisième défaut de type III concerne une batterie déconnectée ouvrant complètement une phase pendant une durée de temps déterminée. Lors d'un défaut de type III du pont H_i ayant un indice de modulation égale à l'unité, le même phénomène que celui obtenu pour un défaut simultané de type I de S_{1i} et S_{3i} est observé. En déconnectant la batterie du dernier pont H_n , la tension de V_{AN} est nulle pendant la durée de l'application de sa propre tension temporelle.

La dernière partie de notre travail a porté sur une méthode de diagnostic utilisant des techniques de traitement de signal. Cette méthode est basée sur l'analyse des différents paramètres du signal de la tension consistant en le THD, l'amplitude du fondamental A_f , la valeur moyenne a_0 , l'écart type STD et l'erreur quadratique moyenne RMS_e (en comparant avec le mode de fonctionnement régulier). Des résultats satisfaisants sont obtenus en comparant les variations des paramètres du fait que nous pouvons facilement identifier et localiser la présence des défauts étudiés. La valeur moyenne sépare le type I des autres. Elle est non nulle pour le premier cas, et nulle pour le second. Les paramètres restants permettent la séparation entre les types II et III. Par ailleurs, une absence totale de corrélation entre les différents types de défauts considérés a été observée.

La localisation des défauts se fait d'abord par un classement des défauts selon leurs THD. Différentes catégories peuvent alors être nommées regroupant un certain nombre de défauts d'interrupteurs ayant même ordre de THD. Pour dissocier davantage ces catégories, des sous-groupes sont créés en tenant compte d'autres paramètres, à savoir la valeur maximale du fondamental, la valeur absolue de la composante continue, l'écart type et l'erreur quadratique moyenne.

Bibliographie

- [1] V. K. Khanna, "IGBT Circuit Applications" in *Insulated Gate Bipolar Transistor IGBT Theory and Design*, pp. 545–608. 2003.
- [2] J. Rodriguez, Jih-Sheng Lai, and Fang Zheng Peng, "Multilevel inverters : a survey of topologies, controls, and applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, 2002.
- [3] S. Arazm, H. Vahedi, and K. Al-Haddad, "Generalized phase-shift pulse width modulation for multi-level converters," in *2018 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*, pp. 1–6, IEEE, 2018.
- [4] O. Kherif, Y. Benmahamed, D. Maadjoudj, M. Teguvar, M. Bounabi, and C. Larbes, "Fault diagnosis method for cascaded h-bridge multilevel inverters under switching device failure," in *2019 19th International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering (ISEF)*, pp. 1–2, 2019.
- [5] F. Richardeau, P. Baudesson, and T. A. Meynard, "Failures-tolerance and remedial strategies of a pwm multicell inverter," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 17, no. 6, pp. 905–912, 2002.
- [6] P. Lezana, R. Aguilera, and J. Rodríguez, "Fault detection on multicell converter based on output voltage frequency analysis," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 2275–2283, 2009.
- [7] S. Khomfoi and L. M. Tolbert, "Fault diagnosis and reconfiguration for multilevel inverter drive using ai-based techniques," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 6, pp. 2954–2968, 2007.
- [8] H.-I. Son, T.-J. Kim, D.-W. Kang, and D.-S. Hyun, "Fault diagnosis and neutral point voltage control when the 3-level inverter faults occur," in *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 04CH37551)*, vol. 6, pp. 4558–4563, IEEE, 2004.
- [9] G. Brando, A. Dannier, A. Del Pizzo, and R. Rizzo, "Quick identification technique of fault conditions in cascaded h-bridge multilevel converters," in *2007 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics*, pp. 491–497, IEEE, 2007.
- [10] M. Angulo, P. Lezana, S. Kouro, J. Rodriguez, and B. Wu, "Level-shifted pwm for cascaded multilevel inverters with even power distribution," in *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 2373–2378, IEEE, 2007.
- [11] B. Wu and M. Narimani, *High-power converters and AC drives*. John Wiley & Sons, 2006.
- [12] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse width modulation for power converters : principles and practice*, vol. 18. John Wiley & Sons, 2003.
- [13] G. Séguier, F. Labrique, and P. Delarue, *Électronique de puissance*. Dunod Paris, 2004.
- [14] M. Mahmoudi, *La commutation dans les convertisseurs statiques*, ch. 2, pp. 1–6. Ecole Nationale Polytechnique, ALGER.
- [15] M. Mahmoudi, *Structures et synthèse des convertisseurs statiques*, ch. 1, pp. 1–15. Ecole Nationale Polytechnique, ALGER.
- [16] R. E. Morgan, "Bridge-chopper inverter for 400 cps sine wave power," *IEEE Transactions on Aerospace*, vol. 2, no. 2, pp. 993–997, 1964.
- [17] A. I. Maswood and H. D. Tafti, *Advanced multilevel converters and applications in grid integration*. John Wiley & Sons, 2018.
- [18] B. Abdelhalim, "Etude et réalisation d'un onduleur multiniveaux à topologie cascade," Master's thesis, Université A.MIRA-BEJAIA, Département de Génie Electrique, 2013.
- [19] R. H. Baker and L. H. Bannister, "Electric power converter," Feb. 18 1975. US Patent 3,867,643.
- [20] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. A. Pérez, and J. I. Leon, "Recent advances and industrial applications of multilevel converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2553–2580, 2010.
- [21] H. Abu-Rub, J. Holtz, J. Rodriguez, and G. Baoming, "Medium-voltage multilevel converters—state of the art, challenges, and requirements in industrial applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2581–2596, 2010.

