

**RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE**



**UNIVERSITÉ IBN KHALDOUN DE TIARET  
FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUÉES  
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE**



**THÈSE**

Présentée par :

**Mr. ABDELLAH Abderrahmane**

En vue de l'obtention du diplôme de :

**DOCTORAT (L.M.D)**

Spécialité : Commande Electrique

**THÈME**

Contribution au diagnostic et à la supervision de  
l'onduleur multiniveaux alimenté par des systèmes  
multisources avec système de stockage à base de  
supercondensateurs pour les microréseaux

Soutenue publiquement le 26/02/2025 devant le jury composé de :

S. HASSAINE	Pr	Président	Université Ibn Khaldoun – Tiaret
M. LARBI	Pr	Directeur de thèse	Université Ibn Khaldoun – Tiaret
D. TOUMI	MCA	Co-Directeur de thèse	Université Ibn Khaldoun – Tiaret
A. CHAOUI	Pr	Examineur	Université Ferhat Abbas – Setif
B. SARI	Pr	Examineur	Université Ferhat Abbas – Setif
Y. MIHOUB	MCA	Examineur	Université Ibn Khaldoun – Tiaret
G. CHAMPENOIS	Pr	Invité	Université de Poitiers – France

## DÉDICACE

*À mes chers parents,*

*À mon père, source de sagesse, de persévérance et d'inspiration,*

*À ma mère, dont l'amour, le soutien indéfectible et les prières m'ont toujours  
accompagné,*

*À mes frères et mes sœurs, qui ont su être à mes côtés, m'encourager et me motiver à  
chaque étape,*

*À la mémoire de mon grand-père bien-aimé, dont les conseils et les valeurs  
continuent de guider mes pas,*

*À toute ma famille, qui m'a entouré de son amour, de sa bienveillance et de sa  
confiance.*

*Cette thèse est le fruit de votre soutien inconditionnel, de votre patience et de votre  
foi en moi. Que Dieu vous récompense pour tout ce que vous m'avez apporté.*

*Je vous dédie humblement ce travail, avec tout mon amour et ma gratitude.*

## REMERCIEMENTS

Cette thèse a été réalisée dans le cadre d'une coopération fructueuse entre le Laboratoire de Génie Énergétique et Informatique (L2GEGI) de l'Université Ibn Khaldoun-Tiaret, en Algérie, et le laboratoire LIAS de l'Université de Poitiers, en France.

Avant tout, je souhaite exprimer ma profonde reconnaissance envers Dieu, **Allah** le Très Généreux, pour m'avoir offert le savoir, la force, le courage, la patience et la sérénité nécessaires pour mener à bien ces années d'études ainsi que pour l'accomplissement de cette thèse de doctorat.

Je tiens à exprimer ma gratitude infinie à mon directeur de thèse principal, le Professeur **Larbi M'hamed**, de l'Université Ibn Khaldoun-Tiaret, ainsi qu'à mon co-directeur, le Dr. **Toumi Djilali** Maître de Conférences de l'Université Ibn Khaldoun-Tiaret. Leurs conseils avisés, leurs encouragements constants, et la qualité de leur expertise scientifique et humaine ont été pour moi une source inestimable de motivation. Leur encadrement bienveillant a guidé chaque étape de mon travail de recherche, m'apportant une aide précieuse et des orientations essentielles.

Mes sincères remerciements vont également au Professeur **Hassaine Saïd**, de l'Université Ibn Khaldoun de Tiaret, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de cette thèse. Je remercie de tout cœur le Professeur **Sari Bilal**, de l'Université Ferhat Abbas Sétif 1, pour avoir accepté d'être examinateur, ainsi que le Professeur **Chaoui Abdelmadjid**, à la même université, pour sa participation au jury en tant qu'examineur et membre actif. De même, j'exprime ma reconnaissance au Dr. **Mihoub Youcef**, Maître de Conférences à l'Université Ibn Khaldoun de Tiaret, pour sa contribution en tant que membre du jury.

Je souhaite également exprimer mes sincères remerciements au Professeur **Allaoui Tayeb**, chef du laboratoire L2GEGI, ainsi qu'à l'ensemble des membres du laboratoire pour leur soutien et leur accueil chaleureux. Leur accompagnement et leurs conseils ont joué un rôle essentiel dans la réalisation de ce travail de recherche, créant un environnement collaboratif et stimulant. La richesse des échanges et le partage de connaissances avec chacun d'eux ont grandement contribué à l'avancement de cette thèse.

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance au Professeur **Thierry Poinot**, directeur du Laboratoire LIAS, pour m'avoir offert l'opportunité de réaliser la partie expérimentale de cette thèse au sein de son laboratoire. J'adresse également mes remerciements les plus chaleureux à M. **Gérard Champenois**, Professeur émérite au LIAS, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant d'être directeur de la partie expérimentale de cette thèse. Malgré mon passage relativement bref au LIAS, j'ai

énormément appris grâce à sa générosité intellectuelle, son dévouement et sa rigueur scientifique. Son soutien a été déterminant, notamment lorsqu'il a continué à superviser la mise en œuvre expérimentale et à rédiger une partie de la thèse en mon absence. Grâce à sa disponibilité et à sa patience, il a poursuivi notre collaboration à distance, répondant toujours avec bienveillance à mes questions et corrigeant mes écrits.

Enfin, je souhaite exprimer ma gratitude à Mme **Sandrine Moreau**, Maître de Conférences à l'Université de Poitiers, pour l'aide précieuse et le soutien constant qu'elle m'a apportés lors de mon stage. Son accompagnement a grandement contribué au bon déroulement de mon travail.

À toutes ces personnes qui ont rendu ce parcours possible par leur générosité et leur expertise, je réitère mes plus sincères remerciements.

**Abstract :** This thesis addresses the challenges related to stability and energy management in AC and DC microgrids, with a particular focus on monitoring multilevel inverters. An innovative approach based on virtual impedances has been proposed to improve the stability of AC microgrids by mitigating the coupling between active and reactive power, which helps reduce losses and circulating currents between generators. The results show better accuracy in stability analysis and more efficient energy optimization, especially in low and medium voltage networks.

On the DC microgrid side, a system based on photovoltaic panels and a hybrid energy storage system combining batteries and supercapacitors has been studied. To comply with the functional limits of batteries and avoid the use of dump loads, an energy management method based on a proposed shifted MPPT has been implemented. The hybridization of the storage system protects the batteries and extends their lifespan.

The thesis then focuses on fault diagnosis in multilevel inverters, starting with the five-level NPC inverter. Although open-circuit faults could be detected, this inverter has several drawbacks, including a large number of components and its inability to reconfigure faults in all controlled switches, limiting its robustness. To overcome these limitations, a new multilevel inverter topology, called "S5L-C8S," was developed and experimentally validated at the LIAS laboratory. This topology stands out for its reduced number of components, improved power quality, and its ability to detect and reconfigure faults without relying on hardware redundancies. The results obtained show that the "S5L-C8S" inverter is both flexible and reliable, paving the way for various applications in microgrids, grid-connected systems, and electric vehicles while ensuring service continuity.

**Key Words :** Microgrid, hybrid storage system, small-signal modeling, multilevel inverter, diagnosis, reconfiguration, microcontroller.

**ملخص:** تعالج هذه الأطروحة التحديات المتعلقة بالاستقرار وإدارة الطاقة في الشبكات المصغرة (Microgrids) التي تعمل بالتيار المتردد (AC) والتيار المستمر (DC)، مع تركيز خاص على مراقبة العواكس متعددة المستويات. تم اقتراح نهج مبتكر يعتمد على المعاوقات الافتراضية لتحسين استقرار الشبكات المصغرة التي تعمل بالتيار المتردد من خلال تخفيف الاقتران بين القدرة الفعالة والقدرة غير الفعالة، مما يساعد على تقليل الخسائر والتيارات الدورانية بين المولدات. أظهرت النتائج دقة أفضل في تحليل الاستقرار وتحسيناً أكثر كفاءة للطاقة، خاصة في الشبكات ذات الجهد المنخفض والمتوسط.

أما في جانب الشبكات المصغرة التي تعمل بالتيار المستمر، فقد تمت دراسة نظام يعتمد على الألواح الكهروضوئية ونظام تخزين طاقة هجين يجمع بين البطاريات والمكثفات الفائقة (Supercapacitors). ولضمان احترام الحدود الوظيفية للبطاريات وتجنب استخدام الأحمال الزائدة، تم تنفيذ طريقة مقترحة لإدارة الطاقة تعتمد على إزاحة MPPT. يسمح تهجين نظام التخزين بحماية البطاريات وزيادة عمرها الافتراضي.

تركز الأطروحة لاحقاً على تشخيص الأعطال في العواكس متعددة المستويات، بدءاً من العاكس NPC ذو الخمس مستويات. على الرغم من إمكانية اكتشاف أعطال الدائرة المفتوحة، إلا أن هذا العاكس يعاني من عدة عيوب، بما في ذلك العدد الكبير من المكونات وعدم قدرته على إعادة تكوين الأعطال في جميع المفاتيح الخاضعة للتحكم، مما يحد من متانته. للتغلب على هذه القيود، تم تطوير طوبولوجيا جديدة للعاكس متعدد المستويات تسمى "S5L-C8S" وتم التحقق من صحتها تجريبياً في مختبر LIAS. تتميز هذه الطوبولوجيا بتقليل عدد المكونات، وتحسين جودة الطاقة، والقدرة على اكتشاف وإعادة تكوين الأعطال دون الاعتماد على المكونات الزائدة عن الحاجة. أظهرت النتائج أن العاكس "S5L-C8S" يتمتع بالمرونة والموثوقية، مما يمهد الطريق لتطبيقات متنوعة في الشبكات المصغرة، والأنظمة المتصلة بالشبكة، والمركبات الكهربائية، مع ضمان استمرارية الخدمة.

**الكلمات المفتاحية :** شبكة مصغرة، نظام تخزين هجين، نمذجة الإشارات الصغيرة، عاكس متعدد المستويات، متحكم دقيق، تشخيص، إعادة التكوين.

**Résumé :** Cette thèse traite des défis liés à la stabilité et à la gestion de l'énergie dans les microréseaux AC et DC, avec un accent particulier sur la surveillance des onduleurs multiniveaux. Une approche innovante basée sur les impédances virtuelles a été proposée pour améliorer la stabilité des microréseaux AC, en atténuant le couplage entre la puissance active et réactive, ce qui permet de réduire les pertes et les courants de circulation entre les générateurs. Les résultats montrent une meilleure précision dans l'analyse de la stabilité et une optimisation énergétique plus efficace, notamment dans les réseaux à basse et moyenne tension.

Du côté des microréseaux DC, un système basé sur des panneaux photovoltaïques et un système de stockage d'énergie hybride combinant des batteries et des supercondensateurs ont été étudiés. Afin de respecter les limites fonctionnelles des batteries et d'éviter l'utilisation des charges de délestage, une méthode de gestion de l'énergie basée sur un MPPT décalé proposé a été mise en œuvre. L'hybridation du système de stockage permet de protéger les batteries et d'augmenter leur durée de vie.

La thèse se penche ensuite sur le diagnostic de défauts dans les onduleurs multiniveaux, en commençant par l'onduleur NPC à cinq niveaux. Bien que le défaut de circuit ouvert ait pu être détecté, cet onduleur présente plusieurs inconvénients, notamment un grand nombre de composants et son incapacité à reconfigurer les défauts dans tous les interrupteurs commandés, limitant ainsi sa robustesse. Pour surmonter ces limitations, une nouvelle topologie d'onduleur multiniveaux, appelée "S5L-C8S", a été développée et validée expérimentalement au laboratoire LIAS. Cette topologie se distingue par une réduction du nombre de composants, une amélioration de la qualité de l'énergie, ainsi qu'une capacité à détecter et reconfigurer les défauts sans recourir à des redondances matérielles. Les résultats obtenus montrent que l'onduleur "S5L-C8S" est à la fois flexible et fiable, ouvrant la voie à des applications variées dans les microréseaux, les systèmes connectés au réseau et les véhicules électriques, tout en garantissant la continuité du service.

**Mots clés :** Microréseau, système de stockage hybride, modélisation à petits signaux, onduleur multiniveaux, microcontrôleur, diagnostic, reconfiguration

# TABLE DES MATIÈRES

Dédicace .....	ii
Remerciements.....	iii
Table des matières .....	vii
Liste des figures .....	xii
Liste des tableaux .....	xvii
INTRODUCTION GÉNÉRALE .....	1
CHAPITRE 1 : ETAT DE L'ART SUR LES MICRORÉSEAUX , ONDULEURS MULTINIVEAUX ET LE DIAGNOSTIC DE DÉFAUT .....	9
1.1 INTRODUCTION .....	9
1.2 ÉTAT DE L'ART DES MICRORESEAUX .....	9
1.2.1 Théorie des microréseaux .....	9
1.2.2 Problèmes et implications des micro-réseaux basés sur les énergies renouvelables pour le réseau électrique.....	12
1.2.2.1 Intermittences des ressources renouvelables.....	12
1.2.2.2 Inertie du système et stabilité de la fréquence.....	13
1.2.2.3 Stabilité de la tension du système de microréseau.....	14
1.2.2.4 Qualité de l'énergie et harmoniques.....	18
1.3 SYSTEMES DE STOCKAGE DE L'ENERGIE ET GESTION DE L'ENERGIE .....	18
1.4 TECHNOLOGIE DE SYSTEME DE STOCKAGE D'ENERGIE HYBRIDE .....	19
1.4.1 Topologies d'interconnexion des systèmes de stockage d'énergie hybride .....	21
1.4.1.1 Connexion passive .....	21
1.4.1.2 Connexion semi-active .....	22
1.4.1.3 Connexion active .....	23
1.4.2 Technologies de gestion de l'énergie d'un système de stockage hybride .....	24
1.4.2.1 Approche classique.....	25
1.4.2.2 Approche intelligente .....	28
1.5 TOPOLOGIES D'ONDULEURS MULTINIVEAUX.....	30
1.5.1 Les nouvelles topologies des onduleurs multiniveaux.....	33
1.5.1.1 Topologies multiniveaux de RNC avec pont H.....	33
1.5.1.2 Topologies multiniveaux de RNC sans pont H.....	38
1.5.2 La topologie de l'onduleur multiniveau adoptée dans cette thèse.....	39
1.5.3 Systèmes de commande et de modulation des onduleurs multiniveaux .....	42

1.6	METHODES DE DETECTION DE DEFAUT DE CIRCUIT OUVERT DANS LES ONDULEURS MULTINIVEAUX .....	43
1.6.1	Méthodes basées sur le traitement du signal (Signal processing-based methods) .....	45
1.6.1.1	Stratégies de diagnostic des défauts basées sur la tension .....	46
1.6.1.2	Stratégies de diagnostic des défauts basées sur le courant.....	47
1.6.1.3	Stratégies de diagnostic des défauts basées sur la combinaison du courant et de la tension 47	
1.6.2	Méthodes basées sur un modèle (Model-based methods) .....	47
1.6.3	Méthodes de diagnostic de défaut basées sur des données (Data-based fault diagnostic methods)52	
1.7	SOLUTIONS DE TOLERANCE AUX DEFAUTS POUR LES ONDULEURS MULTINIVEAUX .....	53
1.7.1	Solutions avec redondance matérielle .....	53
1.7.1.1	Stratégies basée sur l'ajout d'un/des interrupteur(s) .....	54
1.7.1.2	Stratégies basée sur l'ajout d'un bras .....	55
1.7.1.3	Stratégies basée sur le remplacement d'un module.....	55
1.7.1.4	Stratégies basée sur un onduleur redondant parallèle .....	55
1.7.2	Solutions sans redondance matérielle .....	55
1.7.2.1	Stratégies basée sur une redondance matérielle inhérente .....	56
1.7.2.2	Stratégies basée sur le by-pass d'un module .....	57
1.7.2.3	Stratégies basée sur la modulation .....	57
1.7.3	Solutions hybrides .....	57
1.8	CONCLUSION DU CHAPITRE .....	57
CHAPITRE 2 : MODÉLISATION, ANALYSE DE LA STABILITÉ ET GESTION ÉNERGÉTIQUE D'UN MICRORÉSEAU DC EN INTERACTION AVEC UN MICRORÉSEAU AC .....		60
2.1	INTRODUCTION .....	60
2.2	DESCRIPTION DU SYSTEME .....	60
2.3	MODELISATION DU SYSTEME PHOTOVOLTAÏQUE ET EXTRACTION DE PUISSANCE MAXIMALE ...	63
2.3.1	Modélisation d'une cellule photovoltaïque .....	63
2.3.2	Convertisseur de puissance .....	64
2.3.3	Recherche de la puissance maximale du générateur photovoltaïque .....	65
2.4	MODELISATION ET CONTROLE DU SYSTEME DE STOCKAGE HYBRIDE.....	67
2.4.1	Modélisation de la batterie .....	67
2.4.2	Modélisation du supercapacité .....	68
2.4.3	Modélisation du convertisseur bidirectionnel Buck-Boost .....	70
2.4.3.1	Principe de fonctionnement.....	70
2.4.3.2	Modélisation à petits signaux du convertisseur .....	72
2.4.4	Partage de puissance du système de stockage d'énergie hybride .....	75

2.4.5	L'analyse de stabilité du système de stockage hybride.....	78
2.4.5.1	Dimensionnement de la boucle de contrôle du courant de la supercapacité .....	79
2.4.5.2	Dimensionnement de la boucle de contrôle de la tension du bus continu .....	80
2.4.5.3	Dimensionnement de la boucle de contrôle du courant de la batterie .....	81
2.5	GESTION D'ENERGIE.....	82
2.6	MODELISATION À PETITS SIGNAUX D'UN MICRO-RESEAU AC AUTONOME.....	87
2.6.1	Modèle d'état d'un onduleur à source de tension .....	89
2.6.1.1	Contrôleur de puissance .....	89
2.6.1.2	Contrôleur de tension.....	93
2.6.1.3	Contrôleur de courant .....	94
2.6.1.4	Modèle du filtre LC et de l'inductance de couplage .....	94
2.6.1.5	Modèle complet d'un onduleur individuel .....	96
2.6.2	Modèle global de tous les onduleurs d'un microréseau .....	99
2.6.3	Modèle du réseau.....	99
2.6.4	Modèle de la charge .....	101
2.6.5	Modèle complet de micro-réseau .....	102
2.7	CONCLUSION DU CHAPITRE .....	103
<b>CHAPITRE 3 : STABILITE ET OPTIMISATION DES MICRORESEAUX AC/DC VIA IMPEDANCE VIRTUELLE, SUPERCAPACITES ET ONDULEURS MULTINIVEAUX .....</b>		
<b>106</b>		
3.1	INTRODUCTION .....	106
3.2	ANALYSE DE STABILITE D'UN MICRORESEAU AC A TROIS GENERATEURS DISTRIBUES.....	106
3.2.1	Effet de variation des gains de statism et l'inductance de couplage sur la stabilité.....	108
3.2.2	Effet de variation de l'impédance virtuelle sur la stabilité.....	114
3.2.2.1	Effet de variation de l'inductance virtuelle sur la stabilité .....	114
3.2.2.2	Effet de variation de la résistance virtuelle sur la stabilité .....	119
3.2.3	Le choix des paramètres de l'impédance virtuelle .....	124
3.3	LA GESTION D'ENERGIE D'UN MICRORESEAU DC.....	128
3.4	OPTIMISATION ÉNERGETIQUE PAR L'UTILISATION DES ONDULEURS MULTINIVEAUX .....	136
3.4.1	Principe de fonctionnement de la structure S5L-C8S.....	137
3.4.2	Equilibrage de la tension des condensateurs .....	139
3.4.3	Résultats de simulation .....	140
3.5	CONCLUSTION DU CHAPITRE.....	145
<b>CHAPITRE 4 : DIAGNOSTIC D'OUVERTURE D'UN COMPOSANT DE PUISSANCE COMMANDÉ DANS UN ONDULEUR MULTINIVEAU CONVENTIONNEL CONNECTE A UN MICRO-RESEAU</b>		
<b>148</b>		
4.1	INTRODUCTION .....	148
4.2	DESCRIPTION DU SYSTEME .....	148

4.3	DETECTION DE DEFAUT POUR LA STRUCTURE NPC A CINQ NIVEAUX.....	149
4.3.1	Analyse des différents défauts de circuit ouvert dans l'onduleur NPC à cinq niveaux.....	149
4.3.1.1	Défaut de circuit ouvert au niveau du commutateur SX1.....	151
4.3.1.2	Défaut de circuit ouvert au niveau du commutateur SX2.....	152
4.3.1.3	Défaut de circuit ouvert au niveau du commutateur SX3.....	152
4.3.1.4	Défaut de circuit ouvert au niveau du commutateur SX4.....	153
4.3.1.5	Défaut de circuit ouvert au niveau du commutateur SX5.....	154
4.3.1.6	Défaut de circuit ouvert au niveau du commutateur SX6.....	154
4.3.1.7	Défaut de circuit ouvert au niveau du commutateur SX7.....	154
4.3.1.8	Défaut de circuit ouvert au niveau du commutateur SX8.....	156
4.3.2	Méthode de détection proposée.....	157
4.3.3	Résultats de simulation.....	159
4.4	RECONFIGURATION DE L'ONDULEUR NPC A CINQ NIVEAUX.....	165
4.4.1	Reconfiguration de SX1.....	165
4.4.2	Reconfiguration de SX2.....	166
4.4.3	Reconfiguration de SX3.....	168
4.4.4	reconfiguration de SX6.....	169
4.4.5	Reconfiguration de SX7.....	170
4.4.6	Reconfiguration de SX8.....	171
4.4.7	Résultats de simulation.....	173
4.5	CONCLUSTION DU CHAPITRE.....	176
CHAPITRE 5 : DÉTECTION – LOCALISATION ET RECONFIGURATION D'UN DÉFAUT DE CIRCUI		
T OUVERT DANS L'ONDULEUR S5L-C8S A L'AIDE DE MICROCONTROLLEURS.....		179
5.1	INTRODUCTION.....	179
5.2	ANALYSE DES DIFFERENTS DEFAUTS DE CIRCUI	
T OUVERT DANS L'ONDULEUR S5L-C8S.....		179
5.2.1	Analyse de défaut en cas de courant positif.....	181
5.2.1.1	Défaut de CO au niveau du commutateur SX1.....	181
5.2.1.2	Défaut de CO au niveau du commutateur SX3.....	181
5.2.1.3	Défaut de CO au niveau du commutateur SX5.....	181
5.2.1.4	Défaut de CO au niveau du commutateur SX7.....	182
5.2.2	Analyse de défaut en cas de courant négatif.....	183
5.2.2.1	Défaut de CO au niveau du commutateur SX2.....	183
5.2.2.2	Défaut de CO au niveau du commutateur SX4.....	183
5.2.2.3	Défaut de CO au niveau du commutateur SX6.....	184
5.2.2.4	Défaut de CO au niveau du commutateur SX8.....	185
5.3	PRINCIPE DU DIAGNOSTIC DE L'OUVERTURE D'UN INTERRUPTEUR COMMANDE Sx1~Sx8.....	185

5.3.1	Calcul de la tension présumée $VXO_{pres}$ .....	185
5.3.2	Mesure de la tension mesurée réelle $VXO_{mes}$ .....	186
5.3.3	Principe de l'algorithme de localisation .....	187
5.3.4	Principe de l'algorithme de reconfiguration.....	189
5.4	MISE EN ŒUVRE EXPERIMENTALE .....	192
5.5	DESCRIPTION DU BANC D'ESSAI.....	195
5.5.1	Description de la carte de mesure pour la commande .....	196
5.5.2	Description des cartes de puissance.....	197
5.5.3	Description des cartes de commande .....	198
5.5.4	Description de la vue de l'ensemble .....	198
5.6	RESULTATS EXPERIMENTAUX A PARTIR DU BANC D'ESSAI .....	199
5.6.1	Essais avec la commande de base .....	199
5.6.2	Essais avec la commande de reconfiguration.....	202
5.6.3	Illustration des timings des différentes tâches réalisées par le dsPic33 .....	205
5.7	COMPARAISON ENTRE LA TOPOLOGIE S5L-C8S ET NPC .....	208
5.8	CONCLUSION DU CHAPITRE .....	209
	CONCLUSION GENERALE .....	211
	annexes.....	215
	Annexe A : Dimensionnement des régulateurs côté alternatif .....	216
	Annexe B : Dimensionnement du microréseau DC.....	219
	Annexe C : Description des cartes de commande .....	220
	references bibliographiques.....	222

## Liste des figures

FIGURE 1.1 – CONCEPTIONS DE MICRO-RESEAUX AVEC UN BUS UNIQUE [52] .....	10
FIGURE 1.2 – CONCEPTIONS DE MICRO-RESEAUX AVEC BUS MULTIPLES [52] .....	11
FIGURE 1.3 – CARACTERISTIQUES $P-F$ ET $Q-V$ DU STATISME CONVENTIONNEL .....	16
FIGURE 1.4 – CONNEXION PASSIVE D'UN SYSTEME DE STOCKAGE D'ENERGIE HYBRIDE .....	22
FIGURE 1.5 – (A) TOPOLOGIE SEMI-ACTIVE AVEC BATTERIE, (B) TOPOLOGIE SEMI-ACTIVE AVEC SUPERCAPACITE .....	22
FIGURE 1.6 – (A) TOPOLOGIE ACTIVE EN CASCADE, (B) TOPOLOGIE ACTIVE EN PARALLELE .....	23
FIGURE 1.7 – (A) OBJECTIFS DE LA GESTION DE L'ENERGIE, (B) TYPES DE TECHNIQUES DE GESTION DE L'ENERGIE .....	24
FIGURE 1.8 – (A) CONVENTIONAL FILTER-BASED CONTROL, (B) MODIFIED FILTER-BASED CONTROL .....	25
FIGURE 1.9 – (A) SCHEMA DE CIRCUIT EQUIVALENT D'UN SYSTEME DE STOCKAGE D'ENERGIE HYBRIDE POUR LE CONTROLE DU STATISME, (B) CONTROLE DU STATISME CONVENTIONNEL, ET (C) CONTROLE DU STATISME AVEC CONTROLEUR DE TENSION SECONDAIRE .....	26
FIGURE 1.10 – GESTION DE L'ENERGIE A L'AIDE D'UN CONTROLEUR PAR MODE GLISSANT .....	27
FIGURE 1.11 – SYSTEME DE GESTION DE L'ENERGIE BASE SUR LE CONTROLE DEADBEAT .....	28
FIGURE 1.12 – SYSTEME DE GESTION DE L'ENERGIE BASE SUR LE CONTROLE PREDICTIF .....	28
FIGURE 1.13 – SYSTEME DE GESTION DE L'ENERGIE BASE SUR LA LOGIQUE FLOUE .....	29
FIGURE 1.14 – SYSTEME DE GESTION DE L'ENERGIE BASE SUR L'OPTIMISATION .....	30
FIGURE 1.15 – CLASSIFICATION DES ONDULEURS MULTINIVEAUX [153] .....	31
FIGURE 1.16 – (A) : TOPOLOGIE D'ONDULEUR MULTINIVEAU NPC, (B) : TOPOLOGIE D'ONDULEUR MULTINIVEAU FC, (C) : TOPOLOGIE D'ONDULEUR MULTINIVEAU CHB .....	32
FIGURE 1.17 – TOPOLOGIES D'ONDULEUR MULTINIVEAU ASYMETRIQUES AVEC UN PONT H (A) : TOPOLOGIE CHBMLDCL [164], (B) : TOPOLOGIE SSPS [166] .....	34
FIGURE 1.18 – TOPOLOGIES D'ONDULEUR MULTINIVEAU SYMETRIQUES AVEC UN PONT H (A) : TOPOLOGIE T-TYPE [173], (B) : TOPOLOGIE NILKAR [171], (C) : TOPOLOGIE CRISSCROSS [172], (D) TOPOLOGIE RV [173], [174], (E) TOPOLOGIE SCSS [175], (F) TOPOLOGIE MLM [176], (G) TOPOLOGIE 2SELG [177] .....	36
FIGURE 1.19 – TOPOLOGIES D'ONDULEUR MULTINIVEAU SYMETRIQUES SANS PONT H (A) : TOPOLOGIE CCS [179], (B) : TOPOLOGIE PUC [180], [181], [182], [183], [184], (C) : TOPOLOGIE CBCS [185], (D) TOPOLOGIE MOKHBERDORAN [186], (E) TOPOLOGIE BABAEI [188], [189] .....	39
FIGURE 1.20 – CELLULE ELEMENTAIRE DE L'ONDULEUR (A) SA STRUCTURE (B) SA FORME DE L'ONDE .....	40
FIGURE 1.21 – CONTROLE DE DEUX PAIRES D'INTERRUPTEURS POUR UNE CELLULE ELEMENTAIRE .....	40
FIGURE 1.22 – CONFIGURATION GENERALE D'UN BRAS D'ONDULEUR AVEC M CELLULES ELEMENTAIRES (SnL-CxS) <sub>GEN</sub> .....	41
FIGURE 1.23 – CLASSIFICATION DES METHODES DE MODULATION POUR LES ONDULEURS MULTINIVEAUX [153] .....	42
FIGURE 1.24 – SCHEMA GENERAL DE LA METHODE DE DIAGNOSTIC DE DEFAULT .....	43
FIGURE 1.25 – CLASSIFICATION DES METHODES DE DIAGNOSTIC DE DEFAULT .....	45
FIGURE 1.26 – SCHEMA-BLOCS DE LA METHODE DE DIAGNOSTIC DE DEFAULT BASEE SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL .....	46
FIGURE 1.27 – SCHEMA-BLOCS DE LA METHODE DE DIAGNOSTIC DE DEFAULT BASEE SUR UN MODELE .....	52
FIGURE 1.28 – SCHEMA-BLOC DE LA METHODE DE DIAGNOSTIC DES DEFAULTS BASEE SUR LES DONNEES .....	52
FIGURE 1.29 – CLASSIFICATION DES SOLUTIONS DE TOLERANCE AUX DEFAULTS DES ONDULEURS MULTINIVEAUX .....	53
FIGURE 1.30 – STRUCTURE GENERALE DE LA SOLUTION TOLERANTE AUX DEFAULTS AVEC REDONDANCE MATERIELLE [239] .....	54
FIGURE 1.31 – STRUCTURE GENERALE DE LA SOLUTION TOLERANTE AUX DEFAULTS SANS REDONDANCE MATERIELLE .....	56
FIGURE 2.1 – STRUCTURE GLOBALE DU GENERATEUR DISTRIBUE ETUDIE .....	62
FIGURE 2.2 – CIRCUIT EQUIVALENT D'UNE CELLULE PHOTOVOLTAÏQUE .....	63
FIGURE 2.3 – SCHEMA DU CONVERTISSEUR BOOST .....	64
FIGURE 2.4 – CARACTERISTIQUE $P_{pv}v_{pv}$ D'UN PANNEAU PHOTOVOLTAÏQUE .....	66
FIGURE 2.5 – L'ALGORITHME P&O .....	67
FIGURE 2.6 – CIRCUIT EQUIVALENT DE LA BATTERIE .....	68
FIGURE 2.7 – CIRCUIT EQUIVALENT DE LA SUPERCAPACITE .....	69
FIGURE 2.8 – SYSTEME DE STOCKAGE HYBRIDE CONNECTE AUX CONVERTISSEURS DC/DC PARALLELE .....	70
FIGURE 2.9 – PHASE ACTIVE .....	71
FIGURE 2.10 – PHASE ROUE LIBRE .....	72

FIGURE 2.11 – PARTAGE DE PUISSANCE DU SYSTEME DE STOCKAGE D'ENERGIE HYBRIDE .....	76
FIGURE 2.12 – BOUCLE DE CONTROLE DE LA TENSION DU BUS CONTINU ET DU COURANT DE LA SUPERCAPACITE POUR LE CONVERTISSEUR BOOST .....	79
FIGURE 2.13 – DIAGRAMME DE BODE EN BOUCLE OUVERTE DE LA REGULATION : (A) DU COURANT DE SUPERCAPACITE, (B) DE LA TENSION DU BUS CONTINU, ET (C) DU COURANT DE BATTERIE .....	80
FIGURE 2.14 – BOUCLE DE CONTROLE DU COURANT DE LA BATTERIE POUR LE CONVERTISSEUR BOOST .....	82
FIGURE 2.15 – LA STRATEGIE DE LA GESTION D'ENERGIE PROPOSEE .....	83
FIGURE 2.16 – CARACTERISTIQUE $P_{pv}v_{pv}$ .....	84
FIGURE 2.17 – L'ALGORITHME DE L'MPPT DECALE .....	85
FIGURE 2.18 – L'ORGANIGRAMME DE LA GESTION D'ENERGIE D'UN MICRORESEAU DC .....	86
FIGURE 2.19 – SCHEMA FONCTIONNEL D'UN MODELE COMPLET D'ESPACE D'ETAT A PETITS SIGNAUX D'UN MICRO-RESEAU .....	88
FIGURE 2.20 – TRANSFORMATION DU REPERE DE REFERENCE .....	88
FIGURE 2.21 – BLOC DIAGRAMME DE L'ONDULEUR DU GENERATEUR DISTRIBUE .....	89
FIGURE 2.22 – CONTROLEUR DE PUISSANCE .....	90
FIGURE 2.23 – CONTROLEUR DE TENSION .....	93
FIGURE 2.24 – CONTROLEUR DE COURANT .....	94
FIGURE 2.25 – ÉQUIVALENT A PETITS SIGNAUX DE LA TRANSFORMATION DU REFERENTIEL .....	96
FIGURE 2.26 – REPRESENTATION DU RESEAU .....	100
FIGURE 3.1 – LE SYSTÈME DE TEST .....	107
FIGURE 3.2 – SPECTRE DES VALEURS PROPRES D'UN SYSTÈME À TROIS GÉNÉRATEURS DISTRIBUÉS .....	109
FIGURE 3.3 – REPRÉSENTATION DES MODES BASSE FRÉQUENCE EN FONCTION DU GAIN DE STATISME DE LA PUISSANCE ACTIVE : $1.10 - 5 \leq m_p \leq 3.10 - 3$ .....	110
FIGURE 3.4 – REPRÉSENTATION DES MODES BASSE FRÉQUENCE EN FONCTION DU GAIN DE STATISME DE LA PUISSANCE RÉACTIVE : $1.10 - 4 \leq n_q \leq 2.10 - 3$ .....	111
FIGURE 3.5 – REPRÉSENTATION DES MODES BASSE FRÉQUENCE EN FONCTION DE L'INDUCTANCE DE COUPLAGE : $1.1 \text{ mH} \leq L_c \leq 0.1 \text{ H}$ .....	111
FIGURE 3.6 – PARTAGE DE LA PUISSANCE ACTIVE ET RÉACTIVE AVEC $m_p = 1,2.10 - 5$ ET $n_q = 1.10 - 4$ .....	112
FIGURE 3.7 – PARTAGE DE LA PUISSANCE RÉACTIVE ET RÉACTIVE AVEC $m_p = 6,28.10 - 4$ ET $n_q = 6,8.10 - 4$ .....	113
FIGURE 3.8 – EFFET DE L'AUGMENTATION DE L'INDUCTANCE VIRTUELLE : $0 \leq L_v \leq 10 - 2 \text{ H}$ AVEC $m_p = 19.10 - 4$ , $n_q = 6.8.10 - 4$ ET $R_v = 0.06 \Omega$ .....	115
FIGURE 3.9 – TEST DE STABILITÉ AVEC $m_p = 19.10 - 4$ , $n_q = 6.8.10 - 4$ ET $R_v = 0.06 \Omega$ : $L_v = 1.2.10 - 4 \text{ H}$ (GAUCHE) ET $L_v = 2.10 - 4 \text{ H}$ (DROITE) .....	116
FIGURE 3.10 – EFFET DE L'AUGMENTATION DE L'INDUCTANCE VIRTUELLE : $0 \leq L_v \leq 10 - 2 \text{ H}$ , $m_p = 6.28.10 - 4$ , $n_q = 12.8.10 - 4$ ET $R_v = 0.06 \Omega$ .....	117
FIGURE 3.11 – TEST DE STABILITÉ AVEC $m_p = 6.28.10 - 4$ , $n_q = 12.8.10 - 4$ ET $R_v = 0.06 \Omega$ : $L_v = 2.5.10 - 4 \text{ H}$ (GAUCHE) ET $L_v = 3.5.10 - 4 \text{ H}$ (DROITE) .....	119
FIGURE 3.12 – EFFET DE L'AUGMENTATION DE LA RÉSISTANCE VIRTUELLE : $0 \leq R_v \leq 1 \Omega$ , $m_p = 19.10 - 4$ , $n_q =$ $6.8.10 - 4$ ET $L_v = 1.10 - 4 \text{ H}$ .....	121
FIGURE 3.13 – TEST DE STABILITÉ AVEC $m_p = 19.10 - 4$ , $n_q = 6.8.10 - 4$ ET $L_v = 1.10 - 4 \text{ H}$ : $R_v = 0.08 \Omega$ (GAUCHE) ET $R_v = 0.096 \Omega$ (DROITE) .....	122
FIGURE 3.14 – EFFET DE L'AUGMENTATION DE LA RÉSISTANCE VIRTUELLE : $0 \leq R_v \leq 1 \Omega$ , $m_p = 6.28.10 - 4$ , $n_q =$ $12.8.10 - 4$ ET $L_v = 1.10 - 4 \text{ H}$ .....	124
FIGURE 3.15 – TEST DE STABILITÉ AVEC $m_p = 6.28.10 - 4$ , $n_q = 12.8.10 - 4$ , $L_v = 1.10 - 4 \text{ H}$ ET $R_v = 0.5 \Omega$ .....	124
FIGURE 3.16 – OPTIMISATION D'UN SYSTÈME AVEC $m_p = 6,28.10 - 4$ , $n_q = 1,3.10 - 3$ .....	125
FIGURE 3.17 – L'EFFET DES VALEURS OPTIMALES DE $L_v = 6,5.10 - 3 \text{ H}$ ET $R_v = 0,2 \Omega$ SUR LE PARTAGE AVEC, $m_p =$ $6,28.10 - 4$ ET $n_q = 1,3.10 - 3$ .....	127
FIGURE 3.18 – SCHÉMA DU MICRORÉSEAU DC EXAMINÉ .....	129
FIGURE 3.19 – LES PUISSANCES DU SYSTÈME .....	131
FIGURE 3.20 – L'ÉTAT DE CHARGE DES BATTERIES .....	131
FIGURE 3.21 – LA TENSION DU BUS CONTINU .....	132
FIGURE 3.22 – LE COURANT DES BATTERIES .....	132

FIGURE 3.23 – LE COURANT DES SUPERCAPACITÉS.....	133
FIGURE 3.24 – L’AMPLITUDE DE LA TENSION ET LA FRÉQUENCE .....	133
FIGURE 3.25 – LES PUISSANCES DU SYSTÈME .....	134
FIGURE 3.26 – L’ÉTAT DE CHARGE DES BATTERIES .....	135
FIGURE 3.27 – LA TENSION DU BUS CONTINU .....	135
FIGURE 3.28 – LE COURANT DES BATTERIES.....	135
FIGURE 3.29 – LE COURANT DES SUPERCAPACITÉS.....	136
FIGURE 3.30 – L’AMPLITUDE DE LA TENSION ET LA FRÉQUENCE .....	136
FIGURE 3.31 – STRUCTURE DU BRAS $X \in A, B, C$ DE L’ONDULEUR S5L-C8S .....	137
FIGURE 3.32 – PRINCIPE DE L’ELABORATION DES CINQ NIVEAUX.....	138
FIGURE 3.33 – CIRCUIT D’EQUILIBRAGE D’UN ONDULEUR A CINQ NIVEAUX.....	139
FIGURE 3.34 – LES FORMES D’ONDE DE TENSION ET DE COURANT ALTERNATIFS AVEC UN ONDULEUR À DEUX NIVEAUX	141
FIGURE 3.35 – LES TENSIONS DES QUATRE CONDENSATEURS DU BUS CONTINU AVEC CIRCUIT D’EQUILIBRAGE.....	141
FIGURE 3.36 – LES FORMES D’ONDE DE TENSION ET DE COURANT ALTERNATIFS AVEC UN ONDULEUR NPC À CINQ NIVEAUX.....	142
FIGURE 3.37 – LES FORMES D’ONDE DE TENSION ET DE COURANT ALTERNATIFS AVEC UN ONDULEUR S5L-C8S.....	143
FIGURE 3.38 – EFFET DE DÉFAUT D’OUVERTURE D’UN IGBT DE L’ONDULEUR NPC À CINQ NIVEAUX SUR LE CÔTÉ CONTINU DU SYSTÈME .....	144
FIGURE 3.39 – EFFET DE DÉFAUT D’OUVERTURE D’UN IGBT DE L’ONDULEUR S5L-C8S SUR LE CÔTÉ CONTINU DU SYSTÈME .....	145
FIGURE 4.1 – STRUCTURE D’UN MICRO-RESEAU ALIMENTÉ PAR UN ONDULEUR MULTINIVEAU AVEC UN DÉFAUT .....	149
FIGURE 4.2 – UN BRAS DE LA PHASE $X$ D’UN ONDULEUR NPC A CINQ NIVEAUX ET SA COMMANDE.....	151
FIGURE 4.3 – LA COMMANDE A QUATRE PORTEUSES DE L’ONDULEUR NPC A CINQ NIVEAUX .....	151
FIGURE 4.4 – CHEMINS DE COURANT EN CAS DE DÉFAUT DE CO DANS L’ONDULEUR NPC A CINQ NIVEAUX.....	153
FIGURE 4.5 – FORMES D’ONDES DE COURANT ET DE TENSION EN CAS DE DÉFAUT CIRCUIT OUVERT.....	156
FIGURE 4.6 – SCHEMA FONCTIONNEL DE L’ALGORITHME DE DIAGNOSTIC PROPOSÉ POUR L’ONDULEUR NPC A CINQ NIVEAUX.....	159
FIGURE 4.7 – FORMES D’ONDE DES TENSIONS SIMPLES DE L’ONDULEUR TRIPHASE EN CAS DE DÉFAUT CO A $T = 0.08S$ DANS LES INTERRUPTEURS : A) SA1, B) SA2, C) SA3, D) SA4.....	160
FIGURE 4.8 – FORMES D’ONDE DES TENSIONS SIMPLES DE CHARGE EN CAS DE DÉFAUT CO A $T = 0.08S$ DANS LES INTERRUPTEURS : A) SA1, B) SA2, C) SA3, D) SA4 .....	161
FIGURE 4.9 – FORMES D’ONDE DES COURANTS DE CHARGE EN CAS DE DÉFAUT CO A $T = 0.08 S$ DANS LES INTERRUPTEURS : A) SA1, B) SA2, C) SA3, D) SA4 .....	162
FIGURE 4.10 – LA PUISSANCE ACTIVE ABSORBÉE PAR LA CHARGE EN CAS DE DÉFAUT CO A $T = 0.08S$ DANS LES INTERRUPTEURS : A) SA1, B) SA2, C) SA3, D) SA4 .....	163
FIGURE 4.11 – FORMES D’ONDE DES COURANTS DE CHARGE EN CAS DE DÉFAUT CO A $T = 0.08S$ DANS LES INTERRUPTEURS : A) SA3, B) SB4 ET C) SC7 .....	163
FIGURE 4.12 – ERREURS DE DIAGNOSTIC NORMALISÉES : A) SA3, B) SB4, C) SC7 .....	164
FIGURE 4.13 – VALEURS MAX ET MIN DES ERREURS DE DIAGNOSTIC NORMALISÉES : A) SA3, B) SB4, C) SC7 .....	164
FIGURE 4.14 – SIGNAUX DE DÉTECTION DE DÉFAUT POUR LA PHASE ET L’INTERRUPTEUR : A) SA3, B) SB4, C) SC7.....	164
FIGURE 4.15 – UN BRAS RECONFIGURÉ DE L’ONDULEUR NPC A CINQ NIVEAUX QUAND SX1 EST OUVERT.....	166
FIGURE 4.16 – LA COMMANDE A TROIS PORTEUSES DE L’ONDULEUR NPC A QUATRE NIVEAUX AVEC SX1 OUVERT .....	166
FIGURE 4.17 – UN BRAS RECONFIGURÉ DE L’ONDULEUR NPC A CINQ NIVEAUX QUAND SX2 EST OUVERT.....	167
FIGURE 4.18 – LA COMMANDE A DEUX PORTEUSES DE L’ONDULEUR NPC A TROIS NIVEAUX AVEC SX2 OUVERT .....	167
FIGURE 4.19 – UN BRAS RECONFIGURÉ DE L’ONDULEUR NPC A CINQ NIVEAUX QUAND SX3 EST OUVERT.....	168
FIGURE 4.20 – LA COMMANDE A UNE PORTEUSE DE L’ONDULEUR NPC A DEUX NIVEAUX AVEC SX3 OUVERT .....	168
FIGURE 4.21 – UN BRAS RECONFIGURÉ DE L’ONDULEUR NPC A CINQ NIVEAUX QUAND SX6 EST OUVERT.....	169
FIGURE 4.22 – LA COMMANDE A UNE PORTEUSE DE L’ONDULEUR NPC A DEUX NIVEAUX AVEC SX6 OUVERT .....	169
FIGURE 4.23 – UN BRAS RECONFIGURÉ DE L’ONDULEUR NPC A CINQ NIVEAUX QUAND SX7 EST OUVERT.....	170
FIGURE 4.24 – LA COMMANDE A DEUX PORTEUSES DE L’ONDULEUR NPC A TROIS NIVEAUX AVEC SX7 OUVERT .....	170
FIGURE 4.25 – UN BRAS RECONFIGURÉ DE L’ONDULEUR NPC A CINQ NIVEAUX QUAND SX8 EST OUVERT.....	171
FIGURE 4.26 – LA COMMANDE A TROIS PORTEUSES DE L’ONDULEUR NPC A QUATRE NIVEAUX AVEC SX8 OUVERT .....	171

FIGURE 4.27 – L’ARCHITECTURE GLOBALE DU SYSTEME DE RECONFIGURATION DANS UN MICRORESEAU AUTONOME ...	172
FIGURE 4.28 – LA REPONSE DU SYSTEME LORSQUE SA1 EST RECONFIGURE AVEC : A) LA TENSION DE POLE, B) LA TENSION DU BUS CONTINU, C) LE COURANT DE LA CHARGE, D) LA PUISSANCE ACTIVE DE LA CHARGE, E) THD SANS RECONFIGURATION, F) THD AVEC RECONFIGURATION .....	174
FIGURE 4.29 – LA REPONSE DU SYSTEME LORSQUE SA2 EST RECONFIGURE AVEC : A) LA TENSION DE POLE, B) LA TENSION DU BUS CONTINU, C) LE COURANT DE LA CHARGE, D) LA PUISSANCE ACTIVE DE LA CHARGE, E) THD SANS RECONFIGURATION, F) THD AVEC RECONFIGURATION .....	175
FIGURE 4.30 – LA REPONSE DU SYSTEME LORSQUE SA3 EST RECONFIGURE AVEC : A) LA TENSION DE POLE, B) LA TENSION DU BUS CONTINU, C) LE COURANT DE LA CHARGE, D) LA PUISSANCE ACTIVE DE LA CHARGE, E) THD SANS RECONFIGURATION, F) THD AVEC RECONFIGURATION .....	176
FIGURE 5.1 – STRUCTURE DU BRAS $X \in A, B, C$ DE L’ONDULEUR MULTINIVEAU .....	180
FIGURE 5.2 – CHEMINS DE COURANT POSITIF EN CAS DE DEFAUT DE CIRCUIT OUVERT DANS L’ONDULEUR S5L-C8S .....	182
FIGURE 5.3 – CHEMINS DE COURANT NEGATIF EN CAS DE DEFAUT DE CIRCUIT OUVERT DANS L’ONDULEUR S5L-C8S ...	184
FIGURE 5.4 – PRINCIPE DU CALCUL DE $T_{TRIG}$ EN FONCTION DE LA MLI .....	186
FIGURE 5.5 – PRINCIPE DE L’ELABORATION DES QUATRE NIVEAUX AVEC : (A) SX2 OU SX3 OUVERT, (B) SX4 OU SX5 OUVERT, (C) SX6 OU SX7 OUVERT.....	190
FIGURE 5.6 – PRINCIPE DE L’ELABORATION DES QUATRE NIVEAUX AVEC SX1 OUVERT .....	191
FIGURE 5.7 – PRINCIPE DE L’ELABORATION DES QUATRE NIVEAUX AVEC SX8 OUVERT .....	192
FIGURE 5.8 – DECOMPOSITION FONCTIONNELLE .....	193
FIGURE 5.9 – PROGRAMME DE DETECTION ET DE RECONFIGURATION A QUATRE TACHES DU DSPIC33 .....	194
FIGURE 5.10 – SCHEMA DU CAPTEUR DE TENSION BASE SUR L’UTILISATION D’AU AMPLIFICATEUR D’ISOLEMENT.....	196
FIGURE 5.11 – SCHEMA DU CAPTEUR DE COURANT BASE SUR LE PRINCIPE DE L’EFFET HALL (DOC : ALLEGRO ACS712).....	196
FIGURE 5.12 – CARTE DE MESURE POUR LA PARTIE COMMANDE .....	197
FIGURE 5.13 – CARTES DE PUISSANCE .....	197
FIGURE 5.14 – CARTES DE COMMANDE .....	198
FIGURE 5.15 – ENSEMBLE DE TOUTES LES CARTES DE CONTROLE ET DE MESURE .....	199
FIGURE 5.16 – TENSIONS ET COURANTS DE SORTIE SAIN.....	199
FIGURE 5.17 – RELEVES TENSIONS ET COURANT SAIN.....	199
FIGURE 5.18 – TENSIONS ET COURANTS DE SORTIE SA1 OUVERT .....	200
FIGURE 5.19 – RELEVES TENSIONS ET COURANT SA1 OUVERT .....	200
FIGURE 5.20 – TENSIONS ET COURANTS DE SORTIE SA3 OUVERT .....	200
FIGURE 5.21 – RELEVES TENSIONS ET COURANT SA3 OUVERT .....	200
FIGURE 5.22 – TENSIONS ET COURANTS DE SORTIE SA5 OUVERT .....	200
FIGURE 5.23 – RELEVES TENSIONS ET COURANT SA5 OUVERT .....	200
FIGURE 5.24 – TENSIONS ET COURANTS DE SORTIE SA4 OUVERT .....	200
FIGURE 5.25 – RELEVES TENSIONS ET COURANT SA4 OUVERT .....	200
FIGURE 5.26 – GRANDEURS DE COMMANDE ET IA SAIN .....	201
FIGURE 5.27 – GRANDEURS DE COMMANDE ET IA, SA1 OUVERT .....	201
FIGURE 5.28 – GRANDEURS DE COMMANDE ET IA, SA3 OUVERT .....	201
FIGURE 5.29 – GRANDEURS DE COMMANDE ET IA, SA4 OUVERT .....	202
FIGURE 5.30 – GRANDEURS DE COMMANDE ET IA, SA5 OUVERT .....	202
FIGURE 5.31 – TENSIONS ET COURANTS DE SORTIE SA1 OUVERT .....	203
FIGURE 5.32 – RELEVES TENSIONS ET COURANT SA1 OUVERT .....	203
FIGURE 5.33 – TENSIONS ET COURANTS DE SORTIE SA3 OUVERT .....	203
FIGURE 5.34 – RELEVES TENSIONS ET COURANT SA3 OUVERT .....	203
FIGURE 5.35 – TENSIONS ET COURANTS DE SORTIE SA5 OUVERT .....	203
FIGURE 5.36 – RELEVES TENSIONS ET COURANT SA5 OUVERT .....	203
FIGURE 5.37 – SYSTEME SAIN .....	204
FIGURE 5.38 – SA1 OUVERT .....	204
FIGURE 5.39 – SA3 OUVERT .....	204
FIGURE 5.40 – SA4 OUVERT .....	204
FIGURE 5.41 – SA5 OUVERT .....	204

FIGURE 5.42 – SYSTEME SAIN .....	205
FIGURE 5.43 – SA1 OUVERT .....	205
FIGURE 5.44 – SA3 OUVERT .....	205
FIGURE 5.45 – SA4 OUVERT .....	205
FIGURE 5.46 – SA5 OUVERT .....	205
FIGURE 5.47 – TIMING EXECUTION PWM1-SA1 SAIN .....	206
FIGURE 5.48 – TIMING EXECUTION PWM1- SA2 ET SA3 SAIN .....	206
FIGURE 5.49 – TIMING EXECUTION PWM2- SA2 ET SA3 SAIN .....	206
FIGURE 5.50 – TIMING EXECUTION PWM2- SA4 ET SA5 SAIN .....	206
FIGURE 5.51 – TIMING EXECUTION PWM3- SA4 ET SA5 SAIN .....	206
FIGURE 5.52 – TIMING EXECUTION PWM3- SA6 ET SA7 SAIN .....	207
FIGURE 5.53 – TIMING EXECUTION PWM4- SA6 ET SA7 SAIN .....	207
FIGURE 5.54 – TIMING EXECUTION PWM4-SA8 SAIN .....	207
FIGURE 5.55 – TEMPS DE RECONFIGURATION AVEC SA3 OUVERT .....	208
FIGURE 5.56 – TEMPS DE RECONFIGURATION ETAT SAIN PHASE A .....	208
FIGURE 5.57 – TEMPS DE RECONFIGURATION AVEC SA4 OUVERT .....	208
FIGURE 5.58 – TEMPS DE RECONFIGURATION AVEC SA5 OUVERT .....	208

## Liste des tableaux

TABLEAU 1.1: REVUE DES TECHNIQUES DE PARTAGE DE LA PUISSANCE AU NIVEAU PRIMAIRE BASEES SUR LES DROOP... 17	17
TABLEAU 1.2: COMPARAISON DE DIFFERENTS SYSTEMES DE STOCKAGE D'ENERGIE [18] .....	20
TABLEAU 1.3: ÉVOLUTION DES CELLULES, SOURCES ET INTERRUPTEURS EN FONCTION DU NOMBRE DE NIVEAUX $n$ .....	41
TABLEAU 1.4: ÉTUDE COMPARATIVE METTANT EN EVIDENCE LES AVANTAGES ET LES INCONVENIENTS DES SCHEMAS DE MODULATION DE BASE .....	44
TABLEAU 1.5: METHODES PROPOSEES DANS LA LITTERATURE BASEES SUR LA TENSION .....	48
TABLEAU 1.6: METHODES PROPOSEES DANS LA LITTERATURE BASEES SUR LE COURANT.....	49
TABLEAU 1.7: METHODES PROPOSEES DANS LA LITTERATURE BASEES SUR LA COMBINAISON DU COURANT ET DE LA TENSION .....	50
TABLEAU 2.1 : PARAMETRES NOMINAUX DU CONVERTISSEUR BIDIRECTIONNEL DC-DC CONNECTE A LA BATTERIE ET A LA SUPERCAPACITÉ.....	78
TABLEAU 2.2: SELECTION DE LA BANDE PASSANTE DE CONTROLE POUR LE CALCUL DU GAIN DU REGULATEUR .....	78
TABLEAU 3.1 PARAMETRES DU SYSTEME DE TEST .....	107
TABLEAU 3.2: CONDITIONS INITIALES .....	108
TABLEAU 3.3: PUISSANCE ACTIVE ET RÉACTIVE DES ONDULEURS PARALLÈLES AVEC DIFFÉRENTES IMPÉDANCES DU SYSTÈME.....	123
TABLEAU 3.4: L'EFFET DE LA RÉSISTANCE VIRTUELLE SUR LE SYSTÈME.....	128
TABLEAU 3.5: LES PARAMÈTRES DU SYSTÈME GLOBAL .....	130
TABLEAU 4.1: LES ETATS DE COMMUTATION DE L'ONDULEUR NPC A CINQ NIVEAUX DANS LA PHASE X .....	151
TABLEAU 4.2: ERREURS DE DIAGNOSTIC NORMALISEES EN CAS DE DEFAUT DE CIRCUIT OUVERT.....	158
TABLEAU 4.3: TABLEAU DE CONSULTATION POUR LA DETECTION DE L'IGBT DEFECTUEUX DE LA PHASE X.....	159
TABLEAU 5.1: PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA COMMANDE DE L'ONDULEUR S5L-C8S .....	180
TABLEAU 5.2: LES VALEURS DE L'ERREUR $\Delta U$ POUR L'OUVERTURE DE CHAQUE INTERRUPTEUR COMMANDE .....	188
TABLEAU 5.3: COMPARAISON ENTRE LA RECONFIGURATION DE L'ONDULEUR S5L-C8S ET NPC .....	209

# **INTRODUCTION GENERALE**

## INTRODUCTION GÉNÉRALE

L'avenir des réseaux de distribution traditionnels se concentre de plus en plus sur les petits générateurs distribués, qui seront majoritairement renouvelables en raison de leurs caractéristiques et de la nécessité de respecter les exigences en matière de réduction des émissions de gaz à effet de serre [1]. Avec la montée des préoccupations environnementales, on s'attend à une diminution progressive de l'utilisation des générateurs distribués fonctionnant à base d'énergie thermique, tels que les générateurs diesel ou les turbines à gaz. À leur place, la tendance s'oriente vers des systèmes reposant entièrement sur les sources d'énergie renouvelables, telles que les panneaux photovoltaïques, les éoliennes et les micro-turbines, intégrés au réseau sous forme d'unités de générateurs distribués. Ces générateurs distribués sont habituellement connectés au réseau via des convertisseurs électroniques de puissance. Pour gérer ces générateurs de manière optimale, le concept de micro-réseau est proposé, ouvrant ainsi la voie au développement du réseau intelligent futur [2]. Le micro-réseau est généralement relié au réseau électrique via un point de couplage commun (PCC), et peut fonctionner soit en mode îloté, soit en mode connecté au réseau principal [3]. Il permet non seulement de résoudre les défis posés par l'intégration de générateurs distribués à grande échelle, mais aussi d'optimiser leur utilisation, d'améliorer la fiabilité de l'alimentation électrique et d'offrir davantage d'avantages aux utilisateurs. Toutefois, le micro-réseau doit encore surmonter certains défis, notamment en matière de stabilité, de contrôle et de répartition de l'énergie [4].

La méthode de contrôle conventionnelle basée sur le statisme est largement considérée comme une solution fiable pour le contrôle et le fonctionnement des générateurs distribués dans un micro-réseau [5]. Cependant, elle présente plusieurs limitations. On observe un couplage entre la puissance active et réactive lorsque les rapports  $X/R$  sont faibles [6]. De plus, le partage de la puissance réactive entre les générateurs distribués est souvent inefficace à cause des chutes de tension sur les lignes [7]. Enfin, des interactions dynamiques entre les générateurs distribués peuvent survenir, avec un amortissement insuffisant des modes dynamiques lorsque ces générateurs fonctionnent en tant qu'unités à tension contrôlée [8]. Parmi les diverses méthodes proposées pour optimiser le partage de la puissance réactive dans les microréseaux autonomes, l'approche de l'impédance virtuelle s'est largement répandue en raison de sa facilité de mise en œuvre [9], [10], [11]. Cette technique repose sur la modification des caractéristiques d'impédance de sortie de l'onduleur, en introduisant une boucle de contrôle supplémentaire. Cela permet de réduire le couplage entre les flux de puissance active et réactive, améliorant ainsi la précision du partage de la puissance réactive, même en présence d'impédances de ligne déséquilibrées [12]. De plus, elle renforce l'amortissement des modes oscillatoires des puissances active et réactive [13].

Bien que les microréseaux s'appuient fortement sur les sources d'énergie renouvelables, celles-ci sont souvent intermittentes et dépendent des conditions météorologiques [14]. Pour pallier cette variabilité, un système de stockage d'énergie (ESS) est généralement nécessaire dans les microréseaux alimentés par des énergies renouvelables, jouant ainsi un rôle d'intermédiaire entre la production et la consommation. La puissance injectée ou extraite des systèmes ESS varie fortement en fonction de la production instantanée et de la demande en énergie [15]. Ces fluctuations intermittentes peuvent nuire aux performances de l'ESS, réduire sa durée de vie et augmenter les coûts de remplacement, car les batteries, bien qu'ayant une densité énergétique élevée, souffrent d'une faible densité de puissance, de faibles taux de charge/décharge et d'une réponse dynamique lente [16]. Un moyen de remédier à ces problèmes consiste à combiner plusieurs types d'éléments de stockage d'énergie pour créer un système de stockage d'énergie hybride (HESS). Dans de nombreuses applications de microréseau, les batteries sont associées à des supercapacités (SC) pour former un système de stockage composite [17]. La durabilité du système de stockage d'énergie hybride est un enjeu clé pour éviter une dégradation prématurée des composants. Ainsi, dans un système de stockage d'énergie hybride, la batterie est chargée de répondre aux besoins énergétiques moyens du système, tandis que les fluctuations transitoires ou soudaines de la demande énergétique sont prises en charge par la supercapacité, préservant ainsi la durée de vie des batteries [18].

Le fonctionnement conjoint des sources d'énergie renouvelables, des charges et des dispositifs de stockage dans un micro-réseau requiert une stratégie de contrôle optimale pour maximiser l'efficacité des générateurs distribués et assurer une alimentation fiable des charges connectées. Une gestion de l'énergie bien adaptée est donc cruciale pour garantir la stabilité et la performance globale du micro-réseau [19]. L'objectif principal de cette gestion est de stabiliser rapidement la tension du bus continu, notamment en utilisant le système de stockage hybride lors de variations soudaines de la production ou de la demande d'énergie [20].

De nos jours, diverses méthodes et stratégies ont été proposées pour gérer la puissance des micro-réseaux isolés et connectés au réseau. Diverses techniques basées sur des filtres, telles que les limiteurs de débit [21], les filtres passe-haut, les filtres passe-bas [22], [23], [24] et les rampes de montée [25], sont couramment évoquées dans la littérature pour gérer les déséquilibres entre la génération et la consommation d'énergie. En complément, des techniques de contrôle intelligentes, comme la logique floue [26], [27], les réseaux de neurone [28], [29] ou encore le contrôle prédictif par modèle (MPC) [30], [31], [32], gagnent en popularité pour une gestion de l'énergie plus efficace et dynamique au sein des micro-réseaux.

Les convertisseurs électroniques de puissance sont nécessaires pour interfacer les sources de génération distribuée avec le réseau, que ce soit dans les micro-réseaux AC ou DC. Selon les différentes sources de génération et le type de bus d'interface, les convertisseurs de puissance peuvent

être de type DC/DC, DC/AC, AC/DC, AC/DC/AC, ou AC/AC. En particulier, lors de la connexion de sources de type DC telles que les panneaux photovoltaïques, les piles à combustible et les batteries à un micro-réseau DC ou AC, les convertisseurs de puissance doivent respectivement être de type DC/DC ou DC/AC. D'autre part, pour la connexion de sources de type AC telles que les éoliennes et les microturbines, des convertisseurs AC/DC, AC/DC/AC ou AC/AC sont utilisés. De plus, pour l'intégration des micro-réseaux DC ou des sources individuelles de type DC au système de réseau électrique alternatif, l'onduleur côté réseau joue un rôle important et peut être contrôlé pour fonctionner sous différents modes afin de bénéficier au système [33]. Cependant, l'utilisation d'onduleurs conventionnels à deux niveaux dans diverses applications engendre un courant non linéaire, ce qui déforme la forme d'onde de la tension d'alimentation et peut entraîner des défaillances au niveau de la charge. Pour remédier à ce problème, des avancées significatives ont été réalisées dans la conception des onduleurs électroniques de puissance, passant du modèle classique à deux niveaux aux onduleurs multiniveaux, dont la tension de sortie se rapproche davantage d'une forme sinusoïdale [34].

L'onduleur multiniveaux offre plusieurs avantages, tels que la réduction des harmoniques dans la tension de sortie, la diminution du stress sur les composants et la réduction des pertes liées aux commutations. Il est généralement considéré comme la meilleure option pour les microréseaux fonctionnant à des tensions moyennes et élevées ainsi qu'à haute puissance [35]. Trois principales topologies d'onduleurs multiniveaux sont couramment utilisées dans cette technologie : l'onduleur multiniveaux NPC, l'onduleur multiniveaux à condensateurs flottants, et l'onduleur multiniveaux à ponts en H [36]. Cependant, à mesure que le nombre de dispositifs de commutation augmente, le risque de défaillance de l'onduleur multiniveaux croît, affectant ainsi la fiabilité du système. Une défaillance de ce type d'onduleur pourrait entraîner d'importantes pertes économiques ou des accidents graves [37].

Les défaillances les plus courantes des semi-conducteurs de puissance sont les circuits ouverts et les courts-circuits, qui peuvent survenir en raison d'une contrainte thermique ou électrique élevée, d'une déconnexion de fil ou d'une défaillance du driver de gâchette [38]. Dans la plupart des cas, un court-circuit entraîne une surintensité, qui est très destructrice et peut endommager immédiatement les IGBT. Par conséquent, la protection contre les courts-circuits est souvent assurée par des solutions matérielles. De plus, les drivers de gâchette industriels protègent le système contre les courts-circuits [39]. Cependant, lorsqu'une défaillance de circuit ouvert se produit, le système continue de fonctionner, mais le courant de ligne et la tension du bus continu fluctuent, ce qui peut entraîner une défaillance secondaire dans le convertisseur de puissance ou d'autres dispositifs. L'une des méthodes les plus importantes pour améliorer la fiabilité du système est l'utilisation de techniques tolérantes aux défauts. Actuellement, les méthodes de tolérance aux défauts pour les onduleurs sont

principalement classées en deux catégories : les approches sans redondance matérielle et les approches avec la redondance matérielle [36]. Cependant, le diagnostic de défaut est une phase cruciale pour la continuité du service, car sans lui, il est impossible de reconfigurer correctement le convertisseur [40].

Il est donc crucial de développer une méthode de diagnostic de défaut de circuit ouvert capable d'identifier avec précision et rapidité l'IGBT défectueux dès l'apparition du problème. À ce jour, les techniques de diagnostic pour les défauts de circuit ouvert se divisent en deux catégories : celles qui se basent sur le courant et celles qui se basent sur la tension [41]. Les méthodes basées sur le courant [42], [42], [43], [44] permettent de réduire l'encombrement et le coût des onduleurs, sans nécessiter de capteurs supplémentaires. Les techniques traditionnelles basées sur le courant, qui exploitent les courants de charge, sont largement utilisées dans les systèmes d'onduleurs à deux niveaux. Cependant, ces méthodes peuvent présenter des limites dans les onduleurs multiniveaux, car elles exigent davantage de données et des algorithmes plus complexes pour diagnostiquer le défaut avec précision. Les approches décrites dans [45], [46], [47], [48] utilisent des techniques basées sur la tension pour détecter les défauts en analysant la tension de pôle du convertisseur. Contrairement aux méthodes basées sur le courant, ces techniques permettent une réduction significative du temps de détection, mais elles requièrent généralement des capteurs de tension supplémentaires ainsi qu'un circuit matériel dédié. Le diagnostic décrit dans [49] combine l'analyse des formes d'onde de courant et de tension. Cependant, toutes les études mentionnées précédemment se concentrent sur un onduleur NPC triphasé à trois niveaux. À l'inverse, l'onduleur triphasé à cinq niveaux n'a pas du tout été exploré dans la littérature.

Les paragraphes précédents soulèvent plusieurs questions importantes :

- Quel est l'intervalle de stabilité et la valeur optimale des impédances virtuelles pour un microréseau AC autonome composé de plusieurs générateurs distribués ?
- Dans un microréseau DC autonome intégrant des sources telles que des générateurs photovoltaïques et un système de stockage hybride, comment peut-on respecter les contraintes physiques du système, notamment les limites fonctionnelles du SoC et le courant maximal de la batterie, en présence d'une forte génération photovoltaïque ?
- Les onduleurs multiniveaux à cinq niveaux présentent de nombreux avantages dans la littérature. Est-il possible de détecter un défaut de circuit ouvert dans les interrupteurs commandés (IGBTs ou MOSFETs) de ces onduleurs en utilisant des méthodes rapides et efficaces ? Si oui, est-il envisageable de les reconfigurer sans redondance matérielle, en s'appuyant uniquement sur la commande ?
- Les méthodes de diagnostic mentionnées dans la littérature sont généralement implémentées via MicroLabBox, dSpace DS1103 ou RT-LAB(OP5700)... etc qui ne

sont pas forcément utilisés dans l'industrie. Peut-on réaliser la détection et la reconfiguration de manière expérimentale en utilisant simplement des microcontrôleurs ?

L'objectif de cette thèse est de répondre à plusieurs problématiques clés. Tout d'abord, elle vise à stabiliser et optimiser la dynamique ainsi que le partage de la puissance réactive d'un microréseau AC grâce à l'utilisation d'impédances virtuelles, en développant un modèle à petits signaux spécifique. Ensuite, elle se concentre sur l'extension de la durée de vie des batteries en tenant compte de leurs limitations physiques, grâce à une gestion énergétique dans un microréseau DC autonome composé de panneaux photovoltaïques et d'un système de stockage d'énergie hybride, qui alimente une charge alternative via un onduleur. Un autre objectif crucial est de détecter de manière précise et rapide les défauts de circuit ouvert dans tous les interrupteurs commandés d'un onduleur NPC à cinq niveaux alimentant un microréseau, puis de reconfigurer le système sans redondance matérielle pour garantir la continuité du service. Enfin, la thèse propose de mettre en œuvre une structure de commande, de diagnostic et de reconfiguration en temps réel basée sur des microcontrôleurs, qui présente l'avantage d'être facilement industrialisable pour une nouvelle topologie d'onduleur à cinq niveaux, dénommée "S5L-C8S".

Les contributions et hypothèses formulées pour atteindre les objectifs précédemment définis sont les suivantes :

- Une analyse approfondie a été menée pour démontrer l'impact de l'inductance et de la résistance virtuelle sur la stabilité d'un microréseau AC, ainsi que pour déterminer la valeur optimale de l'impédance afin d'améliorer l'amortissement, le partage de l'énergie, et la qualité du réseau.
- La gestion de l'énergie proposée pour un microréseau DC intégrant des panneaux photovoltaïques et un système de stockage hybride s'est avérée fiable pour équilibrer la balance de puissance. Ceci a été rendu possible grâce à un algorithme MPPT décalé, qui limite la production photovoltaïque pour respecter les contraintes physiques de la batterie. De plus, l'hybridation a permis de réduire la sollicitation des batteries, même en présence d'un défaut de circuit ouvert, augmentant ainsi leur durée de vie.
- Une méthode de détection des défauts de circuit ouvert a été développée pour localiser ces défauts dans les interrupteurs commandés d'un onduleur NPC à cinq niveaux, en s'appuyant sur une analyse des tensions de pôle mesurées et présumées.
- Suite à la détection d'un défaut, une méthode de reconfiguration a été proposée pour recalculer les rapports cycliques des interrupteurs actifs, sans nécessiter de redondance matérielle, garantissant ainsi la continuité du service.

- Une autre méthode, reposant sur les mêmes grandeurs physiques que la précédente, a été mise en œuvre expérimentalement pour localiser les défauts de circuit ouvert à l'aide de microcontrôleurs de type "dsPIC33" dans l'onduleur "S5L-C8S". En outre, ces mêmes microcontrôleurs ont permis de recalculer les rapports cycliques pour reconfigurer l'onduleur à cinq niveaux. La nouvelle topologie "S5L-C8S" s'est révélée avantageuse par rapport à la topologie NPC, en termes de fiabilité et de coût de reconfiguration, pour diverses applications, notamment les microréseaux, les systèmes connectés au réseau, et les véhicules électriques.

À travers ces travaux de recherche, nous proposons une démarche conséquente pour atteindre ces objectifs. Ce mémoire est réparti sur cinq chapitres.

**Chapitre 1 :** Ce chapitre dressera un état de l'art exhaustif sur les technologies pertinentes. Il explorera les défis des microréseaux AC et DC, en abordant les problématiques de stabilité, de qualité de puissance, et de gestion d'énergie. Il mettra en avant l'importance croissante de l'hybridation des systèmes de stockage avec des batteries et des supercapacités. Ensuite, Il se concentrera sur les nouvelles topologies d'onduleurs multiniveaux visant à réduire le nombre de composants pour améliorer la fiabilité des systèmes. Enfin, les avancées en matière de diagnostic de défaut de circuit ouvert dans les onduleurs multiniveaux et les solutions de tolérance aux défauts y seront également exposées.

**Chapitre 2 :** Ce chapitre présentera la modélisation d'un microréseau DC intégrant des panneaux photovoltaïques et un système de stockage hybride (batteries-supercapacités). Il développera un modèle à petits signaux pour analyser la stabilité du système et dimensionnera les régulateurs de tension et de courant pour optimiser la gestion de l'énergie. De plus, il explorera la stabilité des systèmes hybrides DC-AC en intégrant des impédances virtuelles, permettant de mieux comprendre les interactions dynamiques entre les sous-systèmes.

**Chapitre 3 :** L'optimisation énergétique des microréseaux AC et DC sera étudiée dans ce chapitre à l'aide de techniques basées sur les impédances virtuelles, les supercapacités et les onduleurs multiniveaux. Des approches seront développées pour ajuster dynamiquement des paramètres tels que l'inductance et la résistance virtuelles afin d'optimiser la stabilité et la qualité de puissance. Pour un onduleur de microréseau DC, l'analyse montrera comment un algorithme de gestion énergétique prolonge la vie des batteries et optimise l'usage des supercapacités pour gérer les fluctuations de charge. Le chapitre introduira également une nouvelle topologie d'onduleur à cinq niveaux (S5L-C8S), visant à améliorer la qualité de l'énergie et la fiabilité du système.

**Chapitre 4 :** Ce chapitre proposera une méthodologie pour le diagnostic et la reconfiguration en cas de défaut dans un onduleur multiniveau conventionnel. Une approche basée sur l'analyse des tensions sera développée pour détecter et localiser les défauts de circuit ouvert avec une grande

précision, indépendamment des charges connectées. Une stratégie de reconfiguration sans redondance matérielle sera mise en place pour garantir la continuité du fonctionnement, bien que certaines limitations soient anticipées pour les topologies conventionnelles, nécessitant potentiellement l'ajout de composants supplémentaires.

**Chapitre 5 :** Enfin, ce chapitre se concentrera sur la validation expérimentale de la topologie d'onduleur S5L-C8S, en utilisant un banc d'essai piloté par des microcontrôleurs pour tester la méthode de détection et de reconfiguration des défauts. Les résultats attendus montreront une amélioration significative de la qualité de l'énergie et de la fiabilité du système en mode dégradé. Cette solution s'avérera plus performante que les onduleurs multiniveaux classiques, ouvrant la voie à des applications dans les véhicules électriques, les systèmes d'injection d'énergie renouvelable et les microréseaux autonomes ou connectés.

**CHAPITRE 1 :**  
**ETAT DE L'ART SUR LES MICRORÉSEAUX ,**  
**ONDULEURS MULTINIVEAUX ET LE**  
**DIAGNOSTIC DE DÉFAUT**

# **CHAPITRE 1 : ETAT DE L'ART SUR LES MICRORÉSEAUX , ONDULEURS MULTINIVEAUX ET LE DIAGNOSTIC DE DÉFAUT**

## **1.1 INTRODUCTION**

Le développement rapide des systèmes énergétiques décentralisés a conduit à l'émergence des microréseaux, des réseaux électriques locaux intégrant diverses sources de production d'énergie, souvent renouvelables, telles que le solaire et l'éolien. Ces systèmes offrent une flexibilité accrue et une meilleure résilience face aux fluctuations de la demande énergétique, tout en favorisant l'intégration des énergies renouvelables. Cependant, leur gestion efficace requiert l'utilisation de technologies avancées, notamment les systèmes de stockage hybride, qui combinent différentes technologies de stockage d'énergie pour optimiser les performances et la fiabilité des microréseaux. Le stockage hybride permet de surmonter les limitations individuelles de chaque technologie, en offrant des solutions adaptées aux variations d'échelle et aux dynamiques des sources renouvelables.

Parallèlement, les onduleurs multiniveaux jouent un rôle central dans la conversion de l'énergie continue en énergie alternative. Leur capacité à produire des formes d'ondes plus proches de l'onde sinusoïdale idéale les rend essentiels pour réduire les pertes d'énergie et améliorer la qualité de la puissance dans les microréseaux. Cependant, la complexité croissante de ces convertisseurs impose des défis en matière de fiabilité, notamment en ce qui concerne leur diagnostic et leur maintenance.

L'une des préoccupations majeures réside dans la détection rapide et précise des défauts dans les onduleurs multiniveaux afin d'éviter toute dégradation du système. Des techniques de diagnostic avancées sont donc cruciales pour surveiller ces systèmes en temps réel et anticiper les pannes. De plus, la reconfiguration dynamique des systèmes permet de contourner les défauts et de maintenir la continuité de service. Ce chapitre explore les travaux existants sur ces technologies, en mettant l'accent sur les innovations récentes en matière de microréseaux, de systèmes de stockage hybride, et de diagnostic et reconfiguration des onduleurs multiniveaux.

## **1.2 ÉTAT DE L'ART DES MICRORÉSEAUX**

### **1.2.1 Théorie des microréseaux**

Un micro-réseau est un réseau énergétique décentralisé qui peut fonctionner de manière indépendante ou en coopération avec un réseau électrique plus vaste. Les microréseaux sont des ressources de production d'énergie décentralisées qui incluent l'énergie photovoltaïque, les générateurs éoliens, les batteries pour stocker l'énergie, ainsi que des systèmes de secours, et sont connectés à un réseau de distribution de plus petite échelle. Les systèmes de microréseaux offrent une plus grande autonomie en matière de production et de transmission d'énergie, permettant de fournir

une énergie fiable, économique et durable à la population locale. Indépendamment du réseau électrique principal, les micro-réseaux peuvent fonctionner en « mode îlot », gérant leurs propres systèmes et fournissant leurs propres services auxiliaires tels que la réduction des pointes de consommation et la gestion de la demande [50]. Les ressources de production, les installations de stockage d'énergie pour lisser les oscillations et déséquilibres de puissance, les demandes, ainsi qu'un point de couplage commun (PCC) pour relier ou déconnecter les micro-réseaux du réseau principal afin de leur permettre de fonctionner en mode connecté ou en mode îloté, font tous partie de la conception typique des microréseaux. De plus, un contrôleur central de microréseau (MGCC) est souvent installé pour réguler efficacement l'équilibre énergétique du micro-réseau et les ressources énergétiques décentralisées. Les micro-sources surveillent l'état de fonctionnement des ressources énergétiques décentralisées et envoient ces données au MGCC, qui les utilise pour transmettre des consignes minimales aux contrôleurs des ressources énergétiques décentralisées individuelles [51].

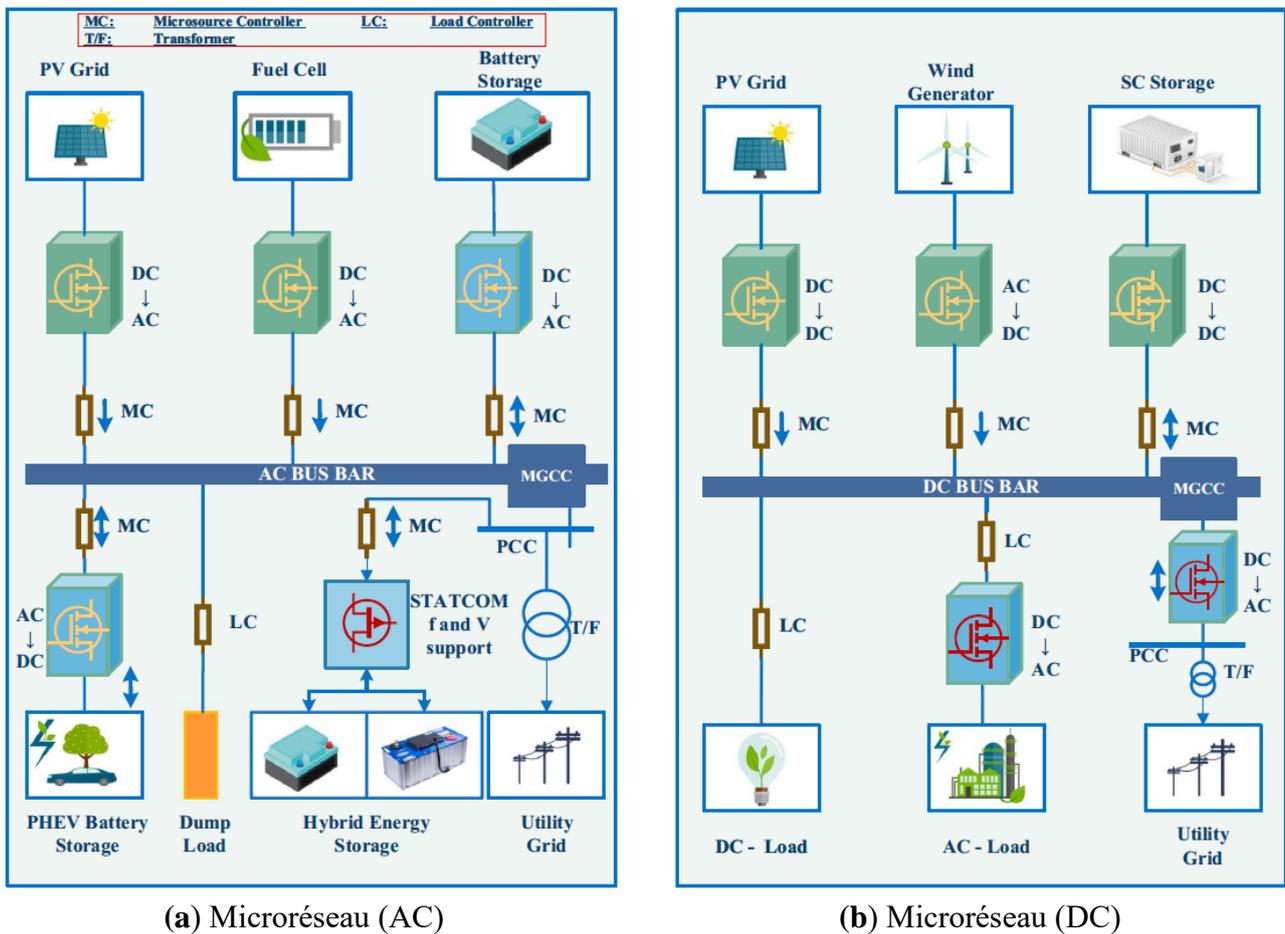


Figure 1.1 – Conceptions de micro-réseaux avec un bus unique [52]

Les microréseaux peuvent être classés selon divers critères tels que leurs dimensions, leur source d'alimentation, leur méthode de contrôle et leur fonction. Ils peuvent fonctionner en courant alternatif (AC), en courant continu (DC), ou être hybrides, selon les ressources disponibles, la consommation énergétique et le mode de distribution. De nombreux modèles architecturaux détaillés

de micro-réseaux sont proposés dans la littérature. Par exemple, dans [53], un modèle traite de trois alimentations avec des charges sensibles, capables de se déconnecter du réseau via un commutateur fixe. Ce modèle inclut également des charges non critiques pouvant être satisfaites même en cas de défaillance, ainsi que quatre micro-sources contrôlées par des techniques de pair-à-pair. Un modèle similaire est présenté dans [54], où des ressources énergétiques décentralisées et durables répondent aux besoins essentiels et non critiques des foyers via trois systèmes de distribution. Les architectures à bus unique [55], telles que celles illustrées en Figure 1.1 (a) et (b), sont couramment utilisées pour les systèmes à petite et moyenne tension. De plus, il existe des architectures généralisées, comme (a) l'architecture à plusieurs niveaux pour couvrir de grandes zones avec des ressources énergétiques décentralisées réparties géographiquement [56], et (b) le design à bus multiples pour améliorer la fiabilité dans les zones urbaines [57]. Ces deux architectures sont illustrées en Figure 1.2 (a) et (b).

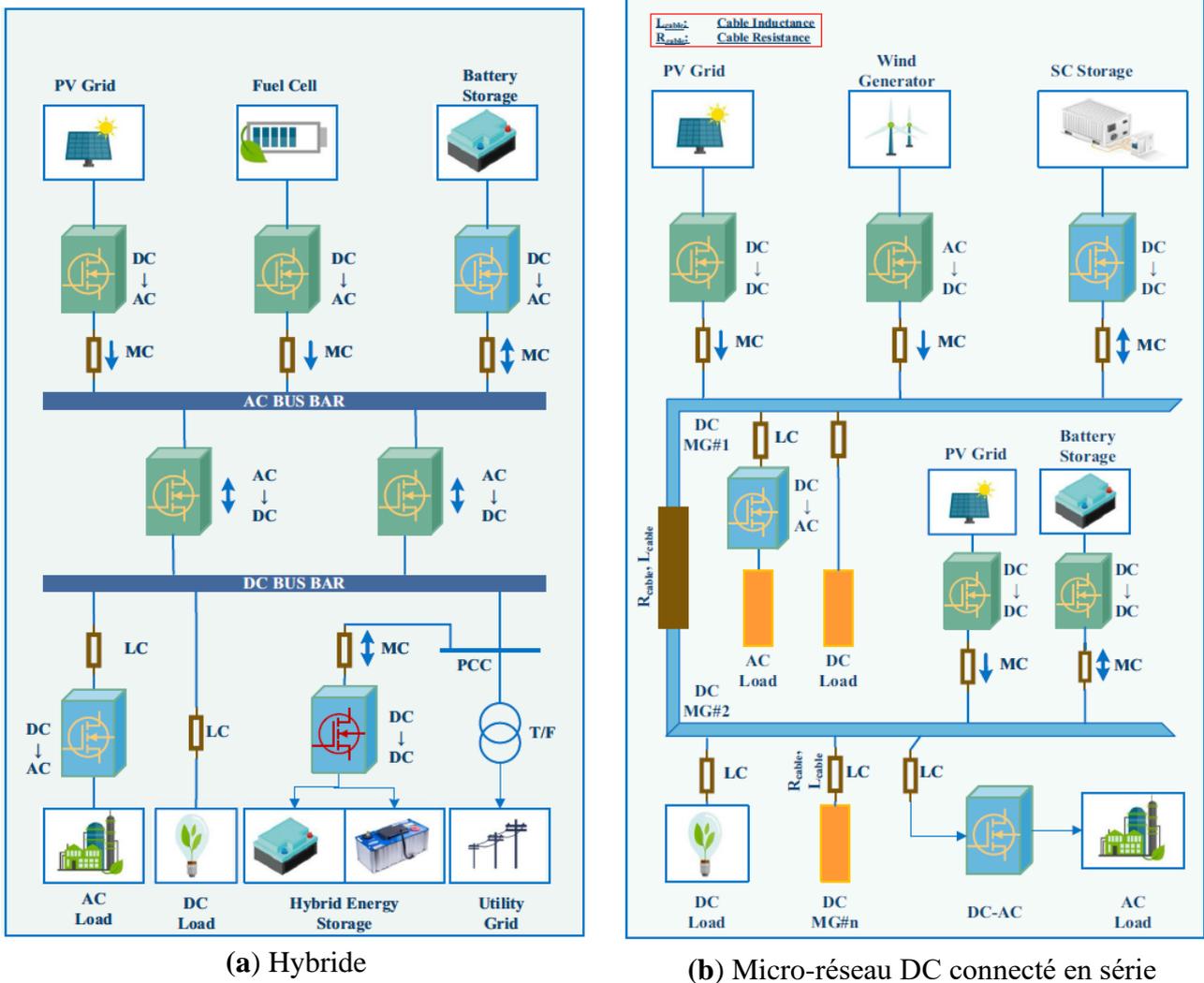


Figure 1.2 – Conceptions de micro-réseaux avec bus multiples [52]

Étant donné que les microréseaux AC sont déjà adaptés à l'architecture des réseaux AC actuels, les efforts de développement se sont principalement concentrés sur l'amélioration et l'expansion de ces systèmes. Parmi les progrès réalisés, on peut citer une distribution plus précise de la puissance

active et réactive, ainsi que des améliorations de la qualité électrique et du contrôle de la fréquence. Cependant, en termes de fiabilité et d'efficacité, les micro-réseaux DC surpassent ceux en AC. Les microréseaux DC ne rencontrent pas les problèmes liés aux déséquilibres, à la synchronisation ou aux harmoniques, et ne sont donc pas affectés par ces derniers. Les avancées dans les microréseaux DC incluent l'implémentation de schémas de contrôle synchronisés, une gestion fiable de l'alimentation, ainsi que des algorithmes de régulation de tension. Quant aux microréseaux hybrides, ils combinent des systèmes de transmission en AC et en DC, avec des ressources énergétiques décentralisées fonctionnant en courant continu et connectées à un réseau unique. Le fait que les dispositifs de stockage d'énergie et les ressources énergétiques décentralisées soient facilement intégrés au réseau hybride réduit la nécessité de coordination. Ainsi, les microréseaux hybrides constituent une solution prometteuse pour intégrer les futures ressources énergétiques décentralisées et l'e-mobilité avec peu de modifications du réseau de transmission existant, tout en réduisant les coûts globaux [58].

Bien que les microréseaux se distinguent du reste du réseau de transmission par leur stabilité, leur gestion et leur fonctionnement restent complexes. Leur mode de fonctionnement varie selon leur architecture et leur rôle. Les modes les plus importants sont le mode de « black start », le support au réseau, la connexion au réseau et le mode îloté. Les principaux défis et objectifs pour les micro-actifs, les contrôleurs de demande et les MGCC sont de transférer l'excédent d'énergie ou d'obtenir l'énergie manquante via le convertisseur en mode connecté au réseau, tout en gérant les fréquences et les tensions en mode autonome pour maintenir l'équilibre énergétique régional [59].

## **1.2.2 Problèmes et implications des micro-réseaux basés sur les énergies renouvelables pour le réseau électrique**

### **1.2.2.1 Intermittences des ressources renouvelables**

Les avancées des ressources basées sur des onduleurs dans les micro-réseaux ont connu des progrès considérables, mais leur imprévisibilité peut engendrer des problèmes majeurs dans l'exploitation des systèmes électriques. Les fluctuations dans la production d'énergie rendent les micro-réseaux sensibles aux variations de tension et de fréquence au point de couplage commun (PCC). Par ailleurs, l'augmentation de la pénétration aléatoire de l'énergie éolienne dans les micro-réseaux accentue les effets négatifs des fluctuations de puissance dans la gamme des fréquences moyennes (entre 0,01 Hz et 1 Hz) [60]. Il est donc essentiel de concevoir des systèmes de contrôle adaptés pour résoudre ces problèmes d'intégration [61]. De nombreuses études se sont concentrées sur la réduction de l'intermittence des ressources d'énergie renouvelable afin d'optimiser la planification et l'exploitation [62], [63], [64]. Ces solutions peuvent être classées en huit grandes catégories, parmi lesquelles :

- Intégrer diverses sources d'énergie renouvelable qui se complètent afin d'améliorer le profil de production énergétique [65], [66].
- Faciliter l'échange bidirectionnel d'énergie entre micro-réseaux pour optimiser la gestion de l'énergie [67].
- Installer des systèmes de stockage d'énergie (ESS) pour lisser la production des énergies renouvelables et réduire les variations de fréquence moyenne à des niveaux de 20–40 % [68], [69].
- Mettre en place des stratégies de contrôle adaptatif de l'amortissement pour les parcs éoliens afin de répondre aux exigences des codes de réseau [70].
- Activer la réduction de la demande pour mieux équilibrer l'offre et la demande en énergie [71].
- Intégrer des générateurs dispatchables pour fournir un soutien en cas de faible production des sources renouvelables [72].
- Utiliser des techniques de contrôle prédictif (MPC) pour lisser l'apport d'énergie éolienne et réduire les oscillations à basse fréquence, souvent observées avec des énergies éoliennes à fluctuation rapide [73].
- Recourir à des techniques hybrides combinant plusieurs méthodes pour atténuer l'intermittence des énergies renouvelables [74].

### 1.2.2.2 Inertie du système et stabilité de la fréquence

Toute inadéquation entre l'offre et la demande d'électricité dans un système électrique entraînera une variation de la fréquence proportionnelle à l'inertie du système. Les équations (1.1) à (1.4) ci-dessous décrivent ces changements dans la dynamique du système [75].

$$J = \int r^2 dm = r^2 m \quad (1.1)$$

$$K.E = 0,5 J \omega_m^2 \quad (1.2)$$

$$\frac{d}{dt} (0,5 J \omega_m^2) = P_m - P_e \quad (1.3)$$

$$H = \frac{K.E}{S} = \frac{0,5 J \omega_m^2}{S} \quad (1.4)$$

L'inertie et l'énergie cinétique d'un générateur synchrone sont données par les équations (1.1) et (1.2), où  $r$  désigne le rayon de la partie rotative du générateur synchrone,  $m$  représente la masse en kg, et  $\omega_m$  désigne la vitesse angulaire du rotor à l'état stable. L'équation de balancement (1.3) montre la relation directe entre la puissance accélératrice moyenne et la stabilité du système électrique. Toute

différence entre la puissance mécanique ( $P_m$ ) et la puissance électrique ( $P_e$ ) provoque un changement de  $\omega_m$ . L'équation (1.4) définit la constante d'inertie,  $H$ , comme la résistance aux écarts de fréquence due à l'énergie cinétique stockée dans les machines rotatives lors de déséquilibres de puissance, où  $S$  représente la capacité de production du système électrique étudié. Dans les systèmes électriques traditionnels, l'énergie cinétique des générateurs synchrones assure la stabilité en cas de défauts sur le réseau, ou de variations de charge et de production, limitant ainsi le taux de variation de la fréquence (ROCOF) (Rate of Change of Frequency) ; cependant, une forte pénétration des sources d'énergie renouvelables à base d'onduleurs réduit l'inertie mécanique, ce qui entraîne une augmentation du ROCOF. Le ROCOF, indiqué par l'équation (1.5) ci-dessous, exprime l'écart de fréquence après un déséquilibre rapide entre la production et la charge comme suit :

$$ROCOF = \frac{\Delta P \times f}{2S \times H} \quad (1.5)$$

où  $\Delta P$  désigne le déséquilibre de puissance entre la production et la consommation, et  $f$  désigne la fréquence du système. Lorsqu'un système électrique est constitué d'une combinaison de générateur synchrone et d'une source d'énergie renouvelable ne contribuant pas à l'inertie du système, les variations de fréquence sont plus élevées, et si elles dépassent une certaine valeur seuil, les charges ou les ressources basées sur les onduleurs peuvent se déclencher. Par conséquent, un micro-réseau avec une pénétration accrue de ressources énergétiques renouvelables doit résister à un ROCOF sévère.

Une revue complète des stratégies de régulation de la fréquence disponibles dans les systèmes éoliens, soit au niveau individuel de l'éolienne, soit au niveau du parc éolien, a été fournie dans [76]. Un contrôle tension-fréquence pour un micro-réseau proposé dans [77] utilise le mode de contrôle  $V/f$  pour maintenir la tension et la fréquence dans des limites acceptables. La batterie réduit les variations de fréquence dues à la nature intermittente des ressources énergétiques distribuées renouvelables. D'autres approches pour améliorer l'inertie des microréseaux incluent : (i). La mise en œuvre de techniques de contrôle de générateur synchrone à inertie virtuelle (VSG) dans les onduleurs [78], (ii). L'utilisation d'un système de stockage d'énergie pour soutenir la régulation de fréquence des micro-réseaux basés sur le photovoltaïque [79], (iii). L'émulation d'oscillateurs non linéaires avec la fréquence nominale du réseau AC comme fréquence naturelle dans les commandes d'un onduleur pour la régulation de son étage de puissance [80].

### 1.2.2.3 Stabilité de la tension du système de microréseau

Les systèmes électriques traditionnels connaissent une instabilité de tension en raison des longues lignes de transmission. Cependant, les micro-réseaux, caractérisés par des lignes d'alimentation courtes, subissent des chutes de tension relativement faibles. Néanmoins, avec

l'évolution des micro-réseaux dans les réseaux de distribution actuels, des problèmes d'instabilité de tension peuvent apparaître. Actuellement, les micro-réseaux sont confrontés à des instabilités de tension, telles que des tensions très faibles en régime permanent et en dynamique, une coordination inadéquate des courbes de statisme ( $Q-V$ ) de la puissance réactive par rapport à la tension des ressources énergétiques distribuées, l'incapacité des ressources à base d'onduleurs à maintenir une tension stable sur le condensateur du lien DC, et l'incapacité des ressources énergétiques distribuées à répondre à une augmentation de la demande à long terme [81].

Les systèmes électriques traditionnels régulent la puissance réactive en contrôlant la tension aux bornes des générateurs ou des charges compensées. En revanche, dans les micro-réseaux, toute petite variation de la tension aux bornes des ressources énergétiques distribuées se répercute sur l'ensemble du système électrique. Par conséquent, les contrôles de tension du système sont associés au contrôle de la tension des ressources énergétiques distribuées, et une coordination adéquate des courbes ( $Q-V$ ) de ces ressources est nécessaire pour atténuer le déséquilibre de tension entre les bus, limiter les courants réactifs de circulation élevés et éviter de fortes oscillations de tension [82]. Ces caractéristiques des micro-réseaux dégradent la production totale de puissance et le profil global de la tension en cas de perturbations du système [83].

Dans les onduleurs formant le réseau (Grid-Forming Inverters), la majorité des méthodes de partage de puissance repose sur le contrôle de statisme en tant que boucle de contrôle externe pour réguler la fréquence du micro-réseau et la tension au point de couplage commun (PCC) à leurs valeurs nominales [84]. Cela est réalisé en imitant le comportement des machines synchrones en régime permanent avec des relations de compromis linéaires entre la tension et la fréquence ( $V$  et  $f$ ) et les puissances réactive et active ( $P$  et  $Q$ ), respectivement. Dans la boucle de statisme de fréquence, la déviation de fréquence est l'entrée du gain du bloc de statisme ( $m_p$ ), qui génère la puissance de consigne de statisme,  $P^*$ . De même, la boucle de puissance réactive utilise le statisme de la tension pour établir une puissance de consigne de statisme,  $Q^*$ . Le contrôle externe de statisme peut être représenté mathématiquement par les équations (1.6) et (1.7) ci-dessous :

$$\omega - \omega_0 = -m_p (P - P^*) \quad (1.6)$$

$$V - V_0 = -n_q (Q - Q^*) \quad (1.7)$$

Où  $(\omega - \omega_0)$  et  $(V - V_0)$  sont les expressions des écarts de fréquence et de tension par rapport à leurs valeurs souhaitées. La Figure 1.3 représente la relation graphique entre les paramètres de statisme.

La tension de référence générée par le contrôle de statisme est envoyée à la boucle de contrôle interne de la tension pour traiter la comparaison entre la tension nominale et la tension mesurée. La

sortie du contrôleur de tension sert d'entrée au contrôleur de courant avec un courant de référence dans le repère  $d-q$ .

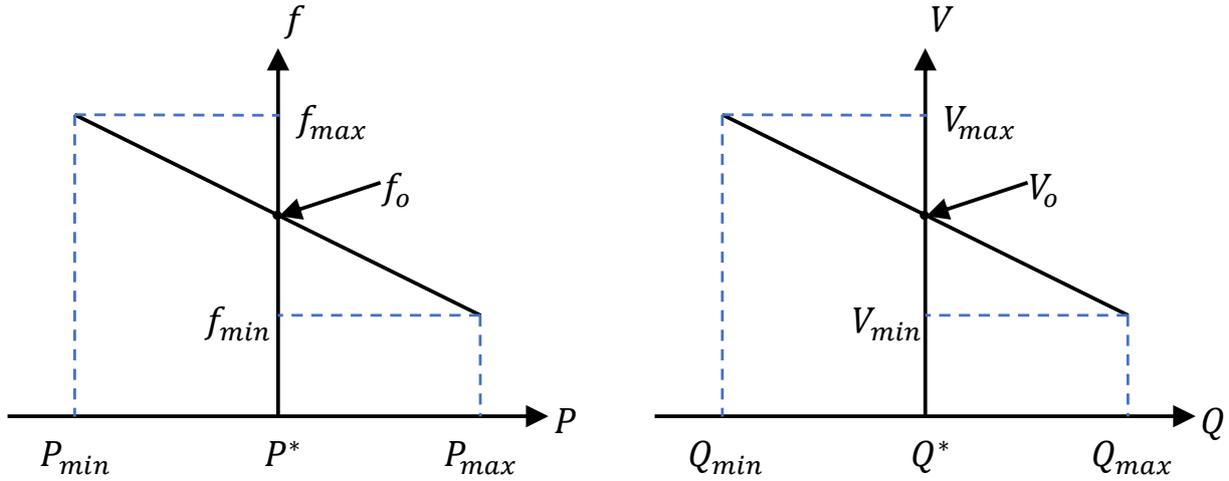


Figure 1.3 – Caractéristiques  $P-f$  et  $Q-V$  du statisme conventionnel.

Les variations de partage de puissance réactive entre plusieurs ressources énergétiques distribuées dans un microréseau sont traditionnellement limitées en utilisant les caractéristiques de statisme ( $Q-V$ ). Cela est représenté par l'équation (1.8) ci-dessous :

$$Q = \frac{V_{b1}}{R^2 + X^2} [-RV_{b2} \sin \delta - (V_{b1} - V_{b2} \cos \delta)] \quad (1.8)$$

Où  $V_{b1}$  et  $V_{b2}$  représentent les amplitudes de tension de deux nœuds dans un réseau de microréseau séparés par une impédance de ligne  $Z=R+jX$ , et  $\delta$  désigne la différence d'angle de phase entre les deux tensions.

Pour les micro-réseaux avec des lignes d'alimentation fortement inductives ( $X \gg R$ ) et de petites valeurs de  $\delta$ , on peut négliger  $R$  et approximer  $\sin \delta \approx \delta$  et  $\cos \delta \approx 1$ . Ainsi, la puissance réactive se couple directement avec l'amplitude de la tension. Cependant, l'hypothèse de micro-réseaux dominés par des lignes purement inductives n'est pas valide, car les onduleurs peuvent présenter diverses variations d'impédance de sortie. Par conséquent, ce mécanisme de contrôle de statisme classique n'atteint généralement pas la précision souhaitée dans le partage de puissance réactive. Plusieurs techniques de contrôle de statisme améliorées ont donc été adoptées pour les onduleurs connectés en parallèle dans les systèmes de production distribuée, comme le montre le Tableau 1.1.

De plus, les mesures de tension variant dans l'ensemble du micro-réseau, elles ne peuvent pas être utilisées pour imposer un partage global de la puissance réactive. Si le statisme de tension maximal peut être défini en connaissant les caractéristiques du réseau d'un micro-réseau, le profil de tension peut être maintenu dans des limites acceptables.

**Tableau 1.1: Revue des techniques de partage de la puissance au niveau primaire basées sur les droop.**

Méthode	Références	Résumé de l'étude	Caractéristiques majeures
Statisme conventionnel (Conventional Droop)	[85], [86]	Onduleurs connectés en parallèle contrôlés par un statisme de fréquence et un statisme de la tension de sortie	Indépendant de la communication, hautement flexible et fiable, et composé de multiples boucles de contrôle en cascade.
Statisme d'angle (Angle Droop)	[87]	L'angle de tension contrôle la puissance active, tandis que l'amplitude de la tension contrôle la puissance réactive.	De moindres déviations de fréquence du système ont été observées, et un partage précis de la puissance a été obtenu, mais une valeur élevée du gain de décroissance peut affecter la stabilité du système. La méthode peut être étendue pour prendre en compte un partage inégal de puissance.
Statisme de la fréquence virtuelle (Virtual frequency Droop)	[88], [89]	La fréquence virtuelle ( $\omega'$ ) et la tension virtuelle ( $V'$ ) contrôlent les puissances virtuelles ( $P'$ et $Q'$ ), obtenues par transformation dans un repère orthogonal d'un angle $\emptyset$ .	Un découplage précis de la tension et de la fréquence est obtenu dans les micro-réseaux basse tension résistifs, mais les limites opérationnelles des générateurs distribués doivent être prises en compte dans le schéma de contrôle.
Statisme instantané (Instantaneous Droop)	[90], [91]	Le partage du courant des convertisseurs dans les microréseaux DC est réalisé en calculant des valeurs de résistance virtuelle instantanées basées sur l'indice de statisme.	Une bonne performance a été obtenue sous conditions transitoires, les courants de circulation ont été minimisés et l'algorithme a permis un partage de courant égal.
Statisme multidimensionnel basé sur les harmoniques (Harmonic-based multidimensional Droop)	[90], [92], [93]	Les fréquences harmoniques de la tension en courant continu et le statisme 3D utilisant des impédances virtuelles sont appliqués respectivement du côté DC et du côté AC d'un microréseau hybride.	Les courants de circulation ont été minimisés, le partage de puissance optimisé et la tension du bus du système maintenue autour d'une valeur nominale. Cependant, un compromis existe entre le courant de circulation et la puissance réactive circulante.
Statisme d'impédance virtuelle (Virtual Impedance Droop)	[10], [13]	Le courant de charge est partagé entre les convertisseurs en ajoutant une impédance de sortie virtuelle et en réduisant les pertes de tension par correction d'amplitude en boucle ouverte.	Le partage de la puissance réactive et l'amortissement des oscillations ont été améliorés, même en cas d'impédances de ligne déséquilibrées
Contrôleur de statisme quadratique (Quadratic Droop controller)	[94]	Le partage proportionnel de la charge et de la puissance est réalisé en proposant un contrôleur du feedback de la tension quadratique	Cela reflète correctement le comportement des générateurs synchrones, régule automatiquement la tension et la méthode peut être étendue pour inclure des rapports R/X non uniformes dans les réseaux de micro-réseaux.

#### 1.2.2.4 Qualité de l'énergie et harmoniques

Les problèmes de qualité de l'énergie ont augmenté dans les systèmes de micro-réseaux îlotés de petite taille en raison de la présence de charges déséquilibrées et non linéaires. Les ressources basées sur des onduleurs génèrent des harmoniques, qui, lorsqu'ils deviennent importants, entraînent des pertes de ligne excessives, le déclenchement de disjoncteurs, des pannes de communication et une surchauffe. La présence de sources d'énergie renouvelable distribuées dans les réseaux moyenne tension entraîne l'apparition de supra-harmoniques (distorsion des formes d'onde de courant et de tension dans la plage de 2 à 150 kHz) [95]. Les exigences et normes du code de réseau imposent des limites sur les émissions d'harmoniques pour assurer la compatibilité des formes d'onde de tension et de courant avec le réseau. Toutes les normes exigent que la distorsion harmonique du courant et de la tension soit inférieure à 5 %, à l'exception des normes britanniques plus strictes, qui imposent que les harmoniques de courant soient inférieurs à 3 % [96]. Jusqu'à présent, aucune norme ou limite n'existe pour les supra-harmoniques dans le système électrique. Par conséquent, des recherches et études supplémentaires sont nécessaires pour répondre aux besoins des clients de manière fiable et résiliente. La littérature existante sur les techniques de réduction des problèmes de qualité de l'énergie est bien résumée dans les références [97], [98].

### 1.3 SYSTÈMES DE STOCKAGE DE L'ÉNERGIE ET GESTION DE L'ÉNERGIE

Le système de stockage d'énergie aide à résoudre deux problèmes potentiels dans la gestion de l'énergie : le déficit et le surplus d'énergie. Le réseau électrique traite ces deux problèmes en ajustant la production. La planification et l'ajustement de la production dans les microréseaux pour maintenir l'équilibre énergétique ne suffisent parfois pas, c'est pourquoi les systèmes de stockage d'énergie sont nécessaires [99]. Ils sont utiles en cas de forte demande pendant les heures de prix de pointe, contribuent à réduire les émissions en permettant de stocker l'énergie renouvelable sans émission lorsqu'un surplus apparaît, pour être utilisée ultérieurement, et améliorent la qualité de l'énergie, notamment dans les microréseaux isolés [100]. Les avantages de la production renouvelable dans les micro-réseaux en termes de coût et d'émissions seraient réduits sans stockage. Bien que les options de stockage ne soient pas encore pleinement exploitées, il existe un grand potentiel d'amélioration des microréseaux grâce aux systèmes de stockage d'énergie. Pour plus de détails sur la classification et la comparaison des systèmes de stockage, le marché, les applications et la gestion des systèmes de stockage d'énergie, voir [100], [101]. Une référence sur les incitations liées au système de stockage d'énergie dans les microréseaux a déjà été mentionnée [102], ainsi qu'un article sur la gestion de l'énergie [103], mais il convient de noter que dans cette dernière référence, les auteurs comparent différentes solutions pour le surplus d'énergie dans les micro-réseaux, y compris les systèmes de stockage d'énergie. La référence [104] examine l'influence de la disponibilité du stockage d'énergie

sur l'engagement unitaire dans un microréseau. De nombreuses possibilités de stockage de l'énergie sont utilisées dans les microréseaux, telles que les volants d'inertie, les supercapacités, le stockage d'hydrogène et le stockage d'énergie par air comprimé adiabatique [105], [106], [107], [108].

Pour résoudre de nombreux problèmes dans les microréseaux en utilisant un système de stockage d'énergie, la plupart des références portent sur les systèmes de stockage par batteries [109], [110]. Le défi de la coordination de plusieurs dispositifs de stockage dans des microréseaux DC est exploré dans [111]. Les auteurs de [112] cherchent à améliorer la fiabilité des microréseaux en utilisant plusieurs systèmes de stockage par batteries, et [113] propose des systèmes de gestion énergétique optimaux dans les microréseaux à stockage multiple. Cependant, les auteurs signalent quelques inconvénients nécessitant davantage de recherches, tels que les problèmes de communication en temps réel, les délais et les défaillances en un point unique.

Certains auteurs tentent d'exploiter les avantages de différentes unités de stockage au sein d'un même microréseau, adoptant ainsi des systèmes hybrides de stockage d'énergie, tels que : le système hybride de stockage d'énergie général [114], le stockage par batteries et hydrogène [115], les batteries et supercapacités [15], les batteries et le stockage d'énergie magnétique supraconducteur [116], etc. Il reste encore beaucoup à explorer concernant le contrôle et la gestion des différents systèmes de stockage d'énergie. Tester les modèles proposés dans un environnement expérimental est souvent recommandé pour les recherches futures, comme indiqué dans [117].

À l'avenir, les systèmes de stockage d'énergie joueront un rôle essentiel dans les microréseaux. Les défis de recherche devraient se concentrer sur l'amélioration du contrôle, de l'exploitation et de la maintenance des diverses unités de stockage. Un système de gestion de l'énergie complet, intégrant plusieurs fonctions, sera nécessaire pour résoudre ces problèmes : il devrait permettre de réduire la dégradation des unités de stockage, de conserver de l'énergie de réserve pour une utilisation future ou lors des pics de demande, et d'améliorer l'efficacité énergétique des microréseaux.

De plus, des recherches avancées sont nécessaires pour développer une nouvelle génération de systèmes de stockage avec des améliorations en termes de taille, de coût, de matériaux, d'efficacité, de durée de vie et de capacité de stockage. La création de modèles économiques de stockage ayant un impact environnemental réduit sera également déterminante. Les systèmes hybrides de stockage d'énergie représentent une option prometteuse pour répondre à ces exigences [118].

#### **1.4 TECHNOLOGIE DE SYSTÈME DE STOCKAGE D'ÉNERGIE HYBRIDE**

Une application optimale d'un système de stockage requiert principalement une haute densité d'énergie et une grande densité de puissance. Cependant, en raison de leurs propres limitations, les dispositifs de stockage individuels ne peuvent pas offrir à la fois une puissance élevée et une densité énergétique importante. Il devient donc nécessaire d'intégrer plusieurs dispositifs de stockage pour

former un système de stockage d'énergie composite. Dans [119], l'application des systèmes de stockage d'énergie hybrides pour les microréseaux intégrant des sources d'énergie renouvelable est étudiée. Différents types de modélisation et de schémas de gestion de la puissance pour ces systèmes hybrides dans les applications de micro-réseaux sont présentés dans [120]. Un schéma de contrôle dynamique de la puissance pour un système combinant batterie et supercapacité intégré à des panneaux photovoltaïques et une pile à combustible est proposé dans [121]. Les effets positifs des systèmes de stockage d'énergie hybrides sur la production d'énergie des microréseaux, notamment en termes d'équilibre de puissance, de stabilité et d'amélioration de la qualité, sont explorés dans [122]. Une gestion de la charge et un contrôle dynamique des dispositifs de stockage pour une application résidentielle isolée sont proposés dans [123], où un microréseau hybride autonome sert d'étude de cas pour le contrôle. Le Tableau 1.2 présente un récapitulatif des différents dispositifs de stockage et de leurs caractéristiques.

**Tableau 1.2: Comparaison de différents systèmes de stockage d'énergie [18]**

Système de stockage	Rendement (%)	Densité de puissance (W/L)	Densité d'énergie (Wh/L)	Durée de vie (année)	Temps de réponse	Coût
<b>Volant d'inertie</b>	80–85	1000–2000	20–80	15–20	ms–s	Élevé
<b>Supercapacité</b>	65–98	500–5000	2,5–15	10–20	8 ms	moyen
<b>Batterie plomb-acide</b>	70–90	10–400	50–80	5–16	s	Faible
<b>Batterie lithium-ion</b>	78–99	500–2000	200–480	5–16	20 ms–s	Faible
<b>Stockage d'énergie magnétique supraconductrice</b>	80–85	1000–4000	0,5–15	5–15	<100 ms	Élevé
<b>Pile à combustible / stockage d'hydrogène</b>	20-50	0,2–20	750 (à 250bar)	5–20	<1 s	Élevé

Certaines des caractéristiques techniques idéales, telles que la densité d'énergie et de puissance, la durée de vie, l'efficacité, le temps de réponse et le coût des différents dispositifs de stockage couramment utilisés, sont comparées dans le Tableau 1.2. L'hybridation des dispositifs est réalisée en fonction des domaines d'application. Dans le cadre d'une application en microréseau, il est nécessaire de combiner un dispositif à haute densité de puissance avec un dispositif basé sur une haute densité d'énergie afin de pouvoir gérer les opérations en régime permanent et en régime transitoire du système. Le système de stockage par batterie à haute densité d'énergie peut fournir une puissance moyenne au système pendant une période prolongée. Tout changement soudain dans le système peut entraîner une décharge/charge rapide de la batterie, ce qui peut affecter sa durée de vie. Ainsi, un dispositif à haute densité de puissance, comme la supercapacité, est choisi pour être associé à une batterie [124]. La supercapacité peut gérer les surtensions soudaines dans le système grâce à son temps de réponse très court et son cycle de charge/décharge rapide par rapport à la batterie. Par

conséquent, pour une application en microréseau, la batterie et la supercapacité sont combinés pour former un système de stockage d'énergie hybride. Les problèmes techniques liés aux opérations des microréseaux avec l'intégration de sources d'énergie renouvelables, tels que la régulation de la tension du bus DC, l'alimentation électrique constante de la charge, l'amélioration de la qualité de l'énergie, la stabilité de la fréquence, etc., peuvent être résolus par le système de stockage d'énergie hybride [122].

### **1.4.1 Topologies d'interconnexion des systèmes de stockage d'énergie hybride**

Le système de stockage d'énergie hybride peut être utilisé avec le micro-réseau DC ou AC en fonction des besoins du système. La pratique courante consiste à intégrer le système de stockage d'énergie hybride dans le micro-réseau DC. Cela présente plusieurs avantages, tels que (i) la réduction du nombre de convertisseurs nécessaires pour connecter les systèmes de stockage d'énergie au micro-réseau AC et (ii) la facilité d'intégration des systèmes de stockage d'énergie dans le micro-réseau DC, car aucun mécanisme de synchronisation n'est requis [125]. La fonction du schéma de gestion de l'énergie et les besoins du système déterminent principalement les topologies de connexion du système de stockage d'énergie hybride. En général, les connexions des systèmes de stockage d'énergie hybride peuvent être classées selon les types de connexions passives, semi-actives et actives des convertisseurs de puissance.

#### **1.4.1.1 Connexion passive**

La connexion passive est le moyen le plus simple et économique de relier un système de stockage d'énergie hybride au micro-réseau [126]. Dans cette configuration (illustrée à la Figure 1.4), les dispositifs de stockage sont directement connectés au bus DC sans convertisseurs de puissance, ce qui nécessite une correspondance précise des niveaux de tension entre le système de stockage et le bus DC ou la charge connectée [127]. La batterie et la supercapacité partagent la charge en fonction de leurs impédances internes respectives, avec la supercapacité compensant les variations soudaines de puissance grâce à sa faible impédance. Cependant, sans convertisseurs de puissance contrôlés, l'utilisation optimale du système hybride est limitée, et la variation lente de la tension de la batterie rend difficile le maintien de l'état de charge (SoC) et de la tension du bus DC [128]. Cette topologie présente des limitations majeures : (i) La tension terminale du système de stockage doit correspondre exactement à celle de la charge connectée et du lien DC. (ii) Le contrôle de la répartition de puissance est limité, dépendant principalement de l'impédance interne. (iii) Une connexion directe augmente le risque de défaillance en cascade en cas de panne dans le système.

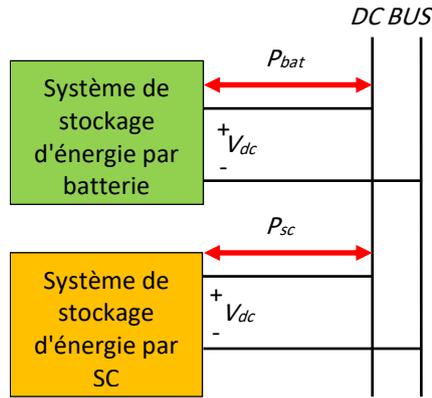


Figure 1.4 – Connexion passive d'un système de stockage d'énergie hybride

### 1.4.1.2 Connexion semi-active

Le type de connexion semi-active est une extension de la topologie passive, dans laquelle un système de stockage d'énergie est connecté directement au bus DC et un autre via un convertisseur bidirectionnel DC/DC, offrant ainsi une meilleure flexibilité et contrôlabilité. La Figure 1.5 (a) montre une topologie semi-active avec une batterie reliée au bus par un convertisseur, tandis que la supercapacité est directement connecté [129]. Cela permet un certain contrôle du courant de charge/décharge de la batterie, indépendamment des transitoires de puissance, bien que la tension non contrôlée de la supercapacité puisse causer des fluctuations du bus, nécessitant une capacité de supercapacité très élevée pour stabiliser la tension, ce qui est peu rentable.

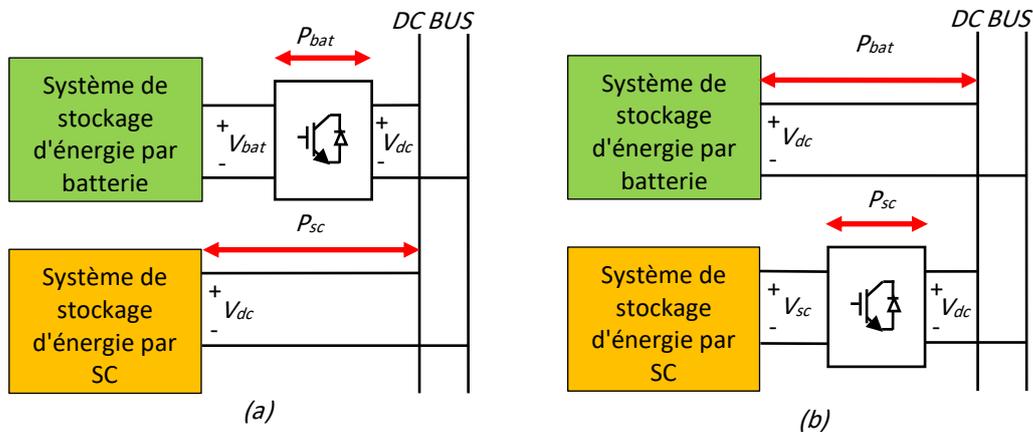


Figure 1.5 – (a) Topologie semi-active avec batterie, (b) Topologie semi-active avec supercapacité

La Figure 1.5 (b) présente une topologie où la batterie est directement reliée au bus DC et le supercapacité est connecté via un convertisseur DC/DC, permettant à la supercapacité de fonctionner avec une gamme de tension plus large pour une meilleure efficacité [130]. Bien que la batterie stabilise le bus, les courants élevés et fluctuants peuvent affecter sa durée de vie. Malgré une flexibilité supérieure aux connexions passives, ce type de connexion est rarement utilisé dans les micro-réseaux pour deux raisons : (i) Lorsque la supercapacité est directement reliée au bus, des

fluctuations de tension surviennent en cas de contingences. (ii) Lorsque la supercapacité est couplé via un convertisseur DC/DC, celui-ci doit être conçu pour gérer les surcharges de puissance.

### 1.4.1.3 Connexion active

Dans une topologie d'interconnexion active, la batterie et la supercapacité sont connectés au bus DC via des convertisseurs bidirectionnels DC/DC distincts, offrant une flexibilité et une contrôlabilité accrues au système, ce qui améliore son efficacité et sa durée de vie [131]. Il existe deux types principaux : la connexion en cascade et la connexion en parallèle.

Connexion en cascade (Figure 1.6 (a)) : Dans cette configuration, deux convertisseurs sont en cascade pour isoler la batterie et la supercapacité du bus DC. Le convertisseur de la batterie, à contrôle de courant, protège contre les variations rapides de puissance, tandis que celui de la supercapacité, à contrôle de tension, régule la tension du bus DC en absorbant les fréquences élevées [132]. Cependant, cette approche requiert que les deux convertisseurs aient une puissance nominale élevée, augmentant ainsi les pertes et diminuant l'efficacité, avec une grande variation de tension pour des plages de tension étendues [133].

Connexion en parallèle (Figure 1.6 (b)) : Ici, la batterie et la supercapacité sont isolés du bus DC par leurs convertisseurs respectifs. Utilisée couramment dans les micro-réseaux, cette configuration exploite la densité énergétique de la batterie pour la puissance moyenne et la densité de puissance de la supercapacité pour les fréquences élevées [124]. Les avantages incluent une flexibilité améliorée grâce au contrôle découplé, la possibilité d'implémenter des schémas de contrôle centralisés ou décentralisés, et l'indépendance de la tension de chaque composant vis-à-vis de celle du bus DC.

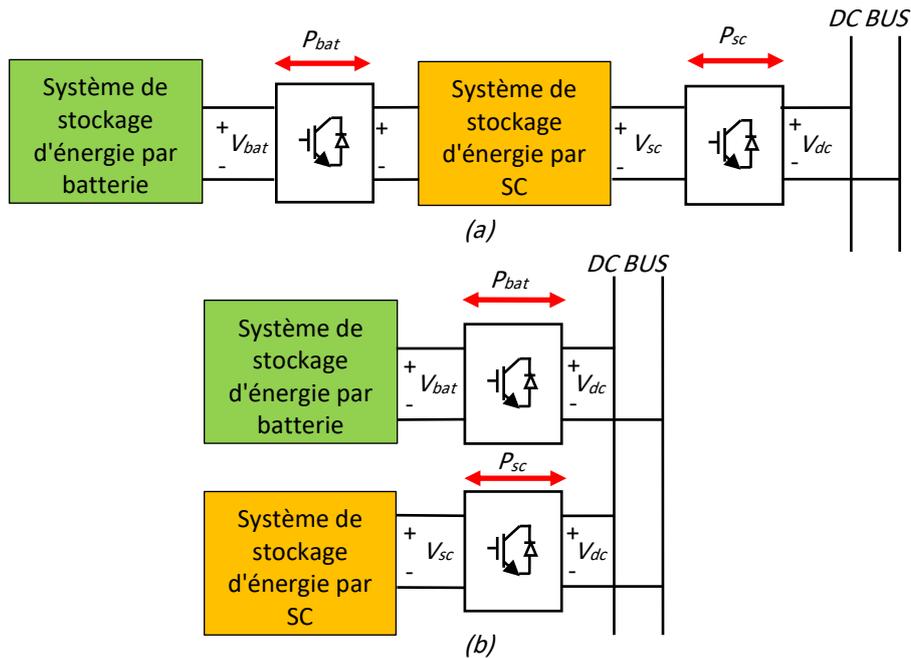


Figure 1.6 – (a) Topologie active en cascade, (b) Topologie active en parallèle

## 1.4.2 Technologies de gestion de l'énergie d'un système de stockage hybride

Les sources d'énergie renouvelable intégrées, le système de stockage hybride, les charges et les réseaux de distribution d'un micro-réseau nécessitent une stratégie de contrôle adaptée pour garantir le fonctionnement fiable de l'ensemble. Pour cela, un système de gestion de l'énergie performant est indispensable afin d'assurer l'équilibre de la puissance au sein du micro-réseau. Cette gestion de l'énergie repose sur une structure de contrôle en deux niveaux. Le premier niveau vise à maintenir la tension du bus continu et à réguler le flux de courant dans le système. Le second niveau se concentre principalement sur une répartition efficace de la puissance entre les dispositifs connectés et sur la régulation du SoC des systèmes de stockage. Les objectifs principaux du système de gestion de l'énergie sont résumés dans la Figure 1.7 (a) : il s'agit notamment de maximiser les rendements coulombique et volumétrique du système de stockage hybride, tout en optimisant la qualité de l'énergie et la stabilité au niveau du bus CC, ainsi que la protection et la durée de vie des équipements connectés. Par ailleurs, la gestion des charges est désormais intégrée dans le système de gestion de l'énergie afin de limiter les pics de consommation et de réduire les coûts opérationnels.