- [22] M. Aspalli and A. Wamanrao, "Sinusoidal pulse width modulation (spwm) with variable carrier synchronization for multilevel inverter controllers," in *2009 International Conference on Control, Automation, Communication and Energy Conservation*, pp. 1–6, IEEE, 2009.
- [23] C. de Almeida Martins, *Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur multiniveaux à fréquence imposée*. PhD thesis, Toulouse, INPT, 2000.
- [24] S. K. Peddapelli, *Pulse width modulation : analysis and performance in multilevel inverters*. Walter de Gruyter GmbH & Co KG, 2016.
- [25] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A new neutral-point-clamped pwm inverter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-17, no. 5, pp. 518–523, 1981.
- [26] J. Song Manguelle, "Convertisseurs multiniveaux asymétriques alimentés par transformateurs multi-secondaires basse-fréquence," tech. rep., EPFL, 2004.
- [27] C. M. Wu, *Etude prospective de la topologie MMC et du packaging 3D pour la réalisation d'un variateur de vitesse en moyenne tension*. PhD thesis, Grenoble Alpes, 2015.
- [28] M. H. Rashid, *Power electronics handbook : devices, circuits and applications*. Elsevier, 2010.
- [29] S. Khomfoi and L. M. Tolbert, "Chapter 31 multilevel power converters," *The University of Tennessee*, pp. 31–1, 2008.
- [30] T. A. Meynard and H. Foch, "Multi-level conversion : high voltage choppers and voltage-source inverters," in *PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 397–403 vol.1, 1992.
- [31] A. Leredde, *Etude, commande et mise en œuvre de nouvelles structures multiniveaux*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse-INPT, 2011.
- [32] P. Carrere, *Étude et réalisation des convertisseurs multicellulaires série à IGTB : équilibrage des condensateurs flottants*. PhD thesis, Toulouse, INPT, 1996.
- [33] Y. Shakweh and E. A. Lewis, "Assessment of medium voltage pwm vsi topologies for multi-megawatt variable speed drive applications," in *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Record.(Cat. No. 99CH36321)*, vol. 2, pp. 965–971, IEEE, 1999.
- [34] K. K. Gupta and P. Bhatnagar, *Multilevel inverters : conventional and emerging topologies and their control*. Academic Press, 2018.
- [35] M. Derakhshanfar, "Analysis of different topologies of multilevel inverters," *Master of Science Thesis submitted to Department of Energy and Environment, CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY, Sweden*, 2010.
- [36] D. Soto and T. C. Green, "A comparison of high-power converter topologies for the implementation of facts controllers," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 5, pp. 1072–1080, 2002.
- [37] Y. Cheng, C. Qian, M. L. Crow, S. Pekarek, and S. Atcitty, "A comparison of diode-clamped and cascaded multilevel converters for a statcom with energy storage," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 5, pp. 1512–1521, 2006.
- [38] Jin Wang and F. Z. Peng, "Unified power flow controller using the cascade multilevel inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 4, pp. 1077–1084, 2004.
- [39] E. On, "Grid code high and extra high voltage," *Requirements on generating plants*, 2006.
- [40] J. Helmer, U. Henning, P. Kamp, and J. Nothhaft, "Advanced converter module for high speed maglev system transrapid," in *Proc. 9th Eur. Conf. Power Electron.(EPE 2001)*, p. 10, 2001.
- [41] F. Blaabjerg, Z. Chen, and S. B. Kjaer, "Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 19, no. 5, pp. 1184–1194, 2004.
- [42] M. Malinowski, S. Stynski, W. Kolomyjski, and M. P. Kazmierkowski, "Control of three-level pwm converter applied to variable-speed-type turbines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 1, pp. 69–77, 2008.
- [43] S. Alepuz, S. Busquets-Monge, J. Bordonau, J. Gago, D. González, and J. Balcells, "Interfacing renewable energy sources to the utility grid using a three-level inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 5, pp. 1504–1511, 2006.