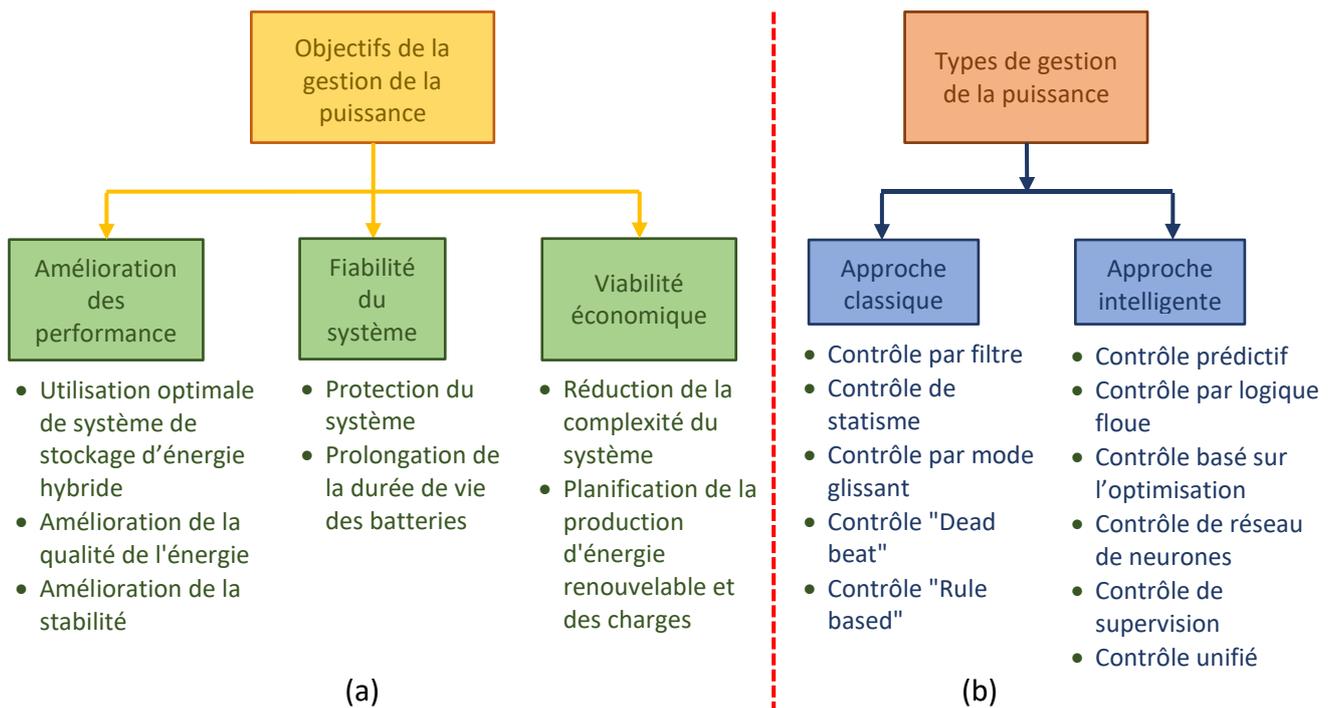


Figure 1.7 – (a) Objectifs de la gestion de l'énergie, (b) Types de techniques de gestion de l'énergie

La stratégie de contrôle d'un système de gestion de l'énergie peut être largement divisée en deux catégories : l'approche classique et l'approche intelligente, comme indiqué dans la Figure 1.7 (b). L'approche classique inclut des techniques telles que le contrôle par filtres [134], [124], [135], le contrôle de statisme (Droop Control) [136], [137], [138], le contrôle par mode glissant (SMC) [139], [140], le contrôle basé sur des règles (Rule-Based Control) [141] et le contrôle deadbeat [142]. L'approche intelligente, quant à elle, comprend le contrôle prédictive (MPC) [30], [143], le contrôle

par logique floue (FLC) [144], [145], [26], le contrôle basé sur l'optimisation [146], le contrôle de supervision (Supervisory Control) [147], le contrôle de réseau de neurones [148] et le contrôle unifié (Unified Control) [149], [150].

### 1.4.2.1 Approche classique

#### Technique de contrôle basée sur un filtre:

Dans le système de gestion de puissance basé sur un filtre passe-bas, la puissance moyenne et transitoire sont séparées, comme illustré en Figure 1.8 (a) [134]. Le besoin total en courant est déterminé à partir de la déviation de la tension du bus DC via un contrôleur PI, puis passe par un filtre pour isoler le courant stable, fourni par la batterie et le réseau. Le composant de haute fréquence est pris en charge par la supercapacité, et la répartition entre batterie et réseau est ajustée selon l'état de charge de la batterie, avec un coefficient de partage ( $\lambda$ ).

Étant donné que la batterie ne peut pas suivre rapidement le courant de référence ( $I_{Bref}$ ) en raison de sa dynamique lente, une technique de contrôle modifiée a été introduite [124], [135] (Figure 1.8 (b)). Le courant non compensé de la batterie est fourni par les unités de supercapacités pour améliorer la performance dynamique du système. La technique de contrôle basée sur un filtre est très facile à mettre en œuvre, efficace sur le plan calculatoire, et offre une réponse dynamique plus rapide dans le système.

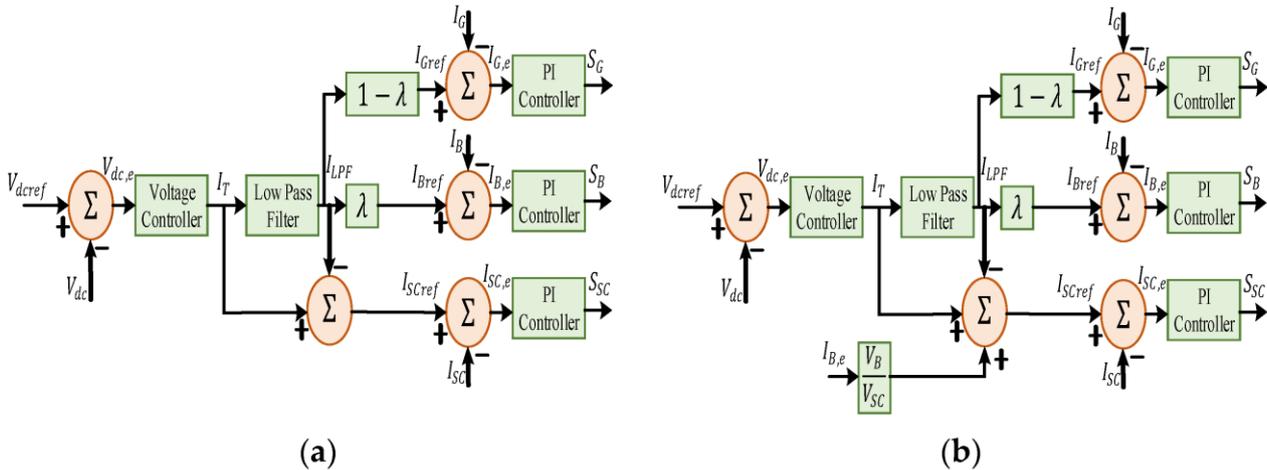


Figure 1.8 – (a) Conventional filter-based control, (b) Modified filter-based control

#### Contrôle de statisme (Droop Control):

Pour optimiser l'utilisation du système de stockage d'énergie hybride, une technique de contrôle de statisme est employée, combinant une résistance virtuelle (VRD) pour les batteries et une capacité virtuelle (VCD) pour les supercapacités [136], [137]. Le schéma de ce système avec contrôle de statisme est illustré dans la Figure 1.9 (a), tandis que la Figure 1.9 (b) montre que la combinaison VRD et VCD permet de gérer efficacement la répartition des courants haute et basse fréquence entre

supercapacités et batteries. Cependant, cette méthode présente des limitations pour contrôler la déviation de tension, d'où l'ajout d'une régulation secondaire de la tension (SVR) qui permet une gestion efficace de la tension du bus [138]. La Figure 1.9 (c) illustre ce contrôle de statisme avec SVR, qui régule non seulement la tension du bus, mais aide aussi à restaurer le SoC du système hybride, assurant ainsi une performance dynamique stable malgré les courants de fuite.

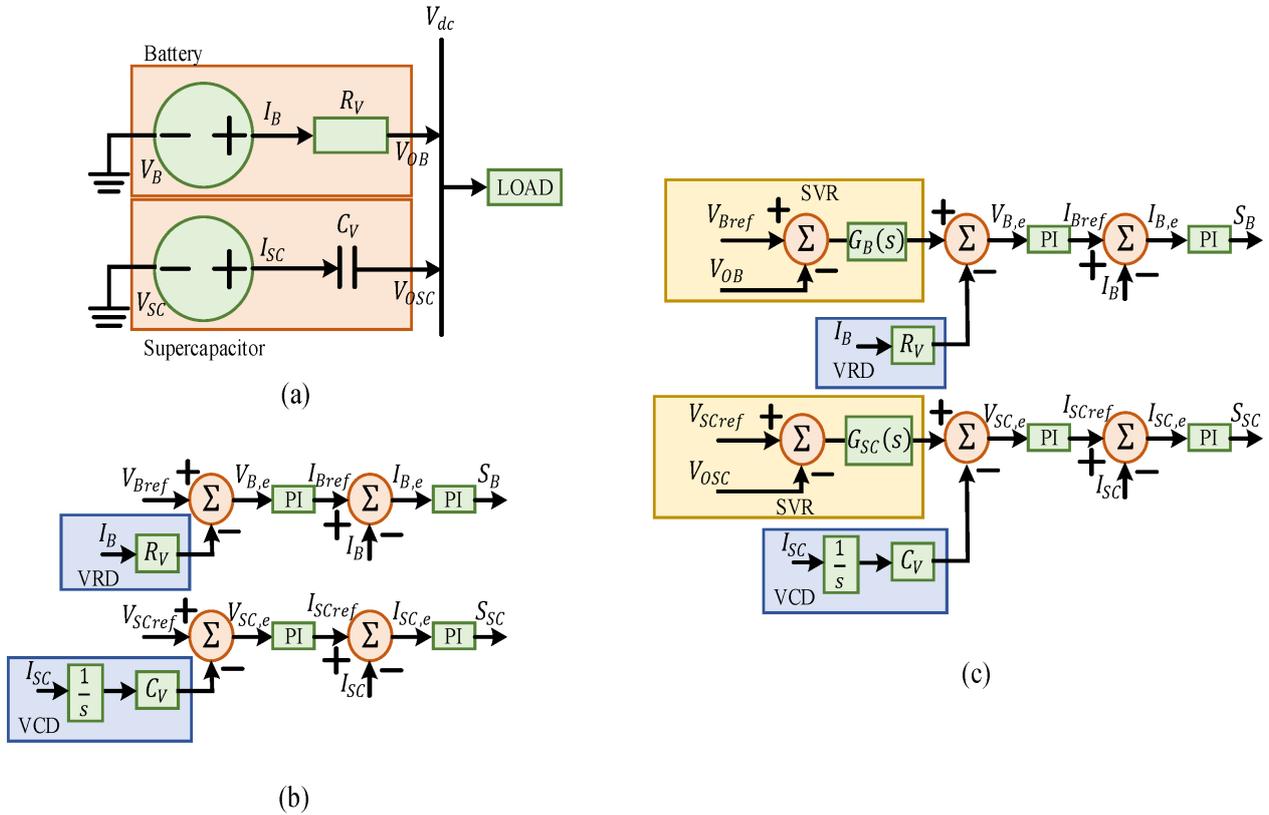


Figure 1.9 – (a) Schéma de circuit équivalent d'un système de stockage d'énergie hybride pour le contrôle du statisme, (b) Contrôle du statisme conventionnel, et (c) Contrôle du statisme avec contrôleur de tension secondaire

### Contrôle par mode glissant (Sliding Mode Control):

Un contrôleur en mode glissant est un contrôleur non linéaire utilisé dans les systèmes à structure variable pour améliorer la robustesse, en offrant une réponse transitoire cohérente sur une large plage de fonctionnement [139]. Son application est en croissance dans les micro-réseaux pour une meilleure gestion des transitoires. Dans [140], une technique de gestion de puissance basée sur le mode glissant est proposée pour un micro-réseau hybride AC/DC intégré avec des panneaux photovoltaïques et un système de stockage hybride. La Figure 1.10 montre la structure de commande où des signaux PWM à amplitude variable sont générés par le contrôleur en mode glissant, permettant de mieux suivre les références de sortie pour le stockage hybride et la tension du bus DC, tout en éliminant les injections de courant continu vers le réseau connecté.

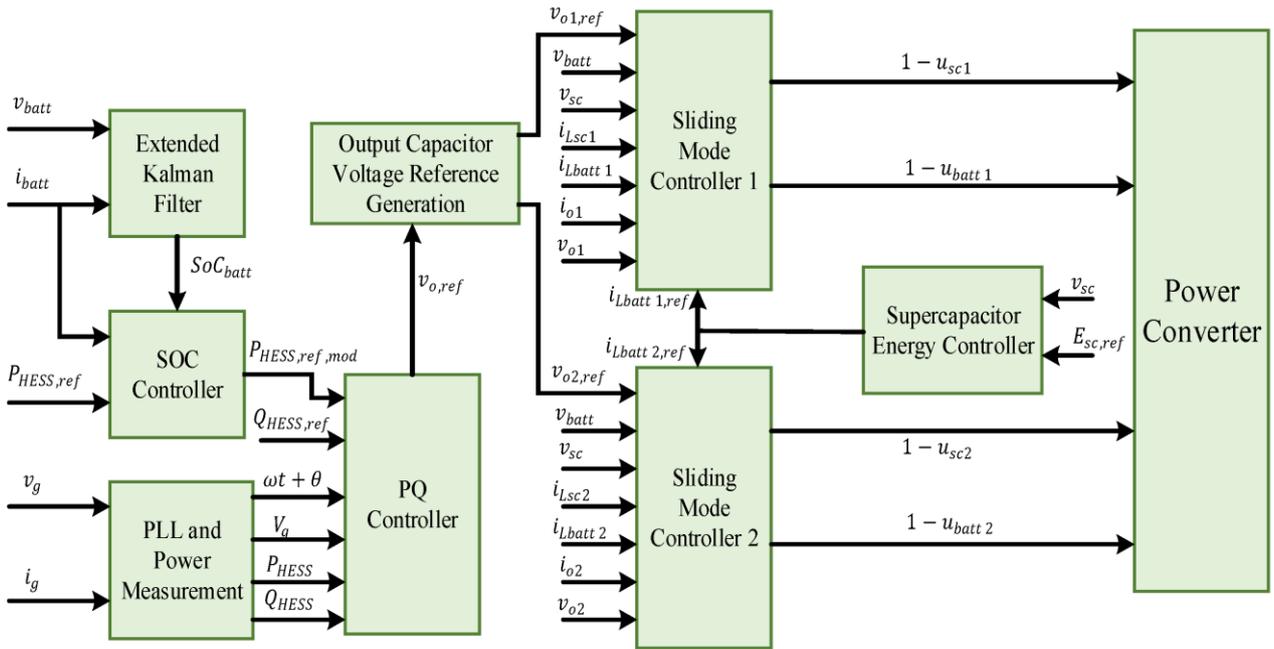


Figure 1.10 – Gestion de l'énergie à l'aide d'un contrôleur par mode glissant

### **Contrôle basé sur des règles (Rule-Based Control) :**

La technique de contrôle basée sur des règles (RBC) utilise les valeurs présentes et passées pour prendre des décisions, en s'appuyant soit sur le modèle mathématique du système, soit sur l'expertise du domaine. Grâce à sa simplicité d'implémentation et à sa faible charge de calcul, elle est couramment adoptée dans la gestion de l'énergie. Par exemple, dans [141], un contrôle RBC a été proposé pour réduire l'intermittence des sources d'énergie renouvelable et stabiliser le flux de puissance. En RBC, les dispositifs de stockage s'activent ou se désactivent selon des limites de SoC prédéfinies, et la charge/décharge est ajustée selon la demande en puissance. Les règles tiennent compte des limites de SoC permises pour les systèmes hybrides, des taux de charge/décharge maximum, de la puissance générée et de la charge totale connectée, rendant cette méthode simple à appliquer en temps réel.

### **Contrôle deadbeat :**

La commande "deadbeat" est conçue pour produire un rapport cyclique optimal en un seul cycle de contrôle, permettant une réponse plus rapide aux perturbations par rapport aux contrôles proportionnel-intégral. Dans [142] et illustrée dans la Figure 1.11, elle est appliquée à un système de gestion de l'énergie pour un microréseau DC intégré avec un système de stockage hybride basé sur le photovoltaïque. En prenant en compte les caractéristiques des supercondensateurs et des batteries, cette méthode compense les écarts de puissance transitoires et en régime permanent entre la production et la demande, tout en assurant une excellente régulation de la tension du bus continu. De plus, son implémentation réduit les coûts matériels en éliminant le besoin de capteurs de courant supplémentaires.

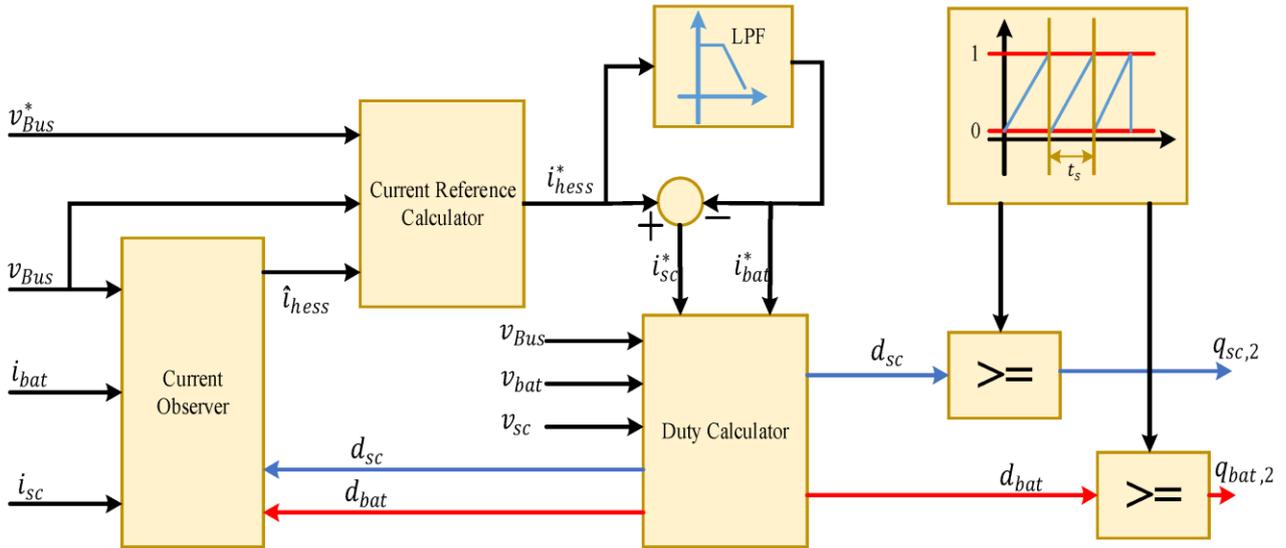


Figure 1.11 – Système de gestion de l'énergie basé sur le contrôle Deadbeat

### 1.4.2.2 Approche intelligente

#### Contrôle prédictif (Model Predictive Control):

Le contrôle prédictif basé sur modèle (MPC) est une technique d'optimisation permettant d'anticiper les effets des décisions de contrôle futures en prenant en compte l'état actuel du système. Dans l'étude [30], le MPC est appliqué pour la gestion de l'énergie dans un micro-réseau combinant une pile à combustible, un supercondensateur et une batterie, en générant un courant de référence pour les convertisseurs de puissance, suivi par un contrôle par hystérésis (voir Figure 1.12). Une autre approche efficace et moins complexe de gestion de l'énergie est présentée dans [143], utilisant le MPC pour limiter le courant de la batterie et du supercondensateur et assigner les besoins en puissance à haute fréquence au supercondensateur. Cette méthode peut être mise en œuvre dans un système réel en discrétisant le contrôle à une fréquence d'échantillonnage élevée.

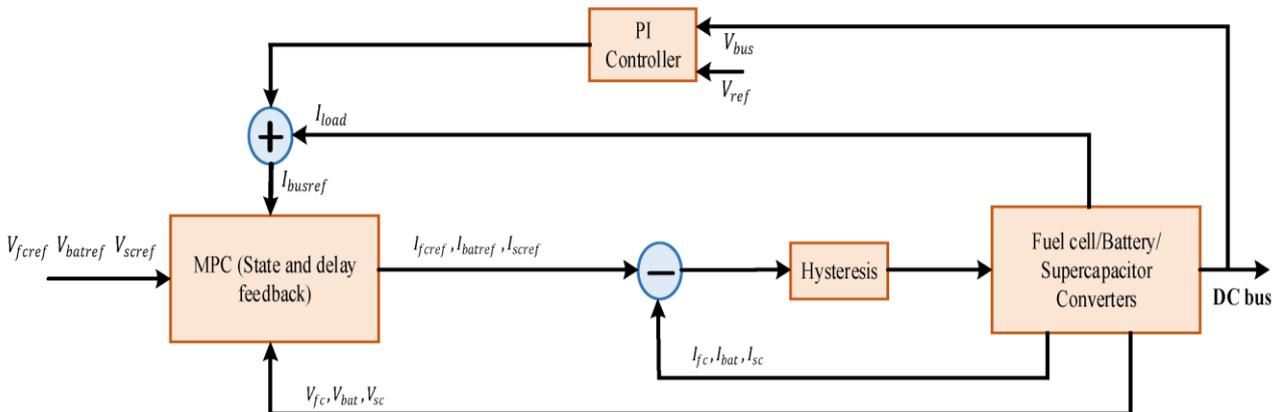


Figure 1.12 – Système de gestion de l'énergie basé sur le contrôle prédictif

**Contrôle par logique floue :**

La logique floue (FLC), qui combine des règles IF et THEN, repose sur l'expérience et les connaissances humaines pour contrôler des systèmes complexes avec de multiples variables et perturbations. Elle est particulièrement adaptée pour la gestion de systèmes tels que les microréseaux DC intégrés à des systèmes de stockage hybrides, comme proposé dans [144]. Une autre approche de gestion énergétique par logique floue, utilisant la fréquence variable du bus pour contrôler le microréseau, est présentée dans [145], visant à éviter la surcharge et la décharge profonde des dispositifs de stockage. Dans [26], une FLC est décrite pour allouer la puissance de référence au système de stockage hybride, illustrée dans la Figure 1.13. Ce contrôleur utilise comme entrées la différence de puissance entre génération et demande, ainsi que le SoC des batteries et des supercondensateurs, pour fournir en sortie la puissance de référence de chaque élément. Cette technique FLC offre une réponse rapide et résiste aux variations de paramètres.

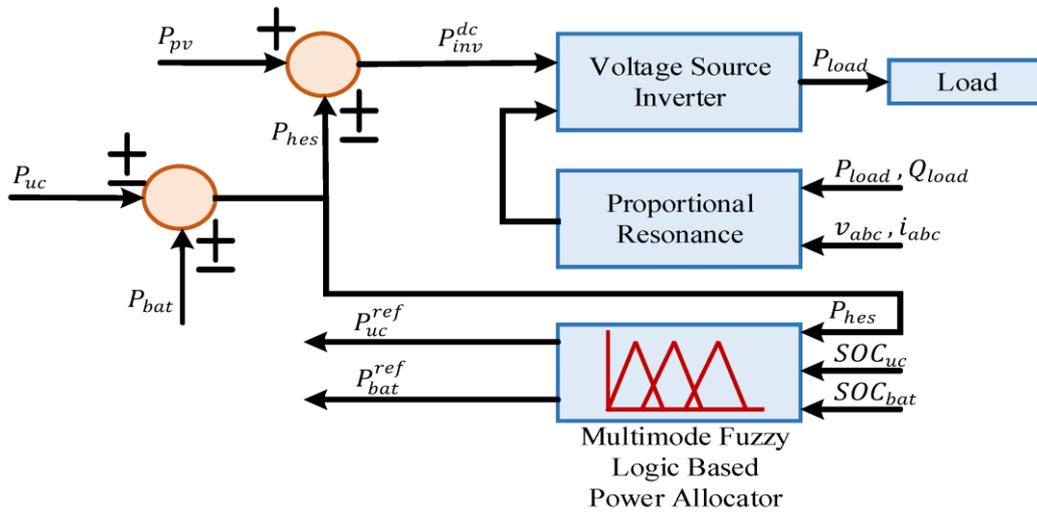


Figure 1.13 – Système de gestion de l'énergie basé sur la logique floue

**Contrôle basé sur l'optimisation (Optimization-Based Control) :**

Pour une gestion efficace des micro-réseaux, certaines techniques d'optimisation sont appliquées avec le contrôle logique flou en formulant efficacement ses règles. Un algorithme bio-inspiré, capable de gérer des fonctions multi-objectifs, a permis d'obtenir des solutions optimales dans divers domaines. En particulier, la technique d'optimisation par essaims particulaires (Particle Swarm Optimization "PSO"), comme implémentée dans [146] et illustrée dans la Figure 1.14, optimise les fonctions d'appartenance du FLC pour réduire le courant de pointe de la batterie. Cette approche améliore la durée de vie de la batterie en régulant le stress dynamique et le courant de pointe du système, tout en augmentant l'utilisation des supercondensateurs par rapport aux méthodes conventionnelles.

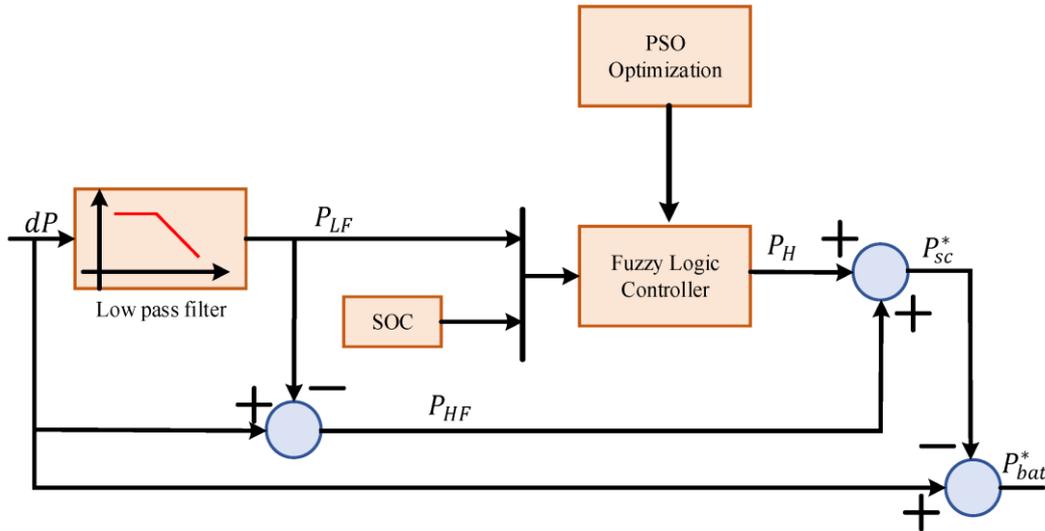


Figure 1.14 – Système de gestion de l'énergie basé sur l'optimisation

### Contrôle de supervision (Supervisory Control) :

Un contrôle de supervision pour la gestion de l'énergie est étudié dans [147] pour un micro-réseau hybride AC/DC. Les auteurs se concentrent principalement sur l'intégration et la coordination du réseau public avec le microréseau DC dans différentes conditions de fonctionnement. Ces conditions de fonctionnement sont détectées en mesurant les courants et puissances de charge. Ici, le système de gestion de l'énergie prend en compte la disponibilité du réseau, les variations de production du photovoltaïque, les changements des charges locales et le prix de l'électricité. Le système de gestion de l'énergie proposé fournit un contrôle efficace dans certaines conditions de fonctionnement extrêmes, telles que le fonctionnement en dehors du point de puissance maximale du PV (hors MPPT), le délestage de charge, etc., en éliminant les oscillations critiques du système grâce à l'utilisation de dispositifs de stockage hybrides.

## 1.5 TOPOLOGIES D'ONDULEURS MULTINIVEAUX

Les onduleurs multiniveaux (MLI), introduits en 1975 [151], ont évolué pour intégrer diverses topologies basées sur des configurations spécifiques de commutateurs à semi-conducteurs et de sources de courant continu (DC). Les recherches se sont orientées vers des systèmes à puissance élevée en utilisant des commutateurs de puissance en série, associés à plusieurs sources DC de faible tension, permettant ainsi une conversion de puissance et une synthèse de la tension en gradins. Les sources de tension typiques incluent les condensateurs, les batteries et les énergies renouvelables, configurées en connexions simples ou multiples. La classification des MLI selon leur infrastructure est illustrée en Figure 1.15.

Les onduleurs multiniveaux sont généralement classés selon la structure de la source DC utilisée : source unique ou multiple. La première catégorie utilise une seule source DC avec des

niveaux de tension multiples obtenus par une disposition de condensateurs. Ce type de topologie est largement adopté en industrie pour sa simplicité, son efficacité et sa capacité de haute puissance, et l'onduleur multiniveau à diodes de bouclage bouclées sur le point neutre "Neutral Point Clamped" (NPC), introduit par Nabae et al. en 1981 [152], est le plus répandu dans cette catégorie. Les onduleurs NPC sont très efficaces pour les applications de moyenne tension et fournissent trois niveaux de tension grâce au point neutre, qui offre un niveau de tension zéro (Figure 1.16 (a)).

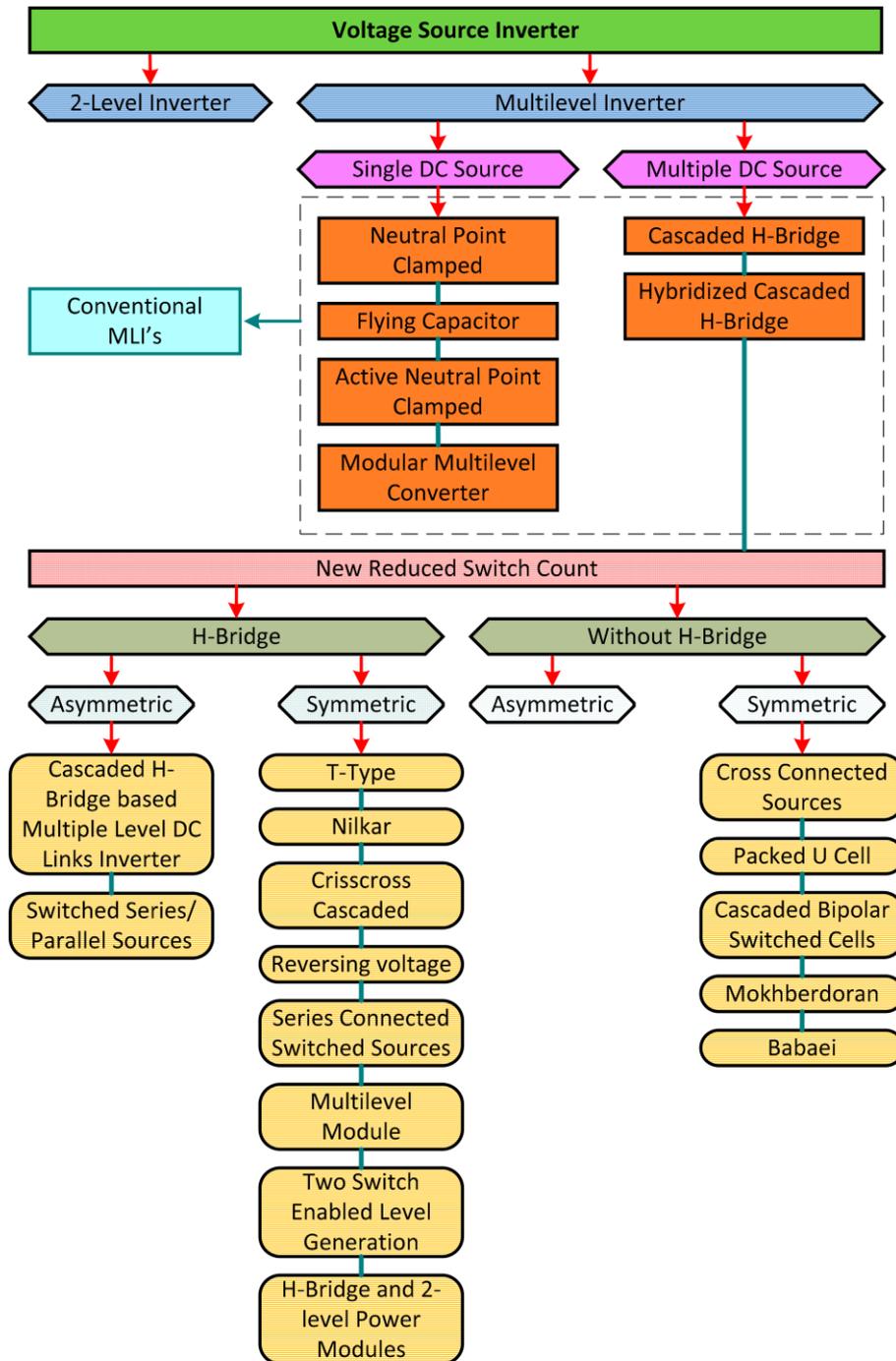


Figure 1.15 – Classification des onduleurs multiniveaux [153]

Les NPC sont adaptés aux applications de commutation à fréquence fondamentale, particulièrement dans les convertisseurs connectés aux réseaux de moyenne tension de haute

puissance. Toutefois, cette méthode de commutation élève les niveaux de distorsion harmonique (THD), nécessitant des réacteurs supplémentaires, ce qui peut augmenter le coût. Une augmentation des niveaux de tension dans les NPC implique aussi davantage de diodes de blocage et de condensateurs, pouvant affecter la fiabilité de la structure. Cependant, la réduction des harmoniques dans la tension produite est un atout de cette topologie. En pratique, les NPC sont limités à trois niveaux à cause des déséquilibres de tension des condensateurs. Les applications incluent les compensateurs statiques (STATCOM), les variateurs de vitesse et les interconnexions de systèmes haute tension [154], [155].

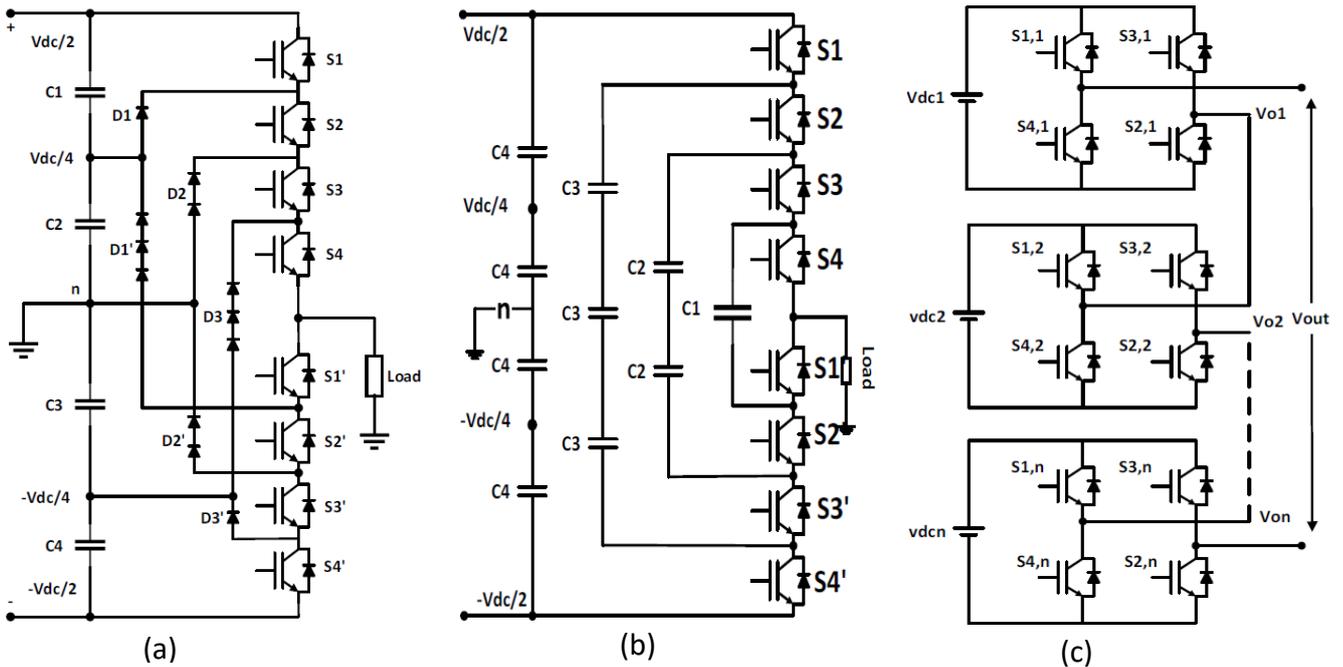


Figure 1.16 – (a) : Topologie d'onduleur multiniveau NPC, (b) : Topologie d'onduleur multiniveau FC, (c) : Topologie d'onduleur multiniveau CHB

L'onduleur à condensateurs flottants (FC-Multilevel inverter), introduit par Meynard et al. en 1992 [156], constitue une autre topologie d'onduleur à source unique en courant continu. Sa structure est similaire à celle de l'onduleur NPC, mais il utilise plusieurs condensateurs à la place des diodes de clamping, comme illustré dans la Figure 1.16 (b). Cette configuration permet toujours le contrôle bidirectionnel de la puissance active et réactive. Cependant, l'ajout de niveaux de tension complique le contrôle de la charge et décharge des condensateurs, entraînant une augmentation des coûts, de la taille de l'appareil et une réduction de sa durée de vie en raison du nombre croissant de condensateurs. Cette topologie exige des algorithmes de contrôle spécifiques pour équilibrer la tension des condensateurs et, avec l'augmentation du nombre de niveaux, elle se limite généralement à trois ou cinq niveaux. L'onduleur FC-Multilevel est largement utilisé pour les entraînements de moteurs AC, les filtres actifs, les STATCOMs et les convertisseurs commutés [156], [157], [158].

L'inconvénient d'une source unique de courant continu réside dans la limitation des niveaux de tension plus élevés, d'où l'introduction de structures multi-sources de courant continu [159], [160].

La structure la plus répandue est le pont en H en cascade (CHB), illustré en Figure 1.16 (c), qui se compose de plusieurs sources de courant continu issues de batteries, de piles à combustible ou d'ultra-condensateurs et connectées en série côté alternatif. Ce modèle modulaire simplifie le contrôle et la maintenance en cas de panne. Contrairement à la topologie NPC, la topologie CHB utilise des sources DC isolées par cellule et par phase [161].

L'onduleur multiniveau CHB, formé par la connexion en série de plusieurs onduleurs monophasés en pont en H, permet une forme d'onde en escalier multiniveau. Cette configuration, introduite dans les années 1960, peut théoriquement fournir un nombre infini de niveaux en cascade. Elle permet une grande flexibilité en tension et puissance, bien qu'elle nécessite de nombreuses sources de courant continu indépendantes, ce qui constitue un inconvénient majeur. Le CHB demande moins de composants discrets pour un nombre donné de niveaux comparé aux autres topologies. Le CHB permet l'utilisation de diverses techniques de modulation, telles que la modulation de largeur d'impulsion (PWM), pour un contrôle précis. Il est appliqué dans les entraînements de moteurs, les véhicules électriques, l'utilisation de sources de courant continu, les compensateurs de facteur de puissance, les systèmes de liaison de fréquence et les interfaces de ressources d'énergie renouvelable [152], [161], [162], [163]. La section suivante explorera les différentes topologies basées sur la réduction du nombre de composants (RNC) dérivées de la cellule de base du CHB.

## 1.5.1 Les nouvelles topologies des onduleurs multiniveaux

### 1.5.1.1 Topologies multiniveaux de RNC avec pont H

#### **Topologie de CHBMLDCL :**

La topologie d'onduleur multiniveau avec pont H symétrique CHBMLDCL (Cascaded Half Bridge Multilevel DC Link), introduite par Gui Jia Su et al. [164], est un onduleur composé de plusieurs unités de demi-pont en cascade, chacune avec une source DC et deux interrupteurs en série, comme présenté à la Figure 1.17 (a). Ces unités forment la partie "génération de niveaux" de l'onduleur, produisant une forme d'onde DC étagée. Le pont en H assure l'inversion de polarité pour générer une forme d'onde AC multiniveau complète. Par rapport aux onduleurs multiniveaux traditionnels, le MLDCCL nécessite moins d'interrupteurs pour des niveaux de tension équivalents [157]. Cette topologie fonctionne avec une configuration de sources asymétriques, et elle est adaptée aux applications de faible puissance, notamment les entraînements de moteurs à aimants permanents (< 100 kW). Les MOSFETs sont utilisés pour la génération de niveaux et les IGBT pour l'inversion de polarité. Ce schéma MLDCCL est également compatible avec les cellules photovoltaïques et les piles à combustible [165].

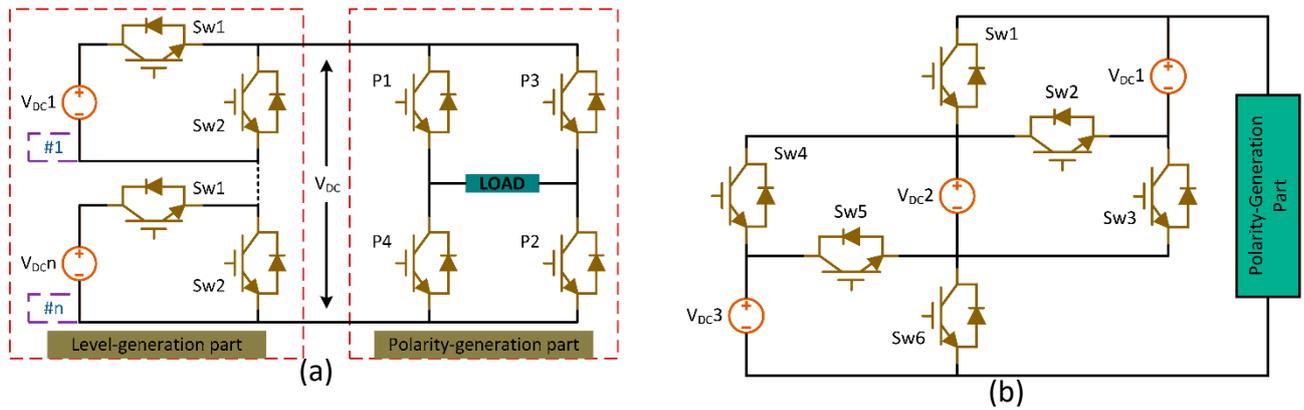


Figure 1.17 – Topologies d'onduleur multiniveau asymétriques avec un pont H (a) : topologie CHBMLDCL [164], (b) : topologie SSPS [166]

### **Topologie de SSPS :**

La topologie SSPS (Sources en Série/Parallèle à Commutation), introduite par Hinago et al. [166], comprend deux parties : une section de génération de niveaux qui utilise des sources de courant continu pour produire une tension continue échelonnée à polarité positive, et une section de génération de polarité qui convertit cette tension en courant alternatif, comme illustré à la Figure 1.17 (b). Cette topologie présente l'avantage d'une configuration asymétrique et permet de générer davantage de niveaux de sortie avec un nombre réduit de dispositifs de commutation par rapport aux topologies d'onduleurs multiniveaux classiques. Largement utilisée dans les véhicules électriques, où la source de courant continu est constituée de cellules de batterie en série reconfigurables, la SSPS diminue ainsi le besoin en dispositifs de commutation et permet de combiner des sources multiples en configurations flexibles pour satisfaire les exigences de traction [165], [167].

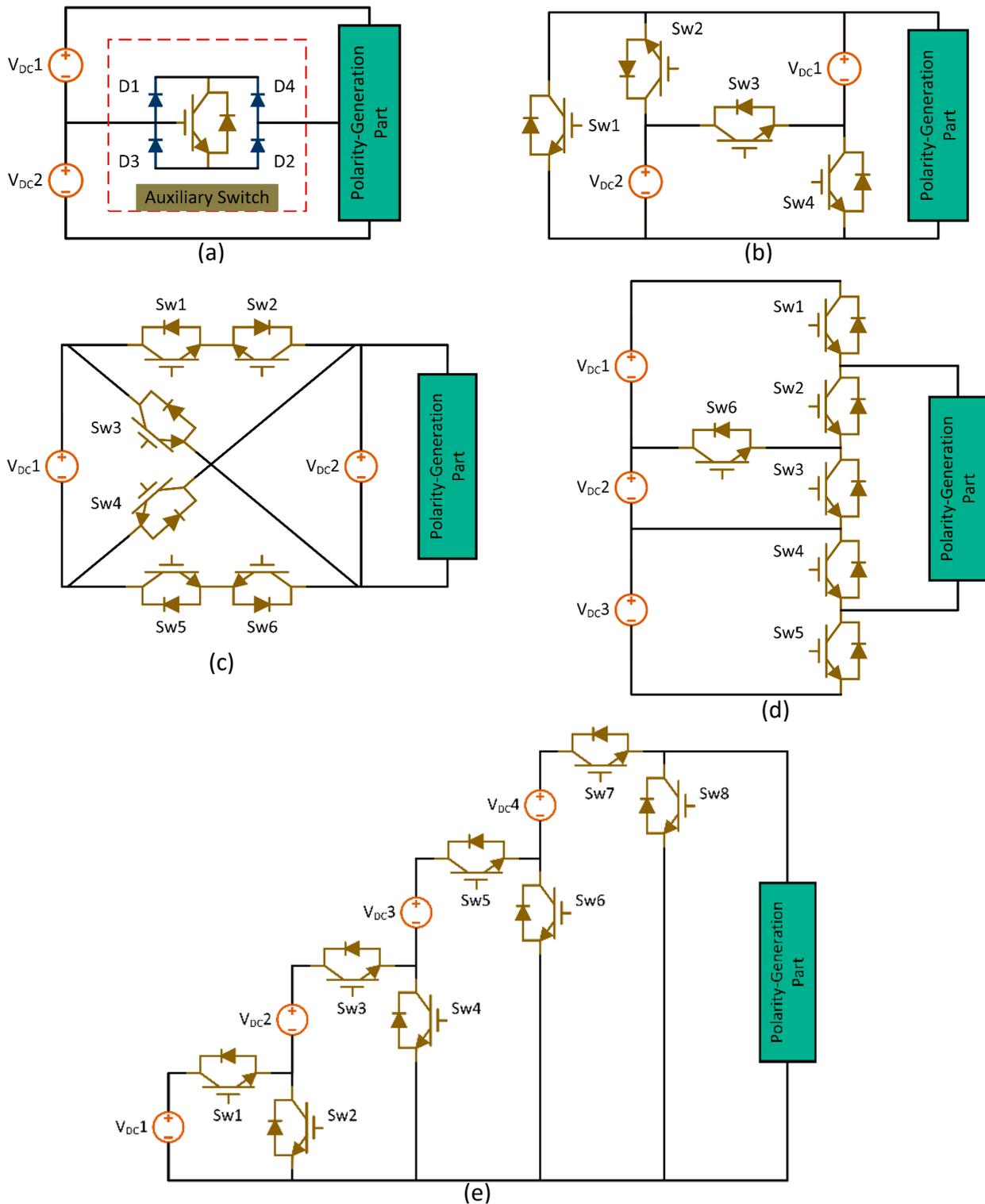
### **Topologie de T-Type Inverter :**

Erardo Ceglia et al. [168], [169], [170] ont proposé un onduleur T-type monophasé à cinq niveaux, qui réduit le nombre de dispositifs semi-conducteurs. La version monophasée, présentée en Figure 1.18 (a), utilise deux sources de tension et diminue la complexité de disposition et le nombre de composants de commutation par rapport aux onduleurs multiniveaux classiques. Cette topologie réduit d'environ 40 % le nombre de commutateurs de puissance nécessaires, sans ajouter de diodes ou de condensateurs supplémentaires. Elle comprend un pont en H et un interrupteur auxiliaire bidirectionnel pour gérer la connexion des sources DC et produire une tension de sortie en escalier. Cependant, cette configuration ne supporte pas les sources asymétriques, car elle ne permet pas tous les états de commutation requis pour générer les différents niveaux de tension [173].

### **Topologie de Nilkar :**

Dans [171], Nilkar et al. ont proposé une topologie d'"onduleur multiniveau de Nilkar", constituée de deux sources de tension continue identiques et de quatre interrupteurs, permettant de

générer une tension continue en escalier de polarité positive. Connectée à un pont en H de quatre interrupteurs (Figure 1.18 (b)), cette configuration alterne la polarité de la tension pour produire une onde alternative en sortie. Cette topologie réduit le nombre d'interrupteurs de puissance nécessaires et la distorsion harmonique totale, par rapport aux topologies d'onduleurs multiniveaux classiques. Elle est compatible avec des sources de tension comme les condensateurs et les batteries, et est adaptée aux applications photovoltaïques, aux piles à combustible, ainsi qu'aux applications industrielles de moyenne/haute tension.



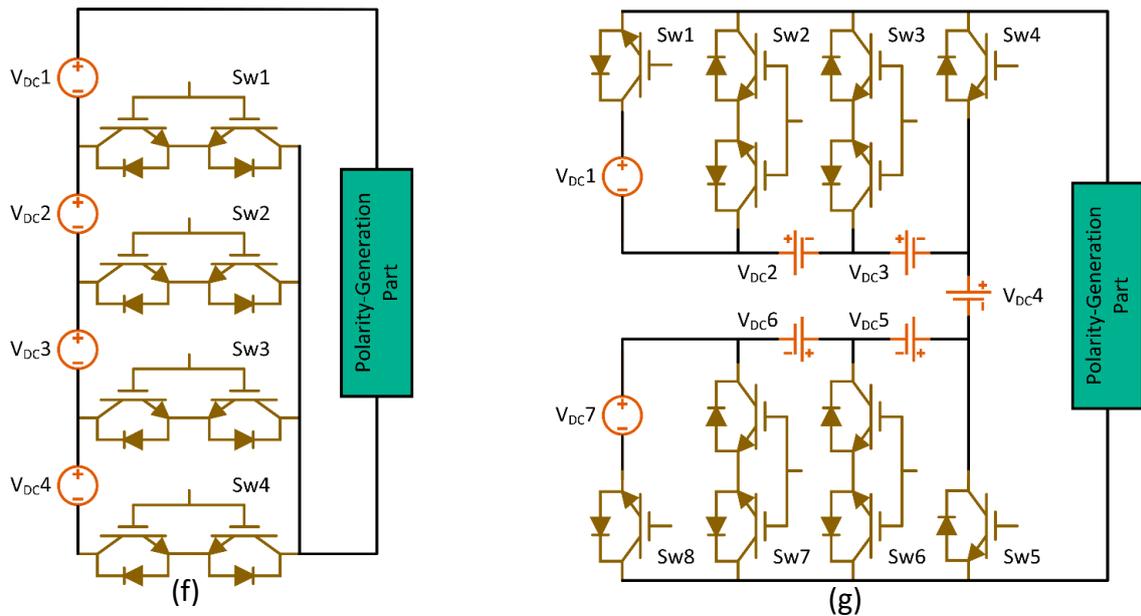


Figure 1.18 – Topologies d'onduleur multiniveau symétriques avec un pont H (a) : topologie T-type [173], (b) : topologie Nilkar [171], (c) : topologie crisscross [172], (d) topologie RV [173], [174], (e) topologie SCSS [175], (f) topologie MLM [176], (g) topologie 2SELG [177]

### Topologie de Crisscross :

Khosroshahi dans [172] a introduit une topologie nommée "Crisscross Cascaded Multilevel Inverter topology", composée d'unités de base en cascade. La Figure 1.18 (c) montre cette configuration d'onduleur comprenant deux sources de tension continue et une combinaison d'interrupteurs unidirectionnels et bidirectionnels. Cette configuration comporte deux unités : la première est l'unité de génération de niveaux, et la seconde est l'unité de génération de polarité. L'unité de génération de niveaux comprend deux interrupteurs de puissance, nommés Sw2 et Sw3, qui sont unidirectionnels. Les autres interrupteurs, Sw1 et Sw4, sont respectivement des interrupteurs bidirectionnels de conduction et de blocage. Les quatre interrupteurs de puissance P1, P2, P3 et P4 constituent la partie de génération de polarité. L'un des principaux avantages de cette topologie est la réduction du nombre d'interrupteurs de puissance par rapport aux onduleurs multiniveaux CHB traditionnels, ainsi qu'une diminution du nombre de sources de tension continue isolées, ce qui réduit la chute de tension en sortie, le coût et le volume de la topologie par rapport à l'onduleur multiniveau CHB [178].

### Topologie de RV :

Najafi et al. ont proposé une nouvelle topologie d'onduleur multiniveaux appelée "reversing voltage multilevel inverter" (RV-Multilevel inverter), illustrée à la Figure 1.18 (d) [173], [174]. Cette topologie produit la tension de sortie en deux étapes : la génération de niveaux, qui crée des tensions de polarité positive, et la génération de polarité, qui génère des tensions alternées. Elle est extensible

pour n'importe quel nombre de niveaux en dupliquant l'étape intermédiaire et est compatible avec les applications triphasées. La topologie offre une redondance et une flexibilité dans la séquence de commutation et requiert moins de composants que les topologies traditionnelles, notamment dans les applications de transmission connectées au réseau, comme les systèmes "Flexible Alternating Current Transmission" et "High Voltage Direct Current". Cependant, elle ne peut pas être utilisée avec des sources de tension continue de différentes amplitudes, car les combinaisons additives et soustractives de ces sources sont impossibles à réaliser [24, 25].

### **Topologie de SCSS :**

La topologie « Series Connected Switched Sources (SCSS) » repose sur l'utilisation de commutateurs à semi-conducteurs pour connecter des sources en série [175], comme illustré en Figure 1.18 (e). Cette configuration relie les pôles de sources basse tension aux pôles de haute tension de la source amont, permettant de synthétiser une tension continue multiniveau à polarités inversées via un pont en H. Afin de minimiser le nombre de commutateurs, seules les configurations asymétriques sont permises, bien que la source doive être symétrique. Les différences de puissances entre les semi-conducteurs constituent un inconvénient, et le partage de charge est limité par les configurations d'entrée. Les commutateurs de génération de polarité P1 à P4, conçus pour la haute puissance, doivent fonctionner à la fréquence la plus basse possible [165].

### **Topologie de MLM :**

La topologie "Multilevel Module (MLM)" décrite par Babaei dans [176] comprend deux parties : la génération de niveaux et la génération de polarité. La Figure 1.18 (f) montre la configuration de circuit de l'onduleur MLM avec quatre sources de courant continu. Cette topologie réduit le nombre de sources de tension continue, de commutateurs, d'IGBT et de diodes de puissance à mesure que le nombre de niveaux de tension de sortie augmente. Cependant, elle ne fonctionne pas en configuration asymétrique [165]. Elle est employée pour des applications exigeant une haute qualité de puissance et un grand nombre de sources de tension continue [176].

### **Topologie de 2SELG :**

La topologie "Two-Switch Enabled Level Generation (2SELG)", introduite par Babaei dans [177], comporte deux parties : la génération de niveaux et la génération de polarité. Son avantage principal est de n'exiger que deux interrupteurs en conduction pour générer n'importe quel niveau de tension dans la partie dédiée à la génération de niveaux. Cependant, cette topologie ne fonctionne pas en configuration asymétrique et ne peut pas non plus opérer à une fréquence de commutation fondamentale, car la génération de niveaux ne peut pas atteindre le niveau zéro seule [165]. La Figure 1.18 (g) illustre la configuration du circuit de l'onduleur multiniveau 2SELG à sept niveaux d'entrée.

### 1.5.1.2 Topologies multiniveaux de RNC sans pont H

#### **Topologie de CCS :**

Gupta et al. ont présenté une topologie d'onduleur multiniveau nommée par Cross Connected Sources (CCS-multilevel inverter) comportant deux sources de courant continu isolées dans chaque cellule (Figure 1.19 (a)) [179]. Les sources de courant continu sont connectées de manière à ce que le terminal de pôle supérieur de la source en amont soit relié au terminal de pôle inférieur de la source en aval via un interrupteur, et vice versa. Cette topologie nécessite moins d'interrupteurs que les onduleurs multiniveaux traditionnels, ce qui la rend efficace pour les applications disposant de sources de courant continu isolées [178].

#### **Topologie de PUC :**

Youssef Ounejjar et al. ont introduit une nouvelle classe d'onduleurs multiniveaux appelée "packed U-cell (PUC)" [180], [181], [182], [183], [184]. Ce circuit, illustré dans la Figure 1.19 (b), utilise quatre sources de tension continue (DC) et dix interrupteurs de puissance, chaque cellule en U comprenant un niveau d'entrée DC et deux interrupteurs de puissance [165]. L'avantage principal du PUC réside dans le fait que l'interrupteur supportant la tension la plus élevée fonctionne à une fréquence de commutation minimale, et inversement, ce qui facilite l'ajustement du nombre de niveaux de tension, réduit le stress des interrupteurs et améliore les performances du convertisseur. Cependant, cette topologie ne permet pas de configurer des sources asymétriques.

#### **Topologie de CBCS :**

Babaei et al. ont introduit une nouvelle classe de topologies d'onduleurs multiniveaux, appelée "Cascaded Bipolar Switched Cells (CBSC)" [185]. Cette topologie, représentée dans la Figure 1.19 (c), utilise quatre sources de tension continue et dix interrupteurs bidirectionnels, permettant de générer des niveaux de tension avec des polarités positives et négatives. Bien que chaque interrupteur bidirectionnel nécessite deux IGBT, le nombre total de circuits de commande de grille correspond au nombre d'interrupteurs bidirectionnels, réduisant ainsi le coût et la complexité du convertisseur. Cependant, cette topologie ne peut pas fonctionner avec une configuration asymétrique des sources, car elle ne permet pas toutes les combinaisons soustractives et additives des tensions d'entrée.

#### **Topologie de Mokhberdoran :**

Dans [186], Mokhberdoran et al. introduisent une nouvelle classe d'onduleurs multiniveaux, appelée "topologie de Mokhberdoran". Elle est constituée d'une unité de base avec six interrupteurs, deux sources de tension continue symétriques et huit diodes supplémentaires (Figure 1.19 (d)). Aucun des interrupteurs ne fonctionne de manière complémentaire. Pour obtenir des niveaux de tension plus élevés, les unités de base sont mises en série [157]. Cette topologie présente des avantages sur les

onduleurs multiniveaux traditionnels en nécessitant moins de semi-conducteurs, en répartissant le fonctionnement des interrupteurs en deux fréquences (haute et basse), ce qui améliore son efficacité, tout en réduisant sa taille et son coût. Elle est bien adaptée aux applications de haute puissance [187].

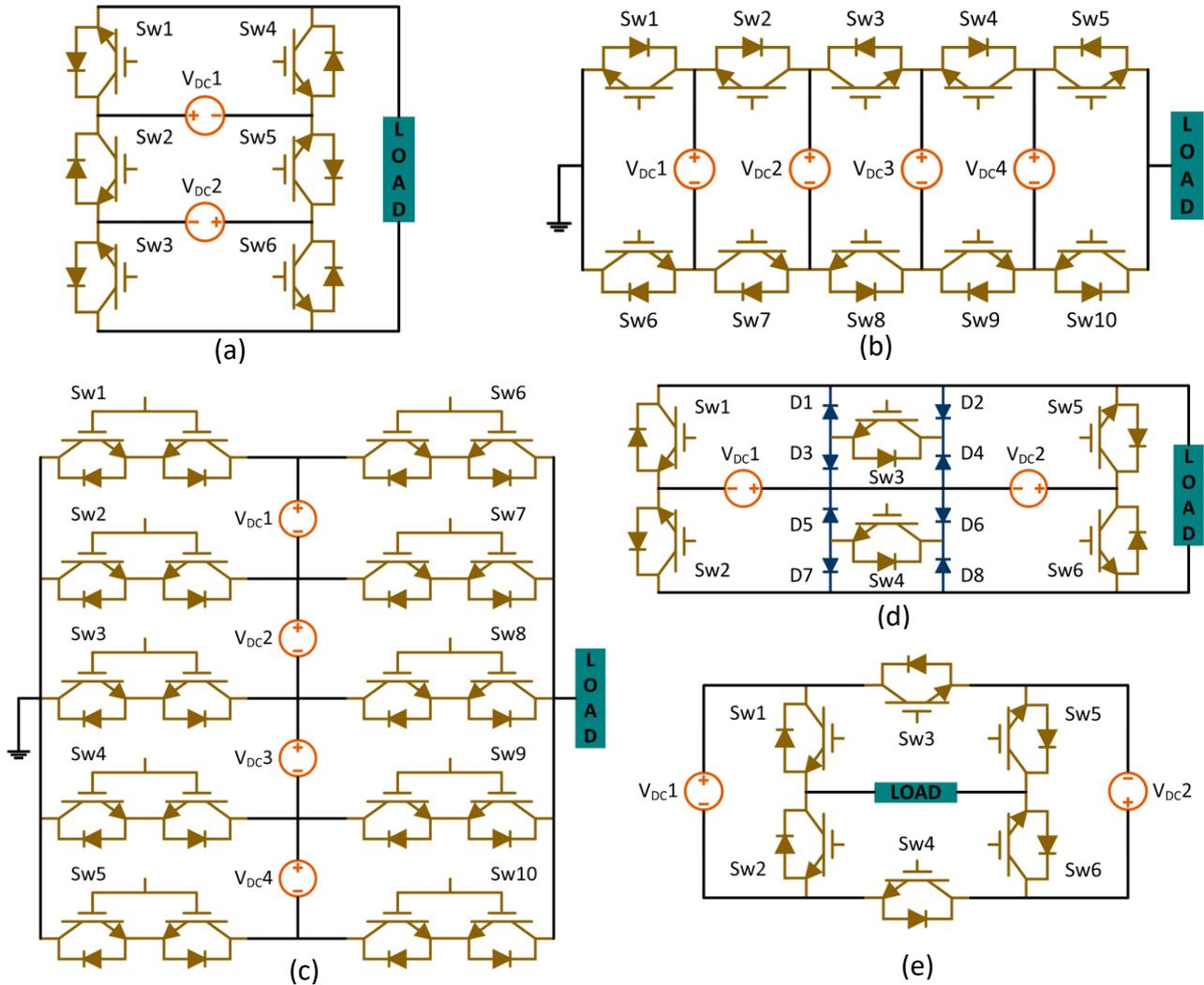


Figure 1.19 – Topologies d'onduleur multiniveau symétriques sans pont H (a) : topologie CCS [179], (b) : topologie PUC [180], [181], [182], [183], [184], (c) : topologie CBCS [185], (d) topologie Mokhberdoran [186], (e) topologie Babaei [188], [189]

### **Topologie de Babaei :**

Cette topologie, présentée par Babaei et al. dans [188], [189], comporte une unité de base en pont en H constituée de six interrupteurs de puissance unidirectionnels et de deux sources de tension continue symétriques, comme illustré à la Figure 1.19 (e). Le pont en H développé peut être dupliqué et connecté en série pour augmenter le niveau de tension de sortie [153].