- [44] A. Gole, "Course notes in 24.437 power electronics," *PWM Techniques for Harmonic Reduction in VSC*, University of Manitoba, 2000.
- [45] M. S. Dahidah, G. Konstantinou, and G. V. Agelidis, "She-pwm and optimized dc voltage levels for cascaded multilevel inverters control," in *2010 IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications (ISIEA)*, pp. 143–148, IEEE, 2010.
- [46] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, and T. G. Habetler, "Multilevel converters for large electric drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 1, pp. 36–44, 1999.
- [47] R. Kieferndorf, G. Venkataramanan, and M. D. Manjrekar, "A power electronic transformer (pet) fed nine-level h-bridge inverter for large induction motor drives," in *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No. 00CH37129)*, vol. 4, pp. 2489–2495, IEEE, 2000.
- [48] J. Chiasson, L. Tolbert, K. McKenzie, and Z. Du, "Eliminating harmonics in a multilevel converter using resultant theory," in *2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No. 02CH37289)*, vol. 2, pp. 503–508, IEEE, 2002.
- [49] F. Chen and W. Qiao, "A general space vector pwm scheme for multilevel inverters," in *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1–6, IEEE, 2016.
- [50] A. Y. Yousef, "Space vector pulse width modulation technique," *International Journal of Emerging Technology in Computer Science Electronics (IJETCSE)*, 2015.
- [51] A. Mishra, S. Save, and R. Sen, "Space vector pulse width modulation," 2014.
- [52] C. E. VSUGI, "Implementation of cascaded h bridge inverter using space vector pwm," 2014.
- [53] M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Rodriguez, and M. A. Perez, "A survey on cascaded multilevel inverters," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2197–2206, 2009.
- [54] G. de l'Installation Electrique, "Effets des harmoniques : augmentation des pertes — guide de l'installation electrique,," 2020. [Consulter le 2-juin-2020]. Disponible à l'adresse : <http://fr.electrical-installation.org/frw/index.php?title=Effetsdesharmoniques :augmentationdespertesolidid=25>
- [55] R. Benioub, A. e. Boucetta, M. Adnane, K. Itaka, A. Chahtou, and S. Heddadj, "Variation effect of frequency modulation index on harmonic behaviour of cascaded h- bridge multilevel inverter," *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, vol. 5, pp. 4727–4731, 06 2016.
- [56] I. Gamry Instruments, "Total harmonic distortion : Theory and practice," 2018. [En ligne ; accédé le 2-juin-2020].
- [57] W. Qiao and D. Lu, "A survey on wind turbine condition monitoring and fault diagnosis—part i : Components and subsystems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 10, pp. 6536–6545, 2015.
- [58] M. L. Hossain, A. Abu-Siada, and S. Muyeen, "A hybrid multilevel power electronic inverter and fault location identification of switching devices," in *2018 Condition Monitoring and Diagnosis (CMD)*, pp. 1–4, IEEE, 2018.
- [59] U.-M. Choi, F. Blaabjerg, and K.-B. Lee, "Study and handling methods of power igbt module failures in power electronic converter systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 5, pp. 2517–2533, 2014.
- [60] R. Wu, F. Blaabjerg, H. Wang, M. Liserre, and F. Iannuzzo, "Catastrophic failure and fault-tolerant design of igbt power electronic converters-an overview," in *IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 507–513, IEEE, 2013.
- [61] U.-M. Choi, H.-G. Jeong, K.-B. Lee, and F. Blaabjerg, "Method for detecting an open-switch fault in a grid-connected npc inverter system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 6, pp. 2726–2739, 2011.
- [62] P. Lezana, J. Pou, T. A. Meynard, J. Rodriguez, S. Ceballos, and F. Richardeau, "Survey on fault operation on multilevel inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2207–2218, 2009.
- [63] J. Amini and M. Moallem, "A fault-diagnosis and fault-tolerant control scheme for flying capacitor multilevel inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 3, pp. 1818–1826, 2016.