## **1.5.2 La topologie de l'onduleur multiniveau adoptée dans cette thèse**

Dans ce travail, une nouvelle topologie d'onduleur multiniveau, appelée « S5L-C8S » et introduite par Troudi et al., est adoptée, ayant été développée au laboratoire LIAS [190]. Cette

topologie trouve son inspiration dans l'étude bibliographique menée précédemment, et plus particulièrement dans les convertisseurs multicellulaires décrits dans les travaux de Babaei et al. [185], [191]. L'onduleur multiniveau choisi appartient à une famille de convertisseurs constitués d'une association en série et/ou en parallèle de plusieurs modules, appelés cellules élémentaires, représentées à la Figure 1.20 (a). Ces cellules permettent de générer une forme de tension entre leur sortie et le point milieu des sources, comme illustré à la Figure 1.20 (b). Un interrupteur unidirectionnel, dénommé  $S_{UNI}$ , est défini : il s'agit d'un composant de puissance commandé (IGBT ou MOSFET) muni d'une diode en antiparallèle. Un interrupteur bidirectionnel, noté  $S_{BI}$ , est composé de deux  $S_{UNI}$  placés tête-bêche, permettant ainsi trois états : ouvert, fermé avec un courant dans un sens, ou fermé avec un courant dans le sens opposé. La commande des quatre interrupteurs de cette cellule élémentaire repose sur deux paires fonctionnant en complémentaire avec un temps mort (voir Figure 1.21). Cette coordination serrée de chaque paire peut être assurée soit par un driver spécialisé, soit par les sorties PWM de microcontrôleurs dédiés aux bras de l'onduleur. Cette structure présente plusieurs avantages : seul un interrupteur  $S_{UNI}$  ou  $S_{BI}$  est en conduction à tout moment, ce qui réduit les pertes par conduction ; de plus, une seule paire d'interrupteurs est commutée, limitant les pertes par commutation et simplifiant ainsi la commande de l'onduleur.

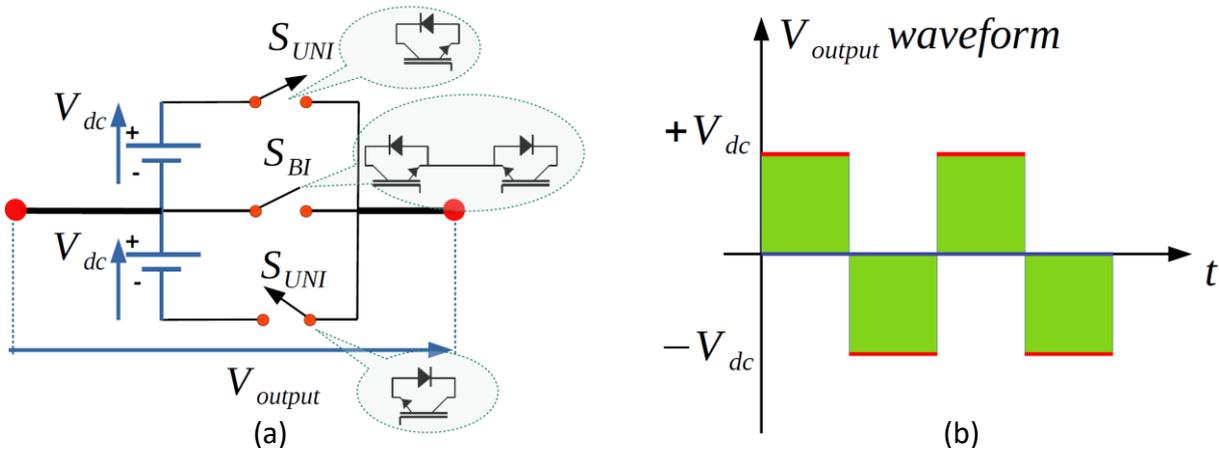


Figure 1.20 – Cellule élémentaire de l'onduleur (a) sa structure (b) sa forme de l'onde

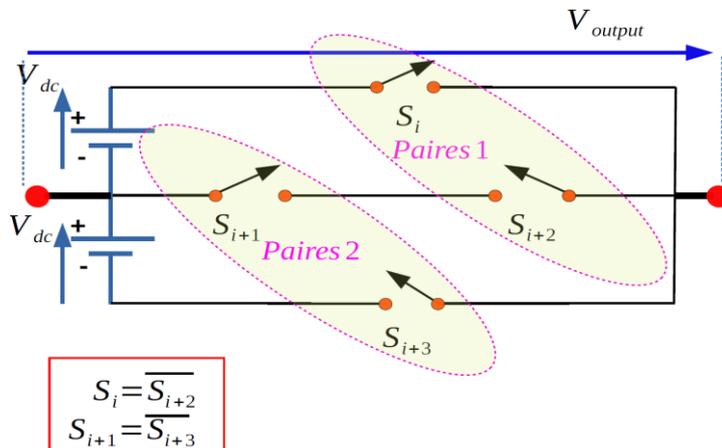


Figure 1.21 – Contrôle de deux paires d'interrupteurs pour une cellule élémentaire

Pour augmenter le nombre de niveaux, il suffit d'ajouter des cellules de base. La Figure 1.22 montre comment cet assemblage peut être généralisé ainsi que la forme de la tension de sortie correspondante. Si  $n$  représente le nombre de niveaux désiré,  $V_{dc}$  la tension d'entrée élémentaire, et  $m$  le nombre de cellules de base, alors on a  $m = (n - 1)/2$  et une amplitude de tension de sortie de  $\pm V_{dc}(n - 1)/2$  par bras. Le Tableau 1.3 présente, pour chaque valeur de  $n$ , le nombre de sources  $V_{dc}$ , le nombre total d'interrupteurs unidirectionnels et bidirectionnels ( $S_{UNI}$  et  $S_{BI}$ ), ainsi que les niveaux de tension  $m$  obtenus dans cette structure. Il est important de noter que  $n$  est toujours impair et que le nombre de sources  $V_{dc}$  est toujours pair.

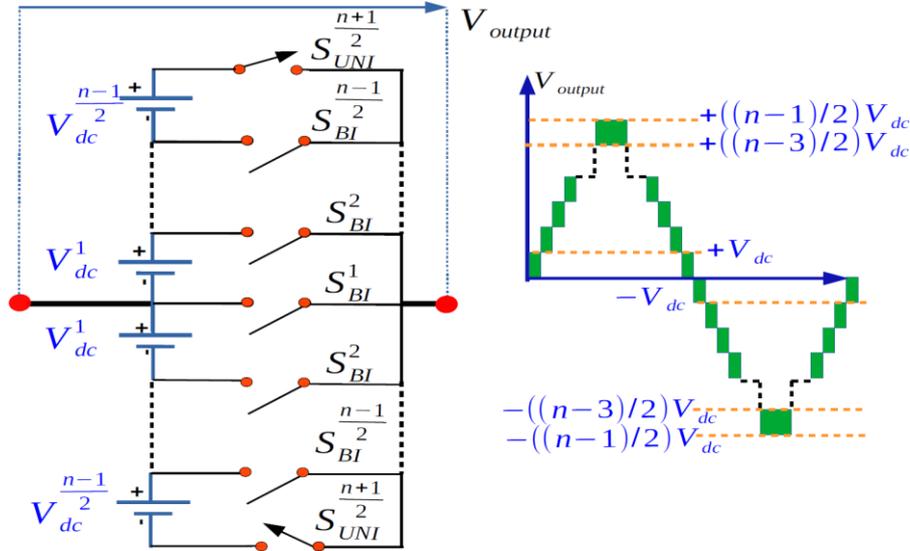


Figure 1.22 – Configuration générale d'un bras d'onduleur avec  $m$  cellules élémentaires  $(SnL-CxS)_{gen}$

**Tableau 1.3: Évolution des cellules, sources et interrupteurs en fonction du nombre de niveaux  $n$**

Structure	Niveaux $n$	Source $V_{dc}$	$S_{UNI\&BI}$	Cellules $m$
(S3L-C4S)	$(n=3)$	2	4	1
(S5L-C8S)	$(n=5)$	4	8	2
(S7L-C12S)	$(n=7)$	6	12	3
(S11L-C20S)	$(n=11)$	10	20	5
$(SnL-CxS)_{gen}$	$(n)$	$(n-1)$	$x=2(n-1)$	$\frac{n-1}{2}$

Dans [190], la nouvelle topologie d'onduleur à cinq niveaux "S5L-C8S" avec commande en temps réel ouvre de nouvelles perspectives tant pour l'amélioration des performances de motorisation des véhicules électriques que pour l'optimisation de l'injection d'énergie renouvelable dans les réseaux électriques. En motorisation, il permet une qualité de couple accrue, essentielle pour des machines avec de faibles inductances cycliques, et une gestion optimisée de la tension d'alimentation à basse vitesse. Dans le cadre de la connexion au réseau, il favorise une réduction significative des inductances de couplage, limitant ainsi les pertes et les coûts associés, tout en contribuant à une meilleure intégration des sources renouvelables. Ces avancées positionnent le convertisseur

multiniveau comme un élément prometteur pour répondre aux exigences croissantes en matière d'efficacité énergétique et de performance dans le domaine des applications électriques modernes.

### 1.5.3 Systèmes de commande et de modulation des onduleurs multiniveaux

Les techniques de modulation jouent un rôle essentiel dans l'optimisation des paramètres d'efficacité des onduleurs, notamment en réduisant les harmoniques et les pertes de commutation, ce qui permet de contrôler et d'assurer le fonctionnement du système complet [192]. Elles produisent des signaux de commande de référence qui maintiennent l'équilibre entre les sources de tension. Leur objectif principal est de générer un signal de tension continue en escalier, se rapprochant d'une forme sinusoïdale en régime stable [193]. La modulation consiste à adapter divers attributs d'une onde porteuse en fonction d'une onde modulante, permettant ainsi de gérer la commutation en modifiant les caractéristiques d'un signal porteur par un signal de référence.

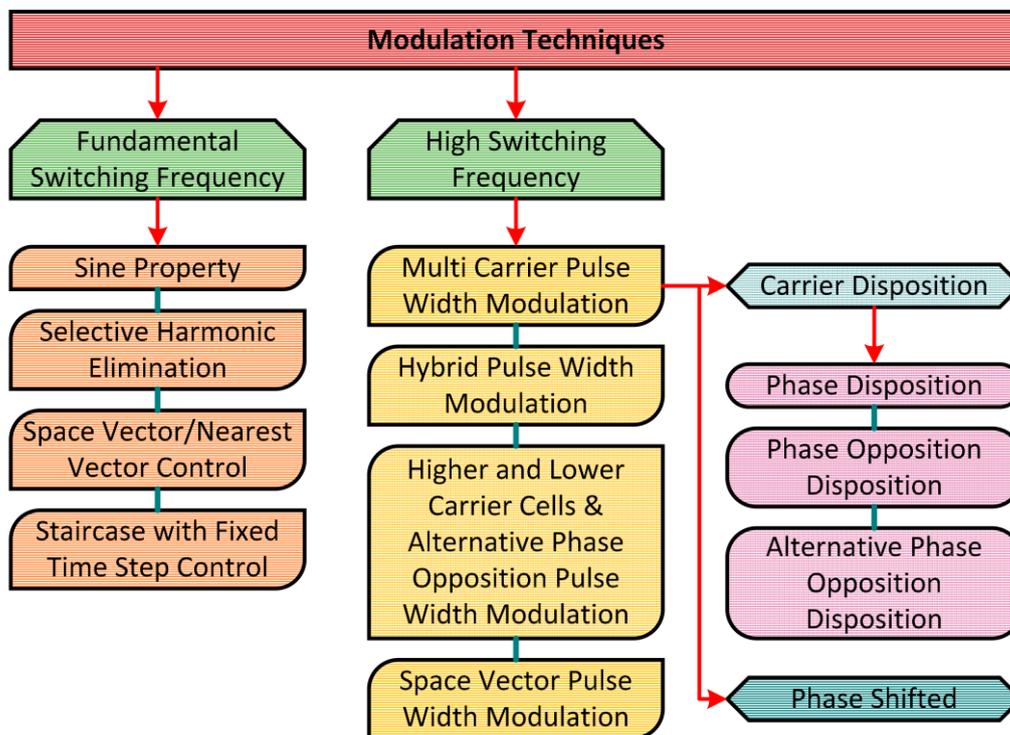


Figure 1.23 – Classification des méthodes de modulation pour les onduleurs multiniveaux [153]

Pour chaque type d'onduleur multiniveau, une technique de modulation spécifique est choisie pour optimiser le circuit selon des critères importants : (i) le total des harmoniques générées ; (ii) le niveau de distorsion ; (iii) la fréquence de commutation ; (iv) la quantité de pertes ; et (v) la rapidité de réponse. Les méthodes de modulation doivent aussi répondre à certaines exigences avant leur mise en œuvre : (i) assurer une haute qualité de la tension ; (ii) adopter une structure modulaire ; (iii) éviter les commutations simultanées de plusieurs niveaux de tension ; (iv) minimiser la fréquence de fonctionnement des dispositifs de puissance ; (v) garantir un partage uniforme de la charge entre les

modules de puissance ; (vi) utiliser un algorithme de contrôle simple ; et (vii) réduire les coûts d'implémentation [178].

L'indice de modulation est également central dans les schémas de contrôle, influençant la distorsion harmonique totale (THD) selon le rapport de modulation appliqué, qu'il soit en sur-modulation ou sous-modulation. Diverses techniques sont proposées dans la littérature en fonction de la fréquence de commutation, qu'elle soit fondamentale ou élevée, les pertes étant généralement plus faibles avec une fréquence basse [194], [195]. La Figure 1.23 illustre différents schémas de modulation et de contrôle pour les onduleurs multiniveaux, et le Tableau 1.4 compare les avantages et inconvénients différentes des techniques de modulation.

## 1.6 MÉTHODES DE DÉTECTION DE DÉFAUT DE CIRCUIT OUVERT DANS LES ONDULEURS MULTINIVEAUX

La Figure 1.24 montre le schéma général de toute méthode de diagnostic de défauts. Lorsqu'un défaut de circuit ouvert se produit dans l'un des interrupteurs électroniques de puissance de l'onduleur, les formes d'onde de courant et de tension présentent des distorsions anormales, différentes des conditions normales de fonctionnement. Une ou plusieurs de ces variables du système sont alors considérées comme des indicateurs de défaut. Les variables de diagnostic de défaut sont déterminées en utilisant ces indicateurs de défaut sélectionnés. Elles sont ensuite traitées comme des entrées pour le schéma de détection de défaut. Cependant, il existe certaines possibilités de fluctuations momentanées du système qui ne sont pas dues à des conditions de défaut. De tels événements peuvent entraîner des erreurs de diagnostic des défauts. Pour éviter cela, des variables de seuil et des contraintes de temps sont incorporées. De plus, la localisation de l'interrupteur défectueux est nécessaire pour isoler le défaut. La localisation du défaut est réalisée en utilisant un signal de détection de défaut ainsi que les informations sur les variables de diagnostic de défaut, les seuils et les contraintes [196].

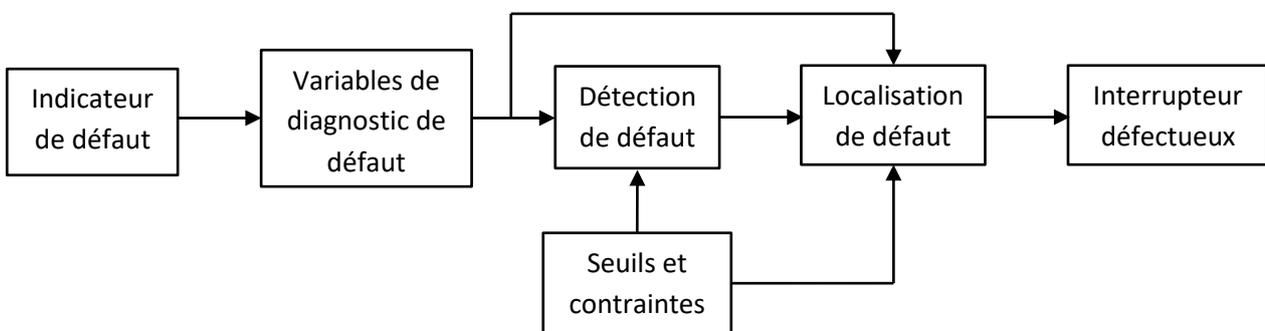


Figure 1.24 – Schéma général de la méthode de diagnostic de défaut

**Tableau 1.4: Étude comparative mettant en évidence les avantages et les inconvénients des schémas de modulation de base**

Méthodes de modulation	Avantages	Inconvénient	références
<b>Sine Property</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Exécution facile des simulations</li> <li>• Fréquence de commutation constante</li> <li>• Conception thermique simplifiée</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Nécessite un effort de calcul accru</li> </ul>	[197]
<b>Selective Harmonic Elimination (SHE)</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Capacité à éliminer les harmoniques d'ordre inférieur</li> <li>• Faible niveau d'harmoniques</li> <li>• Taille réduite du filtre de sortie</li> <li>• Adapté aux applications de haute puissance</li> <li>• Haute efficacité</li> <li>• Pertes réduites lors de la commutation</li> <li>• Meilleure réponse en régime permanen</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Réponse dynamique globale plus lente</li> <li>• Équilibrage de tension inefficace</li> <li>• Nécessite des filtres passifs volumineux</li> </ul>	[198], [199], [200]
<b>State Vector Control (SVC)</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Peut fonctionner à basse fréquence de commutation</li> <li>• Technique simple</li> <li>• Faible niveau d'harmoniques avec une haute efficacité</li> <li>• Moins d'états de commutation nécessaires</li> <li>• Stress <math>dv/dt</math> réduit</li> <li>• Meilleure réponse dynamique</li> <li>• Ne nécessite pas de filtres passifs volumineux</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Les harmoniques d'ordre inférieur ne sont pas éliminés</li> <li>• Structure complexe pour un grand nombre de niveaux de tension</li> </ul>	[194], [201], [202]
<b>Phase Shifted PWM (PS-PWM)</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Structure modulaire et simple</li> <li>• Pas besoin de rotation des motifs de commutation</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Contenu harmonique élevé</li> <li>• Stratégie d'équilibrage de tension médiocre</li> <li>• Réponse dynamique insuffisante</li> </ul>	[93], [203]
<b>Phase Disposition PWM (PD-PWM)</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Meilleur profil de tension</li> <li>• Commutation optimale atteinte</li> <li>• Toutes les porteuses ont la même fréquence et amplitude</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Répartition de puissance inégale</li> <li>• Réponse dynamique médiocre</li> </ul>	[93]

La catégorisation des méthodes de diagnostic de défauts de circuit ouvert pour les interrupteurs se divise en (i) Détection de Défauts Basée sur le Matériel (Hardware-Based Fault Detection) et (ii) Détection de Défauts Basée sur le Système (System-Based Fault Detection). Dans la première catégorie, des capteurs sont ajoutés au circuit de commande de grille pour mesurer la tension et le courant de l'interrupteur, ce qui permet d'identifier le défaut dans l'interrupteur. Cette méthode est cependant peu recommandée, car le nombre de capteurs requis augmente avec le nombre d'interrupteurs, ce qui entraîne une augmentation des coûts et de la taille du système. La méthode de détection de défaut basée sur le système repose sur la détection de défauts en utilisant les signaux de courant et de tension disponibles pour la commande du convertisseur. Dans ce cas, des données telles que les signaux de courant, de tension, ou les deux, sont directement utilisées comme informations indicatrices de défaut. La classification détaillée des méthodes de diagnostic de défauts pour les onduleurs multiniveaux est illustrée dans la Figure 1.25. En raison de l'application limitée de la détection de défauts basée sur le matériel, nous nous concentrons principalement dans cette thèse sur les méthodes de détection de défauts basées sur le système, qui peuvent être catégorisées comme suit [41]:

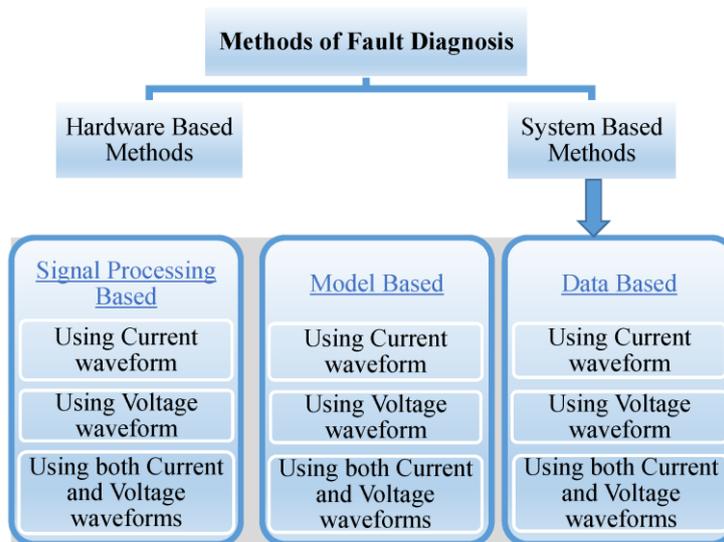


Figure 1.25 – Classification des méthodes de diagnostic de défaut

### 1.6.1 Méthodes basées sur le traitement du signal (Signal processing-based methods)

Lorsque le défaut survient dans l'onduleur, les caractéristiques des formes d'onde de tension et de courant sont perturbées. Ce changement dans la forme d'onde contient des informations sur le défaut, qui peuvent être extraites à l'aide de différentes techniques de traitement du signal. Le schéma-bloc de la méthode de traitement du signal est illustré à la Figure 1.26. La forme d'onde nécessaire pour l'extraction des caractéristiques de défaut est mesurée à l'aide de capteurs, puis le signal est

segmenté autour de l'instant de détection du défaut. Ensuite, le signal est traité dans le domaine temporel ou fréquentiel, selon la technique de détection du défaut. À partir des données traitées, la caractéristique du défaut est extraite, ce qui permet de classifier le type de défaut [196].

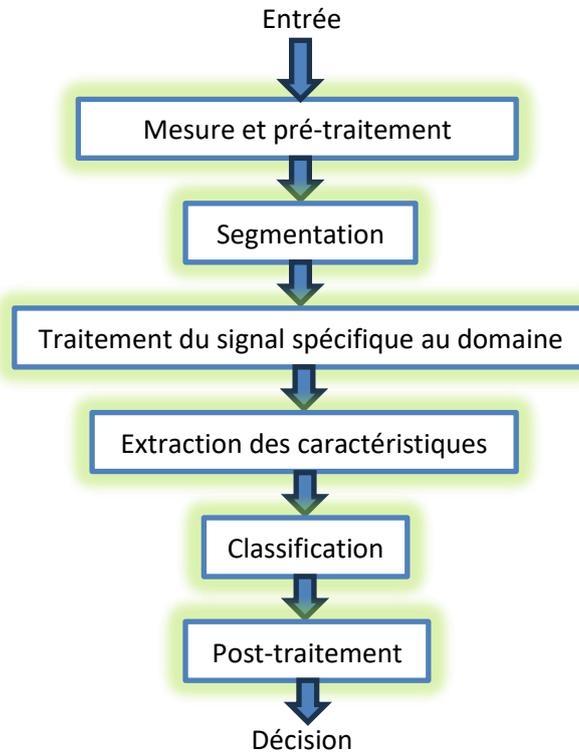


Figure 1.26 – Schéma-blocs de la méthode de diagnostic de défaut basée sur le traitement du signal

En général, ces approches sont classées en méthodes basées sur la tension et méthodes basées sur le courant. Il est connu qu'un changement de charge a un impact sur le courant de sortie, ce qui peut entraîner des erreurs de classification. Cependant, la tension de sortie n'est pas affectée par le changement de charge, ce qui la rend plus fiable en tant que caractéristique de détection de défaut. Cette méthode est ensuite subdivisée en plusieurs groupes

### 1.6.1.1 Stratégies de diagnostic des défauts basées sur la tension

Plusieurs techniques de détection de défauts basées sur des mesures de tension sont explorées dans la littérature. Les variables de diagnostic sont établies soit directement en utilisant des signaux de tension tels que les tensions de ligne et les tensions de pôle [204], [205], les tensions moyennes [206], [207], [208], les tensions de commutation phase-neutre et les tensions phase-neutre [209], soit indirectement en utilisant des signaux liés à la tension comme les histogrammes de tensions alternatives [210] et les modèles de tensions alternatives [211], [212]. De plus, certaines autres méthodes reposent sur l'utilisation de la tension mesurée en la comparant avec une tension de référence [213]. Les méthodes de diagnostic de défauts basées sur la tension étudiées sont résumées dans le Tableau 1.5.

### **1.6.1.2 Stratégies de diagnostic des défauts basées sur le courant**

Les caractéristiques des défauts sont établies grâce au traitement des formes d'onde du courant. Bien que la plupart de ces techniques permettent une détection rapide, elles dépendent fortement des variations de charge [214]. Pour résoudre ce problème et rendre le système résistant aux variations de charge, plusieurs approches sont étudiées dans la littérature, comme la normalisation du courant [215], [216] ou l'utilisation de la pente du courant [217], [218]. Cependant, cela prolonge le temps de détection en raison de la complexité des algorithmes impliqués. Les méthodes de diagnostic des défauts basées sur le courant étudiées sont résumées dans le Tableau 1.6.

### **1.6.1.3 Stratégies de diagnostic des défauts basées sur la combinaison du courant et de la tension**

Plusieurs auteurs ont proposé des méthodes de traitement du signal basées sur l'utilisation simultanée des signaux de tension et de courant pour détecter les défaillances des interrupteurs. Ces défaillances sont identifiées en combinant des informations comme les courants et tensions [219], [220], la direction de la tension et du courant [221], [222], ainsi que la tension, la direction du courant et les états de commutation [214], [223], [224], [225]. Bien que les stratégies de détection multisource améliorent la précision, elles posent le défi d'un taux accru de fausses détections avec l'augmentation des données analysées. En utilisant correctement chaque source avec un taux de défaillance similaire, le taux global de fausses détections est plus élevé avec trois sources par rapport à deux. Toutefois, dans certains cas, l'ajout de sources améliore la précision, bien que cela complexifie et renchérisse le processus. Les méthodes étudiées sont résumées dans le Tableau 1.7.

## **1.6.2 Méthodes basées sur un modèle (Model-based methods)**

Dans cette méthode, un modèle du système élaboré à partir des informations analytiques est utilisé pour la détection de défaut. La sortie du système réel est comparée à celle obtenue à partir du modèle. En cas de défaut, les paramètres estimés et réels présentent des variations. Ces signaux, appelés signaux résiduels, sont analysés et comparés pour identifier le défaut. Le diagramme fonctionnel de la méthode de détection de panne basée sur un modèle est illustré à la Figure 1.27. Ces méthodes sont plus précises, mais leur exactitude dépend fortement de la précision du modèle élaboré. Des méthodes de diagnostic de panne basées sur le contrôle prédictif de modèle ont également été développées pour réduire l'utilisation de capteurs supplémentaires et minimiser la charge de calcul [226], [227].

**Tableau 1.5: Méthodes proposées dans la littérature basées sur la tension**

Indicateur de défaut	Efficacité	Résistance aux fausses alarmes	Dépendance du seuil	Temps de détection	Effort de mise en œuvre et ajout de matériel
Tensions ligne-à-ligne [204], [205]	Élevée	Élevée	Manque d'un seuil adaptatif	Une période de porteuse	Nécessite un capteur pour mesurer la tension [204] ; Uniquement pour les onduleurs de 25T [204] ; Seuls deux capteurs de tension de ligne sont utilisés ; Uniquement pour les onduleurs à trois niveaux [205].
Moyenne de la tension de sortie de chaque pont en H et tension de sortie totale [206]	Faible	Élevée	Pas de seuil	Un cycle de tension de sortie	Si l'interrupteur par paire doit être identifié, davantage de capteurs de tension sont nécessaires.
Moyenne de la tension de sortie + tensions normalisées positives et négatives du pont HCM en utilisant des valeurs de référence moyennes [207]	Élevée	Élevée	Pas de seuil	Un cycle de tension de sortie	Limité aux CHB-MLI PWM modifiés. ; Précision réduite en raison de l'absence d'autres paramètres de comparaison que la tension de sortie mesurée.
Valeurs moyennes normalisées des tensions du pont [208]	Faible	Élevée	Pas de seuil	Un cycle de tension de sortie	Deux capteurs de tension pour l'extraction de caractéristiques afin d'obtenir les valeurs moyennes de chaque pont en H
Tension de commutation phase-neutre et tension phase-neutre [209]	Élevée	Moyenne	Plus d'un seuil	Une période de commutation	-
Modèles de tension pour les histogrammes et l'obtention du centre de masse [210]	Élevée	Élevée	Pas de seuil	Au moins une période fondamentale	L'histogramme et l'algorithme de recherche du centre de masse sont coûteux en temps ; Nécessite une mesure de tension pour chaque phase, augmentant les besoins de calcul et l'effort de réalisation.
Compare la tension réelle du module avec la tension attendue en fonctionnement sans défaut [211]	Élevée	Élevée	Pas de seuil	N'est pas détecté tant qu'il n'a pas commencé à opérer	Pas de capteur ; Indépendant de la fréquence de commutation ou de la technique PWM.
Modèles de tension pour le calcul des indices de Moment Statistique [212]	Faible	Élevée	Pas de seuil	Un cycle de tension de sortie	Indépendant de la charge et de la tension continue.

Tension de sortie mesurée [213]	Élevée	Élevée	Manque d'un seuil adaptatif	Moins d'un cycle de tension de sortie	Aucun capteur supplémentaire..
Moyenne des coefficients d'approximation de premier niveau de la tension de phase [228]	Élevée	Moyenne	Seuil moyen de référence différent pour différents indices de modulation	Dans les 20 ms	Les défauts d'interrupteur opposés dans différents ponts ne sont pas identifiés, ce qui diminue la précision
Tension aux bornes de deux résistances R1 et R2 d'un filtre EMI simple [229], [230]	Élevée	Moyenne	Pas de seuil	Max. 20 ms (un cycle)	Dépendant des signaux de modulation et du nombre de dispositifs ; S'applique uniquement aux NPC ou de type T. Signatures EMI similaires dans certains cas de défauts, nécessitant des outils de traitement de signal supplémentaires et rendant le système complexe ; Ajouter un filtre EMI ou une antenne externe est coûteux.
Erreur de tension de groupe [231]	Moyenne	Élevée	20 % de la bande de tolérance de la tension DC	Une période de porteuse	Si le nombre de SM augmente, l'algorithme de localisation des défauts SM devient complexe ; Capteurs de tension de groupe

**Tableau 1.6: Méthodes proposées dans la littérature basées sur le courant**

Indicateur de défaut	Efficacité	Résistance aux fausses alarmes	Dépendance du seuil	Temps de détection	Effort de mise en œuvre et ajout de matériel
Formes d'onde du courant de phase basées sur l'algorithme d'intégration mathématique [232]	Élevée	Faible dépendance à la charge	Pas de seuil	Demi-cycle du courant	-
Transformation des courants triphasés [215], [216]	Élevée	Moyen : La pente normalisée utilisée et le seuil utilisé pour réduire l'erreur et les fausses alarmes	- Nécessité d'un trop grand nombre de seuils [215] - Dépend de la fréquence de commutation, du temps mort, de l'offset du capteur de courant, du	1/8 de la période fondamentale du courant [215]	Nécessite un capteur de courant pour chaque phase ; Effort de calcul pour déterminer les seuils.

			ratio signal-bruit du courant [216]		
Pente normalisée du courant [217], [218]	Élevée	Moyenne : La pente normalisée est utilisée	Ratio K	Nécessite m cycles pour détecter le défaut dans un onduleur avec m nombre de ponts H.	Applicable uniquement aux CHB-MLI avec PWM à porteuse tournante [217]; Nécessite des sources d'entrée symétriques et des techniques de commande spécifiques [217] ; S'applique uniquement en utilisant RLS-PWM [218] ; S'applique uniquement aux systèmes avec un facteur de puissance différent de l'unité [218].
Obtention de la transformée en ondelettes de la forme d'onde du courant, suivie du calcul de chaque coefficient de l'énergie totale [233]	Élevée	Faible dépendance à la charge	-	-	Nécessite un capteur de courant pour chaque phase ; Appliqué uniquement aux moteurs ; Dépend de la charge et du couple.
Analyse du spectre THD pour chaque phase + Facteur de normalisation (NF) du courant de phase en sortie [234]	Faible	Moyen : Facteur normalisé utilisé et temps de retard des interrupteurs pour éviter les erreurs de mesure et de diagnostic.	- Absence de seuil d'adaptation - seuil supérieur et inférieur	-	Nécessite un capteur de courant par phase ; Nécessite une modification dans le calcul des seuils pour être appliqué à toute structure multiniveau.
Composante fondamentale du courant de phase [235]	Faible	Faible dépendance à la charge	Table de consultation des seuils	-	-

**Tableau 1.7: Méthodes proposées dans la littérature basées sur la combinaison du courant et de la tension**

Indicateur de défaut	Efficacité	Résistance aux fausses alarmes	Dépendance du seuil	Temps de détection	Effort de mise en œuvre et ajout de matériel
Valeur instantanée de la tension de sortie, composante continue normalisée du courant de phase [219]	Élevée	-	Seuil adaptatif de 15 % de la tension de référence du condensateur flottant, 10 % du courant continu normalisé	-	Un capteur de tension supplémentaire par phase pour mesurer les tensions internes des dispositifs

Tensions efficaces, tensions moyennes, courant moyen [220]	Élevée	Légère variation de la résistance à l'état passant + filtre médian	Seuils déterminés par apprentissage sur modèle, apprentissage avec données réelles ou prétraitées	90 ms	Résistance ajoutée ; Appliqué uniquement aux structures NPC ou de type T ; Nécessite un prétraitement et une base de données limitée pour l'apprentissage
Erreur de tension de sortie et direction du flux de courant [221]	Élevée	Faible	Forte dépendance au seuil	Moins d'un cycle fondamental	Ajout de capteurs de tension et de courant pour chaque bras du système ; Connaissance préalable de l'état des interrupteurs nécessitant des données de l'algorithme de modulation, ce qui limite son utilisation aux systèmes récemment développés
Tension du pont et direction du courant [222]	Élevée	Élevé : - Indépendant de la charge - Utilise un délai temporel	Pas de seuil	Moins d'un cycle de tension de sortie	Uniquement pour le type T, trois capteurs de tension et trois ; Des circuits de diagnostic sont nécessaires, augmentant le coût et la complexité
Tension de sortie et directions du courant de sortie + état des interrupteurs [223]	Élevée	-	Pas de seuil	Un cycle fondamental	Aucun matériel supplémentaire
Signaux de commande, valeurs mesurées des tensions des condensateurs et de la tension de phase, comportement du courant [214]	Élevée	Faible : Dépendant de la charge, absence de délai adaptatif des interrupteurs pour éviter les erreurs de mesure et les erreurs de diagnostic	Absence de seuil adaptatif	Soit moins d'un cycle fondamental, soit deux cycles fondamentaux	Un capteur de tension supplémentaire par phase
Erreur de tension de sortie, erreur de tension des condensateurs, courant de charge, états de commutation [224]	Élevée	-	Absence de seuil adaptatif	Moins d'une période fondamentale	Aucun matériel supplémentaire
Conception logique basée sur la combinaison du courant réel, de l'erreur de tension de sortie PWMI et des états de commutation [225]	Élevée	Nécessite une tolérance d'erreur et une variation en pourcentage de l'erreur dans la tension de sortie réelle du PWMI.	Absence de seuil adaptatif	Un intervalle de commutation	Aucun matériel supplémentaire

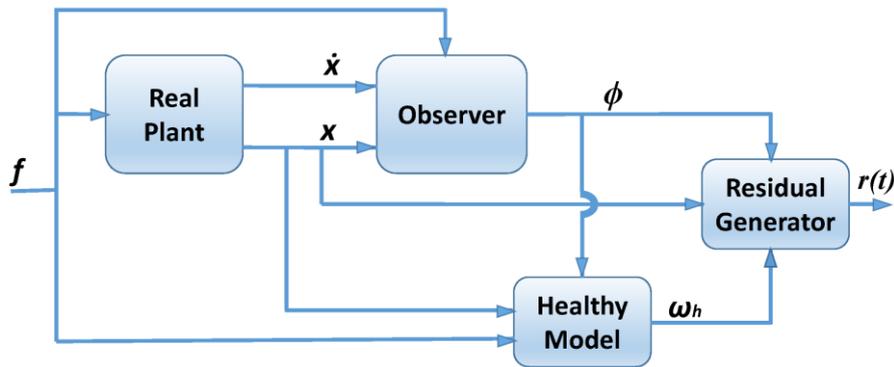


Figure 1.27 – Schéma-blocs de la méthode de diagnostic de défaut basée sur un modèle

### 1.6.3 Méthodes de diagnostic de défaut basées sur des données (Data-based fault diagnostic methods)

Dans les méthodes basées sur les données, aucun modèle mathématique n'est requis, ce qui permet de surmonter les limitations des méthodes basées sur des modèles. Cela repose sur les méthodes d'apprentissage utilisées pour l'identification, incluant les machines à vecteurs de support, le réseau de neurones, la logique floue et les techniques d'apprentissage automatique. Ces méthodes présentent des avantages tels qu'une détection plus rapide et une robustesse accrue, mais la précision du résultat dépend des données utilisées. Elles nécessitent une grande quantité de données pour l'entraînement. Le diagramme fonctionnel des étapes générales impliquées dans la méthode basée sur les données est présenté à la Figure 1.28 [236].

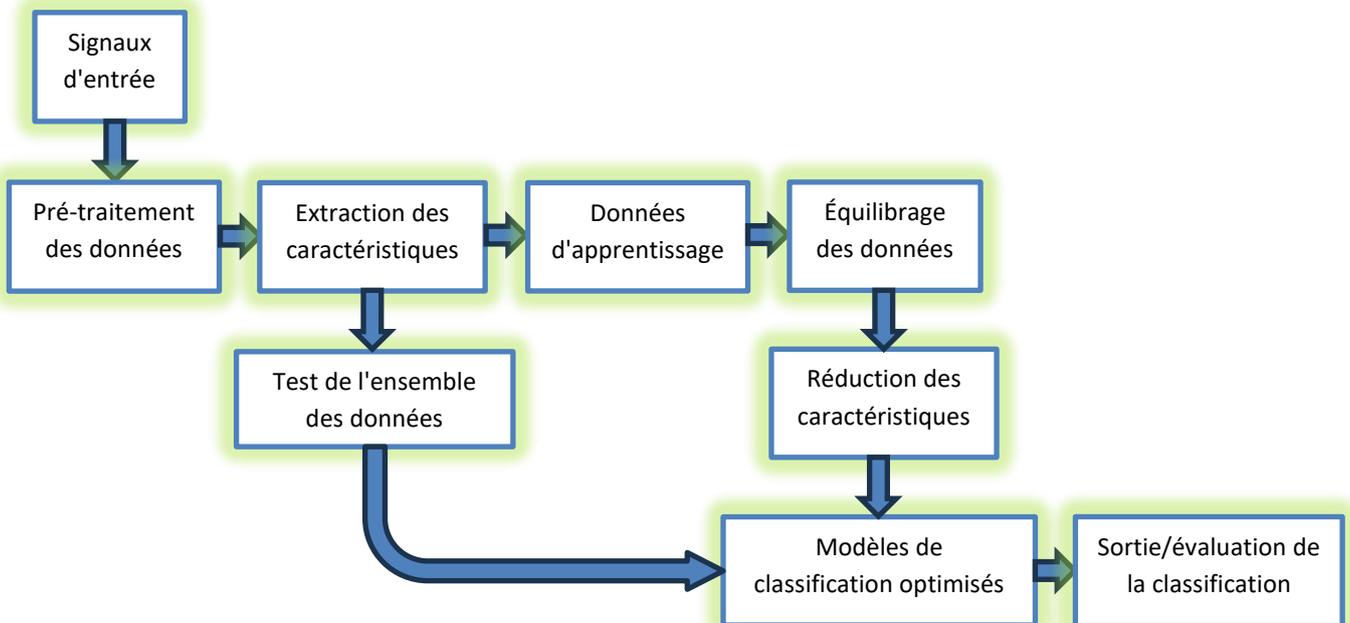


Figure 1.28 – Schéma-bloc de la méthode de diagnostic des défauts basée sur les données

## 1.7 SOLUTIONS DE TOLÉRANCE AUX DÉFAUTS POUR LES ONDULEURS MULTINIVEAUX

Lorsqu'un défaut est détecté et localisé, il est nécessaire de le compenser, ce qui relève de la « gestion des défauts ». Pour ce faire, et selon le type de défaut identifié, différentes solutions de tolérance aux défauts des onduleurs multiniveaux sont présentées dans la littérature. La classification est présentée à la Figure 1.29 [36].

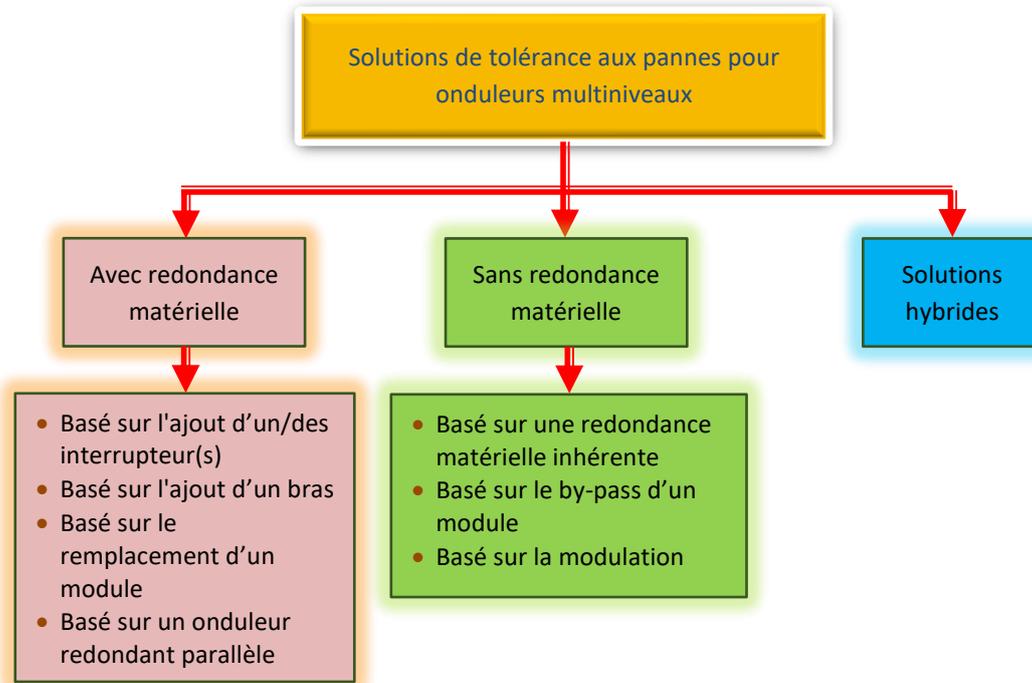


Figure 1.29 – Classification des solutions de tolérance aux défauts des onduleurs multiniveaux

Les solutions de tolérance aux défauts des onduleurs multiniveaux peuvent être classées dans les catégories suivantes [237] : (i) Solutions avec redondance matérielle, (ii) Solutions sans redondance matérielle, (iii) Solutions hybrides.

### 1.7.1 Solutions avec redondance matérielle

Dans cette solution de convertisseur multiniveau tolérante aux défauts, des composants supplémentaires (par exemple, des dispositifs de commutation, des diodes de puissance, des modules, des relais, des fusibles, etc.) sont ajoutés à la topologie de convertisseur multiniveau d'origine pour continuer l'alimentation en générant les niveaux perdus en raison d'un ou plusieurs dispositifs de commutation défectueux [237]. Dans cette solution, le processus repose principalement sur l'utilisation de redondance matérielle supplémentaire et d'un contrôle tolérant aux défauts. La fonction des composants additionnels est d'ajouter de la redondance en fournissant des chemins de conduction qui sont perdus en cas de défaillance dans la topologie du convertisseur multiniveau. Cette approche permet de conserver une topologie identique du convertisseur avant et après la reconfiguration. Par

conséquent, les signaux de commande initialement destinés aux composants défaillants sont redirigés vers les composants de remplacement, sans nécessité de modifier la loi de commande du système. La structure générale de cette solution est présentée sur la Figure 1.30. Les solutions tolérantes aux défauts pour les convertisseurs multiniveaux avec redondance matérielle peuvent être classées comme suit [238]:

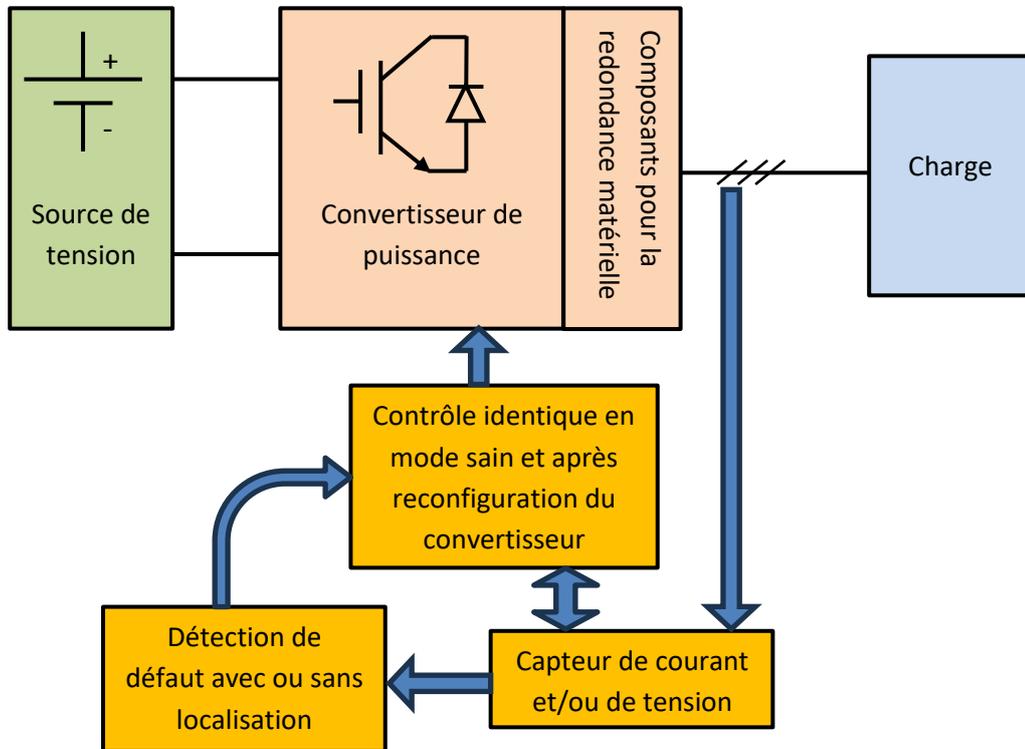


Figure 1.30 – Structure générale de la solution tolérante aux défauts avec redondance matérielle [239]

### 1.7.1.1 Stratégies basée sur l'ajout d'un/des interrupteur(s)

Dans cette approche de tolérance aux défauts pour les onduleurs multiniveaux, le(s) interrupteur(s) redondant(s) est (sont) ajouté(s) à la topologie originale de l'onduleur multiniveau afin de fournir des états de commutation redondants. Ces états redondants permettent de recréer les niveaux de tension perdus en cas de défaillance.

- a) La première solution consiste à ajouter des interrupteurs redondants, en parallèle ou en série, aux interrupteurs principaux. Cette approche est analysée dans [238]. Cependant, elle présente des inconvénients, notamment un nombre d'interrupteurs plus élevé, des pertes par conduction accrues et un coût plus important.
- b) La seconde solution positionne les interrupteurs redondants de façon à pouvoir tolérer un maximum de défauts. Ses avantages sont le besoin de moins d'interrupteurs, un coût réduit et une tolérance aux défauts pour un seul interrupteur. Toutefois, elle présente quelques inconvénients, comme une réduction des niveaux de tension et une incapacité à tolérer des pannes multiples d'interrupteurs. Malgré ces limites, la seconde solution est généralement préférable à la première. Elle est souvent utilisée dans les topologies d'onduleurs multiniveaux

qui ne peuvent pas gérer certains défauts d'interrupteurs individuels et provoquent un arrêt complet du système en cas de défaut. Cette seconde solution est examinée dans [240], [241].

### **1.7.1.2 Stratégies basée sur l'ajout d'un bras**

Dans cette stratégie, un ensemble d'interrupteurs formant un bras (appelé "bras redondant") est ajouté à la topologie d'origine de l'onduleur multiniveau pour générer des états de commutation redondants. En cas de défaillance d'un interrupteur, ces chemins redondants sont utilisés pour compenser les niveaux de tension perdus. La tolérance aux défauts pour des défaillances simples ou multiples d'interrupteurs, ainsi que la capacité à préserver un plus grand nombre de niveaux de tension (comparativement à la solution précédente), constituent les avantages de cette solution. Les principaux inconvénients de cette solution sont le nombre plus élevé d'interrupteurs, un coût plus important, et la non-utilisation des interrupteurs redondants en conditions normales. Cette solution est analysée dans [242]. Elle est étudiée dans divers onduleurs multiniveaux tolérants aux défauts récemment développés pour une phase [243], [244], [245], [246] et pour trois phases [247].

### **1.7.1.3 Stratégies basée sur le remplacement d'un module**

Cette solution de redondance pour onduleur multiniveau est applicable aux onduleurs multiniveaux modulaires (MMLI) et aux onduleurs multiniveaux en cascade (CMLI). Dans cette solution, un module défectueux est remplacé par un module sain (appelé module redondant) en cas de défaut dans l'un des modules, permettant ainsi une alimentation continue. L'avantage majeur de cette solution est sa simplicité de contrôle. Les principaux inconvénients sont le coût plus élevé et la taille importante [242], [248].

### **1.7.1.4 Stratégies basée sur un onduleur redondant parallèle**

Cette solution de redondance pour onduleur multiniveau est utilisée dans des applications critiques, notamment dans les industries. Dans cette solution, un onduleur similaire (appelé onduleur redondant) est connecté en parallèle avec l'onduleur principal. Cet onduleur redondant ne fonctionne qu'en cas de défaillance totale de l'onduleur principal. L'avantage de cette solution est de garantir une alimentation électrique ininterrompue sans causer de pertes économiques. Cependant, les inconvénients incluent un coût très élevé et des besoins en espace plus importants [238].

## **1.7.2 Solutions sans redondance matérielle**

Dans cette solution d'onduleur multiniveau tolérant aux défauts, il n'est pas nécessaire d'ajouter des composants matériels supplémentaires pour assurer un fonctionnement tolérant aux défauts. Dans ce cas, la topologie du convertisseur modifiée après détection du défaut diffère de celle du mode normal. Par conséquent, le système de contrôle doit être adapté pour correspondre à cette nouvelle

configuration. Avec cette approche, le système fonctionne généralement en mode dégradé après la gestion du défaut. En mode dégradé, toutefois, la puissance maximale transférée entre la source et la charge est limitée. La structure générale de cette solution est présentée sur la Figure 1.31. Les solutions tolérantes aux défauts pour les convertisseurs multiniveaux sans redondance matérielle peuvent être classées comme suit [237], [238] :

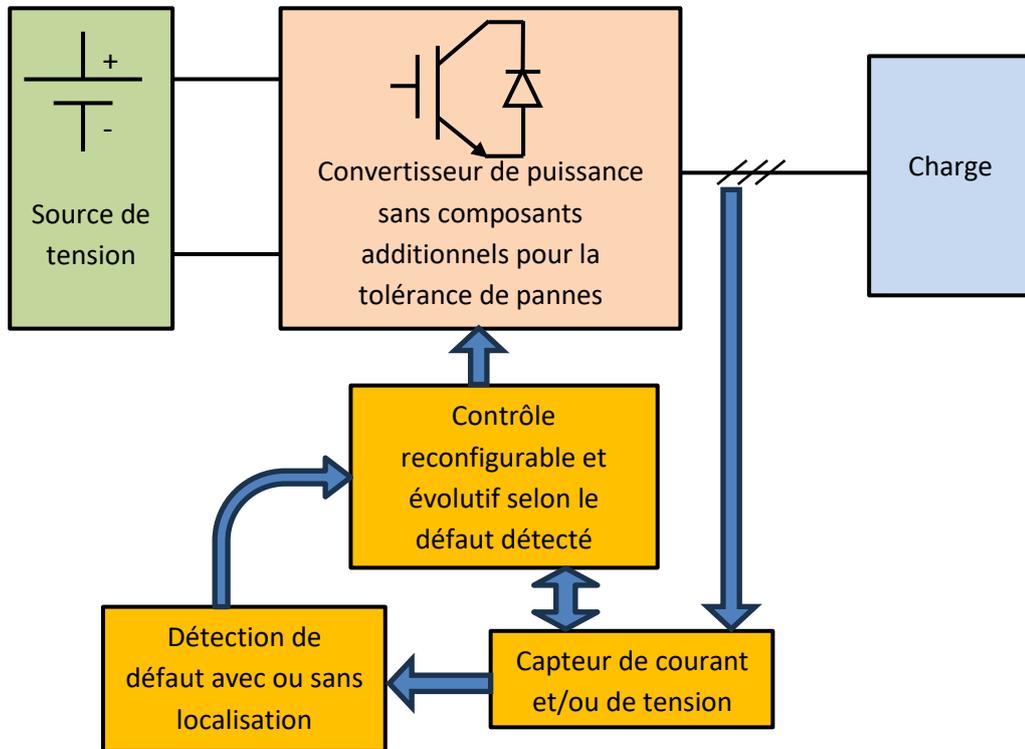


Figure 1.31 – Structure générale de la solution tolérante aux défauts sans redondance matérielle

### 1.7.2.1 Stratégies basée sur une redondance matérielle inhérente

Cette solution tolérante aux défauts pour les onduleurs multiniveaux exploite la redondance matérielle inhérente de la topologie d'origine de l'onduleur multiniveaux, sans nécessiter de commutateurs supplémentaires. De telles topologies d'onduleurs multiniveaux possèdent des états de commutation redondants permettant de générer un certain niveau de tension. En cas de défaillance d'un commutateur, l'onduleur multiniveaux continue de fournir de l'énergie grâce aux commutateurs sains disponibles. Les avantages de cette solution incluent une utilisation à 100 % de tous les commutateurs dans des conditions normales de fonctionnement et l'absence de besoin de composants matériels supplémentaires. Les inconvénients de cette solution comprennent une réduction des niveaux de tension et l'incapacité à tolérer certains types de défauts de commutateur. Cette solution a été étudiée dans divers onduleurs multiniveaux tolérants aux défauts récemment développés [244], [249], [250], [251], [252], [253].

### **1.7.2.2 Stratégies basée sur le by-pass d'un module**

Cette solution tolérante aux pannes pour onduleurs multiniveaux est applicable aux MMLI et aux CMLI. Dans cette solution, si une panne survient dans un module, le module défectueux est contourné, et la puissance de sortie est fournie par le(s) module(s) sain(s) restant(s). L'avantage de cette solution est qu'elle ne nécessite aucun composant matériel supplémentaire. L'inconvénient est qu'elle fournit une puissance de sortie à des niveaux de tension réduits [248].

### **1.7.2.3 Stratégies basée sur la modulation**

Cette solution tolérante aux défauts pour onduleur multiniveau est applicable dans le cas des onduleurs multiniveaux triphasés. En présence d'un défaut dans une ou plusieurs phases, la sortie de l'onduleur multiniveau triphasé présente une tension de sortie déséquilibrée, ce qui peut entraîner l'arrêt complet de l'onduleur. Cependant, une solution tolérante aux défauts basée sur un schéma de modulation permet de maintenir une tension de sortie équilibrée en modifiant la stratégie de modulation dans des conditions de post-défaillance. Parmi les schémas de modulation utilisés dans cette technique figurent la modulation (Phase-Shift PWM) et la modulation (Space-Vector PWM). Le fonctionnement tolérant aux défauts de ces schémas de modulation est expliqué et analysé dans les références [238], [254], [255]. L'avantage de cette solution est qu'elle ne nécessite aucun composant matériel supplémentaire. Les inconvénients incluent des calculs mathématiques complexes et une puissance de sortie à des niveaux de tension réduits [36].

## **1.7.3 Solutions hybrides**

Les solutions hybrides peuvent utiliser à la fois des méthodes avec et sans redondance matérielle en même temps, ou des méthodes diverses pour tolérer les défauts. Une tolérance aux défauts multiples et une fiabilité accrue sont les avantages de cette solution. Les inconvénients de cette solution incluent des niveaux de tension réduits en cas de pannes multiples et un contrôle complexe. Ces solutions sont étudiées dans [256], [257], [258].

## **1.8 CONCLUSION DU CHAPITRE**

En conclusion, ce chapitre a présenté un état de l'art exhaustif sur les technologies pertinentes au sujet de cette thèse. Dans la première partie, des généralités sur les microréseaux AC, DC et hybrides ont été exposées. Par la suite, les différents défis liés à l'intermittence des énergies renouvelables, à la faible inertie, à la stabilité de la tension et à la qualité de puissance des microréseaux AC ont été abordés, accompagnés des solutions proposées dans la littérature. Une revue des travaux sur la gestion de l'énergie basée sur les batteries a ensuite été réalisée. Il en ressort que la gestion de l'énergie s'oriente de plus en plus vers l'hybridation des systèmes de stockage. À cette fin,

les différentes technologies de stockage ont été présentées, démontrant que les batteries possèdent une faible densité de puissance, mais une grande densité énergétique. Il existe donc de nombreuses options pour hybrider les batteries avec des dispositifs à haute densité de puissance, les supercapacités étant les plus couramment utilisées pour leur coût et leurs avantages. Ensuite, les diverses topologies d'interconnexion et les technologies de gestion de l'énergie, classiques et intelligentes, pour un système de stockage hybride batteries-supercapacités ont été détaillées.

Ce chapitre a également couvert les avancées récentes dans la conception des onduleurs multiniveaux, avec un accent particulier sur les topologies permettant de réduire le nombre de composants. Inspirés par des travaux de la littérature, notamment ceux de Babaei et al., nous avons retenu une nouvelle topologie d'onduleur multiniveau pour ce travail. Il s'agit d'une continuation des recherches menées au laboratoire LIAS, incluant la détection des défauts de circuit ouvert dans les interrupteurs commandés de cette topologie. Par la suite, des généralités sur les méthodes de diagnostic de défauts de circuit ouvert dans les onduleurs multiniveaux ont été présentées, avec un focus sur les méthodes récentes basées sur le traitement du signal. Les méthodes de détection par analyse de la tension se sont révélées les plus fiables, car elles sont indépendantes de la charge et permettent une détection rapide des défauts. Enfin, la dernière section a mis en évidence diverses solutions de tolérance aux défauts dans les onduleurs multiniveaux, incluant les approches avec ou sans redondance matérielle.

Cette thèse vise à optimiser la gestion de l'énergie dans les microréseaux AC et DC, en prolongeant la durée de vie des batteries et en assurant un partage de puissance efficace. Elle propose également une méthode de détection et de reconfiguration sans redondance matérielle pour les défauts de circuit ouvert dans les interrupteurs commandés, appliquée à un onduleur conventionnel (NPC à cinq niveaux) ainsi qu'à la topologie récente S5L-C8S.

Le chapitre suivant se concentrera sur la modélisation, la stabilité et la gestion de l'énergie dans un microréseau DC alimenté par des panneaux photovoltaïques et un système de stockage hybride. Nous y explorerons les méthodes de gestion proposées pour optimiser l'utilisation de ces ressources dans le contexte d'un microréseau DC. En parallèle, une modélisation à petits signaux sera présentée pour le côté alternatif (AC) du système, avec pour objectif d'étudier la stabilité en utilisant des impédances virtuelles.

**CHAPITRE 2 :**  
**MODÉLISATION, ANALYSE DE LA**  
**STABILITÉ ET GESTION ÉNERGÉTIQUE**  
**D'UN MICRORÉSEAU DC EN INTERACTION**  
**AVEC UN MICRORÉSEAU AC**

## **CHAPITRE 2 : MODÉLISATION, ANALYSE DE LA STABILITÉ ET GESTION ÉNERGÉTIQUE D'UN MICRORÉSEAU DC EN INTERACTION AVEC UN MICRORÉSEAU AC**

### **2.1 INTRODUCTION**

Les microréseaux DC jouent un rôle crucial, en particulier pour la gestion et la distribution directe de l'énergie produite par des sources comme le photovoltaïque. Une stratégie de gestion de l'énergie est proposée pour un microréseau DC intégrant des panneaux photovoltaïques et un système de stockage hybride basé sur des batteries et des supercondensateurs. Cette gestion repose sur l'utilisation d'un algorithme MPPT décalé, qui ajuste la production photovoltaïque afin de respecter les contraintes physiques imposées par la batterie. De plus, l'hybridation du stockage a permis de réduire la sollicitation des batteries, même en présence d'un défaut de circuit ouvert, augmentant ainsi leur durée de vie tout en améliorant la stabilité globale du système.

Cependant, il est de plus en plus probable que ces microréseaux DC soient intégrés à des microréseaux AC, formant ainsi un microréseau hybride. Ce type de configuration présente des avantages significatifs en matière de flexibilité et de robustesse, mais il impose également des défis complexes en termes de stabilité et de gestion de l'énergie.

La stabilité d'un microréseau hybride dépend fortement du côté AC, en raison de la nature variable des charges et des interactions entre deux ou plusieurs lignes. Pour cette raison, un modèle à petits signaux sera développé, basé sur l'utilisation des impédances virtuelles. Ces impédances jouent un rôle clé dans l'amélioration du partage de puissance entre les convertisseurs, la réduction des courants de circulation indésirables, et l'amélioration de la dynamique ainsi que de la qualité de l'énergie dans le microréseau. Par conséquent, ce chapitre présentera la modélisation et le dimensionnement des régulateurs côté DC, la stratégie de gestion de l'énergie proposée pour un microréseau DC, ainsi que la modélisation à petits signaux avec l'inclusion d'impédances virtuelles pour un microréseau AC.

### **2.2 DESCRIPTION DU SYSTÈME**

Ce chapitre examine la structure d'un micro-réseau autonome triphasé comprenant une seule unité de génération distribuée qui répond à différents types de charge, comme le montre la Figure 2.1. L'unité de génération distribuée, qui fonctionne comme une alimentation en courant continu, comprend des panneaux photovoltaïques et un système de stockage d'énergie hybride. Les panneaux photovoltaïques sont déployés pour la production d'énergie électrique (Figure 2.1(a)). Le générateur photovoltaïque comprend des panneaux photovoltaïques interconnectés, disposés en série pour augmenter la tension et en parallèle pour amplifier le courant. Un convertisseur DC/DC boost est

utilisé pour acheminer la puissance générée ( $P_{pv}$ ) vers le bus DC, en utilisant la méthode Perturb & Observe pour une extraction optimale de la puissance des panneaux PV par le biais d'une approche itérative.

La Figure 2.1(b) illustre le système hybride de stockage d'énergie (HESS), qui comprend des batteries et des supercapacités. La complémentarité entre ces systèmes de stockage hybrides est indispensable. Les batteries assurant la fonction "énergie" sont dimensionnées en puissance moyenne, tandis que les supercapacités assurant la fonction "puissance" sont dimensionnés en puissance transitoire. La mise en place des supercapacités a pour but d'améliorer la durée de vie des batteries. Chaque banc de supercapacités et de batteries est relié à un convertisseur élévateur DC/DC qui le connecte au bus continu. Le rôle principal du HESS est de maintenir une tension constante du bus continu en réponse aux variations entre la production et la demande. Lorsque la demande dépasse la production, entraînant une chute de la tension du bus continu par rapport à sa valeur de référence, le HESS se décharge pour répondre à la demande excédentaire. Inversement, lorsque la demande est inférieure à la production, entraînant une augmentation de la tension du bus continu par rapport à sa valeur de référence, le HESS absorbe le surplus de puissance. Le convertisseur Buck-Boost sert de convertisseur bidirectionnel, facilitant le flux de puissance bidirectionnel entre le bus continu et le HESS. La Figure 2.1(c) présente le schéma fonctionnel de la stratégie de contrôle et de la gestion d'énergie proposée. Le contrôleur PI de la tension du bus continu génère le courant total demandé à la batterie. Ensuite, un filtre passe-bas est utilisé pour diviser le courant total en deux composantes : la composante de courant transitoire et la composante de courant permanent. Par conséquent, La partie comprenant les hautes fréquences (courant transitoire) est comparée au courant en temps réel de la supercapacité, tandis que la partie comprenant les basses fréquences associées aux batteries est comparée au courant réel de la batterie. Leurs erreurs sont transmises aux contrôleurs PI qui génèrent le rapport cyclique, lequel est transmis au générateur de modulation de largeur d'impulsion (MLI) pour générer des impulsions de commutation correspondant aux interrupteurs de batterie et de supercapacité. La gestion de l'énergie proposée repose sur le contrôle du flux de puissance, tout en respectant les contraintes fonctionnelles des batteries, notamment en maintenant l'état de charge entre 30 % et 90 % et en limitant le courant de charge nominal.

La Figure 2.1(d) montre la structure et la commande du côté alternatif d'un générateur distribué. L'onduleur a une interface avec le bus du point de couplage commun (PCC) par l'intermédiaire d'un filtre LCL dans chaque phase. Le micro-réseau est connecté au réseau électrique par l'intermédiaire d'un commutateur de transfert statique (STS) qui peut être surveillé et contrôlé par le contrôleur central du micro-réseau (MGCC). La sortie de l'onduleur passe par un filtre LCL pour atténuer le bruit de commutation à haute fréquence. Les mesures de tension et de courant filtrées sont ensuite converties en composantes de l'axe d-q à l'aide de la transformée de Park pour le contrôle primaire.

Ce dernier repose sur la capacité de n onduleurs interconnectés dans un microréseau AC à réguler la tension et la fréquence de sortie, tout en assurant un partage équitable des demandes de puissance active et réactive. La boucle d'impédance de sortie virtuelle résout les problèmes de couplage de puissance et de partage de courant causés par des rapports R/X élevés dans les réseaux basse tension, en minimisant l'influence de l'impédance de ligne et en facilitant le contrôle par l'application d'un rapport R/X prédéterminer. Pour le contrôle interne, l'erreur de tension obtenu en comparant les valeurs d-q de référence et les valeurs mesurées passe par des contrôleurs PI pour générer les références d-q pour le courant sortant de l'onduleur. Ces signaux de courant de référence sont ensuite comparés aux courants mesurés et passent par un autre ensemble de contrôleurs PI pour produire les tensions de référence destinées à générer des signaux MLI à envoyer à l'onduleur du générateur distribué.

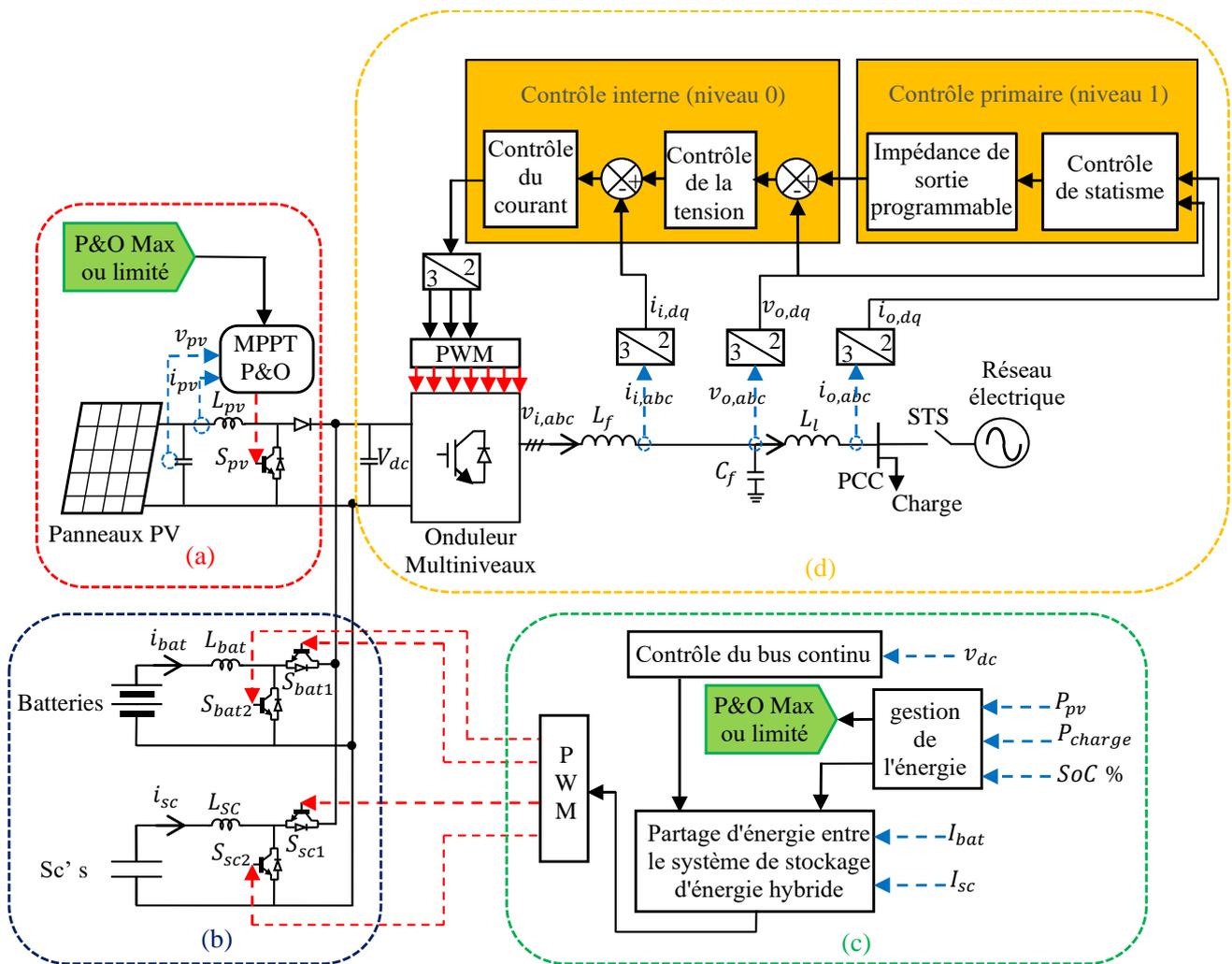


Figure 2.1 – Structure globale du générateur distribué étudié

## 2.3 MODÉLISATION DU SYSTÈME PHOTOVOLTAÏQUE ET EXTRACTION DE PUISSANCE MAXIMALE

### 2.3.1 Modélisation d'une cellule photovoltaïque

Le fonctionnement d'une cellule photovoltaïque s'apparente à celui d'une source de courant en parallèle avec une diode (comme illustré à la Figure 2.2). Ce modèle est caractérisé par une résistance série,  $R_s$ , résultant des effets combinés des résistances de base et frontale de la jonction, ainsi que des résistances des contacts face avant et arrière. En outre, il existe une résistance parallèle ou shunt,  $R_{sh}$ , provenant des contacts métalliques et des résistances de fuite entourant la cellule. La caractéristique courant-tension d'une cellule solaire réelle est déduite de l'équation (2.1) [259], [260].

$$i_{pv} = I_{ph} - I_0 \left( \exp \left( \frac{q(V_{pv} + R_s i_{pv})}{AKT} \right) - 1 \right) - \frac{v_{pv} + R_s i_{pv}}{R_{sh}} \quad (2.1)$$

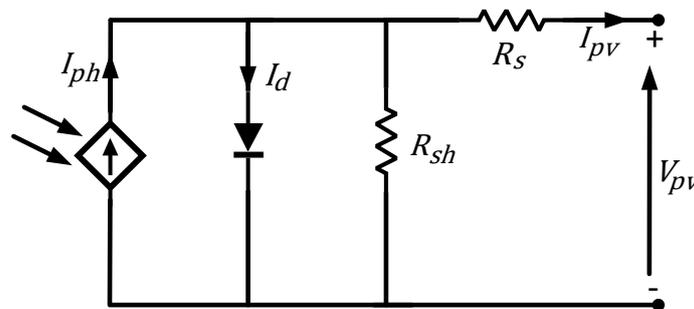


Figure 2.2 – Circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque.

Où,  $I_{ph}$  est le courant généré par l'irradiation solaire, proportionnel à l'irradiation ( $A$ );  $I_0$  est le courant de saturation inverse de la diode ( $A$ );  $q$  est la charge de l'électron qui est égale à  $1,6 \cdot 10^{-16} C$ ; la constante de Boltzmann  $K$  est égale à  $1,3 \cdot 10^{-23} J/K$ ;  $T$  est la température de la jonction PN ( $K$ ).

Le courant de la cellule photovoltaïque dépend directement de l'irradiation solaire et est proportionnel à la température selon l'équation suivante :

$$I_{ph} = \left( I_{sc\_cell} + K_I (T - T_{ref}) \right) \frac{G}{G_n} \quad (2.2)$$

Où,  $I_{sc}$  est le courant de court-circuit de la cellule à  $25^\circ C$  et  $1kW/m^2$ ;  $K_I$  représente le coefficient de température du courant de court-circuit de la cellule ;  $T$  et  $T_{ref}$  étant respectivement les températures nominale et réelle ;  $G_n$  et  $G$  représentent respectivement les irradiances nominale et réelle ( $W/m^2$ ).

L'équation de la dépendance en température du courant de saturation inverse de la diode se traduit par la formule (2.3).

$$I_0 = I_{0n} \left( \frac{T_{ref}}{T} \right)^3 \exp \left( \frac{qE_g}{AK} \left( \frac{1}{T_{ref}} - \frac{1}{T} \right) \right) \quad (2.3)$$

Où,  $E_g$  est l'énergie de la bande interdite (gap) du semi-conducteur qui est égale à 1,12 eV ;  $I_{0n}$  est le courant de saturation nominal (en A).

Un module photovoltaïque peut comprendre des ensembles de cellules associées en série et en parallèle pour produire la tension et le courant nécessaires. L'équation pour  $N_p$  en parallèle et  $N_s$  en série du groupe photovoltaïque est la suivante :

$$i_{pv} = N_p \cdot I_{ph} - N_p \cdot I_0 \left[ \exp \left( q \left( \frac{v_{pv}}{N_s} + \frac{R_s \cdot i_{pv}}{N_p} \right) \cdot \frac{1}{A \cdot K \cdot T} \right) - 1 \right] - \left( \frac{N_p \cdot v_{pv}}{N_s} + R_s \cdot i_{pv} \right) \frac{1}{R_{sh}} \quad (2.4)$$

### 2.3.2 Convertisseur de puissance

Dans le système de microréseau hybride, les convertisseurs DC-DC sont nécessaires pour augmenter ou diminuer la tension du bus continu. Dans notre cas, le convertisseur élévateur est placé entre la source photovoltaïque et le bus continu dans le système d'alimentation photovoltaïque. Le but principal de l'étage DC/DC est d'augmenter la faible tension continue d'entrée des panneaux photovoltaïques en une tension continue de sortie plus élevée. De plus, le convertisseur élévateur est couramment utilisé pour localiser le point de puissance maximale des panneaux photovoltaïques. La Figure 2.3 illustre la topologie du circuit du convertisseur élévateur [261].

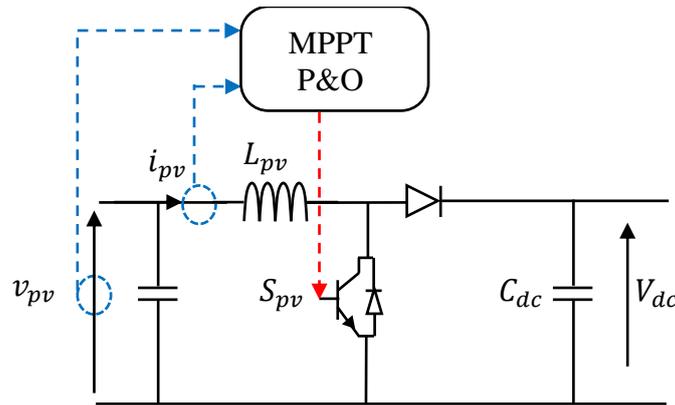


Figure 2.3 – Schéma du convertisseur boost

Le convertisseur boost est connu sous le nom d'amplificateur de tension. Lors de la première fermeture du transistor  $S_{pv}$ , le courant dans l'inductance augmente progressivement et graduellement, car l'inductance emmagasine de l'énergie jusqu'à la fin de la première période. Ensuite, le transistor s'ouvre, et l'inductance s'opposant à la diminution du courant génère une tension, qui est ajoutée à la tension de la source par l'intermédiaire de la diode. En valeurs moyennes, la tension de sortie ( $V_{dc}$ )

est une fonction de la tension d'entrée ( $v_{pv}$ ) et du rapport cyclique. Elle est exprimée dans l'équation (2.5). La régulation de la tension de sortie se fait alors en contrôlant le rapport cyclique  $D_{pv}$ .

$$v_{dc} = \frac{v_{pv}}{1 - D_{pv}} \quad (2.5)$$

Ensuite, la valeur de l'inductance ( $L_{pv}$ ) du convertisseur boost joue un rôle crucial dans le dimensionnement. Elle est liée à la fréquence de commutation ( $f_{sw\_pv}$ ) et au courant moyen traversant l'inductance ( $I_{L_{avg}}$ ) par l'équation :

$$L_{pv} \geq \frac{v_{pv} D_{pv}}{2 \Delta I_{L_{ripple}} f_{sw\_pv}} \quad (2.6)$$

$\Delta I_{L_{ripple}}$  représente le pourcentage d'ondulation du courant de l'inductance du convertisseur boost. Plus la valeur de l'inductance est élevée, moins l'ondulation du courant d'entrée est importante. Cependant, une valeur plus élevée de l'inductance augmentera la taille du convertisseur, le coût du système et les pertes dans le système. Ainsi, l'ondulation du courant d'entrée ( $\Delta I_{L_{ripple}}$ ) est limitée à 3 % pour le convertisseur des panneaux photovoltaïques dans cette étude.

De plus, la tension de sortie du générateur photovoltaïque est affectée par les variations de température et d'ensoleillement. La sélection du condensateur de sortie ( $C_{dc}$ ) est cruciale pour maintenir une tension de sortie régulée et atténuer l'ondulation de la tension. La valeur de ce condensateur peut être déterminée en fonction de la variation maximale de la tension de sortie admissible ( $\Delta V_{dc}$ ) et du courant de sortie ( $V_{dc}/R_{ch}$ ) selon l'équation :

$$C_{dc} = \frac{V_{dc} D_{pv}}{2 \Delta V_{dc} R_{ch} f_{sw\_pv}} \quad (2.7)$$

Une valeur plus élevée de la capacité contribuera à réduire l'ondulation de la tension de sortie. Ainsi, l'ondulation de la tension de sortie est maintenue à 1 % de la tension du bus continu pour le convertisseur des panneaux photovoltaïques.

### 2.3.3 Recherche de la puissance maximale du générateur photovoltaïque

La méthode Perturb & Observe (P&O) est l'une des techniques les plus répandues pour le suivi du point de puissance maximale (MPPT). Elle fonctionne de manière itérative, d'abord en mesurant les caractéristiques du panneau photovoltaïque, puis en induisant une légère perturbation de la tension ou du courant afin d'évaluer la variation de puissance qui en résulte. L'essence de la commande MPPT de type P&O consiste à perturber la tension " $v_{pv}$ " d'une faible amplitude autour de sa valeur initiale et à observer la variation correspondante de la puissance " $P_{pv}$ " comme illustré à la Figure 2.4. Si une

augmentation de  $v_{pv}$  entraîne une augmentation de  $P_{pv}$ , cela indique que le système fonctionne à gauche du MPP ; inversement, si  $P_{pv}$  diminue, cela suggère que le système ait dépassé le MPP. Cette analyse s'étend également à la baisse de la tension. En examinant les effets des variations de tension sur la courbe  $P_{pv}(v_{pv})$ , il est possible de repérer facilement le point de fonctionnement par rapport au MPP et s'orienter vers la puissance maximale à l'aide d'une commande de contrôle appropriée. En fait, si une perturbation de la tension augmente la puissance photovoltaïque, la direction de la perturbation persiste ; dans le cas contraire, elle est inversée pour s'aligner sur le nouveau MPP afin de poursuivre la convergence [262].

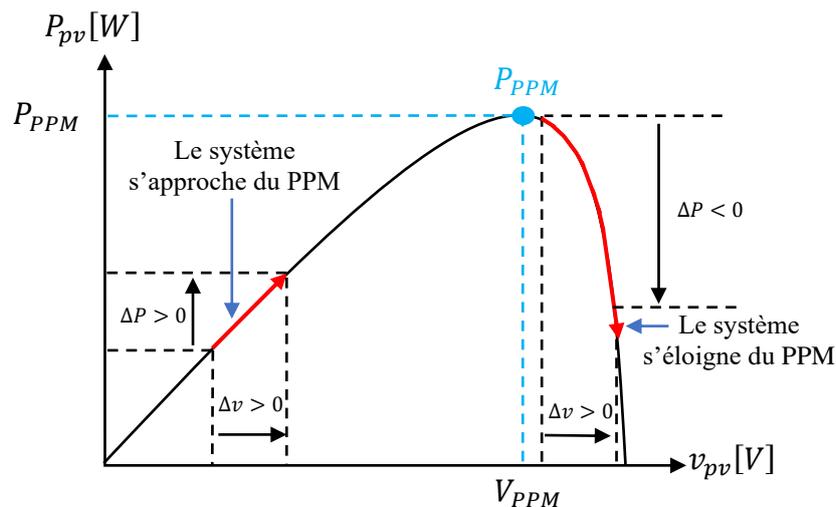


Figure 2.4 – Caractéristique  $P_{pv}(v_{pv})$  d'un panneau photovoltaïque

La Figure 2.5 illustre l'algorithme de contrôle MPPT P&O classique, dans lequel l'évolution de la puissance est évaluée après chaque perturbation de la tension. Cette méthode de contrôle nécessite deux capteurs, mesurant le courant et la tension du panneau PV, pour déterminer la puissance PV à chaque instant.

Malgré son utilisation répandue en raison de sa simplicité de mise en œuvre, la méthode P&O s'accompagne de certaines difficultés liées aux oscillations qu'elle induit autour du MPP en régime permanent. Cela se produit lorsque la procédure de recherche du MPP doit être exécutée de manière récurrente, ce qui entraîne une oscillation continue autour du MPP. Ces oscillations peuvent être atténuées en réduisant la variable de perturbation. Cependant, la diminution de la valeur d'incrément de tension ralentit la recherche du MPP, ce qui nécessite un équilibre entre la précision et la rapidité, et rend l'optimisation de cette méthode de contrôle difficile. Notamment, cette méthode de contrôle tend à produire un rendement plus élevé par temps clair et ensoleillé, lorsque le MPP change progressivement et de manière prévisible avec l'intensité de l'ensoleillement. À l'inverse, les jours caractérisés par des fluctuations rapides et importantes de l'irradiation, cette méthode de contrôle s'avère moins efficace en raison du temps nécessaire à la réponse du contrôle pour atteindre le nouveau MPP.

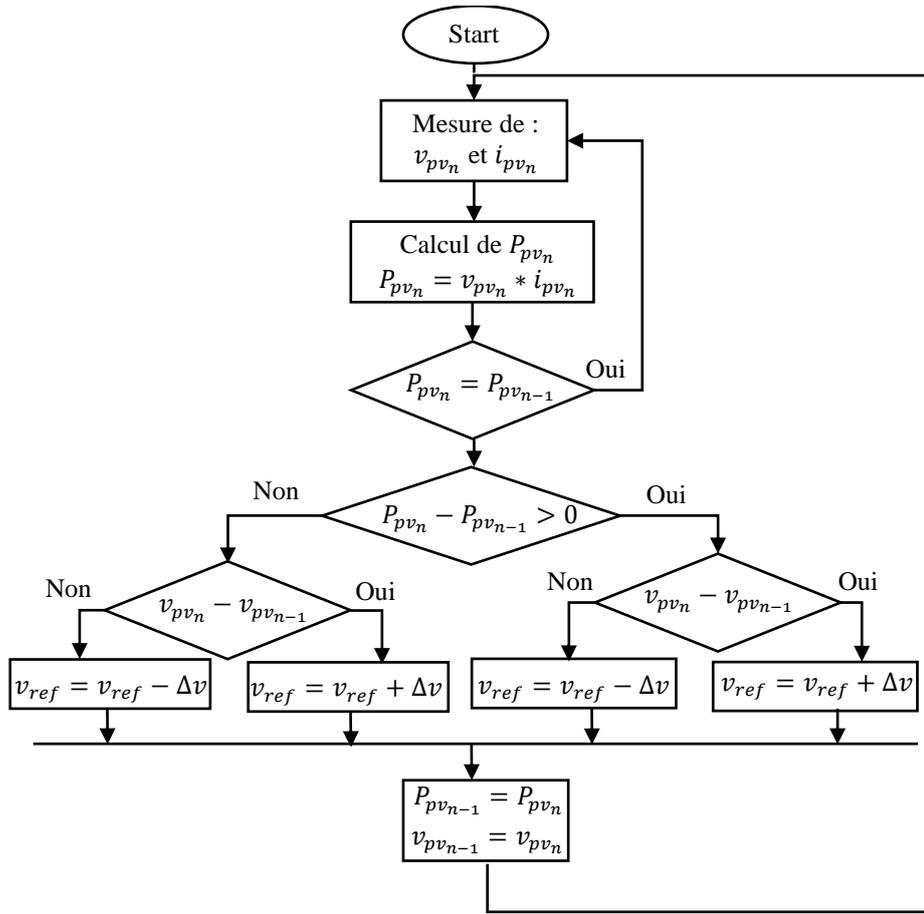


Figure 2.5 – L'algorithme P&O

## 2.4 MODÉLISATION ET CONTRÔLE DU SYSTÈME DE STOCKAGE HYBRIDE

### 2.4.1 Modélisation de la batterie

Il existe trois principaux types de modèles de batterie décrits dans la littérature. Ceux-ci comprennent le modèle de batterie expérimentale, le modèle de batterie électrochimique, et le modèle de batterie basé sur un circuit électrique. La représentation schématique du modèle de batterie simple basé sur un circuit électrique est illustrée dans la Figure 2.6. Dans ce modèle, la source de tension et la résistance sont connectées en série. La tension à vide est définie par une équation non linéaire comme présentée dans l'équation (2.8). Cette tension varie en fonction de l'état de charge réelle (SoC) de la batterie. Le même ensemble d'équations caractéristiques est utilisé pour modéliser à la fois les phases de charge et de décharge dans ce modèle. De plus, la résistance interne de la batterie ( $R_{Batt}$ ) est considérée comme constante dans ce modèle, indépendamment du courant de charge ou de décharge [263]. Les équations caractéristiques qui décrivent le comportement de la batterie sont données dans les équations (2.8) et (2.9) [125].

$$E = E_0 - K_b \frac{Q}{Q - \int_0^t idt} + A_b e^{-B \int_0^t idt} \quad (2.8)$$

$$v_{Batt} = E - R_{Batt} \cdot i_{Batt} \quad (2.9)$$

$E$ ,  $E_0$ ,  $v_{Batt}$ , et  $A_b$ , sont respectivement la tension constante, la tension à vide, la tension aux bornes de la batterie et la tension exponentielle.  $Q$  est la capacité maximale en ampères-heure de la batterie,  $K$  est la constante de polarisation ( $V/Ah$ ),  $B$  est la capacité exponentielle ( $Ah^{-1}$ ),  $\int idt$  représente la charge prise/délivrée par la batterie ( $Ah$ ), tandis que  $R_{Batt}$  et  $i_{Batt}$ , respectivement, représentent la résistance interne et le courant de la batterie. Pour atteindre les valeurs de courant et de tension nominales requises, plusieurs batteries sont interconnectées en combinaison série-parallèle.

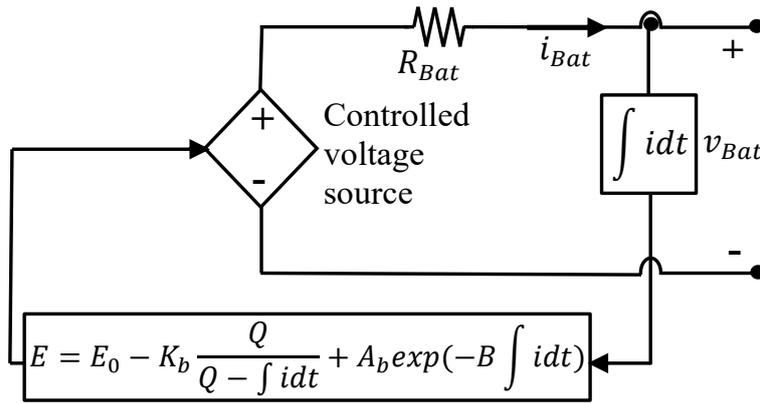


Figure 2.6 – Circuit équivalent de la batterie

## 2.4.2 Modélisation du supercapacité

Le modèle de supercapacité employé dans cette étude repose essentiellement sur la fusion du principe de Stern du modèle de Helmholtz et du modèle de Gouy-Chapman [264], [265], disponibles également dans la boîte à outils de MATLAB / Simulink. La représentation graphique du modèle de supercapacité est présentée dans la Figure 2.7.

La capacité d'une cellule supercapacité est donnée comme suit :

$$C = \left[ \frac{1}{C_{GC}} - \frac{1}{C_H} \right] \quad (2.10)$$

Où,

$$C_{GC} = \frac{FQ_c}{2N_e RT} \sinh \left( \frac{Q_c}{N_e^2 A_i \sqrt{8RT \varepsilon \varepsilon_0 C}} \right) \quad (2.11)$$

$$C_H = \frac{N_e A \varepsilon \varepsilon_0 C}{d} \quad (2.12)$$

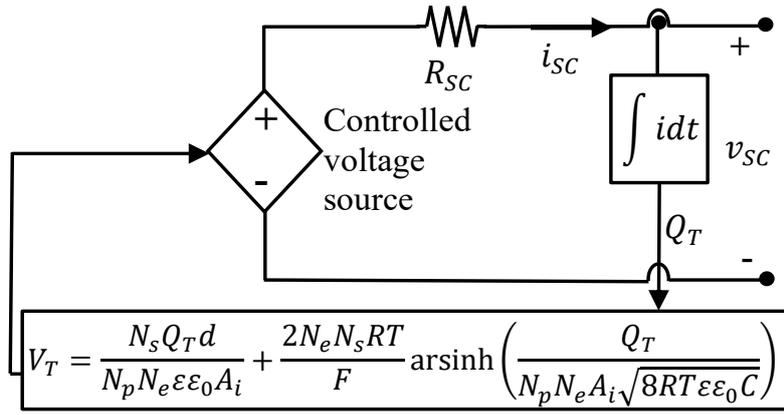


Figure 2.7 – Circuit équivalent de la supercapacité

Où  $C_H$  et  $C_{GC}$  sont respectivement la capacité de Helmholtz et de Gouy-Chapman (*Farad*),  $F$  est la constante de Faraday,  $Q_c$  est la charge électrique de la cellule ( $C$ ),  $N_e$  est le nombre de couches d'électrodes,  $R$  est la constante des gaz idéaux,  $A_i$  est la surface interfaciale entre les électrodes et l'électrolyte ( $m^2$ ),  $\varepsilon$  et  $\varepsilon_0$  sont respectivement les permittivités ( $F/m$ ) du matériau de l'électrolyte et de l'espace libre.  $C$  est la concentration molaire ( $mol.m^{-3}$ ) et  $d$  est la longueur de la couche de Helmholtz ( $m$ ).

Afin d'atteindre les valeurs de courant et de tension requises, plusieurs supercapacités sont connectés en série et en parallèle. La capacité totale  $C_T$  de l'ensemble des supercapacités est calculée comme suit :

$$C_T = \frac{N_{p\_SC}}{N_{s\_SC}} C \quad (2.13)$$

Où  $N_{s\_sc}$  et  $N_{p\_sc}$  sont respectivement le nombre de supercapacités connectés en série et en parallèle. Compte tenu des pertes résistives des supercapacités, la tension de sortie est exprimée comme suit :

$$v_{SC} = \frac{Q_T}{C_T} - R_{SC} i_{SC} \quad (2.14)$$

Avec,

$$Q_T = N_{p\_SC} Q_C \int i_{SC} dt \quad (2.15)$$

Où  $Q_T$  est la charge totale de l'empilement de supercapacités (*Coulomb*),  $v_{SC}$  est le courant total de l'empilement de supercapacités ( $A$ ),  $R_{SC}$  est la résistance interne totale de l'empilement de supercapacités ( $\Omega$ ).

### 2.4.3 Modélisation du convertisseur bidirectionnel Buck-Boost

L'architecture choisie utilise une paire de convertisseurs DC/DC parallèles du côté de la source d'énergie, comme illustré à la Figure 2.8. Chaque convertisseur est lié à une source d'énergie, avec un flux de courant bidirectionnel. Leur fonction première est d'adapter les niveaux de tension des composants de stockage d'énergie hybride sur celle de la tension du bus continu. En outre, ces convertisseurs gèrent efficacement les échanges de puissance entre divers éléments tels que les panneaux photovoltaïques, les batteries, les supercondensateurs et la charge. Chaque convertisseur DC/DC bidirectionnel comprend quatre semi-conducteurs, à savoir deux IGBTs et deux diodes. Les IGBTs, dénommés  $S_{bat1}$  et  $S_{sc1}$ , commutent entre les états de passant et bloqué. Collectivement, ces IGBTs, ainsi que les diodes de roue libre  $D_{bat2}$  et  $D_{sc2}$ , facilitent le transfert de puissance à partir de chaque source en mode "boost". En outre, les diodes  $D_{bat1}$  et  $D_{sc1}$ , combinées aux IGBTs  $S_{sc2}$  et  $S_{bat2}$ , permettent aux convertisseurs de fonctionner efficacement en mode buck [266].

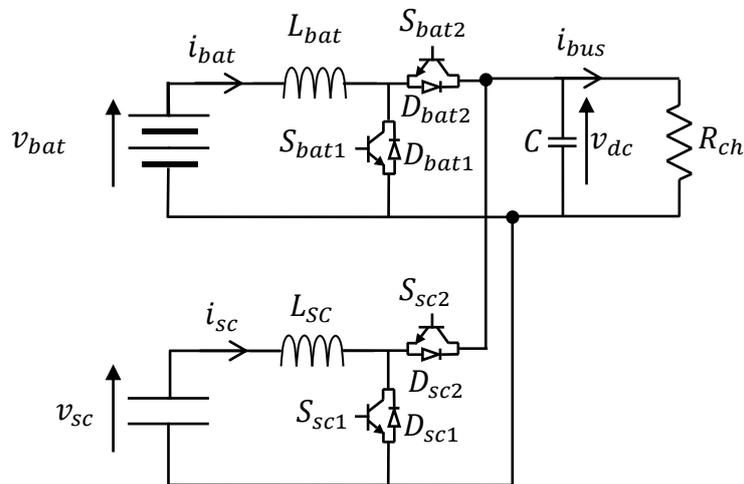


Figure 2.8 – Système de stockage hybride connecté aux convertisseurs DC/DC parallèle

Pour comprendre le fonctionnement des convertisseurs DC/DC mentionnés dans le paragraphe précédent, il est nécessaire d'examiner d'abord les différentes étapes de fonctionnement de chacun des composants.

#### 2.4.3.1 Principe de fonctionnement

Compte tenu de l'hypothèse d'une conduction continue, l'examen des modes de fonctionnement permet d'obtenir des représentations mathématiques pour les convertisseurs. Les deux convertisseurs étant identiques, cette étude est centrée sur un seul convertisseur bidirectionnel, illustré à la Figure 2.9, situé du côté de la batterie. Les différents états des interrupteurs  $S_{bat1}$  et  $D_{bat2}$  permettent de distinguer les deux phases de fonctionnement suivantes [266], [267] :

- La phase active

Comme le montre la Figure 2.9, l'interrupteur  $S_{bat1}$  est en position fermée tandis que la diode  $D_{bat2}$  est bloquée. Dans cette configuration, le courant  $i_{bat}$  qui traverse l'inductance  $L_{bat}$  subit une

croissance linéaire, ce qui entraîne l'accumulation de l'énergie  $W_{L_{bat}}$  dans  $L_{bat}$ , comme indiqué dans l'équation (2.15).

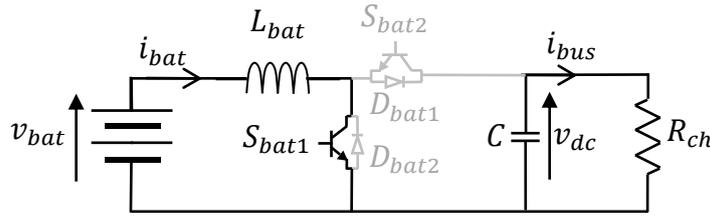


Figure 2.9 – Phase active

Pendant l'intervalle de temps considéré : (État passant)

$$\begin{cases} L_{bat} \frac{di_{bat}}{dt} = v_{bat} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = -i_{bus} \end{cases} \quad (2.16)$$

Où,  $L_{bat}$  l'inductance de lissage,  $C$  le condensateur de filtrage,  $v_{bat}$  la tension de la batterie,  $i_{bat}$  le courant d'entrée du convertisseur,  $i_{bus}$  le courant de sortie du convertisseur,  $v_{dc}$  la tension du bus continu,  $R_{ch}$  la résistance de la charge.

Le circuit linéaire est décrit au moyen du vecteur d'état  $x = [i_{bat} \quad v_{dc}]^T$  composé du courant de l'inductance et de la tension du condensateur. Lorsqu'elles sont écrites sous la forme d'un espace d'état, ces équations peuvent se formuler comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x} = A_1 x + B_1 v_{bat} \\ y_1 = \begin{bmatrix} i_{bat} \\ v_{dc} \end{bmatrix} = C_1 x \end{cases} \quad (2.17)$$

Où  $A_1$ ,  $B_1$  et  $C_1$  sont les matrices de l'équation d'état et sont dérivées de l'équation (2.18).

Avec

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_{ch}C} \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{bat}} \\ 0 \end{bmatrix}, C_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

- La phase roue libre

La Figure 2.10 montre que lorsque l'interrupteur  $S_{bat1}$  est ouvert, la diode  $D_{bat2}$  est passante. Dans ce scénario, l'énergie initialement stockée dans l'inductance  $L_{bat}$  est retransférée au condensateur et à la charge  $R_{ch}$ , comme indiqué dans l'équation (2.19).

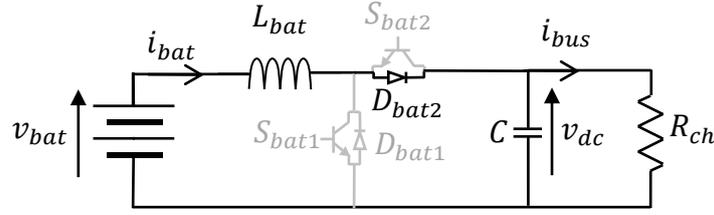


Figure 2.10 – Phase roue libre

$$\begin{cases} L_{bat} \frac{di_{bat}}{dt} = v_{bat} - v_{dc} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = i_{bat} - i_{bus} \end{cases} \quad (2.19)$$

De la même manière, le circuit linéaire est décrit au moyen du vecteur d'état  $x = [i_{bat} \quad v_{dc}]^T$  composé du courant de l'inductance et de la tension du condensateur. Lorsqu'elles sont écrites sous la forme d'un espace d'état, ces équations deviennent l'équation (2.20)

$$\begin{cases} \dot{x} = A_2 x + B_2 v_{bat} \\ y_2 = y_1 = \begin{bmatrix} i_{bat} \\ v_{dc} \end{bmatrix} = C_2 x \end{cases} \quad (2.20)$$

Où  $A_2$ ,  $B_2$  et  $C_2$  sont les matrices de l'équation d'état et sont dérivées de l'équation (2.21).

$$\text{Avec} \quad A_1 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_{bat}} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_{ch}C} \end{bmatrix}, B_2 = B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{bat}} \\ 0 \end{bmatrix}, C_2 = C_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

### 2.4.3.2 Modélisation à petits signaux du convertisseur

L'analyse à petits signaux des convertisseurs d'électronique de puissance permet de comprendre comment les différents facteurs influencent la réponse du système. L'extraction des fonctions de transfert du système par cette analyse est cruciale pour déterminer les paramètres du contrôleur lors de la commande du convertisseur DC-DC bidirectionnel [125].

Les performances du convertisseur DC-DC bidirectionnel dépendent du signal de commande appliqué à ses interrupteurs de commande. Les interrupteurs de commande  $S_{bat1}$  et  $S_{bat2}$  fonctionnent de manière complémentaire dans le convertisseur DC-DC bidirectionnel, ce qui se traduit par la même fonction de transfert dans les modes "buck" et "boost". En mode "boost", le courant circule d'un niveau de tension inférieur à un niveau supérieur, tandis qu'en mode "buck", la puissance circule du micro-réseau continu vers la source de tension d'entrée. Pour faciliter une analyse claire et concise, cette discussion se concentre sur le fonctionnement en mode élévateur "boost".

Les équations d'état moyennes du convertisseur DC-DC sur une période d'un cycle de commutation sont présentées ci-dessous dans les équations (2.22) et (2.23) [261].

$$\begin{cases} A_1 \neq A_2 \\ B_1 = B_2 \\ C_1 = C_2 \\ y = y_1 = y_2 \end{cases} \quad \begin{cases} t_{on} = d_{bat} T_s \\ t_{off} = (1 - d_{bat}) T_s \end{cases} \quad (2.22)$$

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = [d_{bat}(t)A_1 + (1 - d_{bat}(t))A_2]x(t) + [d_{bat}(t)B_1 + (1 - d_{bat}(t))B_2]v_{bat} \\ y(t) = \begin{bmatrix} i_{bat}(t) \\ v_{dc}(t) \end{bmatrix} = [d_{bat}(t)C_1 + (1 - d_{bat}(t))C_2]x(t) \end{cases} \quad (2.23)$$

Le design de la méthode de contrôle en boucle fermée pour le convertisseur DC-DC nécessite des équations d'état linéarisées. Ainsi, les équations d'état du système sont linéarisées autour du point de polarisation DC défini avec des perturbations de petit signal dans le système. Par conséquent, les paramètres d'état avec les perturbations de petit signal peuvent être représentés comme suit [267] :

$$\begin{aligned} x(t) &= X + \hat{x}(t), \quad v_{dc}(t) = V_{dc} + \hat{v}_{dc}(t), \quad i_{bat}(t) = I_{bat} + \hat{i}_{bat}(t), \\ v_{bat}(t) &= V_{bat} + \hat{v}_{bat}(t), \quad d_{bat}(t) = D_{bat} + \hat{d}_{bat}(t) \end{aligned} \quad (2.24)$$

Les perturbations de petit signal du courant de l'inductance, de la tension d'entrée (batterie ou supercapacité), du rapport cyclique, de la tension du bus continu de sortie et du vecteur de variable d'état sont respectivement représentées par  $\hat{i}_{bat}(t)$ ,  $\hat{v}_{bat}(t)$ ,  $\hat{d}_{bat}(t)$ ,  $\hat{v}_{dc}(t)$  et  $\hat{x}(t)$ . Suite à l'introduction de ces perturbations dans le système, les équations d'états présentées dans (2.23) peuvent être exprimée de la manière suivante :

$$\begin{cases} \frac{d[X + \hat{x}(t)]}{dt} = [(D_{bat} + \hat{d}_{bat}(t))A_1 + (1 - (D_{bat} + \hat{d}_{bat}(t)))A_2][X + \hat{x}(t)] + \\ \quad [(D_{bat} + \hat{d}_{bat}(t))B_1 + (1 - (D_{bat} + \hat{d}_{bat}(t)))B_2]V_{bat} \\ y(t) = \begin{bmatrix} I_{bat} + \hat{i}_{bat}(t) \\ V_{dc} + \hat{v}_{dc}(t) \end{bmatrix} = [(D_{bat} + \hat{d}_{bat}(t))C_1 + (1 - (D_{bat} + \hat{d}_{bat}(t)))C_2][X + \hat{x}(t)] \end{cases} \quad (2.25)$$

En développant ces équations d'états et en regroupant les termes, ainsi qu'en utilisant l'équation (2.22) à des fins de simplification, ces équations peuvent être exprimées comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\hat{x}(t)}{dt} = \underbrace{(AX + BV_{bat})}_{\text{Terme DC}} + \underbrace{A\hat{x}(t) + [(A_1 - A_2)X]}_{\text{Termes AC du 1}^{er} \text{ ordre (linéaire)}} \hat{d}_{bat}(t) + \underbrace{(A_1 - A_2)\hat{x}(t)\hat{d}_{bat}(t)}_{\text{Termes AC du 2}^{ème} \text{ ordre}} \\ \left[ \begin{array}{l} I_{bat} + \hat{i}_{bat}(t) \\ V_{dc} + \hat{v}_{dc}(t) \end{array} \right] = \underbrace{CX}_{\text{Terme DC}} + \underbrace{C\hat{x}(t)}_{\text{Termes AC du 1}^{er} \text{ ordre (linéaire)}} \end{array} \right. \quad (2.26)$$

Où :

$$\left\{ \begin{array}{l} A = A_1 D_{bat} + A_2 (1 - D_{bat}) \\ B = B_1 D_{bat} + B_2 (1 - D_{bat}) \\ C = C_1 D_{bat} + C_2 (1 - D_{bat}) \end{array} \right.$$

Les équations d'états dans (2.26) comprennent trois composantes distinctes : (i) les termes DC, qui représentent des valeurs constantes, (ii) les termes AC du premier ordre (linéaires), qui résultent de la multiplication d'un terme DC avec un terme AC, et (iii) les termes AC du deuxième ordre (non linéaires), qui résultent de la multiplication de deux termes AC, signifiant des signaux variant dans le temps et introduisant ainsi une non-linéarité au fil du temps. Les quantités de termes AC du deuxième ordre peuvent être négligées en raison de leur amplitude nettement inférieure à celle des termes AC du premier ordre. En outre, dans une analyse en régime permanent, les termes DC restent constants, ce qui fait que leurs dérivées sont nulles. Par conséquent, la somme des termes DC des équations d'états est nulle, ce qui ne laisse que les termes linéaires du premier ordre comme composantes restantes. Les équations d'états dans (2.27) représentent les équations linéarisées à petits signaux.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\hat{x}(t)}{dt} \approx A\hat{x}(t) + [(A_1 - A_2)X] \hat{d}_{bat}(t) \\ \left[ \begin{array}{l} \hat{i}_{bat}(t) \\ \hat{v}_{dc}(t) \end{array} \right] \approx C\hat{x}(t) \end{array} \right. \quad (2.27)$$

L'étape suivante consiste à transformer le modèle à petits signaux du domaine temporel au domaine fréquentiel (domaine s). En appliquant les transformées de Laplace aux équations (2.27) avec des conditions initiales nulles, les expressions résultantes sont les suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{x}(s) = [sI - A]^{-1} [(A_1 - A_2)X] \hat{d}_{bat}(s) \\ \left[ \begin{array}{l} \hat{i}_{bat}(s) \\ \hat{d}_{bat}(s) \\ \hat{v}_{dc}(s) \\ \hat{d}_{bat}(s) \end{array} \right] = C [sI - A]^{-1} [(A_1 - A_2)X] \end{array} \right. \quad (2.28)$$

La dernière étape consiste à dériver les fonctions de transfert à petits signaux  $G_{vd}$  et  $G_{id}$  du convertisseur boost à partir de l'équation précédente, comme indiqué dans les équations (2.29) et (2.30).

$$G_{id} = \frac{\hat{i}_{bat}}{\hat{d}_{bat}} = \frac{Cv_{dc}s + 2(1-D_{bat})I_{bat}}{L_{bat}Cs^2 + \frac{L_{bat}}{R_{ch}}s + (1-D_{bat})^2} \quad (2.29)$$

$$G_{vd} = \frac{\hat{v}_{dc}}{\hat{d}_{bat}} = \frac{(1-D_{bat})V_{dc} - L_{bat}I_{bat}s}{L_{bat}Cs^2 + \frac{L_{bat}}{R_{ch}}s + (1-D_{bat})^2} \quad (2.30)$$

$G_{vd}$  et  $G_{id}$  représentent respectivement la fonction de transfert du rapport cyclique à la tension du bus continu et la fonction de transfert du rapport cyclique au courant de l'inductance. Ces deux fonctions de transfert sont utilisées pour calculer la fonction de transfert du courant de l'inductance à la tension du bus continu, désignée par  $G_{vi}$ , qui est essentielle dans la boucle de contrôle externe et est formulée dans l'équation (2.31).

$$G_{vi} = \frac{G_{vd}}{G_{id}} = \frac{\hat{v}_{dc}}{\hat{i}_{bat}} = \frac{(1-D_{bat})V_{dc} - L_{bat}I_{bat}s}{Cv_{dc}s + 2(1-D_{bat})I_{bat}} \quad (2.31)$$

#### 2.4.4 Partage de puissance du système de stockage d'énergie hybride

La représentation de la méthode de partage de puissance utilisée pour le contrôle du système de stockage d'énergie hybride est illustrée à la Figure 2.11. La méthode de contrôle à deux boucles de tension est employée pour réguler la tension continue. Cette méthode comprend une boucle de contrôle interne ainsi qu'une boucle de contrôle externe. La boucle de contrôle interne régule le courant provenant du système de stockage d'énergie hybride. La boucle de contrôle externe est utilisée pour obtenir la référence de courant pour la boucle de contrôle de courant. La référence de courant totale est générée de manière que le flux de puissance global dans le bus continue soit équilibré pendant les variations de la charge et de la production. La tension du bus continu ( $v_{dc}$ ) est comparée à la valeur de référence de la tension du bus continu ( $v_{dc.ref}$ ). La tension d'erreur obtenue après la comparaison est transmise à la boucle de contrôle de la tension. Le régulateur PI de la boucle de tension génère la référence de courant total ( $i_{tot}$ ) à fournir/absorber par le HESS.  $i_{tot}$  est ensuite divisé en courant moyen et courant transitoire à l'aide d'un filtre passe-bas, comme illustré à la Figure 2.11. Le courant moyen ( $i_{avg}$ ) et le courant transitoire ( $i_{tran}$ ) sont respectivement utilisés comme références de courant pour la batterie et la supercapacité. La bande passante du régulateur PI de tension et de courant doit être soigneusement sélectionnée pour éviter le problème de conflit du régulateur du convertisseur. Le point essentiel de la technique de partage de l'énergie dans un système

hybride est de réduire la sollicitation de la batterie, prolongeant ainsi sa durée de vie, et de rétablir la tension du bus continu le plus rapidement possible [268].

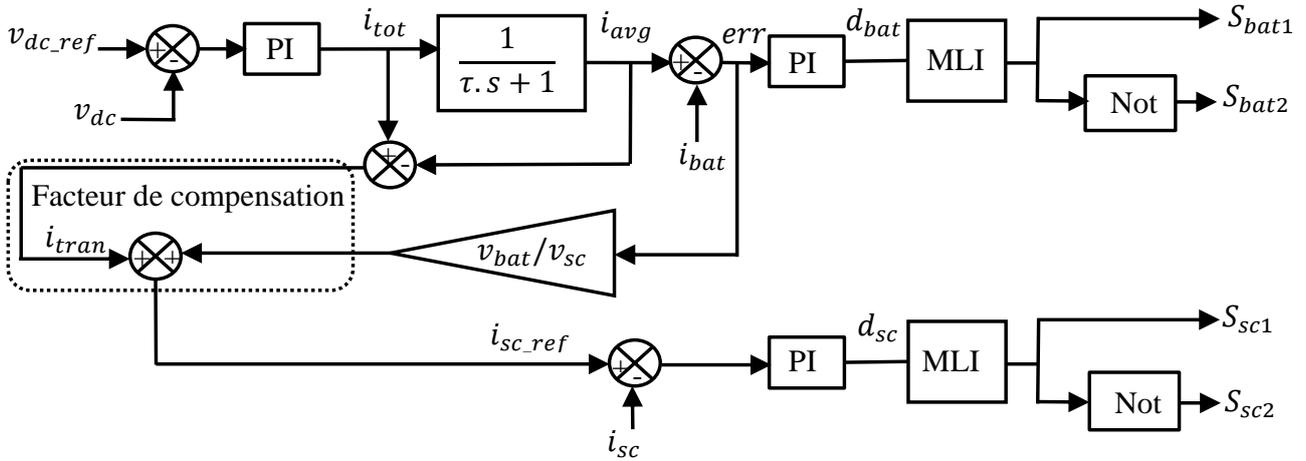


Figure 2.11 – Partage de puissance du système de stockage d'énergie hybride

La puissance nécessaire pour maintenir l'équilibre dans le bus continu malgré les fluctuations de charge et de génération est divisée en deux composantes principales : la composante de puissance moyenne ( $P_{avg}$ ) et la composante de puissance transitoire ( $P_{tran}$ ). Par conséquent, l'équation de la balance de puissance peut être dérivée comme suit :

$$P_{ch}(t) - P_{pv}(t) = P_{bat}(t) + P_{sc}(t) = P_{avg}(t) + P_{tran}(t) \quad (2.32)$$

$P_{ch}(t)$ ,  $P_{pv}(t)$ ,  $P_{bat}(t)$  et  $P_{sc}(t)$  représentent respectivement la charge, la génération photovoltaïque, la puissance de la batterie et de supercapacité. Le système de stockage d'énergie hybride régule la demande de puissance nette pour maintenir la tension du bus continu dans une référence prédéfinie. Les valeurs de puissance de la batterie et de la supercapacité sont spécifiées dans l'équation (2.33).

$$P_{bat}(t) + P_{sc}(t) = P_{avg}(t) + P_{tran}(t) = v_{dc} i_{tot}(t) \quad (2.33)$$

Le système de stockage d'énergie hybride gère la demande totale en courant tout en régulant la tension du bus continu, et cela est exprimé comme suit :

$$i_{tot}(t) = \frac{P_{avg}(t)}{v_{dc}} + \frac{P_{tran}(t)}{v_{dc}} = i_{avg}(t) + i_{tran}(t) \quad (2.34)$$

La boucle de régulation de tension calcule le courant total, noté  $i_{tot}$ , comme indiqué dans l'équation (2.35).

$$i_{tot}(t) = i_{avg}(t) + i_{tran}(t) = K_{p\_v_{dc}} v_{err} + K_{i\_v_{dc}} \int v_{err} dt \quad (2.35)$$

Le gain proportionnel et le gain intégral de la boucle de contrôle de tension sont respectivement désignés par  $K_{p\_vdc}$  et  $K_{i\_vdc}$ . " $v_{err}$ " représente la tension d'erreur, tandis que " $v_{ref}$ " représente la référence de tension du bus continu. Un partage efficace de  $i_{tot}$  est crucial pour restaurer rapidement la tension du bus continu et améliorer l'efficacité de la stratégie de partage de puissance. Pour ce faire, un filtre passe-bas est utilisé pour extraire le composant de courant moyen de  $i_{tot}$ , donnant le courant moyen ( $i_{avg}$ ), tel qu'exprimé dans l'équation (2.36).

$$i_{bat\_ref}(s) = i_{avg}(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} i_{tot}(s) \quad (2.36)$$

Le terme  $\omega_c$  représente la fréquence de coupure du filtre passe-bas.  $i_{bat\_ref}$  désigne la référence de courant pour le contrôleur de courant de la batterie. Le système de batterie gère le courant moyen, mais il existe une puissance non compensée dans le système en raison de la réponse lente de divers composants, y compris la batterie, le contrôleur de batterie et le convertisseur DC-DC bidirectionnel. Cette puissance non compensée provenant du système de batterie est exprimée comme suit :

$$P_{bat\_noncomp}(s) = (i_{bat\_ref}(s) - i_{bat}(s)) v_{bat}(s) \quad (2.37)$$

La puissance non compensée de la batterie, désignée par  $P_{bat\_noncomp}(s)$ , est exploitée dans la stratégie de partage de la puissance pour renforcer les performances de la supercapacité. La composante de courant transitoire ( $i_{tran}$ ) et  $P_{bat\_noncomp}(s)$  sont toutes deux supportées par la supercapacité. Par conséquent, la référence de courant pour la supercapacité ( $i_{sc\_ref}$ ) est dérivée selon l'équation (2.39).

$$i_{tran}(s) = \left(1 - \frac{\omega_c}{s + \omega_c}\right) i_{tot}(s) \quad (2.38)$$

$$i_{sc\_ref}(s) = i_{tran}(s) + (i_{bat\_ref}(s) - i_{bat}(s)) \frac{v_{bat}(s)}{v_{sc}(s)} \quad (2.39)$$

Les références générées pour les courants de la batterie et de la supercapacité sont ensuite comparées à leurs mesures de courant réelles respectives. Ensuite, le courant d'erreur résultant de ces comparaisons est injecté dans le compensateur de courant PI. Ce compensateur calcule le rapport cyclique nécessaire pour suivre les références de courant correspondantes. Dans la Figure 2.11,  $d_{bat}$  représente le rapport cyclique pour le contrôle du convertisseur de batterie, tandis que  $D_{sc}$  représente le rapport cyclique pour le contrôle du convertisseur de supercapacité.

## 2.4.5 L'analyse de stabilité du système de stockage hybride

L'objectif principal de l'approche de partage de puissance est d'améliorer la régulation de la tension tout en préservant l'équilibre approprié du flux de puissance dans le bus continu. Le Tableau 2.1 affiche les paramètres système essentiels nécessaires pour choisir les gains du contrôleur. Le comportement dynamique du système en cas de déséquilibre entre l'offre et la demande repose principalement sur la réponse de la supercapacité, de la batterie et du courant photovoltaïque aux changements de tension du bus continu [22] . La variation de la tension du bus continu peut être exprimée comme suit :

$$\Delta v_{dc} = G_{bat} \Delta i'_{bat} + G_{sc} \Delta i'_{sc} + G_{pv} \Delta i'_{pv} \quad (2.40)$$

**Tableau 2.1 : Paramètres nominaux du convertisseur bidirectionnel DC-DC connecté à la batterie et à la supercapacité**

$v_{bat}$	$L_{bat}$	$C$	$R_{ch}$	$v_{dc}$	$D_{bat}$	$I_{bat}$
300 V	4,8 mH	3 mF	22.54 $\Omega$	630 V	0,65	54,8
$v_{sc}$	$L_{sc}$				$D_{sc}$	$I_{sc}$
300 V	4,8 mH				0,49	0

Le paramètre  $\Delta v_{dc}$  indique une légère fluctuation au niveau de la tension du bus continu.  $G_{bat}$ ,  $G_{sc}$  et  $G_{pv}$  signifient respectivement l'impédance de petit signal de la batterie, de la supercapacité et du convertisseur photovoltaïque.  $\Delta i'_{bat}$ ,  $\Delta i'_{sc}$  et  $\Delta i'_{pv}$  représentent respectivement les variations du courant de la batterie, de la supercapacité et du convertisseur photovoltaïque. La réponse de ces composants aux variations de la tension du bus continu est déterminée par les paramètres du convertisseur et les bandes passantes de contrôle. Notamment, la supercapacité présente une réponse dynamique plus rapide que la batterie. Par conséquent, les paramètres du contrôleur sont principalement choisis en fonction des caractéristiques de la supercapacité [269]. Afin de garantir la stabilité globale du système, des bandes passantes spécifiques pour différentes boucles de contrôle ont été choisies, comme indiqué dans le Tableau 2.2. Dans ce tableau,  $f_{sw}$  représente la fréquence de commutation des convertisseurs DC-DC, avec une valeur désignée de 10 kHz pour notre étude. Un manque de sélection appropriée de la marge entre les différentes bandes passantes de contrôle peut entraîner des conflits de contrôle de convertisseur dans le système, entraînant une instabilité globale du système.

**Tableau 2.2: Sélection de la bande passante de contrôle pour le calcul du gain du régulateur**

Boucle de contrôle	Fréquence de coupure (krad/s)
La boucle de contrôle du courant de la supercapacité	$2 * \pi * f_{sw}/6$
La boucle de contrôle du courant de la batterie	$2 * \pi * f_{sw}/10$
Boucle de contrôle de la tension du bus DC	$2 * \pi * f_{sw}/112$

### 2.4.5.1 Dimensionnement de la boucle de contrôle du courant de la supercapacité

Le schéma illustrant les boucles de contrôle externe et interne est présenté à la Figure 2.12, décrivant la boucle de contrôle de la tension du bus continu et du courant de la supercapacité du convertisseur Boost. Le courant de référence de la supercapacité ( $i_{sc\_ref}$ ) est généré à partir de la boucle de commande de tension, puis transmis à la boucle de commande de courant. Comme indiqué par l'équation (2.29), la fonction de transfert régissant le contrôle du courant de l'inductance est exprimée comme suit :

$$G_{id\_sc} = \frac{\hat{i}_{sc}}{\hat{d}_{sc}} = \frac{Cv_{dc}s + 2(1-D_{sc})I_{sc}}{L_{sc}Cs^2 + \frac{L_{sc}}{R_{ch}}s + (1-D_{sc})^2} \quad (2.41)$$

Où  $\hat{i}_{sc}$  et  $\hat{d}_{sc}$  sont respectivement de petites perturbations du courant de la supercapacité et du rapport cyclique du convertisseur de la supercapacité.

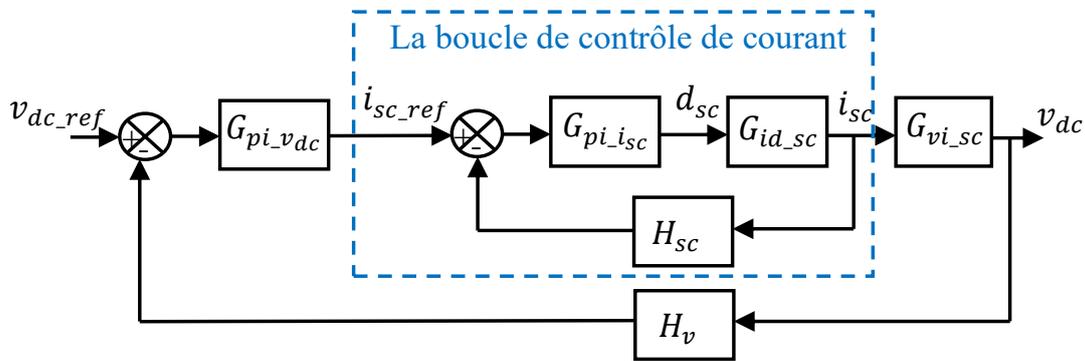


Figure 2.12 – Boucle de contrôle de la tension du bus continu et du courant de la supercapacité pour le convertisseur boost

En régime permanent, le courant de la supercapacité ( $I_{sc}$ ) devient nul. L'équation (2.41) s'exprime donc comme suit :

$$G_{id\_sc} = \frac{\hat{i}_{sc}}{\hat{d}_{sc}} = \frac{Cv_{dc}s}{L_{sc}Cs^2 + \frac{L_{sc}}{R_{ch}}s + (1-D_{sc})^2} \quad (2.42)$$

La fonction de transfert du régulateur de courant de la supercapacité est donnée par la formule suivante :

$$G_{pi\_i\_sc} = K_{p\_sc} + \frac{K_{i\_sc}}{s} \quad (2.43)$$

$K_{p\_sc}$  et  $K_{i\_sc}$  sont respectivement le gain proportionnel et le gain intégral de la boucle de contrôle du courant de la supercapacité. Les paramètres du contrôleur sont conçus pour être alignés avec la bande passante spécifiée dans le tableau 2.2, en maintenant une marge de phase de 60 degrés. Cette configuration permet de garantir la stabilité de la boucle de contrôle du courant de la

supercapacité. Les expressions de la fonction de transfert en boucle ouverte ( $G_{BO\_sc}$ ) et de la fonction de transfert en boucle fermée ( $G_{BF\_sc}$ ) de la boucle de contrôle de courant de la supercapacité sont fournies ci-dessous :

$$G_{BO\_sc} = G_{pi\_i\_sc} G_{id\_sc} H_{sc} \quad (2.44)$$

$$G_{BF\_sc} = \frac{G_{pi\_i\_sc} G_{id\_sc}}{1 + G_{pi\_i\_sc} G_{id\_sc} H_{sc}} \quad (2.45)$$

Dans l'équation (2.44),  $H_{sc}$  représente le gain de rétroaction pour la boucle de contrôle du courant de la supercapacité. Le diagramme de Bode de la fonction de transfert en boucle ouverte pour la boucle de contrôle du courant de la supercapacité est présenté dans la Figure 2.13 (a). La boîte à outils SISO de MATLAB est utilisée pour concevoir les paramètres du régulateur. Les paramètres du régulateur obtenus pour la boucle de contrôle du courant de la supercapacité sont  $K_{p\_sc} = 0,0694$  et  $K_{i\_sc} = 408,34$ .