- [64] M. Ardakani, M. Askarian, A. Shokry, G. Escudero, M. Graells, and A. Espuña, "Optimal features selection for designing a fault diagnosis system," in *Computer Aided Chemical Engineering*, vol. 38, pp. 1111–1116, Elsevier, 2016.
- [65] S. DIOUF, *Contribution au diagnostic industriel de défauts de roulement et de balourd par technique neuronales, application à la machine asynchrone à cage*. PhD thesis, Université Paris XII Val De Marne Creteil, 2007.
- [66] C. LURETTE, *Développement d'une technique neuronale auto-adaptative pour la classification dynamique de données évolutives. Application à la supervision d'une presse hydraulique*. PhD thesis, Université Paris XII Val De Marne Creteil, 2003.
- [67] E. Elbouchikhi, Y. Amirat, G. Feld, and M. Benbouzid, "Diagnostic et détection des défauts dans les machines asynchrones par des méthodes avancées de traitement du signal," vol. 91, pp. 43–55, 01 2018.
- [68] Z. Germán-Salló and G. Strnad, "Signal processing methods in fault detection in manufacturing systems," *Procedia Manufacturing*, vol. 22, pp. 613–620, 2018.
- [69] Z. M. Hussain, A. Z. Sadik, and P. O'Shea, *Digital signal processing : an introduction with MATLAB and applications*. Springer Science & Business Media, 2011.
- [70] MathPlanet, "standard-deviation-and-normal-distribution," 2019. [Consulté le 7-juin-2020]. Disponible à l'adresse : <https://www.mathplanet.com/education/algebra-2/quadratic-functions-and-inequalities/standard-deviation-and-normal-distribution>.
- [71] S. Glen, "Rmse : Root mean square error from statisticshowto.com," 2018. [Consulté le 23 juin 2020]. Disponible à l'adresse : <https://www.statisticshowto.com/probability-and-statistics/regression-analysis/rmse-root-mean-square-error>.

Annexe

Annexe

Table A.1 : Etats de commutation d'un onduleur 7-niveau

Sortie	S ₁₁	S ₃₁	S ₁₂	S ₃₂	S ₁₃	S ₃₃
3E	1	0	1	0	1	0
2E	1	0	1	0	1	1
2E	1	0	1	0	0	0
2E	1	0	1	1	1	0
2E	1	0	0	0	1	0
2E	1	1	1	0	1	0
2E	0	0	1	0	1	0
E	1	0	1	1	1	1
E	1	0	1	1	0	0
E	1	0	0	0	1	1
E	1	0	0	0	0	0
E	1	1	1	0	1	1
E	1	1	1	0	0	0
E	0	0	1	0	1	1
E	0	0	1	0	0	0
E	1	1	1	1	1	0
E	1	1	0	0	1	0
E	0	0	1	1	1	0
E	0	0	0	0	1	0
E	1	0	1	0	0	1
E	1	0	0	1	1	0
E	0	1	1	0	1	0
0	1	1	1	1	1	1
0	1	1	1	1	0	0
0	1	1	0	0	1	1
0	1	1	0	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1
0	0	0	1	1	0	0
0	0	0	0	0	1	1
0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	1	1	1
0	1	0	0	1	0	0
0	1	0	1	1	0	1
0	1	0	0	0	0	1
0	0	1	1	0	1	1
0	0	1	1	0	0	0
0	1	1	1	0	0	1
0	0	0	1	0	0	1
0	0	1	1	1	1	0
0	0	1	0	0	1	0
0	1	1	0	1	1	0
0	0	0	0	1	0	0
-E	0	1	1	1	1	1
-E	0	1	1	1	0	0
-E	0	1	0	0	1	1
-E	0	1	0	0	0	0
-E	1	1	0	1	1	1
-E	1	1	0	1	0	0
-E	0	0	0	1	1	1
-E	0	0	0	1	0	0
-E	1	1	1	1	0	1
-E	1	1	0	0	0	1
-E	0	0	1	1	0	1
-E	0	0	0	0	0	1
-E	1	0	0	1	0	1
-E	0	1	1	0	0	1
-E	0	1	0	1	1	0
-2E	0	1	0	1	1	1
-2E	0	1	0	1	0	0
-2E	0	1	1	1	0	1
-2E	0	1	0	0	0	1
-2E	1	1	0	1	0	1
-2E	0	0	0	1	0	1
-3E	0	1	0	1	0	1