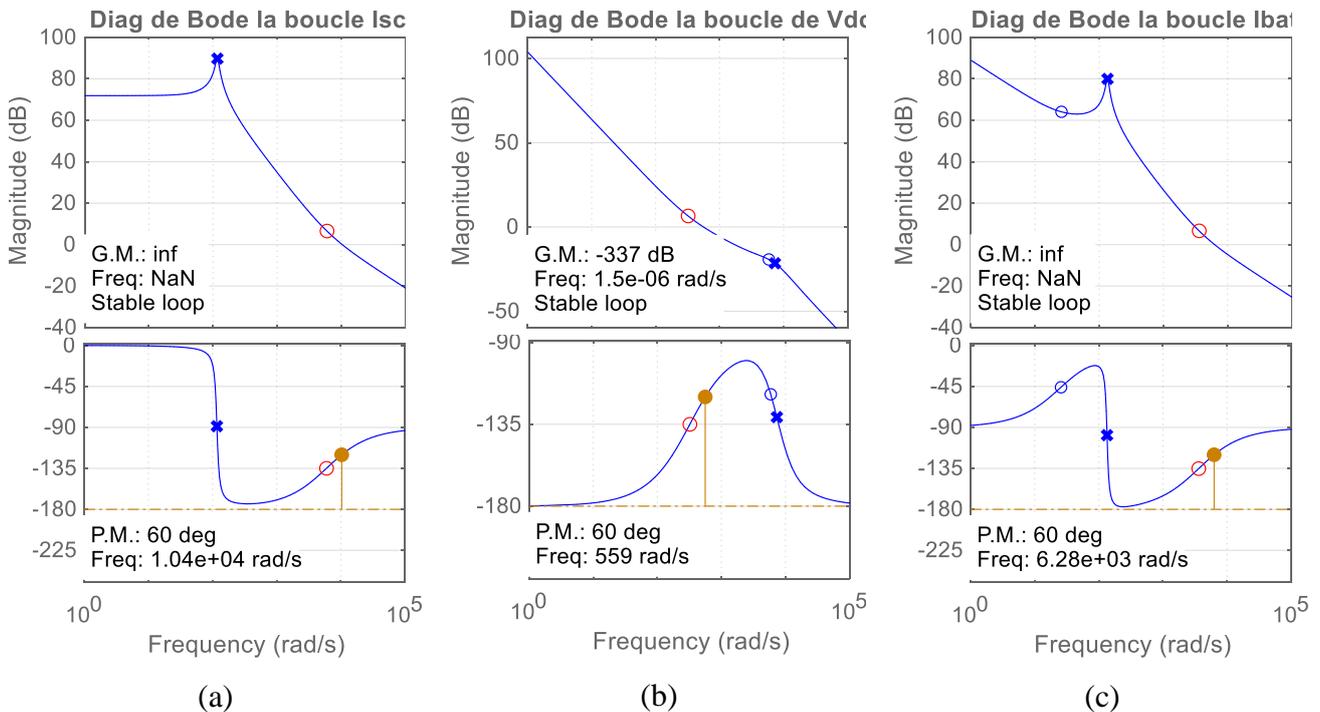


Figure 2.13 – Diagramme de Bode en boucle ouverte de la régulation : (a) du courant de supercapacité, (b) de la tension du bus continu, et (c) du courant de batterie

#### 2.4.5.2 Dimensionnement de la boucle de contrôle de la tension du bus continu

La représentation schématique de la boucle de commande externe montrant la boucle de commande de tension du bus continu pour le convertisseur boost est illustrée dans la Figure 2.12. La fonction de transfert du courant de l'inductance de la batterie à la tension du bus continu ( $G_{vi}$ ) est calculée précédemment dans l'équation (2.31). La fonction de transfert du courant de l'inductance de la supercapacité à la tension du bus continu est présenté par l'équation suivante :

$$G_{vi} = \frac{\hat{v}_{dc}}{\hat{i}_{sc}} = \frac{(1-D_{sc})V_{dc} - L_{sc}I_{sc}s}{Cv_{dc}s + 2(1-D_{sc})I_{sc}} \quad (2.46)$$

En régime permanent : le courant de la supercapacité est nulle, l'équation (2.47) devient :

$$G_{vi\_sc} = \frac{\hat{v}_{dc}}{\hat{i}_{sc}} = \frac{(1-D_{sc})V_{dc}}{Cv_{dc}s} \quad (2.47)$$

La fonction de transfert du régulateur de tension du bus continu est donnée par la formule suivante :

$$G_{pi\_v_{dc}} = K_{p\_v_{dc}} + \frac{K_{i\_v_{dc}}}{s} \quad (2.48)$$

$K_{p\_v_{dc}}$  et  $K_{i\_v_{dc}}$  sont respectivement le gain proportionnel et le gain intégral de la boucle de contrôle de la tension du bus continu. Les paramètres du contrôleur sont conçus pour être alignés avec la bande passante spécifiée dans le tableau 2.2, en maintenant une marge de phase de 60 degrés. Cette configuration permet de garantir la stabilité de la boucle de contrôle de la tension du bus continu. Les expressions de la fonction de transfert en boucle ouverte ( $G_{BO\_v_{dc}}$ ) et de la fonction de transfert en boucle fermée ( $G_{BF\_v_{dc}}$ ) de la boucle de contrôle de la tension du bus continu sont fournies ci-dessous:

$$G_{BO\_v_{dc}} = G_{pi\_v_{dc}} G_{BF\_sc} G_{vi\_sc} H_v \quad (2.49)$$

$$G_{BF\_v_{dc}} = \frac{G_{pi\_v_{dc}} G_{vi\_sc}}{1 + G_{pi\_v_{dc}} G_{vi\_sc} H_v} \quad (2.50)$$

Dans l'équation (2.49),  $H_v$  représente le gain de rétroaction pour la boucle de contrôle de la tension du bus continu. Le diagramme de Bode de la fonction de transfert en boucle ouverte pour la boucle de contrôle de la tension du bus continu est présenté dans la Figure 2.13 (b). La boîte à outils SISO de MATLAB est utilisée pour concevoir les paramètres du régulateur. Les paramètres du régulateur obtenus pour la boucle de contrôle de la tension du bus continu sont  $K_{p\_v_{dc}} = 3,255$  et  $K_{i\_v_{dc}} = 1050$ .

#### 2.4.5.3 Dimensionnement de la boucle de contrôle du courant de la batterie

La Figure 2.14 montre le diagramme bloc du régulateur de courant de la batterie. La fonction de transfert du contrôle du courant de l'inducteur est donnée comme suit :

$$G_{id\_bat} = \frac{\hat{i}_{bat}}{\hat{d}_{bat}} = \frac{Cv_{dc}s + 2(1-D_{bat})I_{bat}}{L_{bat}Cs^2 + \frac{L_{bat}}{R_{ch}}s + (1-D_{bat})^2} \quad (2.51)$$

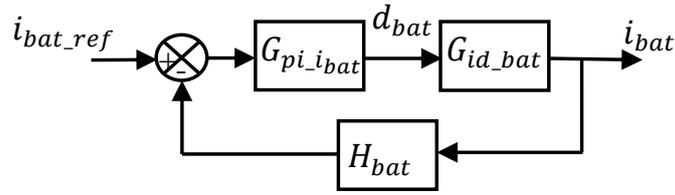


Figure 2.14 – Boucle de contrôle du courant de la batterie pour le convertisseur boost

La fonction de transfert du régulateur de courant de la batterie est donnée par la formule suivante :

$$G_{pi\_i\_bat} = K_{p\_bat} + \frac{K_{i\_bat}}{s} \quad (2.52)$$

$K_{p\_bat}$  et  $K_{i\_bat}$  sont respectivement le gain proportionnel et le gain intégral de la boucle de contrôle du courant de la batterie. Les paramètres du contrôleur sont conçus pour être alignés avec la bande passante spécifiée dans le tableau 2.2, en maintenant une marge de phase de 60 degrés. Cette configuration permet de garantir la stabilité de la boucle de contrôle du courant de la batterie. Les expressions de la fonction de transfert en boucle ouverte ( $G_{BO\_bat}$ ) et de la fonction de transfert en boucle fermée ( $G_{BF\_bat}$ ) de la boucle de contrôle de courant de la batterie sont fournies ci-dessous :

$$G_{BO\_bat} = G_{pi\_i\_bat} G_{id\_bat} H_{bat} \quad (2.53)$$

$$G_{BF\_bat} = \frac{G_{pi\_i\_bat} G_{id\_bat}}{1 + G_{pi\_i\_bat} G_{id\_bat} H_{bat}} \quad (2.54)$$

Dans l'équation (2.53),  $H_{bat}$  représente le gain de rétroaction pour la boucle de contrôle du courant de la batterie. Le diagramme de Bode de la fonction de transfert en boucle ouverte pour la boucle de contrôle du courant de la batterie est présenté dans la Figure 2.13 (c). La boîte à outils SISO de MATLAB est utilisée pour concevoir les paramètres du régulateur. Les paramètres du régulateur obtenus pour la boucle de contrôle du courant de la batterie sont  $K_{p\_bat} = 0,0419$  et  $K_{i\_bat} = 149,62$ .

## 2.5 GESTION D'ÉNERGIE

Cette partie se concentre sur la gestion de l'énergie basée sur le maintien de la balance de puissance de l'équation (2.32) d'un microréseau DC. Le système global de gestion de l'énergie est illustré à la Figure 2.15. Le système de gestion de l'énergie est basé sur le réglage des modes de charge/décharge en fonction de la comparaison des points de fonctionnement de la puissance photovoltaïque, de la batterie et de la charge. Cependant, vu que la puissance photovoltaïque excédant la demande de la charge est utilisée pour charger la batterie, il faut prendre en compte ses limites pratiques de puissance de charge/décharge. Il est donc essentiel de s'assurer que la puissance excédentaire reste toujours inférieure ou égale à la puissance maximale de la batterie, et que l'état de

charge (SoC) se situe dans une plage de sécurité. Une stratégie pratique pour atténuer cet effet consiste à utiliser des charges de délestage (Dump Load) qui est un dispositif utilisé pour dissiper l'énergie excédentaire en chaleur, sans effectuer de travail utile, notamment dans les systèmes de production d'énergie. Bien qu'elle soit essentielle pour protéger ces systèmes, elle présente des inconvénients tels que la perte d'énergie, la production de chaleur excessive, et un coût ou une taille parfois importante, sans apporter de bénéfice productif direct [270], [271], [272]. En revanche, pour éviter le coût supplémentaire des charges de délestage, cette thèse vise donc à concevoir une stratégie de gestion de l'énergie pour un micro-réseau DC autonome basé sur des panneaux photovoltaïques et un système de stockage d'énergie hybride. Cette stratégie repose sur : a) l'inclusion de différents modes de fonctionnement dans le contrôleur du système PV permettant de passer du mode MPPT au mode MPPT décalé pour la régulation de la tension du bus continu dans différents modes et b) la prise en considération des limites physiques du système, telles que les limites fonctionnelles du SoC et le courant maximal de la batterie.

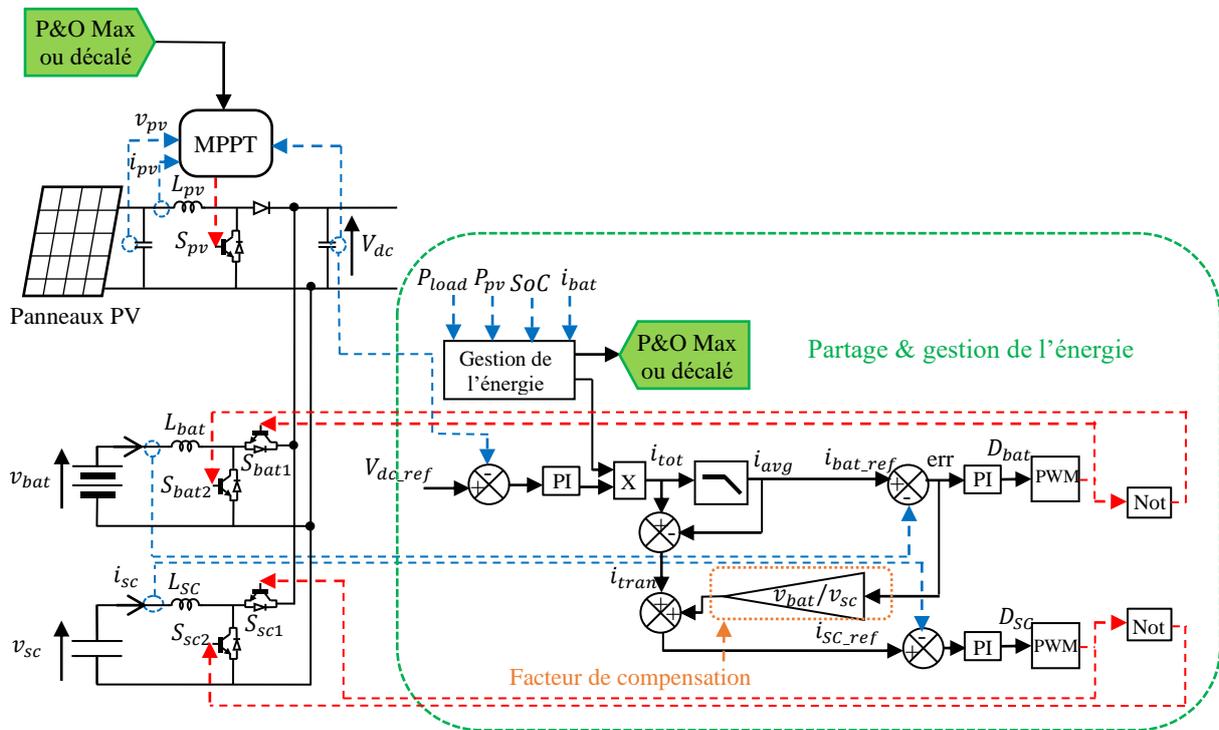


Figure 2.15 – La stratégie de la gestion d'énergie proposée

D'après la Figure 2.15, le système de stockage d'énergie hybride est utilisé pour maintenir une tension constante du bus continu ( $V_{dc}$ ) en compensant les écarts entre la production et la demande. Si la demande excède la production,  $V_{dc}$  diminue par rapport à sa valeur de référence, et le système de stockage d'énergie hybride se décharge pour combler le déficit. À l'inverse, lorsque la demande est inférieure à la production,  $V_{dc}$  augmente par rapport à sa valeur de référence, et le système de stockage d'énergie hybride se charge pour absorber l'excédent de puissance. Par conséquent, la gestion de l'énergie est effectuée à l'aide de ces boucles de contrôle, sans tenir compte des limites physiques du

système. La nouveauté de cette thèse en matière de gestion de l'énergie réside dans la prise en compte exhaustive des contraintes physiques du système. Pour ce faire, un algorithme MPPT décalé est mis en œuvre afin de réguler la production photovoltaïque. Cet ajustement permet de limiter la puissance générée par les panneaux solaires, tout en maîtrisant le SoC de la batterie ainsi que le courant de charge maximal. Le MPPT décalé joue un rôle clé pour maintenir l'équilibre énergétique et stabiliser la tension du bus continu, étant donné l'impossibilité de réinjecter les excédents de puissance dans un réseau déconnecté.

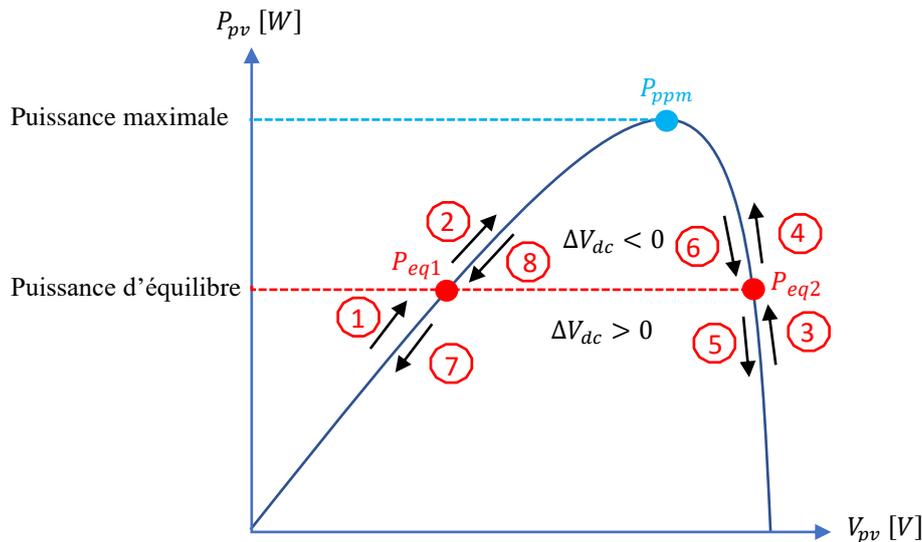


Figure 2.16 – Caractéristique  $P_{pv}(v_{pv})$

Le fonctionnement du MPPT décalé est illustré par la Figure 2.16. Contrairement au mode normal, cet algorithme ne cherche pas à atteindre le point de puissance maximale ( $P_{ppm}$ ) lorsque la gestion d'énergie l'active. Au lieu de cela, il stabilise le système autour de deux points d'équilibre,  $P_{eq1}$  et  $P_{eq2}$ , qui croisent la courbe caractéristique de puissance photovoltaïque,  $P_{pv}(v_{pv})$ . Ces points correspondent à des puissances photovoltaïques limitées, utilisées soit pour alimenter à la fois la charge et la batterie, soit uniquement la charge.

Le même principe de perturbation et d'observation utilisé dans le MPPT P&O est appliqué ici : une petite variation de la tension  $v_{pv}$  est introduite, et la réponse de la puissance  $P_{pv}$  est analysée. Si une variation de  $v_{pv}$  dans un sens provoque une variation de  $P_{pv}$  dans le même sens, cela indique que le point de fonctionnement, situé à gauche de la  $P_{ppm}$ , est soit en dessous, soit au-dessus du premier point d'équilibre ( $P_{eq1}$ ). À l'inverse, si la variation de  $v_{pv}$  entraîne une variation opposée de  $P_{pv}$ , cela signifie que le point de fonctionnement, situé à droite de la  $P_{ppm}$ , est soit en dessous, soit au-dessus du second point d'équilibre ( $P_{eq2}$ ). Pour localiser précisément ces points d'équilibre, une nouvelle entrée est ajoutée : l'erreur de tension du bus continu  $\Delta V_{dc}$ . Une erreur positive signale que le point

de fonctionnement est inférieur à la puissance d'équilibre, tandis qu'une erreur négative indique que le point de fonctionnement dépasse cette puissance d'équilibre.

Ainsi, le MPPT décalé permet non seulement de limiter la puissance photovoltaïque, mais également de réguler la tension du bus continu. D'après la Figure 2.16, les points de fonctionnement possible sont huit cas, soit le double du MPPT P&O. L'algorithme, présenté dans la Figure 2.17, détaille le processus de gestion de ces points afin d'atteindre et de maintenir la puissance d'équilibrage.

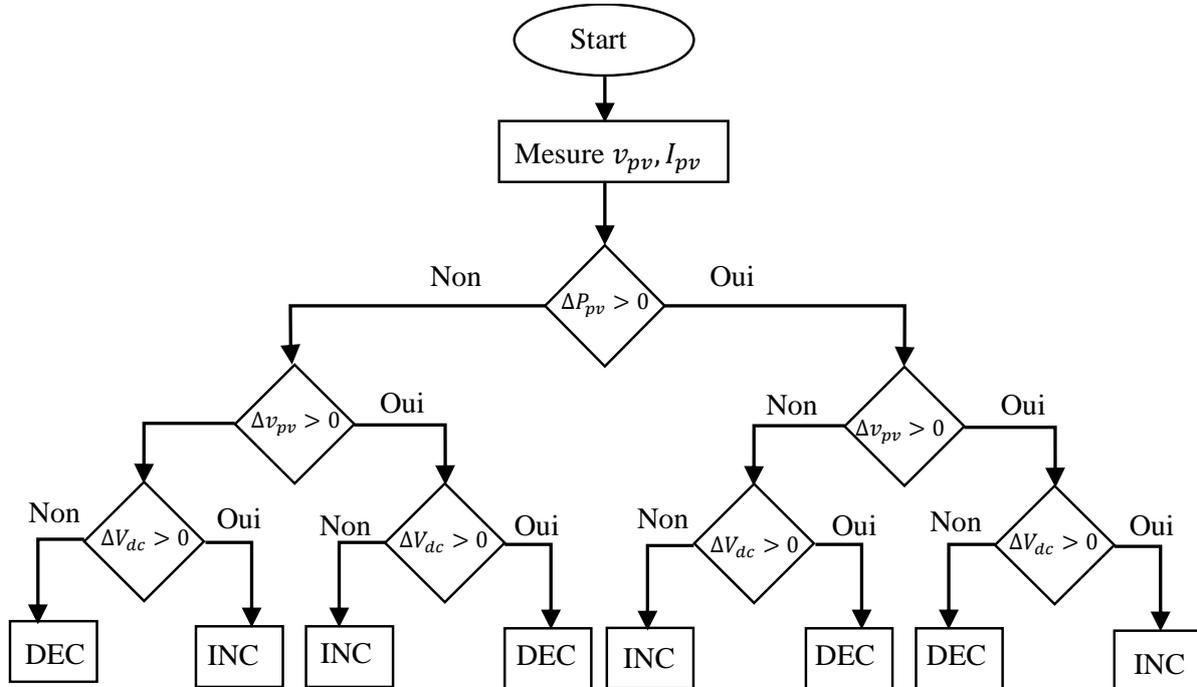


Figure 2.17 – L'algorithme de l'MPPT décalé

La Figure 2.18 présente une synthèse de l'algorithme complet de gestion de l'énergie pour un microréseau DC, lequel comprend neuf modes de fonctionnement. Les modes 1, 2 et 3 partagent un point commun : la puissance excédentaire dépasse la capacité de charge des batteries. Cependant, chacun de ces modes se distingue par des conditions spécifiques, détaillées ci-après.

- **Mode 1** : activé lorsque le SoC de la batterie atteint ou dépasse 90 %. Dans ce cas, le courant de référence de la batterie est forcé à zéro, tandis que le MPPT décalé ajuste la puissance photovoltaïque pour qu'elle corresponde exactement à celle de la charge, assurant ainsi la régulation de la tension du bus continu à sa valeur de référence.
- **Mode 2** : activé lorsque le SoC se situe entre 30 % et 90 %. Ce mode limite la puissance absorbée par les batteries en utilisant le MPPT décalé, qui détermine la puissance photovoltaïque correspondant au courant maximal pour les batteries, tout en alimentant la charge. La tension du bus continu est maintenue soit par le régulateur si la puissance est inférieure à la limite maximale des batteries, soit par le MPPT décalé lorsque cette limite est dépassée.

- **Mode 3** : similaire au Mode 2, mais s'applique lorsque le SoC est inférieur à 30 %, permettant ainsi de charger les batteries dans cette condition critique.

Les modes 4, 5 et 6 partagent un autre point commun : la puissance excédentaire est inférieure à celle de la batterie. Cependant, chacun de ces modes se distingue par des conditions spécifiques, détaillées ci-après.

- **Mode 4** : fonctionne de manière semblable au Mode 1.
- **Mode 5** : activé lorsque le SoC est compris entre 30 % et 90 %. Ce mode active le MPPT P&O pour exploiter au maximum la puissance photovoltaïque, qui sert à la fois à charger les batteries et à alimenter la charge. La tension du bus continu est régulée par un régulateur PI, assurant que le système de stockage hybride se charge afin de maintenir l'équilibre du système.
- **Mode 6** : similaire au Mode 5, mais applicable lorsque le SoC est inférieur à 30 %, ce qui permet de charger les batteries dans cette condition.

Les modes 7, 8 et 9 se déclenchent lorsque la puissance photovoltaïque est inférieure à la demande de la charge. Cependant, chacun de ces modes se distingue par des conditions spécifiques, détaillées ci-après.

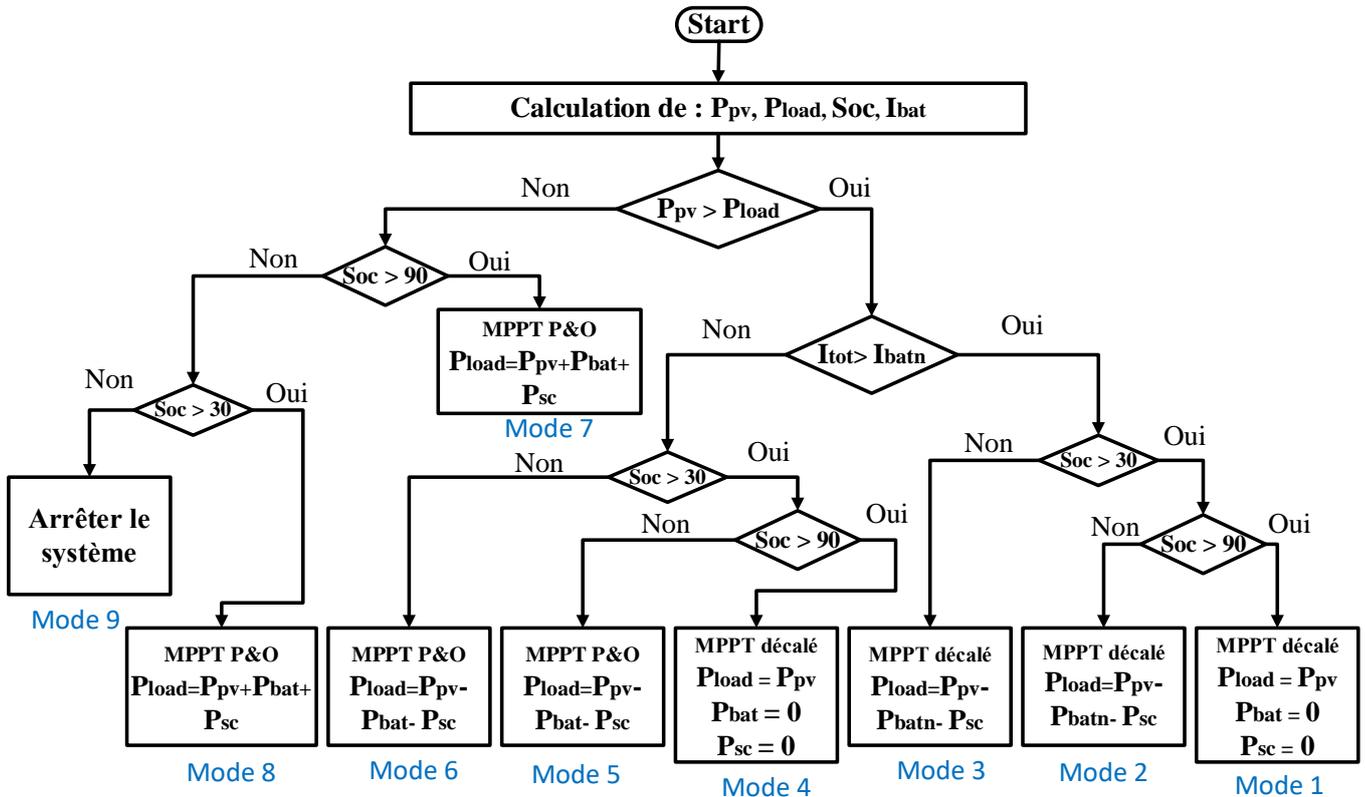


Figure 2.18 – L'organigramme de la gestion d'énergie d'un microréseau DC

- **Mode 7** : activé lorsque le SoC dépasse 90 %. Ce mode fonctionne en mode MPPT P&O et assure la décharge des batteries sous contrôle du régulateur pour répondre à la charge.

- **Mode 8** : similaire au Mode 7, mais s'applique lorsque le SoC se situe entre 30 % et 90 %, permettant ainsi une décharge contrôlée des batteries.
- **Mode 9** : s'active lorsque le SoC est inférieur à 30 %, arrêtant le système pour protéger les dispositifs et éviter des dommages en raison du faible niveau de charge.

## 2.6 MODÉLISATION À PETITS SIGNAUX D'UN MICRO-RÉSEAU AC AUTONOME

Dans cette thèse, l'introduction d'un modèle à petits signaux d'impédance virtuelle est proposée pour améliorer la stabilité et les performances des onduleurs de production distribuée (DG) au sein d'un micro-réseau. Le concept d'impédance virtuelle est utilisé pour émuler les caractéristiques d'impédance physique sans nécessiter de modifications matérielles réelles, offrant ainsi une solution flexible et économique. En intégrant l'impédance virtuelle, nous pouvons contrôler efficacement le flux de puissance et améliorer la régulation de la tension à travers le micro-réseau. L'impédance virtuelle est particulièrement bénéfique pour atténuer les problèmes liés au partage de charge et aux courants de circulation entre les onduleurs parallèles. Elle y parvient en modifiant l'impédance de sortie des onduleurs, influençant ainsi leur interaction avec le réseau et les autres onduleurs [273]. L'incorporation d'un modèle à petits signaux d'impédance virtuelle permet une analyse détaillée du comportement dynamique du système, facilitant la conception et le réglage des paramètres de contrôle pour atteindre les critères de performance souhaités.

L'analyse à petits signaux du modèle d'impédance virtuelle implique la linéarisation du système autour de son point de fonctionnement et l'examen de la réponse en fréquence. Cette analyse fournit des informations sur les marges de stabilité et les caractéristiques de réponse transitoire, qui sont essentielles pour optimiser la stratégie de contrôle. En exploitant le modèle de petit signal d'impédance virtuelle, nous pouvons améliorer la robustesse du micro-réseau, assurer un fonctionnement fiable dans diverses conditions et optimiser l'efficacité globale ainsi que celle des générateurs distribués.

L'approche de modélisation de base présentée dans [274] divise l'ensemble du système en trois sous-modules principaux : onduleur, réseau et charges, comme présenté sur la Figure 2.19. Chaque onduleur est modélisé sur son propre repère dont la fréquence de rotation est définie par son contrôleur de partage de puissance local. Le modèle de l'onduleur inclut la dynamique du contrôleur de partage de puissance, la dynamique du filtre de sortie, la dynamique de l'inductance de couplage et la dynamique des contrôleurs de tension et de courant. Ces deux derniers éléments introduisent des dynamiques à haute fréquence qui sont apparentes lors des conditions de charge maximale et minimale, ainsi que lors de grands changements de charge. Le flux de petits signaux entre les sous-modules montré dans la Figure 2.19 sera expliqué dans les sections suivantes.

Les équations d'état du réseau et des charges sont représentées dans le repère de référence de l'un des onduleurs individuels. Ce repère de référence est considéré comme le repère de référence commun. Tous les autres onduleurs sont transformés vers ce repère de référence commun en utilisant la technique de transformation décrite à la Figure 2.20 et définie en (2.55). Ici, l'ensemble d'axes ( $D - Q$ ) est le repère de référence commun tournant à une fréquence  $\omega_{com}$ , tandis que les axes  $(d - q)_i$  et  $(d - q)_j$  sont les repères de référence des onduleurs  $i^{\text{ème}}$  et  $j^{\text{ème}}$ , tournant respectivement à  $\omega_i$  et  $\omega_j$ .

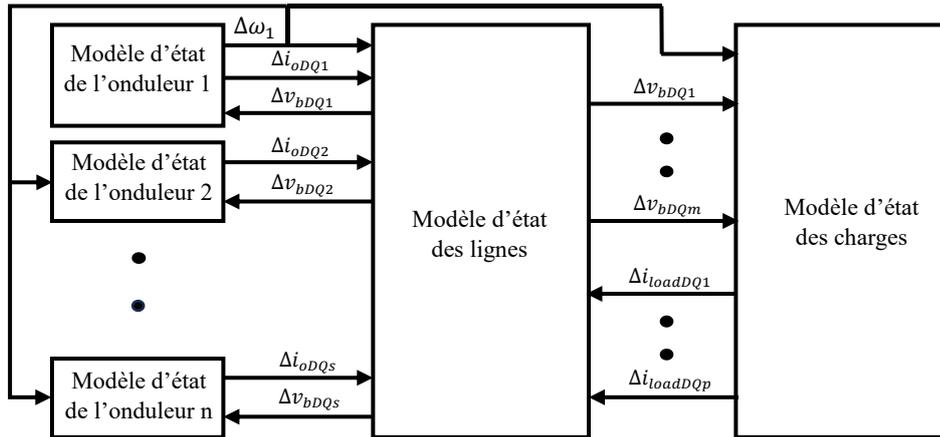


Figure 2.19 – Schéma fonctionnel d'un modèle complet d'espace d'état à petits signaux d'un micro-réseau

$$[f_{DQ}] = [T_i][f_{dq}] \quad (2.55)$$

$$[T_i] = \begin{bmatrix} \cos(\delta_i) & -\sin(\delta_i) \\ \sin(\delta_i) & \cos(\delta_i) \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

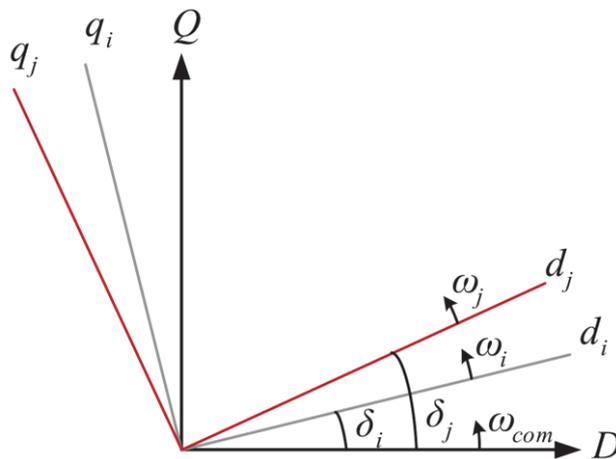


Figure 2.20 – Transformation du repère de référence

Dans (2.55) et (2.56),  $\delta_i$  est l'angle du repère de référence du  $i^{\text{ème}}$  onduleur par rapport au repère de référence commun. Dans les sections suivantes, la modélisation interne des trois modules est discutée plus en détail. Il est à noter que, dans les équations des sections suivantes, les tensions et

courants triphasés sont représentés sous forme de vecteurs dans le repère d-q, tandis que les autres variables, telles que les puissances active et réactive et les angles, sont des scalaires.

### 2.6.1 Modèle d'état d'un onduleur à source de tension

Un onduleur à source de tension est couramment utilisé pour interfacier les générateurs décentralisés avec le réseau. La Figure 2.21 montre le schéma-bloc d'un onduleur connecté au micro-réseau. La section de traitement de puissance se compose d'un onduleur triphasé, d'un filtre LC de sortie et d'une inductance de couplage. En supposant une source idéale du côté du générateur distribué (DG), la dynamique du bus continu peut être négligée. Avec la réalisation de fréquences de commutation élevées (4-10 kHz), le processus de commutation de l'onduleur peut également être négligé.

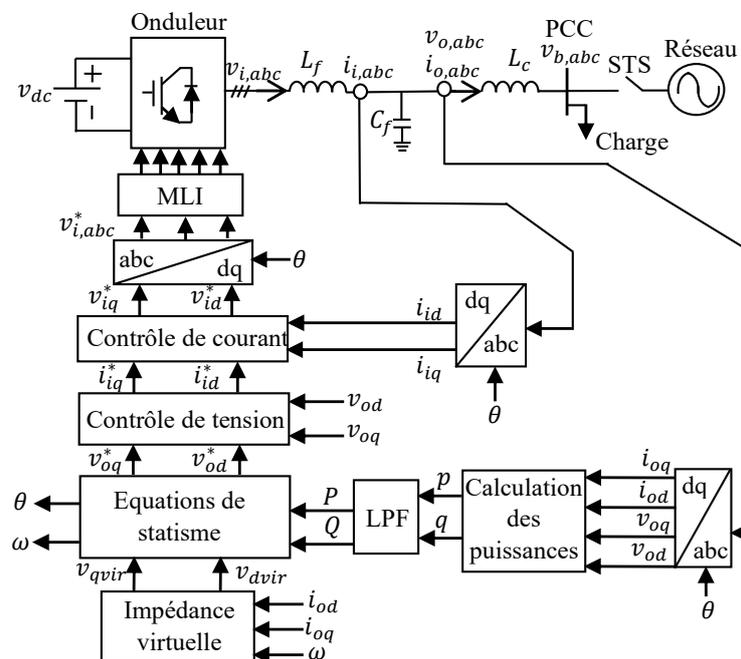


Figure 2.21 – Bloc diagramme de l'onduleur du générateur distribué

Le contrôleur d'un onduleur de générateur distribué, (DG) se divise en trois parties distinctes. La première est une boucle de contrôle de puissance externe qui règle l'amplitude et la fréquence (et donc la phase) du composant fondamental de la tension de sortie de l'onduleur, conformément aux caractéristiques de statisme définies pour les puissances active et réactive. Les deuxième et troisième parties du système de contrôle sont les contrôleurs de tension et de courant, conçus pour rejeter les perturbations à haute fréquence et assurer un amortissement suffisant pour le filtre LC de sortie

#### 2.6.1.1 Contrôleur de puissance

L'idée de base derrière le contrôle de statisme est d'imiter le régulateur d'un générateur synchrone. Dans un système électrique conventionnel, les générateurs synchrones partagent toute augmentation de la charge en diminuant la fréquence selon leur caractéristique de statisme du

régulateur. Ce principe est mis en œuvre dans les onduleurs en diminuant la fréquence de référence lorsqu'il y a une augmentation de la charge. De même, la puissance réactive est partagée en introduisant une caractéristique de statisme dans l'amplitude de la tension.

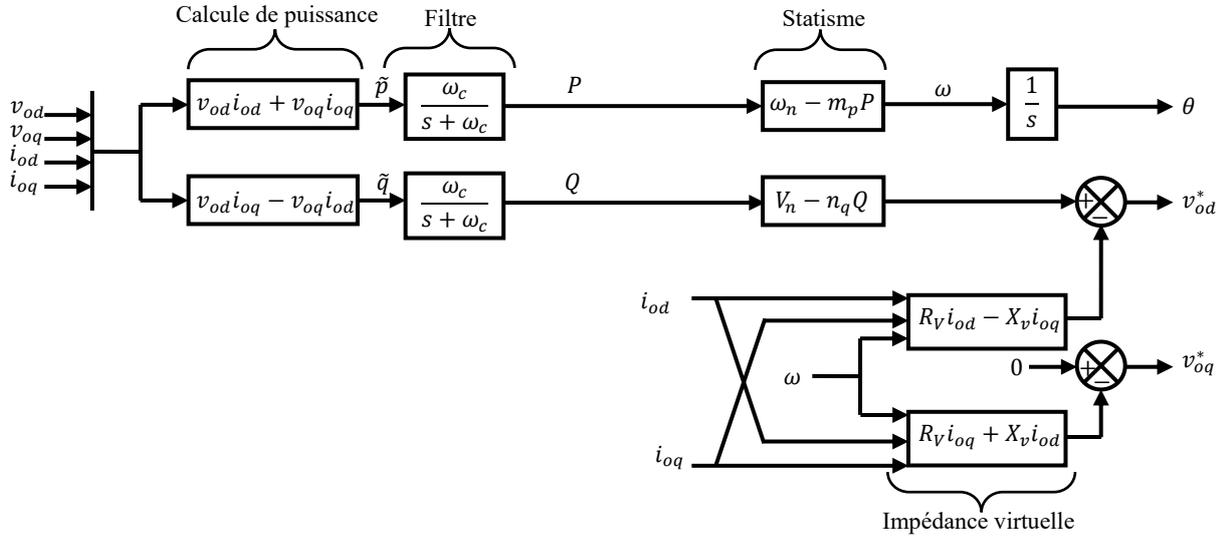


Figure 2.22 – Contrôleur de puissance

Comme le montre la Figure 2.22, les composantes instantanées de la puissance active ( $\tilde{p}$ ) et de la puissance réactive ( $\tilde{q}$ ) sont calculées à partir de la tension et du courant de sortie mesurés, comme suit :

$$\begin{aligned}\tilde{p} &= v_{od}i_{od} + v_{oq}i_{oq} \\ \tilde{q} &= v_{od}i_{oq} - v_{oq}i_{od}\end{aligned}\quad (2.57)$$

Les composantes instantanées de la puissance sont filtrées à l'aide de filtres passe-bas, comme montré en équation (2.58), afin de déterminer les puissances active ( $P$ ) et réactive ( $Q$ ) associées aux composantes fondamentales. La fréquence de coupure des filtres est notée  $\omega_c$ .

$$P = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \tilde{p}, \quad Q = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \tilde{q}\quad (2.58)$$

L'équation (2.59) illustre la linéarisation des équations de calcul de puissance en (2.58).

$$\begin{aligned}\Delta p &= I_{od} \cdot \Delta v_{od} + I_{oq} \cdot \Delta v_{oq} + V_{od} \cdot \Delta i_{od} + V_{oq} \cdot \Delta i_{oq} \\ \Delta q &= I_{oq} \cdot \Delta v_{od} - I_{od} \cdot \Delta v_{oq} - V_{oq} \cdot \Delta i_{od} + V_{od} \cdot \Delta i_{oq}\end{aligned}\quad (2.59)$$

Où  $V_{od}, V_{oq}, I_{od}, I_{oq}$  sont les points d'équilibre pour la tension et le courant de sortie. Le symbole " $\Delta$ " désigne une petite variation de signal dans un état. En appliquant des variations à petits signaux sur l'équation (2.58), on obtient :

$$\begin{aligned}\Delta \dot{P} &= \omega_c \Delta p - \omega_c \Delta P \\ \Delta \dot{Q} &= \omega_c \Delta q - \omega_c \Delta Q\end{aligned}\quad (2.60)$$

Le partage de la puissance réelle entre les onduleurs est obtenu en introduisant un statisme artificiel dans la fréquence de l'onduleur, comme indiqué en équation (2.61). La fréquence  $\omega$  est ajustée en fonction du gain de statisme ( $m_p$ ), et la phase est déterminée en intégrant cette fréquence. Ce mécanisme imite les caractéristiques du régulateur et de l'inertie des générateurs conventionnels, offrant ainsi un certain degré de rétroaction négative. Par exemple, si la puissance extraite d'un générateur augmente, la rotation de sa tension ralentit et son angle se décale. Dans les équations suivantes,  $\omega_n$  représente le point de consigne de la fréquence nominale, tandis que  $\theta$  est l'angle du repère de l'onduleur par rapport à un repère en rotation à  $\omega_n$ . L'équation (2.61) montre que l'angle de la tension de l'onduleur,  $\alpha$ , varie en réponse au flux de puissance réelle dans le sens négatif requis et avec un gain déterminé par le statisme.

$$\begin{aligned}\omega &= \omega_n - m_p P \\ \dot{\theta} &= \omega, \quad \theta = \omega_n t - \int m_p P dt \\ \alpha &= -\int m_p P dt, \quad \dot{\alpha} = -m_p P\end{aligned}\tag{2.61}$$

Pour partager la puissance réactive entre plusieurs onduleurs, un statisme est introduit dans l'amplitude de la tension, comme indiqué en (2.62). Ici,  $V_n$  représente le point de consigne nominal de la tension de sortie sur l'axe  $d$ . La stratégie de contrôle est choisie de manière à ce que la référence de l'amplitude de la tension de sortie soit alignée avec l'axe  $d$  du repère de l'onduleur, et que la référence de l'axe  $q$  soit fixée à zéro.

$$v_{od}^* = V_n - n_q Q, \quad v_{oq}^* = 0\tag{2.62}$$

Les gains de statisme  $m_p$  et  $n_q$  sont calculés en utilisant l'équation (2.63) pour la plage de fréquence et d'amplitude de tension donnée.

$$m_p = \frac{\omega_{\max} - \omega_{\min}}{P_{\max}}, \quad n_q = \frac{V_{od \max} - V_{od \min}}{Q_{\max}}\tag{2.63}$$

Dans cette thèse, le modèle à petits signaux d'un micro-réseau contrôlé par statisme est amélioré pour intégrer l'effet de l'impédance virtuelle. Comme le montre la Figure 2.22, l'équation (2.62) est ajustée pour représenter cet effet. Dans le référentiel  $d$ - $q$ , les tensions produites à la sortie de la boucle d'impédance virtuelle sur les axes  $d$ - $q$  sont respectivement indiquées par  $V_{dvir}$  et  $V_{qvir}$ , et leurs expressions sont les suivantes :

$$\begin{aligned}V_{dvir} &= L_v \frac{di_{od}}{dt} + R_v i_{od} - X_v i_{oq} \\ V_{qvir} &= L_v \frac{di_{oq}}{dt} + R_v i_{oq} + X_v i_{od}\end{aligned}\tag{2.64}$$

En employant la boucle de régulation de l'impédance virtuelle, la tension de référence dérivée de la méthode du statisme n'est pas utilisée directement. Elle est ajustée en fonction de la tension à la sortie de l'impédance virtuelle. Ce réglage simule une chute de tension dans l'impédance, introduisant ainsi une véritable impédance de ligne. La tension modifiée sert alors de référence au régulateur de tension. Cette méthode simplifie le réglage des impédances de sortie pour les générateurs distribués, et le principe de base est décrit dans l'équation (2.65)

$$\begin{aligned} v_{od}^* &= V_n - n_q Q - L_v \frac{di_{od}}{dt} - R_v i_{od} + X_v i_{oq} \\ v_{oq}^* &= -L_v \frac{di_{oq}}{dt} - R_v i_{oq} - X_v i_{od} \end{aligned} \quad (2.65)$$

En linéarisant les équations (2.61) et (2.65), le modèle du régulateur de statisme à petit signal peut être écrit sous forme d'état comme dans l'équation (2.66).

$$\begin{aligned} \Delta\omega &= -m_p \Delta P \\ \Delta v_{od}^* &= -n_q \Delta Q - R_v \Delta i_{od} + X_v \Delta i_{oq} \\ \Delta v_{oq}^* &= -R_v \Delta i_{oq} - X_v \Delta i_{od} \end{aligned} \quad (2.66)$$

Pour ajouter plus de précision par rapport aux travaux précédents [9], [10], [12], vu que les impédances virtuelles sont ajoutées dans la commande à l'inductance de couplage pour ajouter une certaine nature au système, nous proposons de modifier les équations de  $\Delta v_{od}$  et  $\Delta v_{oq}$  en exprimant  $X_v$  en fonction de la fréquence de l'inductance de couplage  $\omega$ . Ainsi, les expressions des tensions  $\Delta v_{od}$  et  $\Delta v_{oq}$  et après leur linéarisation, deviennent les suivantes :

$$\begin{aligned} v_{od}^* &= V_n - n_q Q - L_v \frac{di_{od}}{dt} - R_v i_{od} + \omega L_v i_{oq} \\ v_{oq}^* &= -L_v \frac{di_{oq}}{dt} - R_v i_{oq} - \omega L_v i_{od} \end{aligned} \quad (2.67)$$

$$\begin{aligned} \Delta v_{od}^* &= -n_q \Delta Q - R_v \Delta i_{od} + X_v \Delta i_{oq} - m_p L_v I_{oq} \Delta P \\ \Delta v_{oq}^* &= -R_v \Delta i_{oq} - X_v \Delta i_{od} + m_p L_v I_{od} \Delta P \end{aligned} \quad (2.68)$$

Bien que mentionné précédemment, pour construire le modèle complet sur un repère commun, le repère d'un des onduleurs est pris comme repère commun. Pour traduire les variables d'un cadre de référence d'un onduleur individuel dans le cadre commun, un angle  $\delta$  est défini pour chaque onduleur, comme indiqué dans (2.69). Il convient de noter que  $\delta$  représente l'angle entre le cadre de référence d'un onduleur individuel et le cadre de référence commun, comme le montre la Figure 2.20.

$$\delta = \int (\omega - \omega_{com}) \quad (2.69)$$

Le modèle à petits signaux est :

$$\Delta \dot{\delta} = \Delta \omega - \Delta \omega_{com} = -m_p \Delta P - \Delta \omega_{com} \quad (2.70)$$

### 2.6.1.2 Contrôleur de tension

La boucle de contrôle de la tension utilise un régulateur proportionnel-intégral (PI) standard. Ce régulateur compare la tension de sortie mesurée à la valeur de référence fournie par le contrôleur de puissance, applique un gain (feed-forward) pour compenser les perturbations du courant de sortie, et génère le vecteur de courant de découplage de référence, comme illustré à la Figure 2.23.

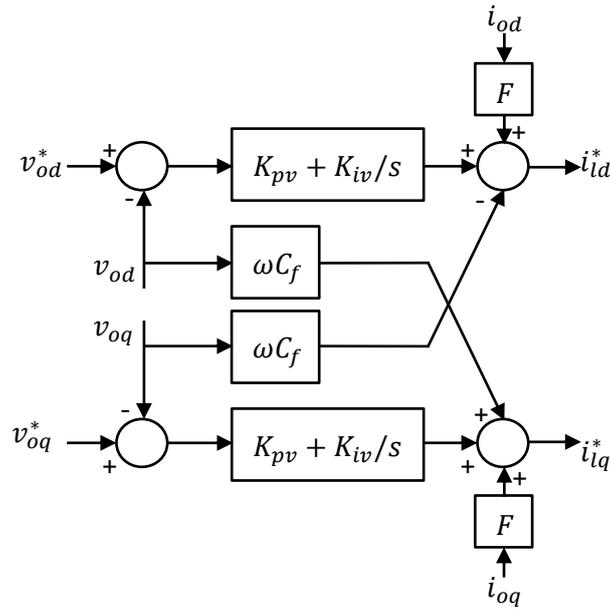


Figure 2.23 – Contrôleur de tension

Les équations d'état correspondantes sont les suivantes :

$$\begin{aligned} \frac{d\phi_d}{dt} &= v_{od}^* - v_{od} \\ \frac{d\phi_q}{dt} &= v_{oq}^* - v_{oq} \end{aligned} \quad (2.71)$$

$$\begin{aligned} i_{ld}^* &= F i_{od} - \omega_n C_f v_{oq} + K_{pv} (v_{od}^* - v_{od}) + K_{iv} \phi_d \\ i_{lq}^* &= F i_{oq} + \omega_n C_f v_{od} + K_{pv} (v_{oq}^* - v_{oq}) + K_{iv} \phi_q \end{aligned} \quad (2.72)$$

Où  $K_{pv}$  et  $K_{iv}$  sont respectivement les gains proportionnel et intégral de la tension;  $C_f$  est la capacité par phase du filtre LC;  $F$  est le gain (feed-forward). L'équation (2.73) représente la forme linéarisée à petits signaux du contrôleur de tension.

$$\begin{aligned}\Delta i_{ld}^* &= K_{iv} \Delta \phi_d + K_{pv} \Delta v_{od}^* - K_{pv} \Delta v_{od} - \omega_n C_f \Delta v_{oq} + F \Delta i_{od} \\ \Delta i_{lq}^* &= K_{iv} \Delta \phi_q + K_{pv} \Delta v_{oq}^* + \omega_n C_f \Delta v_{od} - K_{pv} \Delta v_{oq} + F \Delta i_{oq}\end{aligned}\quad (2.73)$$

### 2.6.1.3 Contrôleur de courant

De manière similaire à la boucle de contrôle de la tension, les deux contrôleurs de courant d-q minimisent l'erreur de courant en utilisant un régulateur PI pour comparer les courants d-q mesurés avec leurs valeurs de référence fournies par les deux contrôleurs de tension, comme illustré à la Figure 2.24 puis génèrent les tensions de sortie de l'onduleur de référence pour la commande à MLI.

$$\begin{aligned}\frac{d\gamma_d}{dt} &= i_{ld}^* - i_{ld} \\ \frac{d\gamma_q}{dt} &= i_{lq}^* - i_{lq}\end{aligned}\quad (2.74)$$

$$\begin{aligned}v_{id}^* &= v_{od} - \omega_n L_f i_{lq} + K_{pc} (i_{ld}^* - i_{ld}) + K_{ic} \gamma_d \\ v_{iq}^* &= v_{oq} + \omega_n L_f i_{ld} + K_{pc} (i_{lq}^* - i_{lq}) + K_{ic} \gamma_q\end{aligned}\quad (2.75)$$

Où  $K_{pc}$  et  $K_{ic}$  sont respectivement les gains proportionnel et intégral du courant ;  $i_{ld}$  et  $i_{lq}$  sont les courants du filtre dans le cadre de référence d-q;  $L_f$  est l'inductance par phase. L'équation (2.76) représente la forme linéarisée à petits signaux du contrôleur de courant.

$$\begin{aligned}\Delta v_{id}^* &= K_{ic} \Delta \gamma_d + K_{pc} \Delta i_{ld}^* - K_{pc} \Delta i_{ld} - \omega_n L_f \Delta i_{lq} + \Delta v_{od} \\ \Delta v_{iq}^* &= K_{ic} \Delta \gamma_q + K_{pc} \Delta i_{lq}^* + \omega_n L_f \Delta i_{ld} - K_{pc} \Delta i_{lq} + \Delta v_{oq}\end{aligned}\quad (2.76)$$

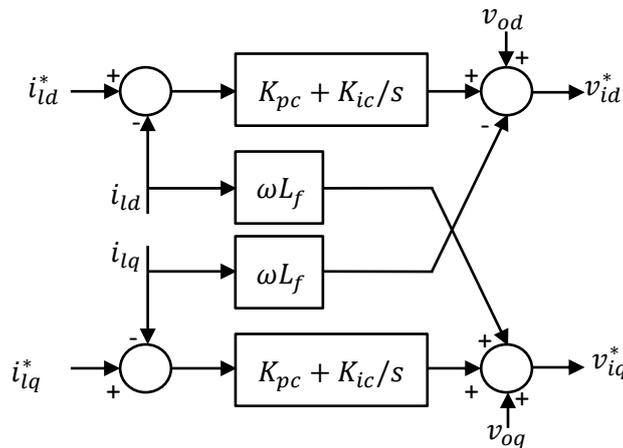


Figure 2.24 – Contrôleur de courant

### 2.6.1.4 Modèle du filtre LC et de l'inductance de couplage

L'onduleur connecté au réseau par un filtre LC et une inductance de couplage peut éliminer les ondes harmoniques proches de la fréquence de commutation. Sans grandes inexactitudes, on peut

supposer que la tension commandée ( $v_{idq}^*$ ) apparaît à l'entrée de l'inductance du filtre, c'est-à-dire  $v_{idq}^* = v_{idq}$ . Cette approche néglige uniquement les pertes dans les IGBT et les diodes. Les résistances  $R_f$  et  $R_c$  sont les résistances parasites des inductances. Les équations (2.77), (2.78) et (2.79) montrent respectivement le modèle de la variation du courant  $\dot{i}_{ldq}$  passant par l'inductance du filtre, la variation de la tension  $\dot{v}_{odq}$  aux bornes de la capacité  $C_f$ , et la variation du courant  $\dot{i}_{odq}$  passant par l'inductance de couplage.

$$\begin{aligned}\frac{di_{ld}}{dt} &= \frac{-R_f}{L_f} i_{ld} + \omega i_{lq} + \frac{1}{L_f} v_{id} - \frac{1}{L_f} v_{od} \\ \frac{di_{lq}}{dt} &= \frac{-R_f}{L_f} i_{lq} - \omega i_{ld} + \frac{1}{L_f} v_{iq} - \frac{1}{L_f} v_{oq}\end{aligned}\quad (2.77)$$

$$\begin{aligned}\frac{dv_{od}}{dt} &= \omega v_{oq} + \frac{1}{C_f} i_{ld} - \frac{1}{C_f} i_{od} \\ \frac{dv_{oq}}{dt} &= -\omega v_{od} + \frac{1}{C_f} i_{lq} - \frac{1}{C_f} i_{oq}\end{aligned}\quad (2.78)$$

$$\begin{aligned}\frac{di_{od}}{dt} &= \frac{-R_c}{L_c} i_{od} + \omega i_{oq} + \frac{1}{L_c} v_{od} - \frac{1}{L_c} v_{bd} \\ \frac{di_{oq}}{dt} &= \frac{-R_c}{L_c} i_{oq} - \omega i_{od} + \frac{1}{L_c} v_{oq} - \frac{1}{L_c} v_{bq}\end{aligned}\quad (2.79)$$

Les équations suivantes représentent la forme linéarisée à petits signaux du filtre LC et de l'inductance de couplage. La fréquence  $\omega_0$  est la fréquence en régime permanent du système au point de fonctionnement donné.

$$\begin{aligned}\Delta \dot{i}_{ld} &= \frac{-R_f}{L_f} \Delta i_{ld} + \omega_0 \Delta i_{lq} - \frac{1}{L_f} \Delta v_{od} + \frac{1}{L_f} \Delta v_{id} + I_{lq} \Delta \omega \\ \Delta \dot{i}_{lq} &= -\omega_0 \Delta i_{ld} - \frac{R_f}{L_f} \Delta i_{lq} - \frac{1}{L_f} \Delta v_{oq} + \frac{1}{L_f} \Delta v_{iq} - I_{ld} \Delta \omega \\ \Delta \dot{v}_{od} &= \frac{1}{C_f} \Delta i_{ld} + \omega_0 \Delta v_{oq} - \frac{1}{C_f} \Delta i_{od} + V_{oq} \Delta \omega \\ \Delta \dot{v}_{oq} &= \frac{1}{C_f} \Delta i_{lq} - \omega_0 \Delta v_{od} - \frac{1}{C_f} \Delta i_{oq} - V_{od} \Delta \omega \\ \Delta \dot{i}_{od} &= \frac{1}{L_c} \Delta v_{od} - \frac{R_c}{L_c} \Delta i_{od} + \omega_0 \Delta i_{oq} - \frac{1}{L_c} \Delta v_{bd} + I_{oq} \Delta \omega \\ \Delta \dot{i}_{oq} &= \frac{1}{L_c} \Delta v_{oq} - \omega_0 \Delta i_{od} - \frac{R_c}{L_c} \Delta i_{oq} - \frac{1}{L_c} \Delta v_{bq} - I_{od} \Delta \omega\end{aligned}\quad (2.80)$$

### 2.6.1.5 Modèle complet d'un onduleur individuel

Pour connecter un onduleur à l'ensemble du système, les variables de sortie doivent être converties dans le cadre de référence commun. Dans ce cas, les variables de sortie d'un onduleur sont les courants de sortie représentés sous forme de vecteur  $\Delta i_{odq}$ . En utilisant la technique de transformation introduite dans les équations (2.55) et (2.56), le courant de sortie à petits signaux  $\Delta i_{oDQ}$  dans le référentiel commun peut être obtenu, comme dans l'équation (2.81). L'équivalent à petits signaux de la transformation de référence est illustré à la Figure 2.25.

$$\Delta i_{oDQ} = [T_S] [\Delta i_{odq}] + [T_C] [\Delta \delta] \quad (2.81)$$

Où

$$T_S = \begin{bmatrix} \cos(\delta_0) & -\sin(\delta_0) \\ \sin(\delta_0) & \cos(\delta_0) \end{bmatrix}, \quad T_C = \begin{bmatrix} -I_{od} \sin(\delta_0) - I_{oq} \cos(\delta_0) \\ I_{od} \cos(\delta_0) - I_{oq} \sin(\delta_0) \end{bmatrix}$$

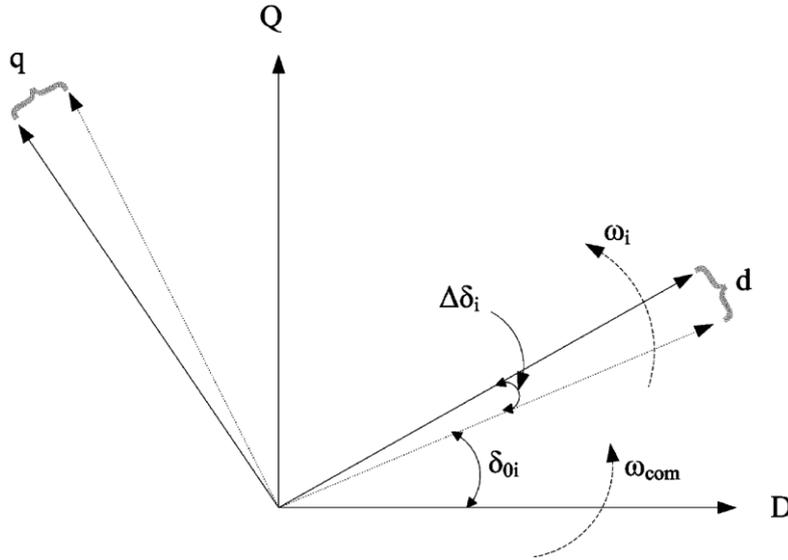


Figure 2.25 – Équivalent à petits signaux de la transformation du référentiel

De la même manière, la tension du bus, exprimée dans le référentiel commun, est le signal d'entrée du modèle de l'onduleur. Cette tension peut être convertie dans le référentiel individuel de l'onduleur en utilisant la transformation inverse, qui est donnée par la formule suivante :

$$\Delta v_{bdq} = [T_S^{-1}] [\Delta v_{bDQ}] + [T_V^{-1}] [\Delta \delta] \quad (2.82)$$

Où

$$T_S^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_0) & \sin(\delta_0) \\ -\sin(\delta_0) & \cos(\delta_0) \end{bmatrix}, \quad T_V^{-1} = \begin{bmatrix} -V_{bD} \sin(\delta_0) + V_{bQ} \cos(\delta_0) \\ -V_{bD} \cos(\delta_0) - V_{bQ} \sin(\delta_0) \end{bmatrix}$$

Il convient de noter que l'onduleur utilisé comme référentiel commun doit fournir sa fréquence de référence  $\omega_{com}$  à tous les sous-modules du modèle, comme précisé dans l'équation (2.69). En

outre, cette modification doit être appliquée avec soin dans le modèle à petits signaux de l'angle  $\Delta\delta$ , comme montré dans l'équation (2.70).

Pour obtenir un modèle complet d'espace d'état à petits signaux de l'onduleur, il faut intégrer les modèles d'espace d'état du contrôleur de puissance, du contrôleur de tension, du contrôleur de courant et du filtre LCL de sortie. Ces modèles sont décrits dans les équations (2.60), (2.70), (2.71), (2.73), (2.74), (2.75), (2.80), (2.81) et (2.82). Le modèle complet comporte un total de 13 états, trois entrées et deux sorties pour chaque modèle d'onduleur individuel. L'exception est l'onduleur fonctionnant dans le cadre de référence commun, qui possède trois sorties.

$$\begin{aligned} [\Delta\dot{x}_{invi}] &= A_{INVi} [\Delta x_{invi}] + B_{INVi} [\Delta v_{bDQi}] + B_{i\omega com} [\Delta\omega_{com}] \\ \begin{bmatrix} \Delta\omega_i \\ \Delta i_{oDQi} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} C_{INV\omega i} \\ C_{INVci} \end{bmatrix} [\Delta x_{invi}] \end{aligned} \quad (2.83)$$

Où

$$\Delta x_{invi} = [\Delta\delta_i \quad \Delta P_i \quad \Delta Q_i \quad \Delta\phi_{dq_i} \quad \Delta\gamma_{dq_i} \quad \Delta i_{ldq_i} \quad \Delta v_{odq_i} \quad \Delta i_{odq_i}]^T \quad (2.84)$$

$$B_{INVi} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & \frac{-\cos\delta_0}{L_c} & \frac{-\sin\delta_0}{L_c} \\ 0 & \dots & 0 & \frac{\sin\delta_0}{L_c} & \frac{-\cos\delta_0}{L_c} \end{bmatrix}_{2 \times 13}^T, \quad B_{i\omega com} = [-1 \quad 0 \quad \dots \quad 0]_{1 \times 13}^T \quad (2.85)$$

$$C_{INV\omega i} = \begin{cases} [0 \quad -m_p \quad 0 \quad \dots \quad 0]_{1 \times 13}, & i = 1 \\ [0 \quad \dots \quad 0 \quad \dots \quad 0]_{1 \times 13}, & i \neq 1 \end{cases} \quad (2.86)$$

$$C_{INVci} = \begin{bmatrix} -I_{od} \sin\delta_0 - I_{oq} \cos\delta_0 & 0 & \dots & 0 & \cos\delta_0 & -\sin\delta_0 \\ I_{od} \cos\delta_0 - I_{oq} \sin\delta_0 & 0 & \dots & 0 & \sin\delta_0 & \cos\delta_0 \end{bmatrix}_{2 \times 13} \quad (2.87)$$

$$A_{INVi} = \begin{bmatrix} 0 & -m_p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\omega_c & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_c I_{od} & \omega_c I_{oq} & \omega_c V_{od} & \omega_c V_{oq} \\ 0 & 0 & -\omega_c & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_c I_{oq} & -\omega_c I_{od} & -\omega_c V_{oq} & \omega_c V_{od} \\ 0 & -m_p L_v I_{oq} & -n_q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & -R_v & X_v \\ 0 & m_p L_v I_{od} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -X_v & -R_v \\ 0 & -m_p L_v K_{pv} I_{oq} & -n_q K_{pv} & K_{iv} & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & -K_{pv} & -\omega_n C_f & F - K_{pv} R_v & K_{pv} X_v \\ 0 & m_p L_v K_{pv} I_{od} & 0 & 0 & K_{iv} & 0 & 0 & 0 & -1 & \omega_n C_f & -K_{pv} & -K_{pv} X_v & F - K_{pv} R_v \\ 0 & -m_p (I_{lq} + \frac{L_v K_{pc} K_{pv} I_{oq}}{L_f}) & \frac{-n_q K_{pc} K_{pv}}{L_f} & \frac{K_{pc} K_{iv}}{L_f} & 0 & \frac{K_{ic}}{L_f} & 0 & -\frac{(K_{pc} + R_f)}{L_f} & \omega_0 - \omega_n & \frac{-(1 + K_{pc} K_{pv})}{L_f} & \frac{-\omega_n C_f K_{pc}}{L_f} & \frac{K_{pc} (F - K_{pv} R_v)}{L_f} & \frac{K_{pc} K_{pv} X_v}{L_f} \\ 0 & m_p (I_{ld} + \frac{L_v K_{pc} K_{pv} I_{od}}{L_f}) & 0 & 0 & \frac{K_{pc} K_{iv}}{L_f} & 0 & \frac{K_{ic}}{L_f} & \omega_n - \omega_0 & -\frac{(K_{pc} + R_f)}{L_f} & \frac{\omega_n C_f K_{pc}}{L_f} & \frac{-(1 + K_{pc} K_{pv})}{L_f} & \frac{-K_{pc} K_{pv} X_v}{L_f} & \frac{K_{pc} (F - K_{pv} R_v)}{L_f} \\ 0 & -m_p V_{oq} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & \omega_0 & -\frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & m_p V_{od} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & -\omega_0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ \frac{1}{L_c} (V_{bD} \sin \delta_0 - V_{bQ} \cos \delta_0) & -m_p I_{oq} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_c} & 0 & -\frac{R_c}{L_c} & \omega_0 \\ \frac{1}{L_c} (V_{bD} \cos \delta_0 + V_{bQ} \sin \delta_0) & m_p I_{od} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_c} & -\omega_0 & -\frac{R_c}{L_c} \end{bmatrix}$$

(2.88)

## 2.6.2 Modèle global de tous les onduleurs d'un micro-réseau

Dans un micro-réseau, plusieurs onduleurs peuvent fonctionner comme des sources, chacun étant situé à des emplacements distants différents. La méthode de modélisation consiste à créer des sous-modèles pour chaque onduleur générateur distribué, qui sont ensuite intégrés avec les modèles de réseau et de charge individuelle. Étant donné que la sortie de chaque modèle d'onduleur est dans un cadre DQ commun, tel que celui correspondant au cadre du premier onduleur, un modèle combiné de tous les onduleurs peut être créé. Ce modèle peut ensuite être intégré avec d'autres sous-systèmes dans le cadre DQ. Par conséquent, pour un micro-réseau avec "s" onduleurs, le modèle d'espace d'état des onduleurs parallèles combinés est fourni dans l'équation (2.89).

$$\begin{aligned} [\Delta \dot{x}_{INV}] &= A_{INV} [\Delta x_{INV}] + B_{INV} [\Delta v_{bDQ}] \\ [\Delta i_{oDQ}] &= [C_{INVc}] [\Delta x_{INV}] \end{aligned} \quad (2.89)$$

Où

$$\Delta x_{INV} = [\Delta x_{inv1} \quad \Delta x_{inv2} \quad \cdots \quad \Delta x_{invs}]^T \quad (2.90)$$

$$A_{INV} = \begin{bmatrix} A_{INV1} + B_{1\omega com} C_{INV\omega1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & A_{INV2} + B_{2\omega com} C_{INV\omega1} & 0 & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_{INVs} + B_{s\omega com} C_{INV\omega1} \end{bmatrix}_{13s \times 13s} \quad (2.91)$$

$$B_{INV} = [B_{INV1} \quad B_{INV2} \quad \cdots \quad B_{INVs}]^T_{2m \times 13s} \quad (2.92)$$

$$[\Delta v_{bDQ}] = [\Delta v_{bDQ1} \quad \Delta v_{bDQ2} \quad \cdots \quad \Delta v_{bDQm}] \quad (2.93)$$

$$C_{INVc} = \begin{bmatrix} C_{INVc1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & C_{INVc2} & 0 & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_{INVcs} \end{bmatrix}_{2s \times 13s} \quad (2.94)$$

## 2.6.3 Modèle du réseau

La Figure 2.26 illustre un exemple de réseau composé de "n" lignes et de "m" nœuds, avec "s" onduleurs et "p" points de charge. Dans un référentiel commun, les équations d'état pour le courant de ligne de la  $i^{ème}$  ligne, qui relie les nœuds  $j$  et  $k$ , sont fournies.

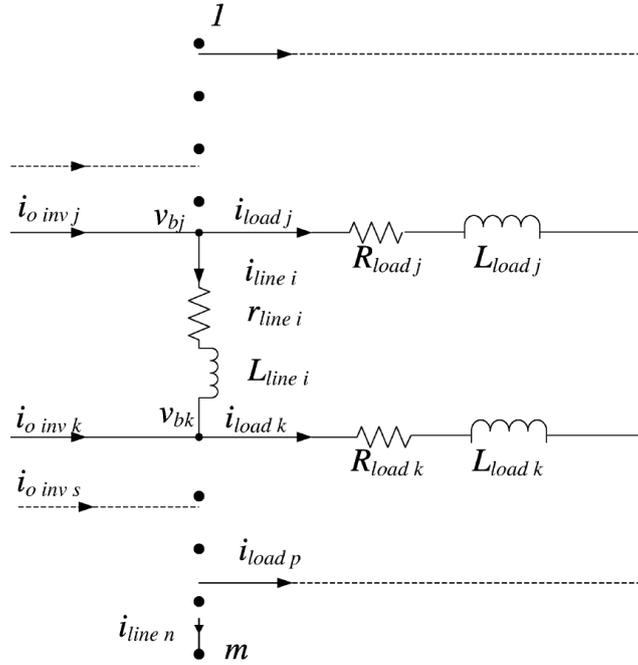


Figure 2.26 – Représentation du réseau

$$\begin{aligned} \frac{di_{line i}}{dt} &= \frac{-R_{line i}}{L_{line i}} i_{line Di} + \omega i_{line Qi} + \frac{1}{L_{line i}} v_{bDj} - \frac{1}{L_{line i}} v_{bDk} \\ \frac{di_{line Qi}}{dt} &= \frac{-R_{line i}}{L_{line i}} i_{line Qi} - \omega i_{line Di} + \frac{1}{L_{line i}} v_{bQj} - \frac{1}{L_{line i}} v_{bQk} \end{aligned} \quad (2.95)$$

En perturbant les états, l'espace d'état à petits signaux de  $n$  ligne est obtenu comme suit :

$$\left[ \Delta \dot{i}_{line DQ} \right] = A_{NET} \left[ \Delta i_{line DQ} \right] + B_{1NET} \left[ \Delta v_{bDQ} \right] + B_{2NET} \Delta \omega \quad (2.96)$$

Où

$$\begin{aligned} A_{NETi} &= \begin{bmatrix} \frac{-R_{line i}}{L_{line i}} & \omega_0 \\ -\omega_0 & \frac{-R_{line i}}{L_{line i}} \end{bmatrix}, \quad B_{2NETi} = \begin{bmatrix} I_{line Qi} \\ -I_{line Di} \end{bmatrix} \\ B_{1NETi} &= \begin{bmatrix} \dots & \frac{1}{L_{line i}} & 0 & \dots & \frac{-1}{L_{line i}} & 0 & \dots \\ \dots & 0 & \frac{1}{L_{line i}} & \dots & 0 & \frac{-1}{L_{line i}} & \dots \end{bmatrix}_{2 \times 2m} \end{aligned} \quad (2.97)$$

$$\left[ \Delta i_{line DQ} \right] = \left[ \Delta i_{line DQ1} \quad \Delta i_{line DQ2} \quad \dots \quad \Delta i_{line DQn} \right]^T \quad (2.98)$$

$$\left[ \Delta v_{bDQ} \right] = \left[ \Delta v_{bDQ1} \quad \Delta v_{bDQ2} \quad \dots \quad \Delta v_{bDQm} \right]^T \quad (2.99)$$

$$\Delta \omega = \Delta \omega_{com} \quad (2.100)$$

$$A_{NET} = \begin{bmatrix} A_{NET 1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & A_{NET 2} & 0 & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_{NET n} \end{bmatrix}_{2n \times 2n} \quad (2.101)$$

$$B_{1NET} = \begin{bmatrix} B_{1NET 1} \\ B_{1NET 2} \\ \vdots \\ B_{1NET n} \end{bmatrix}_{2n \times 2m}, \quad B_{2NET} = \begin{bmatrix} B_{2NET 1} \\ B_{2NET 2} \\ \vdots \\ B_{2NET n} \end{bmatrix}_{2n \times 1}$$

## 2.6.4 Modèle de la charge

Les micro-réseaux peuvent contenir divers types de charges, y compris des charges statiques, des moteurs à induction et des charges composites. Dans ce contexte, la charge RL générale est utilisée pour la modélisation. Les équations d'état de la charge RL connectée au  $i^{\text{ème}}$  nœud sont fournies ci-dessous :

$$\begin{aligned} \frac{di_{loadi}}{dt} &= \frac{-R_{loadi}}{L_{loadi}} i_{loadDi} + \omega i_{loadQi} + \frac{1}{L_{loadi}} v_{bDi} \\ \frac{di_{loadQi}}{dt} &= \frac{-R_{loadi}}{L_{loadi}} i_{loadQi} - \omega i_{loadDi} + \frac{1}{L_{loadi}} v_{bQi} \end{aligned} \quad (2.102)$$

Enfin, le modèle d'espace d'état à petits signaux des charges pour un réseau de  $p$  points de charge est le suivant :

$$\left[ \Delta \dot{i}_{loadDQ} \right] = A_{load} \left[ \Delta i_{loadDQ} \right] + B_{1LOAD} \left[ \Delta v_{bDQ} \right] + B_{2LOAD} \Delta \omega \quad (2.103)$$

Où

$$A_{loadi} = \begin{bmatrix} \frac{-R_{loadi}}{L_{loadi}} & \omega_0 \\ -\omega_0 & \frac{-R_{loadi}}{L_{loadi}} \end{bmatrix}, \quad B_{2LOADi} = \begin{bmatrix} I_{loadQi} \\ -I_{loadDi} \end{bmatrix}, \quad B_{1LOADi} = \begin{bmatrix} \cdots & \frac{1}{L_{loadi}} & 0 & \cdots \\ \cdots & 0 & \frac{1}{L_{loadi}} & \cdots \end{bmatrix}_{2 \times 2m} \quad (2.104)$$

$$\left[ \Delta i_{loadDQ} \right] = \left[ \Delta i_{loadDQ1} \quad \Delta i_{loadDQ2} \quad \cdots \quad \Delta i_{loadDQp} \right]^T \quad (2.105)$$

$$A_{load} = \begin{bmatrix} A_{load1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & A_{load2} & 0 & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_{loadn} \end{bmatrix}_{2p \times 2p} \quad (2.106)$$

$$B_{1LOAD} = \begin{bmatrix} B_{1LOAD1} \\ B_{1LOAD2} \\ \vdots \\ B_{1LOADp} \end{bmatrix}_{2p \times 2m}, B_{2LOAD} = \begin{bmatrix} B_{2LOAD1} \\ B_{2LOAD2} \\ \vdots \\ B_{2LOADp} \end{bmatrix}_{2p \times 1}$$

## 2.6.5 Modèle complet de micro-réseau

Les équations (2.83), (2.96) et (2.103) montrent que les tensions aux nœuds sont considérées comme des variables d'entrée pour chaque sous-système. Afin d'assurer une définition claire des tensions de chaque nœud, tout en garantissant une bonne condition numérique de la solution, une résistance virtuelle, notée  $r_N$ , est introduite entre chaque nœud et la terre. La valeur de cette résistance est choisie suffisamment élevée pour minimiser son influence sur la stabilité dynamique du système. Par conséquent, la tension au nœud  $i$  est définie par :

$$v_{bDi} = r_N (i_{oDi} - i_{loadDi} + i_{lineDi,j}) \quad (2.107)$$

$$v_{bQi} = r_N (i_{oQi} - i_{loadQi} + i_{lineQi,j}) \quad (2.108)$$

Sous forme de matrice, pour un réseau avec  $m$  nœuds et «  $s$  » nombre d'onduleurs, les équations de tension sont données par :

$$[\Delta v_{bDQ}] = R_N \left( M_{INV} [\Delta i_{oDQ}] + M_{load} [\Delta i_{loadDQ}] + M_{NET} [\Delta i_{lineDQ}] \right) \quad (2.109)$$

Dans l'équation (2.109), la matrice  $R_N$  est de dimension  $2m \times 2m$ , avec des éléments diagonaux égaux à  $r_N$ . La matrice de correspondance  $M_{INV}$ , de taille  $2m \times 2s$ , sert à relier les points de connexion des onduleurs aux nœuds du réseau. Par exemple, si le  $i^{ème}$  onduleur est connecté au  $j^{ème}$  nœud, l'élément  $M_{INV}(i,j)$  prendra la valeur +1, tandis que les autres éléments de cette ligne seront nuls. De manière similaire, la matrice  $M_{load}$ , de dimension  $2m \times 2p$ , relie les points de connexion des charges aux nœuds du réseau, mais avec des valeurs de -1. Enfin, la matrice  $M_{NET}$ , de taille  $2m \times 2n$ , décrit les lignes de connexion aux nœuds du réseau, en assignant une valeur de +1 ou -1 selon que le courant entre ou sort du nœud correspondant.

Le modèle complet à petits signaux de l'espace d'état du micro-réseau, ainsi que la matrice d'état du système (comme indiqué dans l'équation (2.110)), peuvent être dérivés en intégrant les modèles

des sous-systèmes individuels donnés par les équations (2.83), (2.96), (2.103) et (2.109). Ces équations décrivent les dynamiques spécifiques des composants du micro-réseau, telles que les onduleurs, les charges, et les connexions réseau. En les combinant, il est possible de former un modèle global qui capture les interactions entre les différents sous-systèmes, permettant ainsi une analyse complète du comportement dynamique du micro-réseau.

$$\begin{bmatrix} \dot{\Delta x}_{INV} \\ \Delta i_{lineDQ} \\ \Delta i_{loadDQ} \end{bmatrix} = A_{mg} \begin{bmatrix} \Delta x_{INV} \\ \Delta i_{lineDQ} \\ \Delta i_{loadDQ} \end{bmatrix} \quad (2.110)$$

La matrice d'état complète du système,  $A_{mg}$ , qui décrit le flux en petits signaux entre tous les sous-modules représentés dans la Figure 2.19, est spécifiée dans l'équation (2.112).

$$A_{mg} = \begin{bmatrix} A_{INV} + B_{INV} R_N M_{INV} C_{INVc} & B_{INV} R_N M_{NET} & B_{INV} R_N M_{load} \\ B_{1NET} R_N M_{INV} C_{INVc} + B_{2NET} C_{INV \omega} & A_{NET} + B_{1NET} R_N M_{NET} & B_{1NET} R_N M_{load} \\ B_{1LOAD} R_N M_{INV} C_{INVc} + B_{2LOAD} C_{INV \omega} & B_{1LOAD} R_N M_{NET} & A_{load} + B_{1LOAD} R_N M_{load} \end{bmatrix} \quad (2.111)$$

## 2.7 CONCLUSION DU CHAPITRE

Ce chapitre a présenté la modélisation d'un microréseau DC intégrant des panneaux photovoltaïques et un système de stockage hybride composé de batteries et de supercondensateurs, ainsi que la modélisation des convertisseurs DC/DC associés. La méthode MPPT perturbé et observe a été décrite pour extraire la puissance maximale des panneaux photovoltaïques. Le fonctionnement des convertisseurs du système de stockage hybride a été détaillé, permettant de formuler les équations d'état. Ces équations ont ensuite été soumises à de petites perturbations pour obtenir un modèle à petits signaux, utilisé pour dériver les fonctions de transfert nécessaires à l'analyse de stabilité via des études fréquentielles. Les régulateurs de tension et de courants pour la batterie et les supercondensateurs ont été dimensionnés pour atteindre des bandes passantes respectives de 89 Hz, 1 kHz et 1,7 kHz. Un partage de puissance basé sur un filtre passe-bas a été introduit avant de détailler la gestion de l'énergie. L'algorithme de gestion proposé, fondé sur un MPPT décalé, permet de respecter les contraintes fonctionnelles des batteries dans plusieurs modes d'opération. La modélisation d'un microréseau hybride DC-AC a également révélé que la stabilité du système dépendait largement des caractéristiques du côté AC, ce qui a conduit au développement d'un modèle à petits signaux intégrant des impédances virtuelles.

Dans le prochain chapitre, nous présenterons les résultats de simulation basées sur les approches étudiées. Tout d'abord, une analyse de la stabilité sera réalisée dans un microréseau AC composé de trois générateurs distribués, en étudiant l'effet de l'inductance et de la résistance virtuelle, et en

déterminant la valeur optimale de l'impédance virtuelle. Ensuite, nous nous concentrerons sur un onduleur alimenté par un microréseau DC pour observer les performances de la gestion énergétique proposée. Enfin, nous explorerons une nouvelle topologie d'onduleur multiniveaux basée sur des cellules élémentaires et comparerons ses performances avec celles des onduleurs classiques à deux niveaux et de la topologie NPC conventionnelle.

**CHAPITRE 3 :**

**STABILITE ET OPTIMISATION DES  
MICRORESEAUX AC/DC VIA IMPEDANCE  
VIRTUELLE, SUPERCAPACITES ET  
ONDULEURS MULTINIVEAUX**

## **CHAPITRE 3 : STABILITE ET OPTIMISATION DES MICRORESEAUX AC/DC VIA IMPEDANCE VIRTUELLE, SUPERCAPACITES ET ONDULEURS MULTINIVEAUX**

### **3.1 INTRODUCTION**

Ce chapitre prolonge le précédent en présentant les résultats des simulations basées sur les approches étudiées. Dans un premier temps, l'accent sera mis sur l'analyse de la stabilité d'un microréseau AC autonome composé de trois générateurs distribués de 10 kVA chacun, en intégrant les impédances virtuelles. Une étude approfondie sera ensuite menée pour déterminer les intervalles de stabilité lorsque l'inductance ou la résistance virtuelle est modifiée. De plus, une méthode analytique sera introduite pour définir la valeur optimale de l'inductance virtuelle tout en tenant compte des pertes. La deuxième partie se concentrera sur un seul onduleur, supposé faire partie du microréseau AC, tout en étant déconnecté des autres générateurs distribués. Cet onduleur est alimenté par un microréseau DC comprenant des panneaux photovoltaïques et un système de stockage hybride, visant à alimenter une charge alternative de type résistif. La gestion de l'énergie proposée sera appliquée dans tous les modes de fonctionnement afin de maintenir l'équilibre de puissance tout en respectant les contraintes des batteries. Enfin, la dernière section explorera une nouvelle topologie d'onduleur multiniveaux, nommée "S5L-C8S", dont le principe de fonctionnement sera expliqué avant de comparer ses performances à celles des onduleurs classiques à deux niveaux et de la topologie NPC conventionnelle.

### **3.2 ANALYSE DE STABILITÉ D'UN MICRORESEAU AC À TROIS GÉNÉRATEURS DISTRIBUÉS**

Le prototype de microréseau AC avec trois générateurs distribués pour tester et vérifier les résultats du modèle complet est présenté sur la Figure 3.1. Le système de test fonctionne avec une tension de 220 V efficace par phase et une fréquence de 50 Hz et les trois onduleurs ont la même puissance (10 kVA). Chaque sortie des trois onduleurs est connectée à un filtre LC et une inductance de couplage. Les principaux avantages du filtre LCL sont les suivants : (i) faible distorsion du courant de réseau et production de puissance réactive, (ii) atténuation de 60 dB/décade pour les fréquences supérieures à la fréquence de résonance, (iii) possibilité d'utiliser une fréquence de commutation relativement faible. La fréquence de résonance du filtre est conçue pour se situer entre dix fois la fréquence du bus alternatif du microréseau (500 Hz) et la moitié de la fréquence de commutation ( $10 \text{ kHz}/2 = 5 \text{ kHz}$ ) afin d'éviter toute résonance dans les basses et hautes fréquences du spectre harmonique. Les trois onduleurs sont commandés pour partager la puissance active et réactive sur les lignes 1 et 2 et alimenter les deux bancs de charge situés sur les bus 1 et 3. Les paramètres du système

global sont indiqués dans le Tableau 3.1. Les deux lignes, dominées par leur nature résistive comme c'est typique des systèmes de distribution à basse tension, ont les générateurs GD1 et GD2 positionnés relativement proches l'un de l'autre par rapport à GD3. Ce système de test comprend uniquement des charges résistives, avec un banc de 25 Ω sur le bus 1 correspondant à une puissance de 5,8 kW et un banc de 20 Ω sur le bus 3 correspondant à une puissance de 7,3 kW.

**Tableau 3.1 Paramètres du système de test**

Paramètres de l'onduleur (10 kVA)					
Paramètre	Valeur	Paramètre	Valeur	Paramètre	Valeur
$f_s$	10 kHz	$m_p$	$6.28 \cdot 10^{-4}$	$L_{line1}$	$3.18 \cdot 10^{-4} H$
$L_f$	1.4 mH	$n_q$	$6.8 \cdot 10^{-4}$	$R_{line1}$	0.23 Ω
$C_f$	11 μF	$K_{pv}$	0.12	$L_{line2}$	0.018 H
$R_f$	0.14 Ω	$k_{iv}$	701.5	$R_{line2}$	0.35 Ω
$L_c$	1.1 mH	$k_{pc}$	168	$R_{load1}$	25 Ω
$R_c$	0.11 Ω	$k_{ic}$	$1.68 \cdot 10^4$	$R_{load2}$	20 Ω
$\omega_c$	31.41 rad/s	$F$	1		

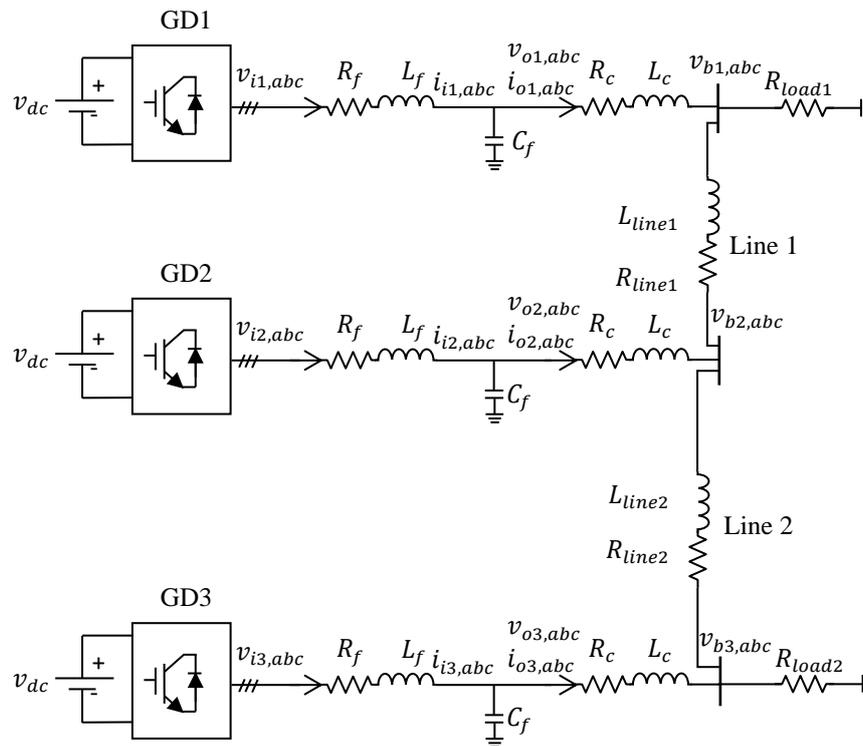


Figure 3.1 – Le système de test

Dans le système de test, tous les onduleurs ont des valeurs nominales égales, donc leurs gains de statisme ont été définis de manière identique pour assurer un partage équitable de la puissance fondamentale. La puissance mesurée est comparée à un point de consigne de 5 kW pour fixer le statisme de la fréquence nominale à 1 % à la puissance réelle maximale, tandis que le statisme de la tension nominale est de 1.78 % à la puissance réactive maximale. Les gains proportionnels et intégraux du régulateur de tension, présentés dans le Tableau 3.1, sont déterminés en appliquant la méthode de

placement des pôles afin d'atteindre une bande passante de 900 Hz. Pour le contrôleur de courant, les gains sont ajustés avec une dynamique plus élevée que celle du régulateur de tension, en utilisant la technique de compensation de pôle pour atteindre une bande passante de 19,1 kHz, permettant un rejet efficace des perturbations à haute fréquence. Le dimensionnement des boucles de courant et de tension est indiqué à l'annexe A.

### 3.2.1 Effet de variation des gains de statism et l'inductance de couplage sur la stabilité

La modélisation à petits signaux du micro-réseau développée au chapitre 2 est mise en œuvre dans le logiciel Matlab pour évaluer les critères de performance du modèle linéarisé de la dynamique du micro-réseau en mode de fonctionnement isolé. Les ressources sont modélisées conformément à la modélisation finale des sections 2.6.1 et 2.6.2, tandis que les lignes et les charges du système sont respectivement modélisées comme décrit dans les sections 2.6.3 et 2.6.4. Le modèle complet à petits signaux du système comprend 47 variables d'état (13\*3=39 variables d'état pour 3 générateurs distribués, 2\*2=4 variables d'état pour 2 lignes, et 2\*2=4 variables d'état pour 2 charges). Les conditions initiales du système, présentées dans le Tableau 3.2, sont déterminées par une simulation en régime permanent réalisée dans le domaine temporel à l'aide de MATLAB-Simulink. La résistance virtuelle ( $R_N$ ) choisie est de 1000  $\Omega$ .

**Tableau 3.2: Conditions initiales**

Paramètre	Valeur	Paramètre	Valeur
$V_{od}$ (V)	[381,6 379,7 381,9]	$V_{oq}$ (V)	[0 0 0]
$I_{od}$ (A)	[11,4 11,4 11,4]	$I_{oq}$ (A)	[-2,3 5,3 -3,5]
$I_{ld}$ (A)	[11,4 11,4 11,4]	$I_{lq}$ (A)	[-1 6,6 -2,2]
$V_{bd}$ (V)	[379,6 380,3 379,4]	$V_{bq}$ (V)	[-3,7 -2,8 -8,3]
$\omega_0$ (rad/s)	314	$\delta_0$ (rad)	[0 4,5. 10 <sup>-3</sup> -0.012]
$I_{line1d}$ (A)	-3,8	$I_{line1q}$ (A)	-2,1
$I_{line2d}$ (A)	7,6	$I_{line2q}$ (A)	3,2
$I_{load1d}$ (A)	15.1	$I_{load1q}$ (A)	-0.15
$I_{load2d}$ (A)	19	$I_{load2q}$ (A)	-0.4

La Figure 3.2 présente le spectre des valeurs propres du système, tel qu'il est dérivé de la matrice d'état du système  $A_{mg}$ , avec  $R_v$  et  $L_v$  fixés à zéro. Avec une consigne de puissance de 3,7 kW pour réguler la baisse de fréquence, et aucune consigne pour la chute de tension, le statisme de la fréquence et de la tension des trois générateurs est respectivement de 0,13 % et 0,4 % lorsque la charge 1 et la charge 2 sont connectées simultanément. On constate qu'il existe une large gamme de composantes de fréquence et que celles-ci se répartissent en deux groupes différents. Les valeurs propres du groupe 2 sont largement sensibles aux variables d'état du régulateur de tension, du régulateur de courant et

du filtre LC de sortie. Les valeurs propres dominants à basse fréquence du groupe 1 sont largement sensibles aux variables d'état du régulateur de la puissance active et réactive et du filtre LCL, comme présenté sur le zoom de la Figure 3.2. Les deux paires de valeurs propres complexes conjuguées, dominantes à basse fréquence, montrent une sensibilité marquée aux variables d'état du contrôleur de la puissance active, tandis que les deux valeurs propres dominantes réelles, également à basse fréquence, sont principalement influencées par les variables d'état du contrôleur de la puissance réactive. Les valeurs propres désignées  $\lambda_{1-2}$  présentent une forte sensibilité aux variables d'état relatives à la puissance active et réactive des contrôleurs de puissance des onduleurs 1 et 2. De manière similaire, les valeurs propres identifiées par  $\lambda_{1-3}$  montrent une grande sensibilité aux variables d'état associées à la puissance active et réactive des contrôleurs de puissance des onduleurs 1 et 3. Il est clair que les valeurs propres marquées  $\lambda_{1-2}$  se trouvent plus près de l'origine. Ainsi, dans ce système, l'onduleur 2 apparaît comme le composant le plus critique en termes de stabilité.

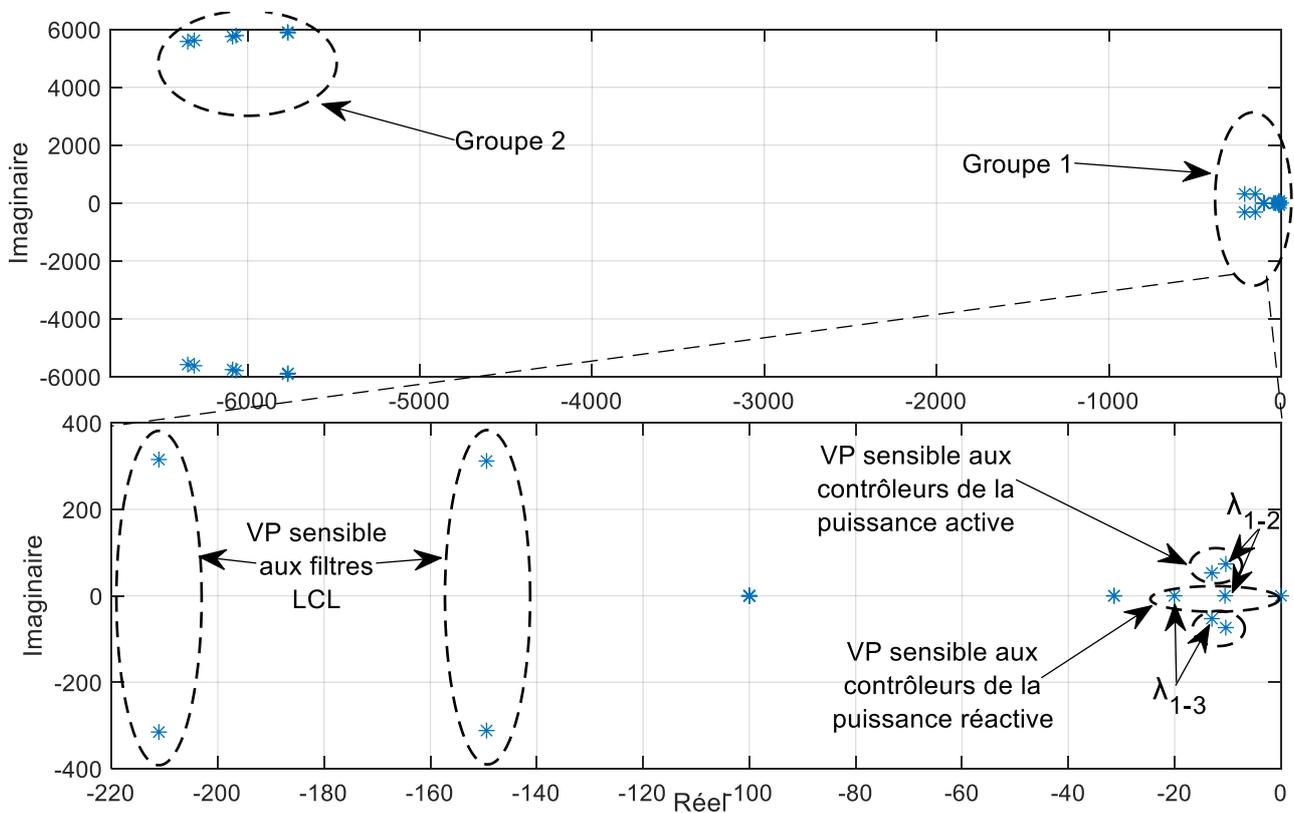


Figure 3.2 – Spectre des valeurs propres d'un système à trois générateurs distribués

La Figure 3.3 illustre l'évolution des quatre modes de valeurs propres dominants à basse fréquence, comprenant deux paires de valeurs propres complexes conjuguées et deux réelles. Cette évolution se produit lorsque le gain de statisme de la puissance active des trois générateurs distribués, noté  $m_p$ , augmente de  $1 \times 10^{-5}$  à  $3 \times 10^{-3}$ , tandis que le gain de statisme de la puissance réactive des trois générateurs, noté  $n_q$ , est fixé à  $6,8 \times 10^{-4}$ . Cette figure démontre qu'avec l'augmentation de  $m_p$ , les modes  $\lambda_{1-2}$  et  $\lambda_{1-3}$ , associés à la dynamique du partage de la puissance active des générateurs

distribués, se déplacent vers la droite, en direction de la région instable, rendant le système plus sujet aux oscillations et menant finalement à l'instabilité. En revanche, les modes réels, qui reflètent la dynamique du partage de la puissance réactive des générateurs distribués, se déplacent vers la gauche, vers une région plus stable, lorsque  $m_p$  augmente. Ce phénomène s'explique par le couplage entre les puissances actives et réactives dans le réseau, en raison de la présence de lignes à forte résistance. Ainsi, un gain de statisme élevé est indispensable pour optimiser la réponse transitoire des générateurs distribués. Comme le mode  $\lambda_{1-2}$  a un impact plus important sur la stabilité que le mode  $\lambda_{1-3}$ , le gain de statisme de la puissance active du générateur distribué 2 doit rester inférieur à  $1,5 \times 10^{-3}$ .

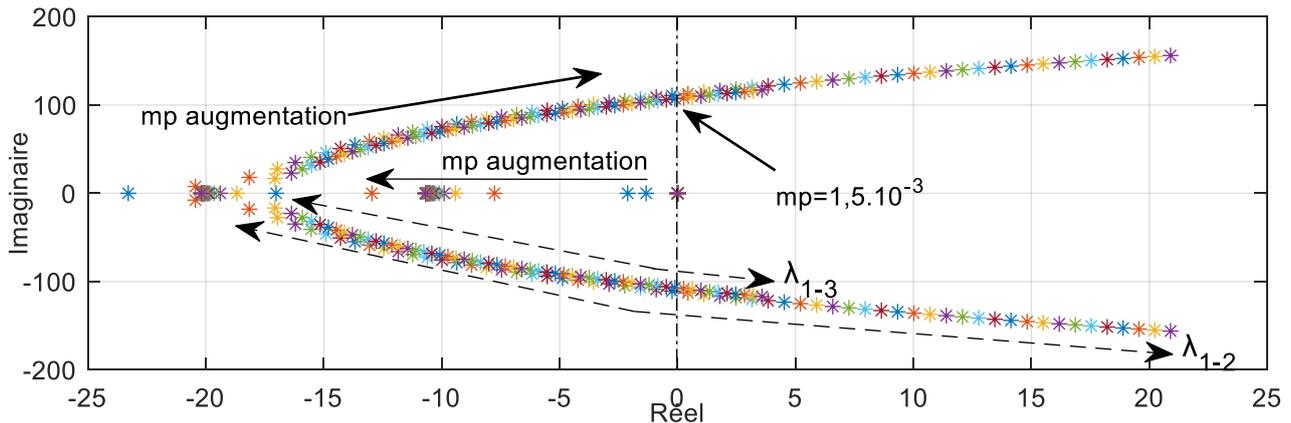


Figure 3.3 – Représentation des modes basse fréquence en fonction du gain de statisme de la puissance active :  $1.10^{-5} \leq m_p \leq 3.10^{-3}$

La Figure 3.4 illustre l'évolution des quatre modes de valeurs propres dominantes à basse fréquence lorsque le gain de statisme de la puissance réactive des trois générateurs distribués augmente de  $1 \times 10^{-4}$  à  $2,2 \times 10^{-3}$ , tandis que le gain de statisme de la puissance active des trois générateurs, est fixé à  $6,28 \times 10^{-4}$ . Cette figure démontre qu'avec l'augmentation de  $n_q$ , les modes  $\lambda_{1-2}$  et  $\lambda_{1-3}$ , associés à la dynamique du partage de la puissance réactive des générateurs distribués, se déplacent vers la droite, en direction de la région instable, rendant le système instable. En revanche, lorsque  $n_q$  augmente, les deux paires de valeurs propres complexes conjuguées associées à la dynamique du partage de la puissance active des générateurs distribués se déplacent vers la gauche, vers une région plus stable, bien que cette augmentation affecte moins ces deux modes. Ainsi, un gain de statisme élevé est indispensable pour optimiser la réponse transitoire des générateurs distribués. Vu que le mode  $\lambda_{1-2}$  est plus dominant que le mode  $\lambda_{1-3}$ , le gain de statisme de la puissance réactive du générateur distribué 2 doit rester inférieur à  $1,03 \times 10^{-3}$ . En raison de ce couplage, et étant donné que les gains de statisme  $m_q$  et  $n_q$  s'influencent de manière opposée selon la Figure 3.3 et Figure 3.4, il est donc essentiel que ces deux gains ne soient pas trop faibles.

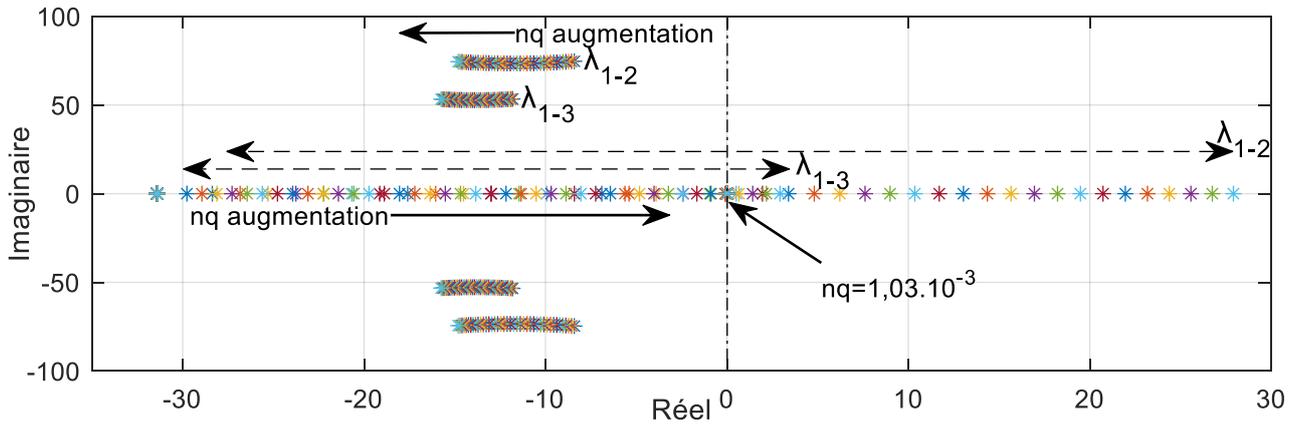


Figure 3.4 – Représentation des modes basse fréquence en fonction du gain de statisme de la puissance réactive :  $1.10^{-4} \leq n_q \leq 2.1.10^{-3}$

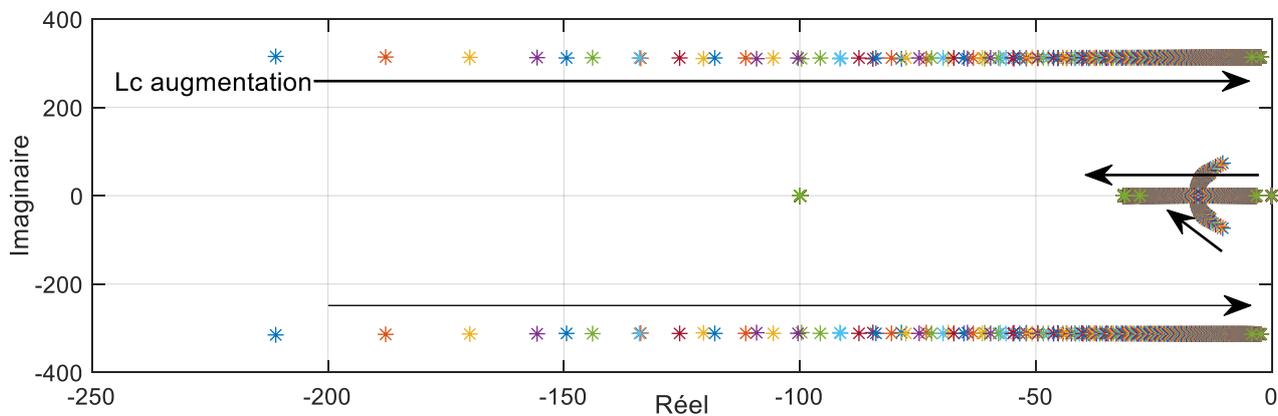


Figure 3.5 – Représentation des modes basse fréquence en fonction de l'inductance de couplage :  $1.1 \text{ mH} \leq L_c \leq 0.1 \text{ H}$

La Figure 3.5 présente l'effet de l'inductance de couplage sur les modes dominants. Dans cette analyse, les inductances de couplage des trois générateurs distribués changent de  $1,1 \text{ mH}$  à  $0,1 \text{ H}$  de manière simultanée. Il est évident que l'augmentation de l'inductance de couplage affecte les quatre modes de valeurs propres dominantes à basse fréquence en les déplaçant loin de l'origine, vers une région plus stable. Il est essentiel d'avoir une nature inductive pour les commandes P- $\omega$  et Q-V lorsque les gains de statisme sont négatifs, afin d'assurer que toute augmentation de la puissance active ou réactive entraîne des ajustements appropriés de la fréquence et de la tension, stabilisant ainsi le système. Par contre, l'augmentation de l'inductance de couplage a un effet inverse sur les modes des valeurs propres sensibles au filtre LCL, les déplaçant vers l'origine et les rapprochant ainsi d'une zone d'instabilité. L'augmentation de l'inductance dans un micro-réseau influence donc directement la stabilité du système en modifiant ses caractéristiques de réponse, ce qui peut affecter la capacité à amortir les oscillations transitoires. Si l'amortissement est insuffisant, ces oscillations pourraient persister ou s'amplifier, prolongeant ainsi le temps de réponse après des perturbations et risquant d'entraîner une instabilité. Il est donc essentiel de dimensionner correctement les composants inductifs pour dissiper efficacement l'énergie oscillatoire et maintenir la stabilité du système.

Pour évaluer l'impact des gains de statisme, la Figure 3.6 et Figure 3.7 montrent les puissances obtenues avec des gains de statisme faibles ( $m_p = 1,2 \cdot 10^{-5}$  et  $n_q = 1 \cdot 10^{-4}$ ) et élevés ( $m_p = 6,28 \cdot 10^{-4}$  et  $n_q = 6,8 \cdot 10^{-4}$ ). Dans la Figure 3.6, le système commence avec seulement la charge 2 ( $R_{Load2}$ ), puis la charge 1 ( $R_{Load1}$ ) est ajoutée après  $t=2s$  jusqu'à  $t=3s$ . Avec des gains de statisme faibles, les puissances actives se caractérisent par une dynamique lente, un amortissement unitaire et un dépassement notable de 36% pour le générateur distribué 3. Comme indiqué précédemment, le couplage influence les pôles réels, qui se rapprochent de l'origine en raison de gains  $m_p$  trop faibles, et inversement. En revanche, avec des gains de statisme élevés, les puissances actives présentent une dynamique rapide, un faible amortissement et des dépassements pour les trois générateurs distribués, le plus important étant celui du générateur distribué 1, avec un dépassement de 35 %. Bien que la réponse soit oscillante dans ce cas, le régime transitoire est nettement amélioré par rapport au premier scénario.

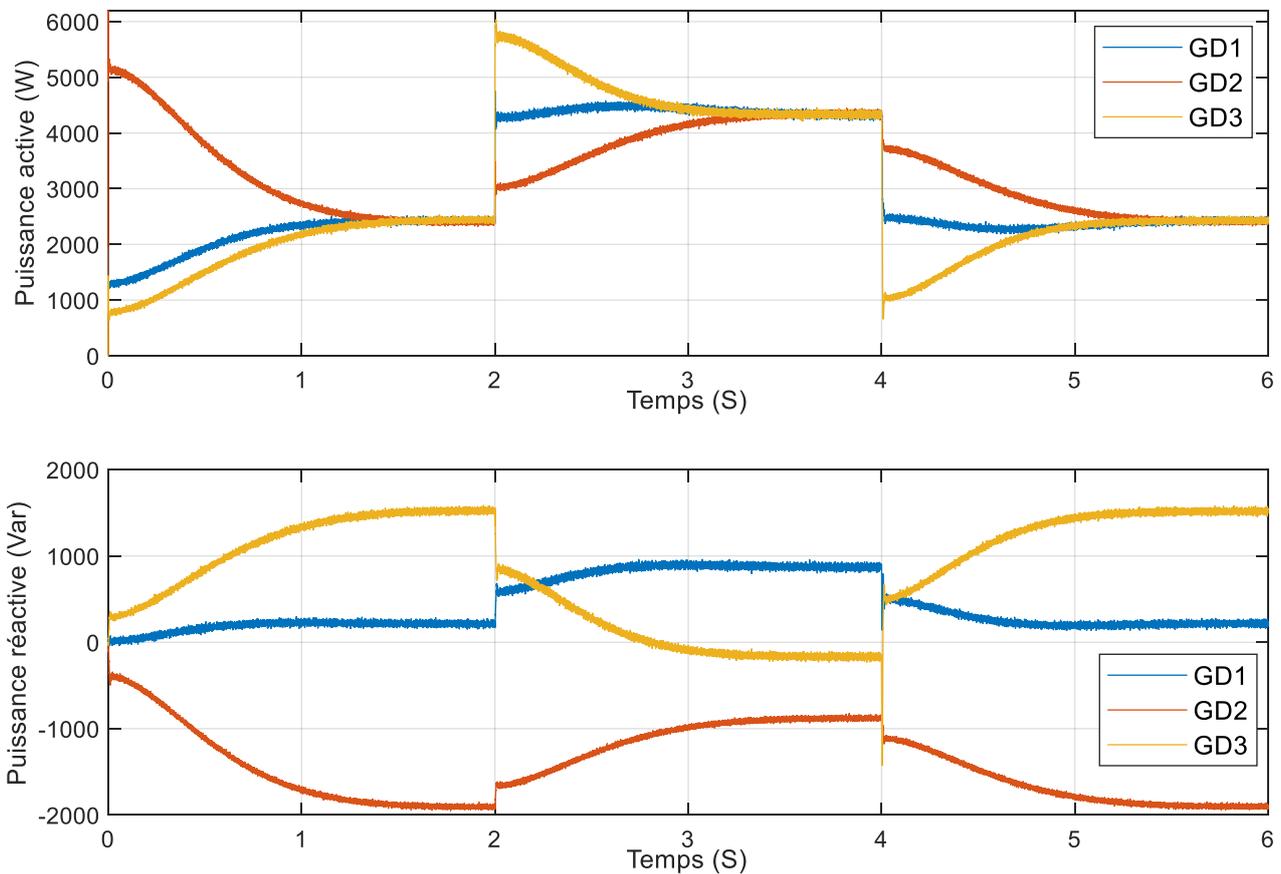


Figure 3.6 – Partage de la puissance active et réactive avec  $m_p = 1,2 \cdot 10^{-5}$  et  $n_q = 1 \cdot 10^{-4}$

Les puissances réactives des onduleurs, représentées dans la Figure 3.6 et Figure 3.7 avec les mêmes valeurs de  $m_p$  et  $n_q$ , sont examinées, révélant dans les deux cas des valeurs notables, malgré l'absence de charge réactive connectée au système. Ces échanges de puissance réactive entre les onduleurs sont attribués aux déséquilibres d'impédance des deux lignes. Avec des gains de statisme faibles, un échange notable de puissance réactive se produit, caractérisé par une dynamique de

premier ordre. Ce phénomène est particulièrement marqué avant l'ajout de la perturbation de la charge, avec des valeurs de 0,2 kVar, -1,9 kVar et 1,5 kVar. Après la connexion de la charge au bus 1, ces valeurs ont diminué (0,9 kVar, -0,86 kVar, -0,15 kVar), mais l'échange de puissance réactive est resté significatif. Avec des gains de statisme élevés, comme le montrent les mêmes figures, les puissances réactives circulantes sont plus importantes que dans le scénario précédent, avec des valeurs de 2,8 kVar, -0,25 kVar et -2,7 kVar avant la perturbation, et de -0,76 KVar, 2 kVar et -1,3 kVar après celle-ci. Bien que ces échanges soient associés à des oscillations à basse fréquence et à un nombre réduit de dépassements, ils ont permis d'améliorer le temps de réponse de la puissance réactive des trois générateurs distribués, en particulier celui du générateur 2.

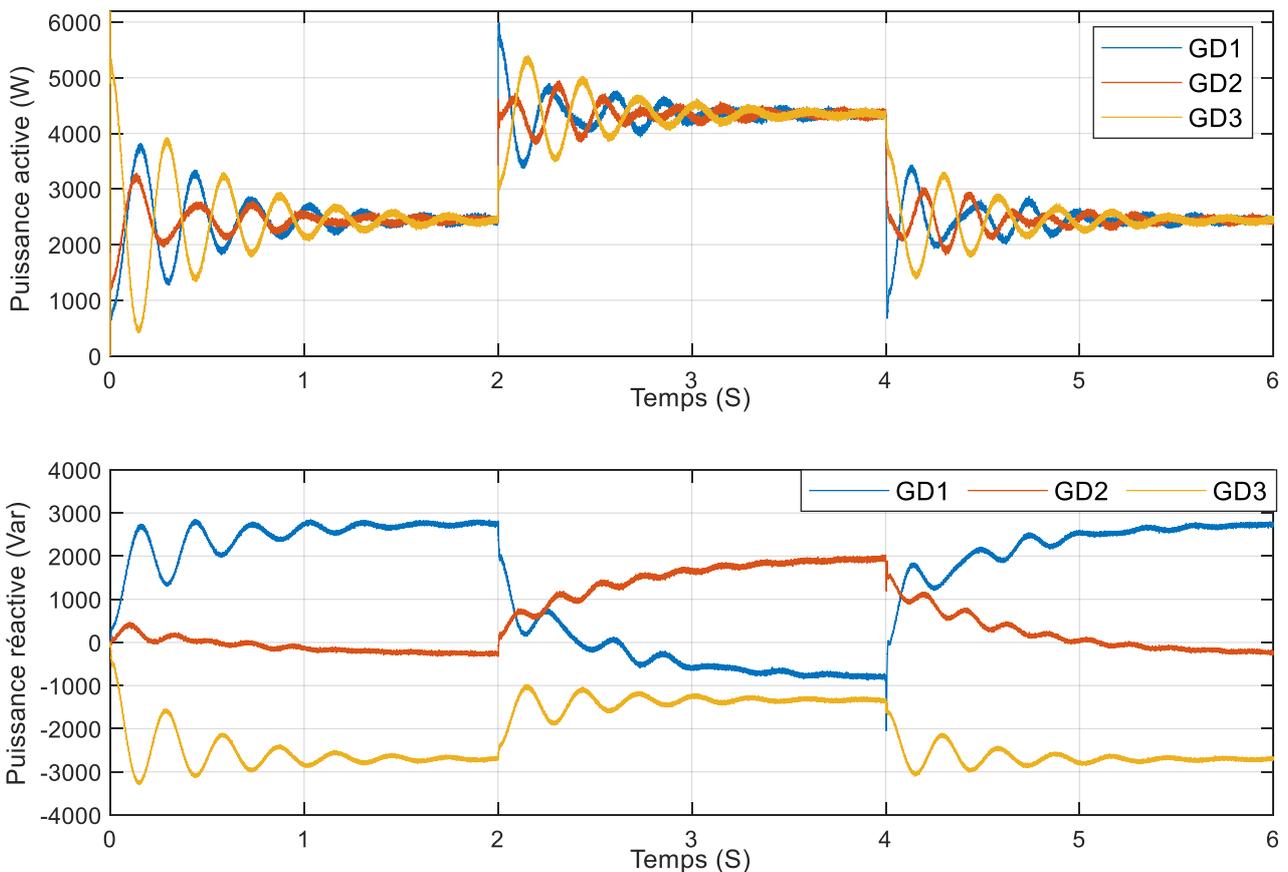


Figure 3.7 – Partage de la puissance réactive et réactive avec  $m_p = 6,28 \cdot 10^{-4}$  et  $n_q = 6,8 \cdot 10^{-4}$

Une répartition inappropriée de la puissance réactive peut entraîner des courants de circulation entre les générateurs. En effet, les générateurs distribués peuvent présenter de légères variations de tension à leur sortie, créant ainsi un différentiel de potentiel entre eux. Cette différence de tension engendre des courants de circulation entre les générateurs, qui ne sont pas nécessaires à la consommation locale, mais se déplacent pour équilibrer les écarts de puissance réactive. Ces courants peuvent entraîner des pertes supplémentaires, des surcharges, et risquent de déstabiliser le système ainsi que de mettre les équipements du réseau sous contrainte. En conséquence, il est essentiel de réduire le courant de circulation en diminuant la puissance réactive. De plus, bien que la dynamique

ne soit pas considérablement améliorée, on observe toujours des oscillations et des dépassements lorsque les gains de statisme sont élevés. L'une des solutions pour améliorer la dynamique et le partage consiste à utiliser des impédances virtuelles. Dans les sections suivantes, nous examinerons d'abord comment déterminer l'intervalle de stabilité dans divers cas, puis nous aborderons le choix des paramètres des impédances virtuelles.

### 3.2.2 Effet de variation de l'impédance virtuelle sur la stabilité

Avant d'aborder les stratégies d'optimisation pour le régime dynamique et la répartition de la puissance réactive, cette section examine l'influence des impédances virtuelles sur les modes propres dominants à basse fréquence et identifie la plage de stabilité correspondante. La stabilité du système est ensuite évaluée dans divers scénarios en tentant de le stabiliser à l'aide d'inductances ou de résistances virtuelles, notamment lorsque les modes propres complexes conjugués ou réels montrent des signes d'instabilité.

#### 3.2.2.1 Effet de variation de l'inductance virtuelle sur la stabilité

Cette section se concentre sur l'analyse de l'effet de l'inductance virtuelle  $L_v$  sur la stabilité du système de test, dans le but de provoquer volontairement une déstabilisation à travers divers scénarios, puis de tenter de stabiliser, examiner et définir l'intervalle de stabilité du système. Dans un premier scénario, le gain de statisme de la puissance active est élevé tandis que celui de la puissance réactive reste standard. Dans un second scénario, le gain de statisme de la puissance active est standard et celui de la puissance réactive est élevé.

Dans le premier scénario, l'analyse de la stabilité est effectuée en examinant l'inductance virtuelle  $L_v$ , alors que le gain de statisme  $m_p$  est augmenté à  $19 \cdot 10^{-4}$  dans le but de déstabiliser intentionnellement le régulateur de la puissance active, comme illustré par la Figure 3.3. En parallèle, le gain de statisme  $n_q$  est maintenu à une valeur de  $6,8 \cdot 10^{-4}$ . Avec une consigne de puissance de 4,5 kW pour garder la même baisse de fréquence, et aucune consigne pour la chute de tension, le statisme de la fréquence et de la tension des trois générateurs est respectivement de 0,13 % et 0,4 % lorsque la charge 1 et la charge 2 sont connectées simultanément. La Figure 3.8 présente l'effet de l'inductance virtuelle sur les modes dominants dont les deux modes complexes conjugués, les deux modes réelles et les modes sensibles aux variables d'état du filtre LCL. Dans cette analyse, les inductances virtuelles des trois générateurs distribués varient de 0 à 0,01 H de manière simultanée, tandis que les résistances virtuelles sont fixées à 0,06  $\Omega$ . La Figure 3.8, en zoomant, montre que lorsque  $L_v$  augmente, les modes  $\lambda_{1-2}$  et  $\lambda_{1-3}$ , associés aux deux paires de modes complexes conjugués ainsi qu'aux deux modes réels, qui sont liés respectivement à la dynamique du partage de la puissance active et réactive des trois générateurs distribués, s'éloignent de l'origine pour se diriger vers une région plus stable, ce qui

améliore le temps de réponse et l'amortissement. De plus, l'éloignement des deux modes réels associés à la dynamique de la puissance réactive de l'origine améliore la répartition de la puissance réactive, réduisant ainsi le courant de circulation entre les générateurs distribués. Comme dans le cas précédent, dans un réseau inductif, lorsque l'inductance de couplage augmente, l'inductance virtuelle stabilise également les commandes P- $\omega$  et Q-V, tout en ayant des gains de stabilité négatifs. Étant donné que le mode  $\lambda_{1-2}$ , correspondant à une paire de valeurs propres complexes conjuguées, est plus significatif que le mode  $\lambda_{1-3}$ , la valeur minimale de l'inductance virtuelle du générateur distribué 2 doit dépasser  $1,6 \cdot 10^{-4} H$ . L'augmentation de l'inductance virtuelle, dont la valeur maximale ne doit pas dépasser  $9,5 \cdot 10^{-3} H$ , a un effet similaire à celui de l'augmentation de l'inductance de couplage en déplaçant les modes des valeurs propres sensibles au filtre LCL vers l'origine et en les rapprochant d'une zone d'instabilité, ce qui peut engendrer des oscillations.

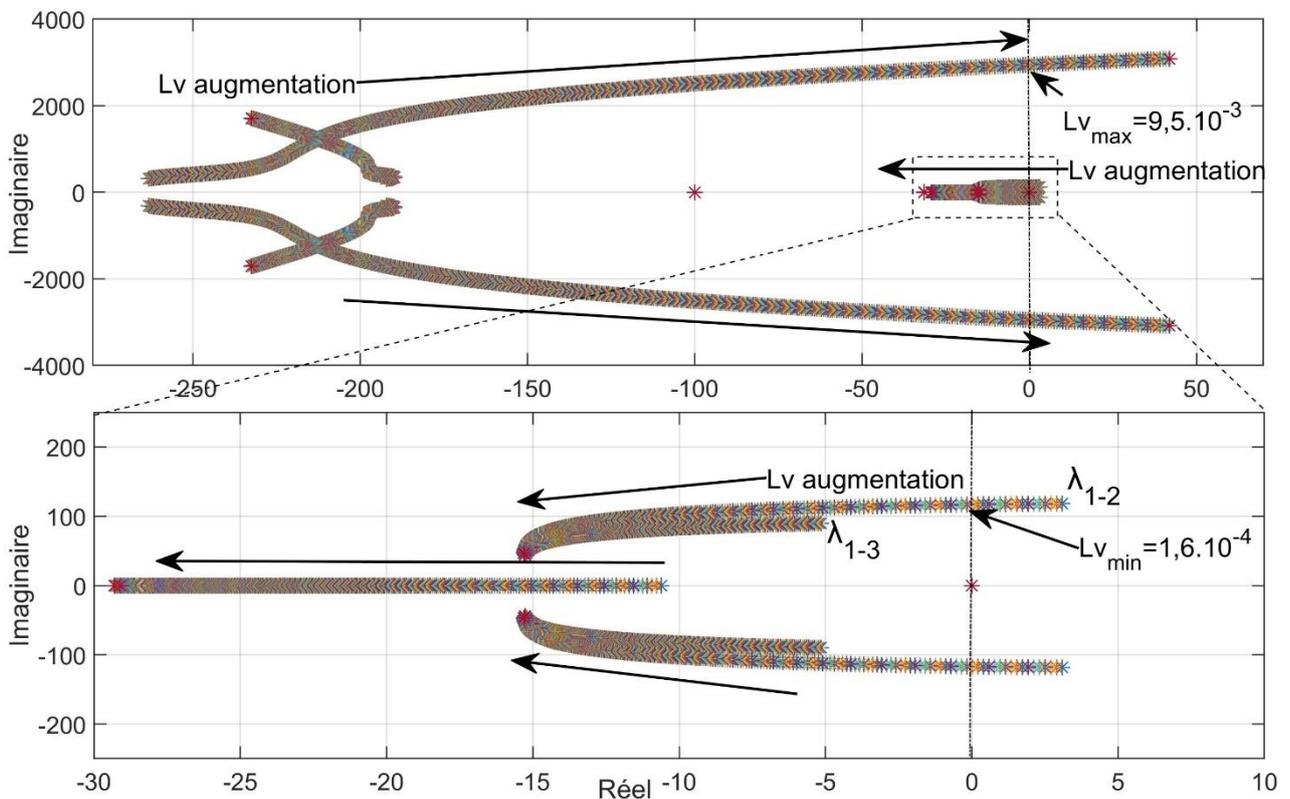


Figure 3.8 – Effet de l'augmentation de l'inductance virtuelle :  $0 \leq L_v \leq 10^{-2} H$  avec  $m_p = 19 \cdot 10^{-4}$ ,  $n_q = 6,8 \cdot 10^{-4}$  et  $R_v = 0,06 \Omega$

La Figure 3.9 illustre l'évolution de la puissance active et réactive, testée à l'aide des inductances virtuelles afin d'évaluer la stabilité ou l'instabilité du système. En utilisant le même système que précédemment, la résistance virtuelle est fixée à  $0,06 \Omega$ , avec les deux charges connectées. Les deux tests de l'effet de l'inductance virtuelle sur la stabilité sont effectués autour du point critique minimal, avec une variation de  $\pm 40 \mu H$ , dans le but d'analyser la stabilité et l'instabilité à proximité de ce point critique. Quand l'inductance virtuelle est inférieure au seuil critique ( $L_v=0,12 mH$ ), le système montre

des oscillations dynamiques en raison d'un amortissement insuffisant. De plus, les générateurs distribués 1 et 2 présentent une puissance active instable, avec une réponse oscillante qui croît de manière exponentielle, indiquant que la partie réelle du mode  $\lambda_{1-2}$  lié au pair de modes complexes conjugués est positive. Parmi ces générateurs, le générateur distribué 2 est le plus sujet aux oscillations en raison de sa dominance par rapport aux autres. En revanche, le générateur distribué 3 est le plus stable, car la partie réelle du mode  $\lambda_{1-3}$  associé à son pair de modes complexes conjugués se situe dans la région négative. De manière similaire, en ce qui concerne la puissance réactive, les générateurs distribués présentent des oscillations en raison de la dominance du mode  $\lambda_{1-2}$  associé au pair de valeurs propres complexes conjugués. Les générateurs 1 et 3 délivrent de l'énergie réactive, tandis que le générateur 2 en absorbe la totalité. Parmi ces générateurs, les générateurs 1 et 2 affichent une instabilité avec une réponse oscillante qui croît exponentiellement, le générateur 2 étant le plus dominant. En revanche, la puissance réactive du générateur distribué 1 reste stable.

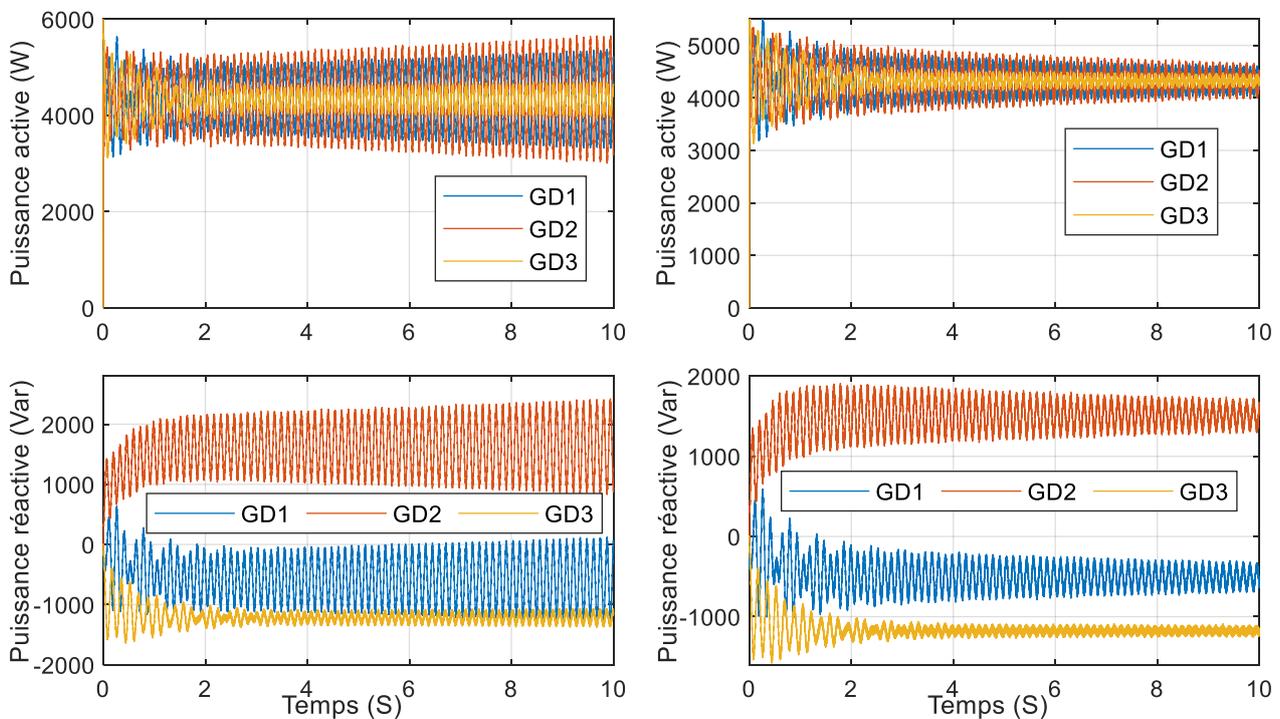


Figure 3.9 – Test de stabilité avec  $m_p = 19.10^{-4}$ ,  $n_q = 6.8.10^{-4}$  et  $R_v = 0.06 \Omega$  :  $L_v = 1.2.10^{-4} H$  (gauche) et  $L_v = 2.10^{-4} H$  (droite)

Lorsque l'inductance virtuelle dépasse la valeur critique ( $L_v = 0.2 \text{ mH}$ ), le système présente des oscillations dynamiques dues à un amortissement insuffisant, car le pôle dominant est proche de l'origine et possède une composante imaginaire significative. En outre, tous les générateurs distribués affichent une puissance active stable, mais avec une réponse oscillatoire avec décroissance exponentielle. Parmi eux, le générateur distribué 2 est le plus sujet aux oscillations, ce qui indique que le mode  $\lambda_{1-2}$ , associé au pair de valeurs propres complexes conjugués, est plus proche de l'origine du côté gauche. En revanche, le générateur distribué 3 est le plus stable, car le mode  $\lambda_{1-3}$  associé au pair de valeurs propres complexes conjugués se situe plus loin que le mode  $\lambda_{1-2}$  du côté gauche. De

manière similaire, en ce qui concerne la puissance réactive, les générateurs distribués présentent aussi des oscillations, car le pôle dominant est proche de l'origine et possède une composante imaginaire significative. Les trois générateurs distribués affichent une stabilité avec une réponse oscillatoire avec décroissance exponentielle, le générateur 2 étant le plus oscillant, tout comme pour la puissance active.

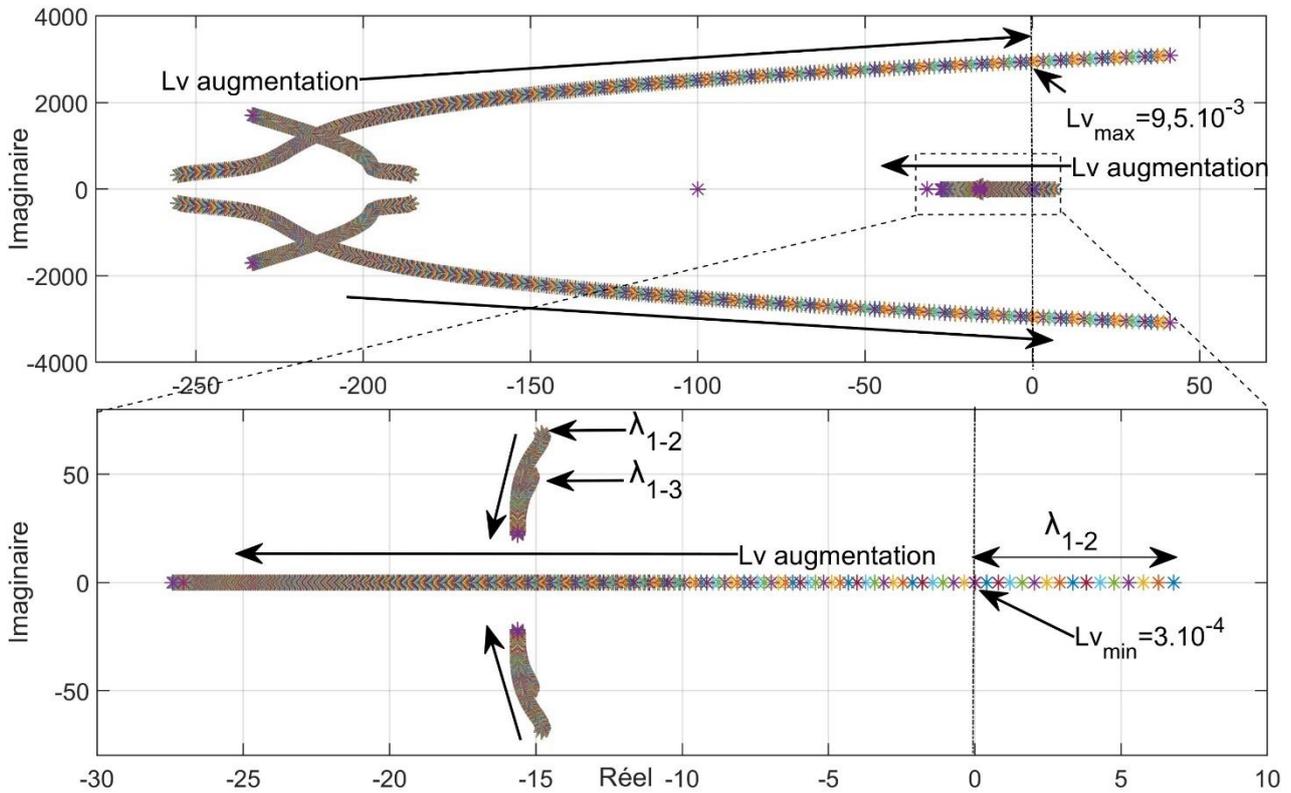


Figure 3.10 – Effet de l'augmentation de l'inductance virtuelle :  $0 \leq L_v \leq 10^{-2} H$ ,  $m_p = 6,28 \cdot 10^{-4}$ ,  $n_q = 12,8 \cdot 10^{-4}$  et  $R_v = 0,06 \Omega$

Dans le deuxième scénario, l'analyse de la stabilité est réalisée en examinant l'inductance virtuelle  $L_v$ , avec le gain de statisme  $m_p$  fixé à  $6,28 \cdot 10^{-4}$  et le gain de statisme  $n_q$  augmenté à  $12,8 \cdot 10^{-4}$  pour déstabiliser intentionnellement le régulateur de la puissance réactive, comme le montre la Figure 3.4. Avec une consigne de puissance de 3,7 kW pour garder la même baisse de fréquence, et aucune consigne pour la chute de tension, le statisme de la fréquence et de la tension des trois générateurs est respectivement de 0,13 % et 2 % lorsque la charge 1 et la charge 2 sont connectées simultanément. La Figure 3.10 présente l'effet de l'inductance virtuelle sur les modes dominants dont les deux modes complexes conjugués, les deux modes réelles et les modes sensibles aux variables d'état du filtre LCL. Dans cette analyse, les inductances virtuelles des trois générateurs varient de 0 à 0,01 H de manière simultanée, tandis que les résistances virtuelles sont fixées à 0,06  $\Omega$ . En zoomant sur la Figure 3.10, il apparaît que l'augmentation de  $L_v$  influence peu la partie réelle des modes  $\lambda_{1-2}$  et  $\lambda_{1-3}$ , correspondant aux deux paires de modes complexes conjugués, reliés

à la dynamique du partage de la puissance active des trois générateurs distribués. Cela s'explique par les faibles valeurs initiales des gains  $m_p$ . Toutefois, l'augmentation de  $L_v$  réduit la partie imaginaire de ces deux modes, ce qui améliore l'amortissement et atténue les oscillations. Parallèlement, le mode  $\lambda_{1-2}$ , lié à la dynamique du partage de la puissance réactive entre les générateurs distribués 1 et 2, se déplace vers une zone plus stable, optimisant ainsi le temps de réponse, tandis que le mode  $\lambda_{1-3}$ , déjà éloigné de l'origine, reste stable. Grâce à l'inductance virtuelle, qui stabilise ces modes réels, la répartition de la puissance réactive entre les générateurs est optimisée, réduisant le courant de circulation entre eux. Étant donné que le mode  $\lambda_{1-2}$ , correspondant à la valeur propre réelle, est plus dominant que le mode  $\lambda_{1-3}$ , la valeur minimale de l'inductance virtuelle du générateur distribué 2 doit dépasser  $3 \cdot 10^{-4} H$ . L'augmentation de l'inductance virtuelle produit un effet comparable à celui du cas précédent sur les valeurs propres sensibles au filtre LCL, ce qui conduit ces deux systèmes à partager la même limite maximale à ne pas dépasser.

La Figure 3.11 illustre l'évolution de la puissance active et réactive, testée à l'aide des inductances virtuelles afin d'évaluer la stabilité ou l'instabilité du système mentionné précédemment, avec une résistance virtuelle fixée à  $0,06 \Omega$  dans chaque générateur distribué et les deux charges connectées. Les deux tests de l'effet de l'inductance virtuelle sur la stabilité sont effectués autour du point critique minimal, avec une variation de  $\pm 50 \mu H$ , dans le but d'analyser la stabilité et l'instabilité à proximité de ce point critique. Lorsque l'inductance virtuelle est inférieure au seuil critique ( $L_v=0,25 mH$ ), le système présente moins d'oscillations dynamiques par rapport au cas précédent, ces oscillations étant limitées au régime transitoire et atténuées au régime permanent, en raison de la domination du pôle réel  $\lambda_{1-2}$ . Initialement, les trois générateurs distribués affichent une puissance active stable avec des oscillations amorties et un temps de réponse satisfaisant, car les deux modes  $\lambda_{1-2}$  et  $\lambda_{1-3}$ , associés à la dynamique du partage de la puissance active, se trouvent largement dans la zone négative. Par la suite, les puissances des générateurs subissent une augmentation d'amplitude menant à l'instabilité, en raison de l'instabilité des tensions, régulées par les contrôleurs de puissance réactive. Ces éléments influencent la stabilité globale du système. En particulier, les générateurs distribués 1 et 2 présentent une puissance réactive instable, avec une réponse à croissance exponentielle, indiquant que le mode  $\lambda_{1-2}$ , associé à la dynamique du partage de la puissance réactive, est positif. Après 8 S, les régulateurs atteignent leur saturation, limitant les puissances réactives de ces générateurs, ce qui déstabilise l'ensemble du système. Le générateur distribué 1 est contraint d'être instable pour fournir la puissance réactive nécessaire à la consommation du générateur distribué 2, tout en maintenant une réponse instable identique. En revanche, le régulateur de la puissance réactive du générateur distribué 3 est le plus stable, car le mode  $\lambda_{1-3}$ , lié à la dynamique du partage de la puissance réactive, se trouve dans la région négative.

Lorsque l'inductance virtuelle dépasse la valeur critique ( $L_v=0,35 \text{ mH}$ ), le système affiche également moins d'oscillations au régime transitoire, avec une atténuation au régime permanent. Les trois générateurs distribués présentent une puissance active stable avec des oscillations amorties et un temps de réponse satisfaisant. Cela est dû au fait que les deux modes complexes conjugués, associés à la dynamique du partage de la puissance active, se situent loin de l'origine dans la zone négative. Par ailleurs, les trois générateurs affichent une puissance réactive stable, mais élevée, avec une réponse à décroissance exponentielle, ce qui indique que les deux modes réels, liés à la dynamique du partage de la puissance réactive, se trouvent près de l'origine dans la zone négative.

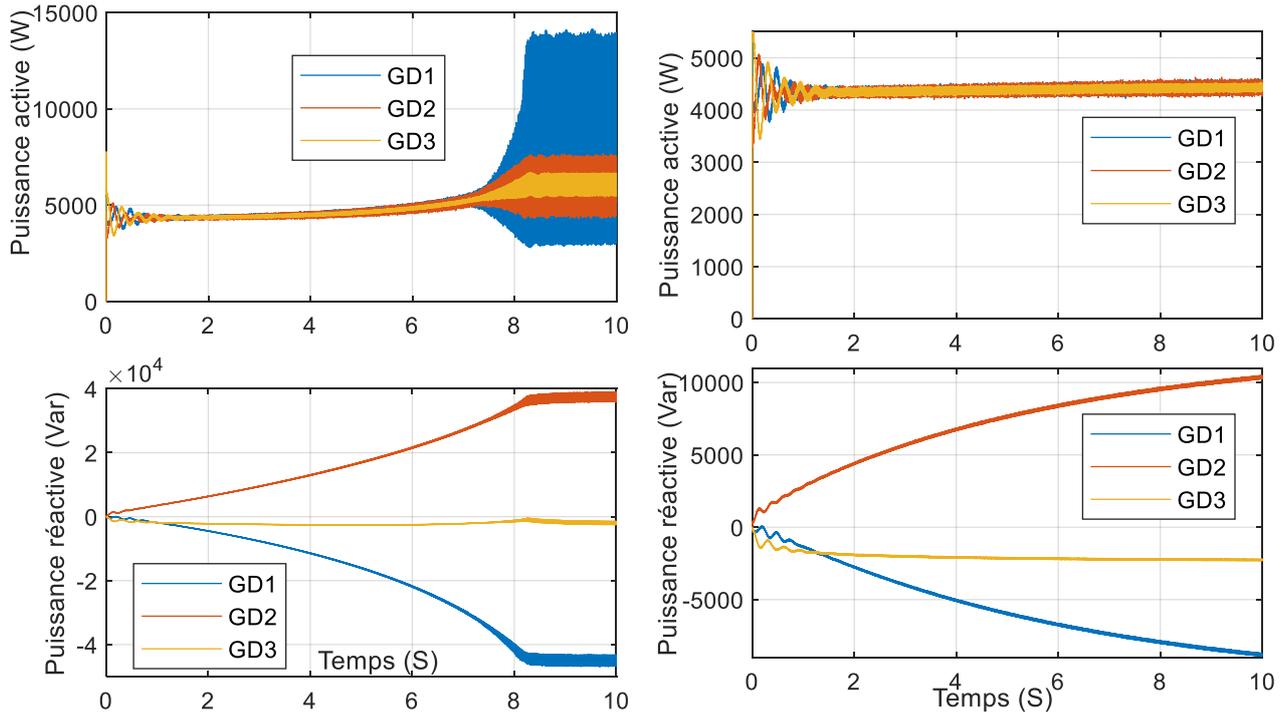


Figure 3.11 – Test de stabilité avec  $m_p = 6.28.10^{-4}$ ,  $n_q = 12.8.10^{-4}$  et  $R_v = 0.06 \Omega$  :  $L_v = 2.5.10^{-4} \text{ H}$  (gauche) et  $L_v = 3.5.10^{-4} \text{ H}$  (droite)

### 3.2.2.2 Effet de variation de la résistance virtuelle sur la stabilité

Cette section se concentre sur l'analyse de l'impact de la résistance virtuelle  $R_v$  sur la stabilité du système de test. L'objectif est de provoquer volontairement une déstabilisation à travers deux scénarios, identiques à ceux utilisés précédemment pour étudier l'effet de la résistance virtuelle sur le système. Ensuite, il s'agit de tenter de stabiliser le système, d'examiner son comportement et de définir son intervalle de stabilité.

Dans le premier scénario, l'analyse de la stabilité est effectuée en examinant la résistance virtuelle  $R_v$ , alors que le gain de statisme  $m_p$  est augmenté à  $19.10^{-4}$  dans le but de déstabiliser intentionnellement le régulateur de la puissance active, comme illustré par la Figure 3.3. En parallèle, le gain de statisme  $n_q$  est maintenu à une valeur de  $6,8.10^{-4}$ . Avec une consigne de puissance de  $4,5 \text{ kW}$  pour garder la même baisse de fréquence, et aucune consigne pour la chute de tension, le statisme

de la fréquence et de la tension des trois générateurs est respectivement de 0,13 % et 0,4 % lorsque la charge 1 et la charge 2 sont connectées simultanément. La Figure 3.12 présente l'effet de la résistance virtuelle sur les modes dominants dont les deux modes complexes conjugués, les deux modes réelles et les modes sensibles aux variables d'état du filtre LCL. Dans cette analyse, les résistances virtuelles des trois générateurs distribués varient de 0 à 1  $\Omega$  de manière simultanée, tandis que les inductances virtuelles sont fixées à  $10^{-4}$  H. En examinant de plus près la Figure 3.12, il est évident que l'augmentation de  $R_v$  entraîne un déplacement du mode  $\lambda_{1-2}$ , qui correspond au pair de valeurs propres complexes conjuguées, associées à la dynamique de répartition de la puissance active entre les générateurs distribués 1 et 2. Ce déplacement éloigne ce mode de la zone instable située dans la partie positive, pour le rapprocher d'une région plus stable, ce qui a pour effet d'améliorer le temps de réponse ainsi que l'amortissement. De son côté, le mode  $\lambda_{1-3}$ , lié à la dynamique du partage de la puissance active entre les générateurs distribués 1 et 3, est déjà éloigné de l'origine et continue de se diriger vers une zone encore plus stable, contribuant également à l'amélioration du temps de réponse et de l'amortissement. Parallèlement, l'augmentation de  $R_v$  a un effet minime mais opposé sur les modes  $\lambda_{1-2}$  et  $\lambda_{1-3}$ , associés au mode réel et à la dynamique du partage de la puissance réactive des trois générateurs distribués, ce qui déplace légèrement ces modes vers l'origine et les rapproche d'une zone d'instabilité. Pour un réseau résistif, il est nécessaire que les commandes soient (P-V) et (Q- $\omega$ ), nécessitant respectivement un gain négatif et un gain positif. Cependant, ce n'est pas le cas pour les régulateurs de la puissance réactive utilisés dans ce système de test, qui présentent des gains négatifs. En conséquence, le temps de réponse des puissances réactives et leur partage sont négativement impactés, entraînant une augmentation du courant de circulation entre les générateurs. Étant donné que le mode  $\lambda_{1-2}$ , correspondant à une paire de valeurs propres complexes conjuguées, est plus dominant que le mode  $\lambda_{1-3}$ , la valeur minimale de la résistance virtuelle du générateur distribué 2 doit dépasser 0,088  $\Omega$ . L'augmentation de la résistance virtuelle produit un effet inverse à celui de l'inductance virtuelle, en déplaçant les modes des valeurs propres sensibles au filtre LCL loin de l'origine vers une zone plus stable, ce qui améliore l'amortissement et réduit les oscillations.

La Figure 3.13 illustre l'évolution de la puissance active et réactive, testée à l'aide des résistances virtuelles afin d'évaluer la stabilité ou l'instabilité du système. En utilisant le même système que précédemment, l'inductance virtuelle est fixée à 0,1 mH, avec les deux charges connectées. Les deux tests de l'effet de la résistance virtuelle sur la stabilité sont effectués autour du point critique minimal, avec une variation de  $\pm 8$  m  $\Omega$ , dans le but d'analyser la stabilité et l'instabilité à proximité de ce point critique. Lorsque la résistance virtuelle est inférieure au seuil critique ( $R_v = 0,08$   $\Omega$ ), la puissance active manifeste des oscillations dynamiques comparables à celles observées lors de l'augmentation de l'inductance virtuelle à 0,12 mH, en raison d'un amortissement insuffisant lié à la présence d'un pôle dominant près de l'origine avec une composante imaginaire significative.

Les générateurs distribués 1 et 2 montrent une puissance active instable avec une réponse oscillante croissante de manière exponentielle, ce qui indique que le mode  $\lambda_{1-2}$  lié à la dynamique du partage de la puissance active est positive, le générateur distribué 2 étant le plus sensible aux oscillations en raison de sa dominance par rapport aux autres. En revanche, le générateur distribué 3 est le plus stable, car le mode  $\lambda_{1-3}$  lié à la dynamique du partage de la puissance active se situe dans la région négative. En ce qui concerne la puissance réactive, les générateurs distribués présentent aussi des oscillations en raison de la dominance du mode  $\lambda_{1-2}$  associé au pair de valeurs propres complexes conjugués. Les générateurs 1 et 3 délivrent de l'énergie réactive, tandis que le générateur 2 en absorbe la totalité. Parmi ces générateurs, les générateurs 1 et 2 affichent une instabilité avec une réponse oscillante qui croît exponentiellement, le générateur 2 étant le plus dominant. En revanche, la puissance réactive du générateur distribué 1 reste stable.

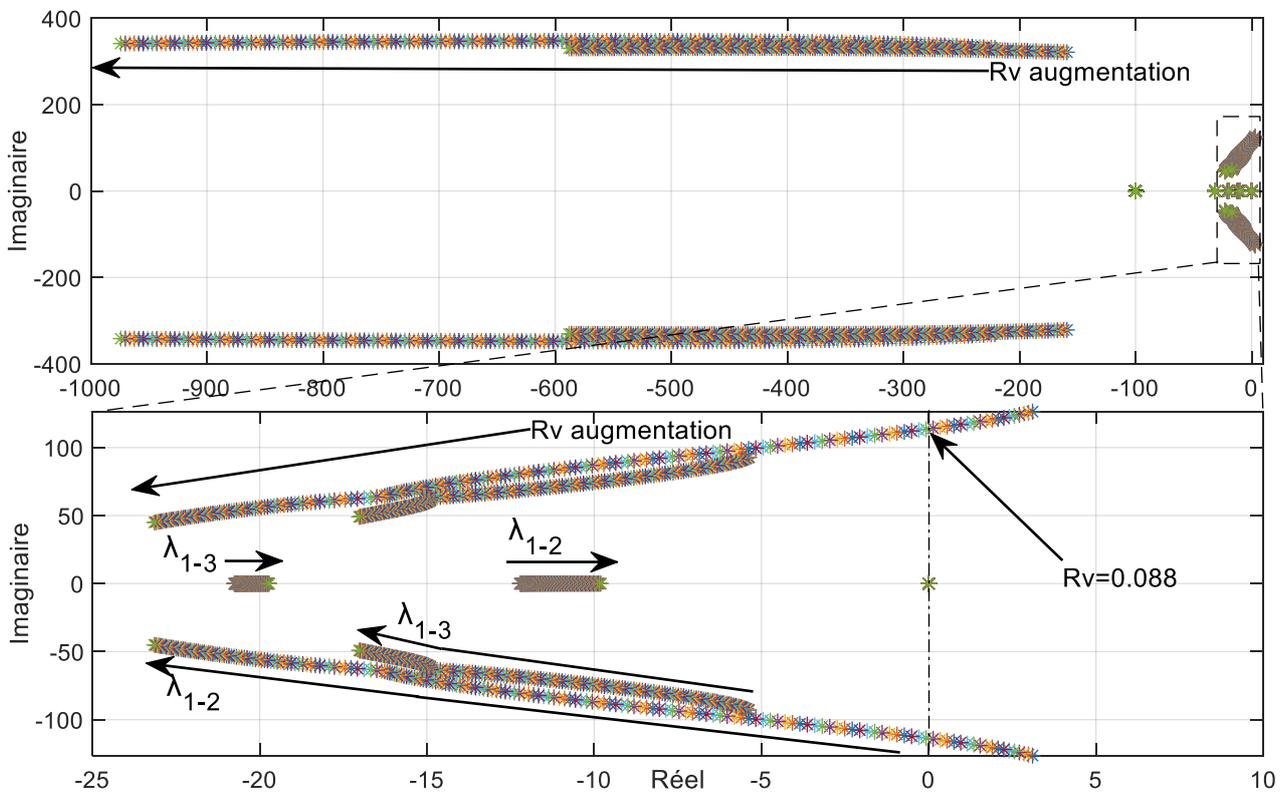


Figure 3.12 – Effet de l'augmentation de la résistance virtuelle :  $0 \leq R_v \leq 1 \Omega$ ,  $m_p = 19.10^{-4}$ ,  $n_q = 6.8.10^{-4}$  et  $L_v = 1.10^{-4} H$

Lorsque la résistance virtuelle dépasse la valeur critique ( $R_v = 0,096 \Omega$ ), le système présente des oscillations dynamiques dues à un amortissement insuffisant, car le pôle dominant est proche de l'origine et possède une composante imaginaire significative. En outre, tous les générateurs distribués affichent une puissance active stable, mais avec une réponse oscillatoire avec décroissance exponentielle. Parmi eux, le générateur distribué 2 est le plus sujet aux oscillations, ce qui indique que le mode  $\lambda_{1-2}$ , associé à la dynamique du partage de la puissance active, est plus proche de

l'origine du côté gauche. En revanche, le générateur distribué 3 est le plus stable, car le mode  $\lambda_{1-3}$  associé à la dynamique du partage de la puissance active, se situe plus loin que le mode  $\lambda_{1-2}$  du côté gauche. De manière similaire, en ce qui concerne la puissance réactive, les générateurs distribués présentent aussi des oscillations, car le pôle dominant est proche de l'origine et possède une composante imaginaire significative. Les trois générateurs distribués affichent une stabilité avec une réponse oscillatoire avec décroissance exponentielle, le générateur 2 étant le plus oscillant, tout comme pour la puissance active.

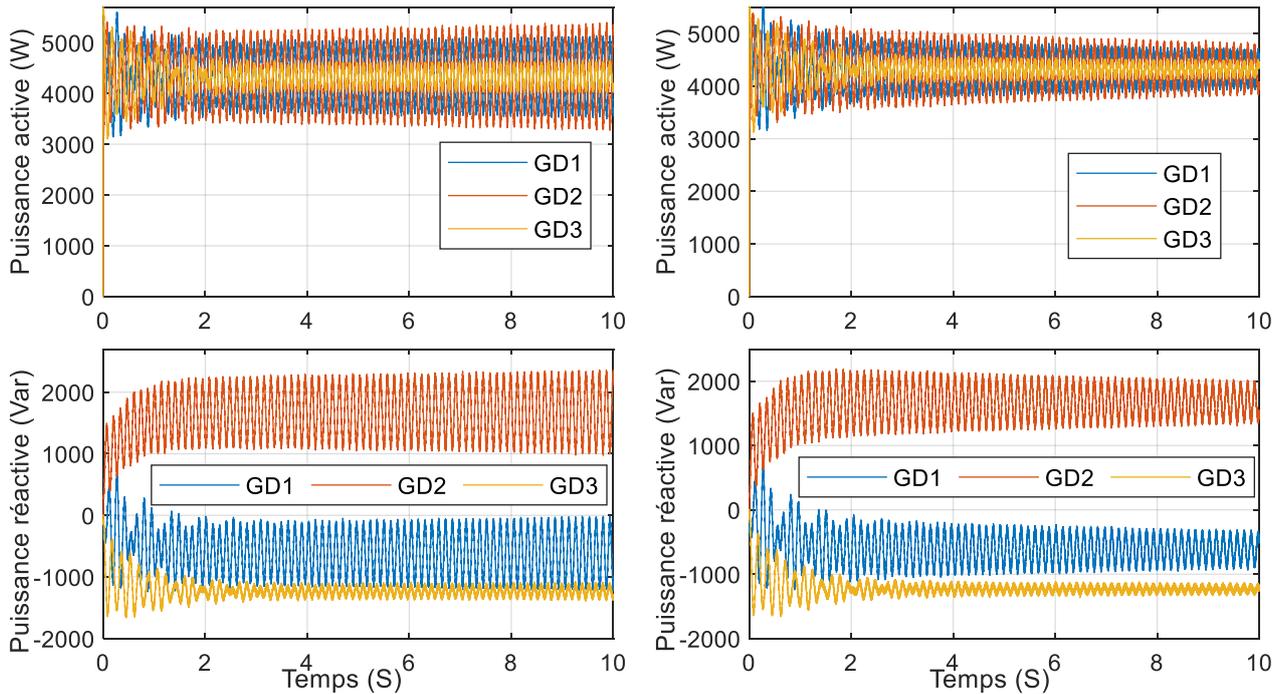


Figure 3.13 – Test de stabilité avec  $m_p = 19.10^{-4}$ ,  $n_q = 6.8.10^{-4}$  et  $L_v = 1.10^{-4} H$  :  $R_v = 0.08 \Omega$  (gauche) et  $R_v = 0.096 \Omega$  (droite)

Dans le deuxième scénario, l'analyse de la stabilité est réalisée en examinant la résistance virtuelle  $R_v$ , avec le gain de statisme  $m_p$  fixé à  $6,28.10^{-4}$  et le gain de statisme  $n_q$  augmenté à  $12,8.10^{-4}$  pour déstabiliser intentionnellement le régulateur de la puissance réactive, comme le montre la Figure 3.4. Avec une consigne de puissance de 3,7 kW pour garder la même baisse de fréquence, et aucune consigne pour la chute de tension, le statisme de la fréquence et de la tension des trois générateurs est respectivement de 0,13 % et 2 % lorsque la charge 1 et la charge 2 sont connectées simultanément. La Figure 3.14 illustre l'impact de la résistance virtuelle sur les modes dominants, comprenant deux modes complexes conjugués et deux modes réels, où les résistances virtuelles des trois générateurs distribués varient simultanément de 0 à 1  $\Omega$ , tandis que les inductances virtuelles sont maintenues à  $10^{-4} H$ . Selon la Figure 3.14, l'augmentation de  $R_v$  provoque un déplacement de la partie réelle vers une région plus stable des modes  $\lambda_{1-2}$  et  $\lambda_{1-3}$ , qui correspondent aux deux paires de valeurs propres complexes conjuguées. Ces modes sont associés à la dynamique du partage de la puissance active des trois générateurs distribués. De plus, cette augmentation réduit

la partie imaginaire de ces deux modes, ce qui améliore à la fois le temps de réponse et l'amortissement. Cependant, l'augmentation de  $R_v$  n'améliore pas la stabilité du mode  $\lambda_{1-2}$ , qui reste dans la zone positive et est lié à la dynamique du partage de la puissance réactive entre les générateurs distribués 1 et 2, même avec une valeur élevée de  $1 \Omega$ . Par ailleurs, l'augmentation de  $R_v$  a un effet faible mais opposé sur le mode  $\lambda_{1-3}$ , déjà situé dans la zone stable, et associé à la dynamique du partage de la puissance réactive entre les générateurs 1 et 3, ce qui dégrade légèrement le temps de réponse. Le Tableau 3.3 présente les expressions des puissances active et réactive en fonction de la nature de l'impédance du système [275]. Ainsi, dans ce contexte, il est impossible de stabiliser un réseau de nature résistive en se basant sur les équations du Tableau 3.3, avec un contrôleur de puissance réactive ayant un gain de statisme négatif. En revanche, cette stabilisation devient possible en adoptant un contrôleur doté d'un gain de statisme positif.

**Tableau 3.3: Puissance active et réactive des onduleurs parallèles avec différentes impédances du système**

L'impédance du système	Complexe	Purement inductive $\theta = 90^\circ, \vec{Z} = jX$	Purement résistive $\theta = 0^\circ, \vec{Z} = R$
Puissance active	$P \cong \frac{V_b}{Z} [(E - V_b) \cos \theta + E \phi \sin \theta]$	$P \cong \frac{V_b E \phi}{Z}$	$P \cong \frac{V_b (E - V_b)}{Z}$
Puissance réactive	$Q \cong \frac{V_b}{Z} [(E - V_b) \sin \theta - E \phi \cos \theta]$	$Q \cong \frac{V_b (E - V_b)}{Z}$	$P \cong -\frac{V_b E \phi}{Z}$
Partage de puissance		$\begin{cases} \omega = \omega_0 - m_p (P - P^*) \\ V = V_0 - n_q (Q - Q^*) \end{cases}$	$\begin{cases} V = V_0 - m_p (P - P^*) \\ \omega = \omega_0 + n_q (Q - Q^*) \end{cases}$

Où :  $E \angle \phi$  est la tension à circuit ouvert de l'onduleur,  $V_b \angle 0^\circ$  est la tension du bus alternatif commun,  $P^*$  et  $Q^*$  sont respectivement la puissance active et réactive de consigne,  $Z = R + j\omega$  est l'impédance du système d'onduleur, qui inclut l'impédance de sortie et l'impédance de ligne, et  $Z$  et  $\theta$  représentent respectivement son amplitude et sa phase.

La Figure 3.15 montre l'évolution des puissances active et réactive, évaluée en utilisant des résistances virtuelles de 0,5 ohm pour chaque générateur distribué, ainsi que des inductances virtuelles de faible valeur de 0,1 mH, avec les charges 1 et 2 connectées. Avant 3 secondes, les trois générateurs distribués présentent une puissance active stable, accompagnée d'oscillations amorties et d'un temps de réponse satisfaisant. Cela s'explique par le fait que les deux modes  $\lambda_{1-2}$  et  $\lambda_{1-3}$ , qui sont liés à la dynamique de partage de la puissance active entre les générateurs, se situent bien dans

la zone négative. Cependant, au-delà de ce point, ces puissances des générateurs connaissent une augmentation d'amplitude, entraînant une instabilité due à l'instabilité des tensions régulées par les contrôleurs de puissance réactive. Ainsi, les générateurs distribués 1 et 2 montrent une instabilité de leur puissance réactive, avec une réponse à croissance exponentielle, ce qui indique que le mode  $\lambda_{1-2}$ , lié à la dynamique du partage de la puissance réactive, est positif. Après 4 secondes, les régulateurs atteignent leur seuil de saturation, limitant les puissances réactives des générateurs, ce qui entraîne une déstabilisation de l'ensemble du système. Le générateur distribué 1 devient alors instable pour fournir la puissance réactive nécessaire à la consommation du générateur distribué 2, tout en maintenant une réponse similaire à celle de ce dernier. En revanche, le régulateur de la puissance réactive du générateur distribué 3 est le plus stable, car le mode  $\lambda_{1-3}$ , lié à la dynamique du partage de la puissance réactive, se trouve dans la région négative.

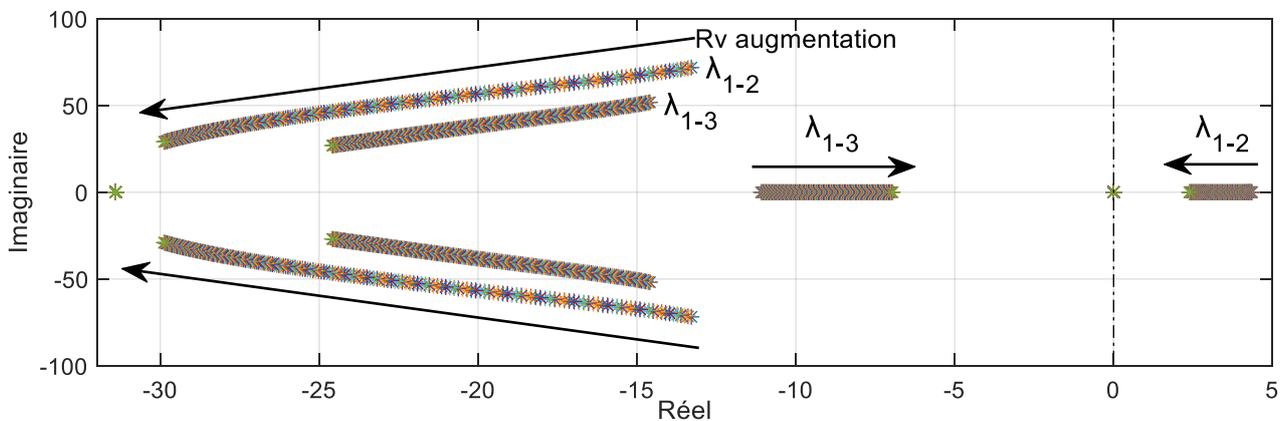


Figure 3.14 – Effet de l'augmentation de la résistance virtuelle :  $0 \leq R_v \leq 1 \Omega$ ,  $m_p = 6.28.10^{-4}$ ,  $n_q = 12.8.10^{-4}$  et  $L_v = 1.10^{-4} H$

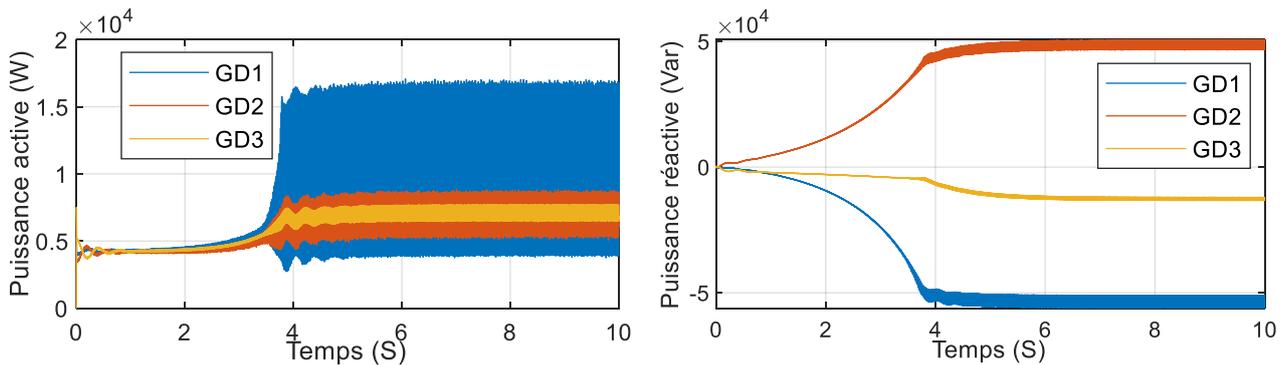


Figure 3.15 – Test de stabilité avec  $m_p = 6.28.10^{-4}$ ,  $n_q = 12.8.10^{-4}$ ,  $L_v = 1.10^{-4} H$  et  $R_v = 0.5 \Omega$

### 3.2.3 Le choix des paramètres de l'impédance virtuelle

Cette section se concentre sur l'optimisation de la dynamique de partage et de la qualité de l'énergie, ainsi que sur la réduction du courant de circulation grâce aux impédances virtuelles du système étudié précédemment. L'objectif de cette étude est d'optimiser les paramètres d'un système avec des gains de statisme  $m_p$  de  $6,28.10^{-4}$  et des gains  $n_q$  de  $1,3.10^{-3}$ . La Figure 3.16 illustre

l'évolution des modes dominants des valeurs propres en utilisant l'impédance virtuelle optimale, sélectionnée en fonction de plusieurs critères, notamment la meilleure dynamique possible, la prise en compte des pertes dans une plage admissible et la réduction des harmoniques. D'après le zoom sur les pôles basse fréquence de la Figure 3.16, en l'absence d'impédances virtuelles représentées en rouge, le mode réel  $\lambda_{1-2}$  montre que le système est instable avec un pôle à 7,3 rad/s, tandis que le mode réel  $\lambda_{1-3}$  se situe en zone stable avec un pôle à -9,9 rad/s. Les modes  $\lambda_{1-2}$  et  $\lambda_{1-3}$ , associés aux deux paires de valeurs propres complexes conjuguées, présentent respectivement des pôles à  $(-13 \pm j73)$  rad/s et  $(-15 \pm j52)$  rad/s, ce qui correspond à des taux d'amortissement faibles de 17 % et 27 %. En ce qui concerne les modes sensibles aux variables d'état du filtre LCL, ils se trouvent bien dans la zone stable, avec un taux d'amortissement de 44 % pour le mode le plus dominant. Pour stabiliser ce système, une stratégie s'appuie sur l'analyse présentée dans la section précédente :

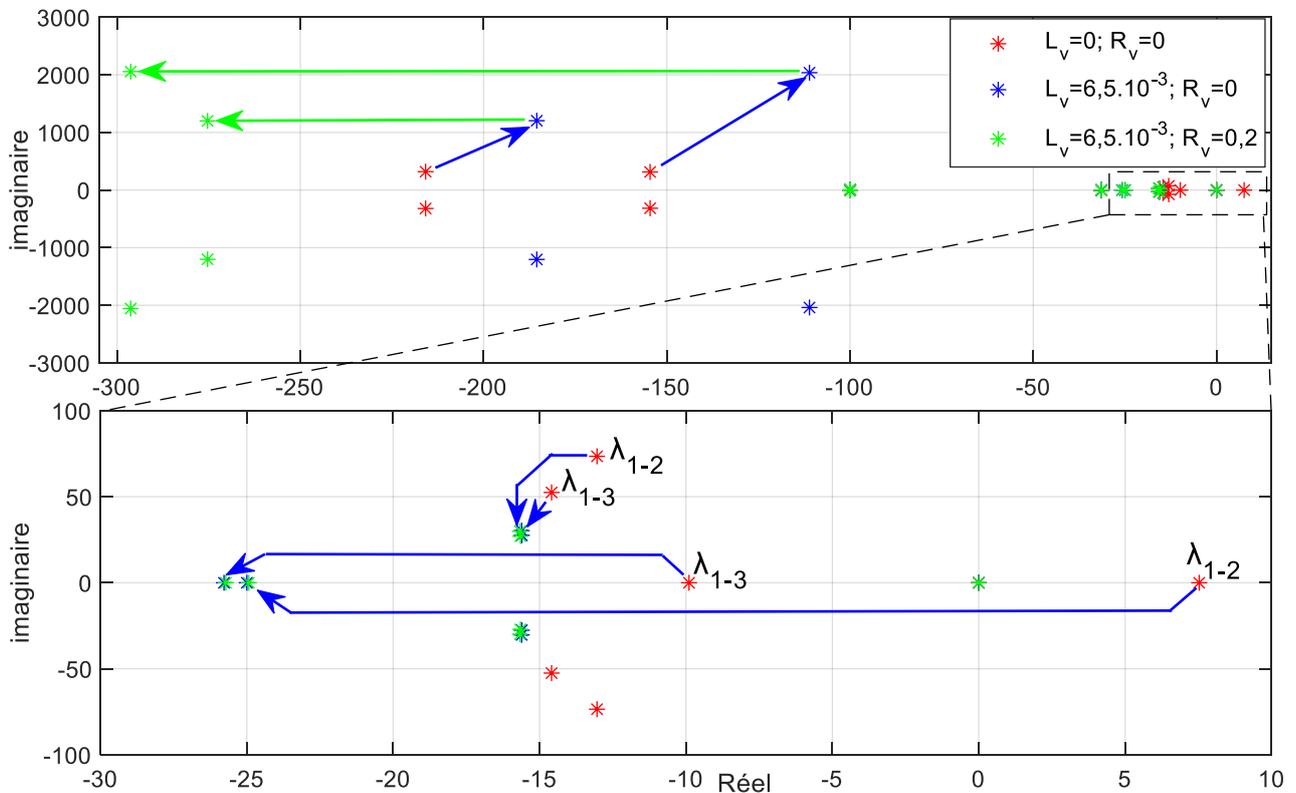


Figure 3.16 – Optimisation d'un système avec  $m_p = 6,28.10^{-4}$ ,  $n_q = 1,3.10^{-3}$

1. Les gains de statisme, conçus pour réguler la fréquence et la tension via la puissance active et réactive, étant négatifs, il est nécessaire que le réseau présente un caractère inductif pour garantir la stabilité. Par conséquent, il convient d'augmenter progressivement l'inductance virtuelle, en surveillant l'évolution des modes dominants jusqu'à ce que ces derniers cessent de s'améliorer. La valeur optimale de l'inductance virtuelle correspond à la première valeur à partir de laquelle les modes dominants n'affichent plus de progrès significatifs. La valeur optimale recherchée pour ce système est de 6,5 mH, comme indiqué en bleu dans la Figure 3.16. Cette valeur entraîne une évolution notable des modes réels  $\lambda_{1-2}$  et  $\lambda_{1-3}$ , correspondant

respectivement à des pôles de  $-24,9$  rad/s et  $-25,7$  rad/s, ce qui optimise la dynamique de la puissance réactive et diminue le courant de circulation entre les générateurs. Les valeurs optimales des modes  $\lambda_{1-2}$  et  $\lambda_{1-3}$ , liées aux deux paires de valeurs propres complexes conjuguées, sont identiques, avec un taux d'amortissement de 51 %, ce qui contribue à améliorer le temps de réponse et à atténuer les oscillations transitoires. De plus, cette valeur optimale de  $L_v$  exerce un effet notablement négatif sur les modes sensibles aux variables d'état du filtre LCL, réduisant excessivement le taux d'amortissement à 5,4 % pour le mode le plus proche de l'origine. Cette dégradation accroît également les harmoniques dans le système, détériorant ainsi la qualité de l'énergie.

2. Une inductance plus élevée accroît l'énergie emmagasinée, ce qui peut entraîner des harmoniques dues à un amortissement insuffisant, provoquant des oscillations prolongées, car la force dissipative, qui est la résistance, ne parvient pas à ralentir ou stopper rapidement les mouvements oscillatoires. Cela indique que la dissipation d'énergie ou la résistance est trop faible par rapport à l'augmentation de l'inductance virtuelle introduite. Par conséquent, pour stabiliser efficacement les oscillations induites par l'augmentation de l'inductance virtuelle et améliorer la qualité de l'énergie, il est nécessaire d'augmenter également la résistance virtuelle tout en conservant la nature inductive du système et en prenant en compte les pertes. Dans la Figure 3.16, il est clair que la sélection d'une résistance virtuelle de  $0,2 \Omega$  améliore les modes sensibles aux variations d'état du filtre LCL (indiqués en vert) en augmentant le taux d'amortissement à 22%, ce qui permet de réduire les harmoniques dans le système. Cependant, cette valeur n'affecte pas les quatre modes de valeurs propres dominants à basse fréquence, ce qui indique que ces modes sont déjà optimisés et que l'augmentation de la résistance virtuelle n'apporte aucune amélioration à la dynamique de la puissance active et réactive.
3. Afin de minimiser les variations de l'amplitude de la tension à la sortie de chaque générateur distribué, il est nécessaire de calculer les pertes totales induites par le statisme et l'impédance virtuelle, car l'augmentation de l'inductance et de la résistance virtuelle amplifie ces pertes dans le système. Conformément à la norme IEEE Std 1547-2018 [276], les fluctuations de la tension nominale doivent être contrôlées et maintenues dans une plage de  $\pm 5$  % de sa valeur nominale. L'équation 3.1 illustre le calcul de la chute de tension dans chaque générateur distribué dues au statisme et à l'impédance virtuelle.

$$\begin{cases} V_{di} = V_n - n_q Q_{DGi} - R_{vi} I_{odi} + X_{vi} I_{oqi} \\ V_{qi} = -R_{vi} I_{oqi} - X_{vi} I_{odi} \\ Chute_{GD_i} \% = 100 * \frac{\sqrt{V_{di}^2 + V_{qi}^2}}{V_n} - 100 \end{cases} \quad i \in \{1, 2, 3\} \quad (3.1)$$

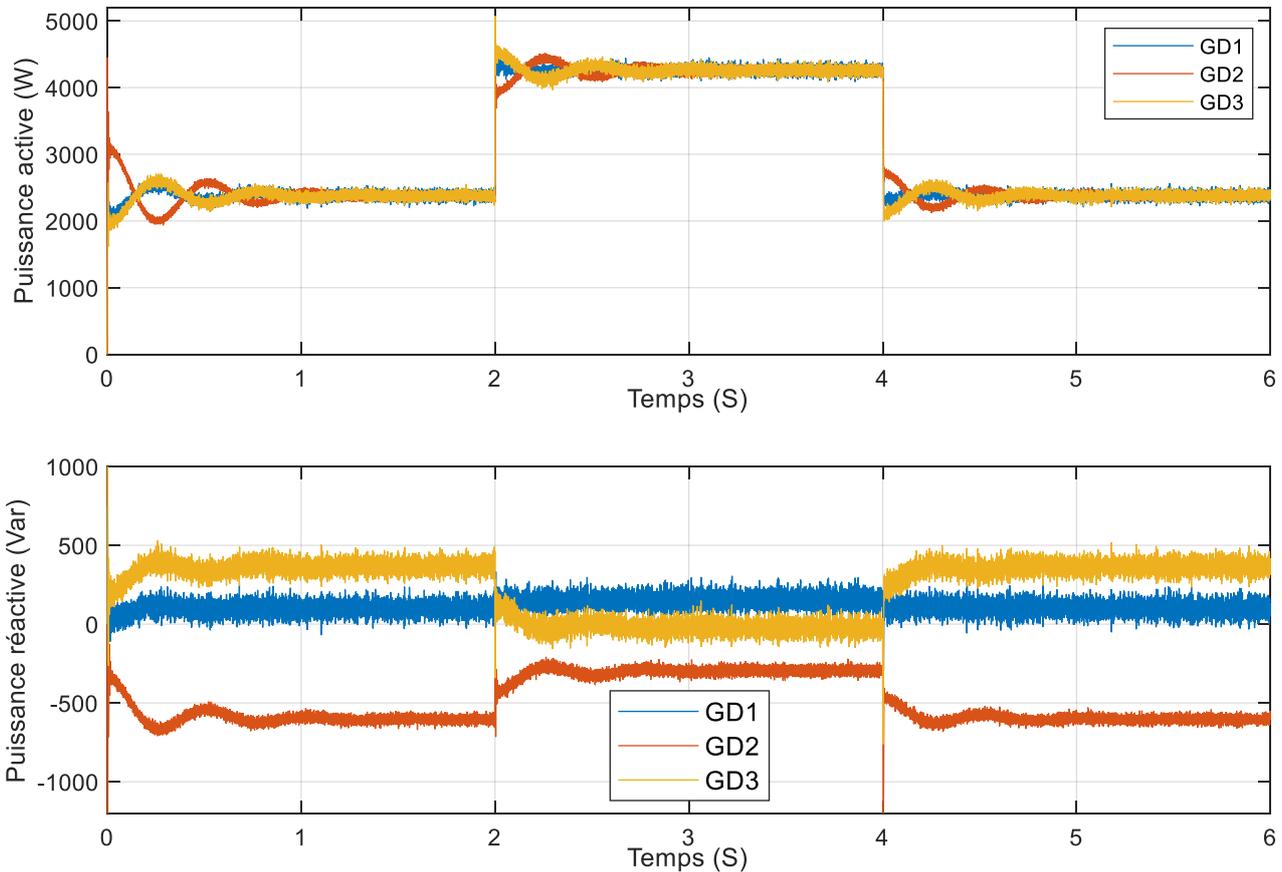


Figure 3.17 – L’effet des valeurs optimales de  $L_v = 6,5 \cdot 10^{-3} H$  et  $R_v = 0,2 \Omega$  sur le partage avec,  $m_p = 6,28 \cdot 10^{-4}$  et  $n_q = 1,3 \cdot 10^{-3}$

Les puissances actives et réactives des trois générateurs distribués, illustrées à la Figure 3.17 avec des gains de statisme de  $m_p = 6,28 \cdot 10^{-4}$  et  $n_q = 1,3 \cdot 10^{-3}$ , sont analysées en tenant compte des valeurs optimales de l’impédance virtuelle, soit  $L_v = 6,5 \cdot 10^{-3} H$  et  $R_v = 0,2 \Omega$ , déterminées à partir de la Figure 3.16. Ces valeurs d’impédance virtuelle sont acceptables, car elles correspondent respectivement à une chute de tension de 0,1%, -0,04% et -1,4% dans chaque générateur distribué. Ces résultats représentent une nette amélioration par rapport aux cas illustrés dans la Figure 3.6 et Figure 3.7. En ce qui concerne la puissance réactive, la Figure 3.17 montre une réduction significative de la puissance réactive circulante avant l’introduction de la perturbation de la charge, atteignant des valeurs de (0,1 kVar, -0,6 kVar, 0,36 kVar). Cette réduction s’accompagne de l’absence d’oscillations à basse fréquence et d’une diminution des dépassements, ce qui représente une amélioration notable

par rapport aux résultats des Figure 3.6 et Figure 3.7. Après la connexion de la charge au bus 1, les valeurs de puissance réactive sont devenues négligeables (0,17 Var, 0 Var, -0,28 kVar), confirmant ainsi l'efficacité de l'impédance virtuelle dans l'optimisation du partage de la puissance réactive. Par conséquent, le courant de circulation entre les générateurs est également réduit de manière efficace.

Le Tableau 3.4 met en évidence l'impact de la résistance virtuelle sur le THD (Total Harmonic Distortion) et la chute de tension du système, avec une inductance virtuelle fixée à sa valeur optimale. Lorsque la résistance virtuelle augmente, le THD diminue progressivement jusqu'à atteindre 1,16%, 1,33% et 0,9% dans chaque générateur distribué pour une résistance de 1,5 ohm, ce qui améliore nettement la qualité de l'énergie. Cependant, une résistance virtuelle élevée provoque également une chute de tension importante, atteignant -2%, -2,2% et -3,5% dans chaque générateur, ce qui entraîne une augmentation des pertes et une dégradation des performances du système. Ainsi, il est crucial de trouver une valeur optimale de la résistance virtuelle qui permette à la fois d'améliorer la qualité de l'énergie tout en minimisant les pertes. Une valeur d'impédance virtuelle de 0,2 Ω est considérée comme une valeur optimale, correspondant respectivement à un THD de 2,34%, 2,43% et 1,4% et à une chute de tension de 0,1%, -0,04% et -1,4% dans chaque générateur distribué.

**Tableau 3.4: L'effet de la résistance virtuelle sur le système**

	GD1		GD2		GD3	
	Chute <sub>GD1</sub> %	THD <sub>GD1</sub> %	Chute <sub>GD2</sub> %	THD <sub>GD2</sub> %	Chute <sub>GD3</sub>	THD <sub>GD3</sub> %
$R_v=0 \Omega$	0,42	4,38	0,3	4,62	-1	2,22
$R_v=0,06 \Omega$	0,34	3,1	0,21	3,41	-1,13	1,42
$R_v=0,2 \Omega$	0,1	2,34	-0,04	2,43	-1,4	1,4
$R_v=0,8 \Omega$	-0,9	1,53	-1	1,44	-2,4	1,09
$R_v=1,5 \Omega$	-2	1,16	-2,2	1,33	-3,5	0,9

### 3.3 LA GESTION D'ÉNERGIE D'UN MICRORÉSEAU DC

Cette section se concentre sur un onduleur unique, alimenté par un micro-réseau DC composé de panneaux solaires et d'un système de stockage hybride intégrant à la fois des batteries et des supercapacités. Ces différentes sources d'énergie sont connectées à un bus continu commun de 630V via des convertisseurs DC/DC. Elles fournissent de l'énergie à une charge à courant alternatif en passant par cet onduleur, qui servira également à l'étude du diagnostic de défaut de circuit ouvert. Le schéma du micro-réseau DC est illustré dans la Figure 3.18, tandis que les paramètres du système global sont détaillés dans le Tableau 3.5. En ce qui concerne l'onduleur, les gains de statisme  $m_p$  et  $n_q$  sont recalculés de manière à assurer une chute de fréquence nominale de 0,5 % à la puissance active maximale, et une chute de tension nominale de 2,5 % à la puissance réactive maximale. Étant

donné l'absence de lignes de nature résistive, l'ajout d'impédances virtuelles n'est pas nécessaire, ce qui permet au système de maintenir sa stabilité sans elles. Les gains proportionnels et intégrals des régulateurs de tension et de courant, indiqués dans le Tableau 3.5, sont calculés en utilisant les mêmes méthodes que celles décrites dans la première section de ce chapitre. Cela permet d'atteindre une bande passante de 900 Hz pour le régulateur de tension et de 19,1 kHz pour le régulateur de courant. Pour le microréseau DC, les régulateurs de tension, de courant de la batterie et de courant de la supercapacité, sont dimensionnés à l'aide de l'analyse fréquentielle décrite au chapitre 2, afin d'atteindre respectivement des bandes passantes de 89 Hz, 1 kHz et 1,7 kHz. De plus, La fréquence de coupure du filtre passe-bas du système de stockage d'énergie hybride est choisie à 20 Hz.

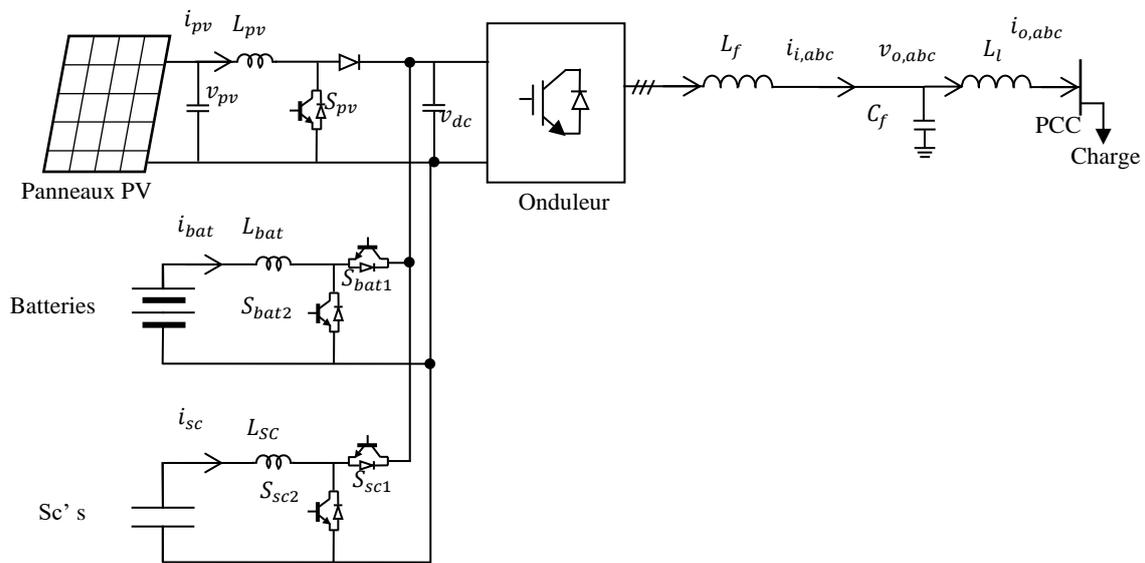


Figure 3.18 – Schéma du microréseau DC examiné

Pour évaluer tous les modes de gestion de l'énergie proposés, décrits au chapitre 2, deux scénarios sont définis. Le premier scénario évalue les modes 8, 2, 5, 4, 7 et 1, tandis que le deuxième scénario se concentre sur les modes 6 et 3.

### **Premier scénario :**

Dans le premier scénario, les modes activés sont responsables de la charge, de la décharge, et même de l'arrêt de la charge du système de stockage hybride. Ceci est réalisé en maintenant l'état de charge (SoC) à proximité de 90 %, avec une valeur précise de 89 % et en chargeant et en déchargeant le système de stockage via des variations de la charge résistive, tout en maintenant une production photovoltaïque fixe à sa puissance maximale, avec une irradiation de 1000 W/m<sup>2</sup> et une température de 25°C. La Figure 3.19 illustre les puissances du système dans les différents modes de gestion de l'énergie proposés, qui sont détaillés ci-dessous :

**Tableau 3.5: Les paramètres du système global**

Les paramètres du microréseau DC		Paramètres de l'onduleur (25 kVA)	
Paramètres Pv	Valeur	Paramètre	Valeur
Tension de circuit ouvert	43,2 V	$f_s$	10 kHz
Courant de court-circuit	5,1 A	$L_f$	0,8 mH
Tension de MPPT ( $v_{mppt}$ )	34,4 V	$C_f$	19 $\mu F$
Courant de MPPT ( $I_{mppt}$ )	4,8 A	$R_f$	0,08 $\Omega$
Puissance de MPPT ( $P_{mppt}$ )	165 W	$L_c$	0,66 mH
Cellules en série ( $N_s$ )	10	$R_c$	0,06 $\Omega$
Cellules en parallèle ( $N_p$ )	11	$\omega_c$	31,41
<b>Paramètres de la batterie (Lithium)</b>	<b>Valeur</b>	$m_p$	$1,256 \cdot 10^{-4}$
Tension ( $v_{bat}$ )	12 V	$n_q$	$7,6 \cdot 10^{-3}$
Capacité en Ah	100 Ah	$P^*$	12,5 kW
Courant nominal	40 A	$Q^*$	0 Var
Résistance interne (à 25° C)	1,2 m $\Omega$	$K_{pv}$	0.19
Nombre en série	25	$k_{iv}$	$1,2 \cdot 10^3$
<b>Paramètres de la supercapacité</b>	<b>Valeur</b>	$k_{pc}$	99
Tension nominale ( $v_{sc}$ )	2,5 V	$k_{ic}$	$9,9 \cdot 10^3$
Capacité nominale	350 F	$F$	1
Résistance interne (à 25° C)	3,2 m $\Omega$		
Nombre en série	120		
<b>Paramètres des convertisseurs DC-DC</b>	<b>Valeur</b>		
$L_{pv}$	10 mH		
$L_{bat}$	8 mH		
$L_{sc}$	8 mH		
$C_{dc}$	3 mF		

- Mode 8 : Lorsque la charge résistive de 23 kW dépasse la puissance maximale générée par le photovoltaïque, qui atteint 18 kW via le MPPT maximal, avec un SoC compris entre 30 % et 90 % (voir Figure 3.20), le déficit de 5 kW est comblé par les batteries.
- Mode 2 : Avec une charge résistive réduite à 1 kW et un excédent de puissance dépassant la limite des batteries de 13 kW, la production photovoltaïque est limitée à 14 kW via l'activation du MPPT décalé. En régime permanent, les batteries sont chargées à leur puissance maximale de 13 kW, tandis que le régime transitoire permet de charger les supercapacités.
- Mode 5 : Lorsque la puissance de la charge résistive est augmentée jusqu'à 8 kW, qui reste désormais dans les limites supportées par les batteries, permettant ainsi la réactivation du mode MPPT maximal. L'énergie est donc répartie entre le système de stockage hybride.
- Mode 4 : Avec une charge résistive maintenue à la même puissance, ce mode réduit la production photovoltaïque à 8 kW pour l'adapter à la charge, en réactivant le MPPT décalé dès que le SoC atteint 90 % (voir Figure 3.20). Ainsi, en régime permanent, les batteries ne fournissent plus de puissance, et les supercapacités gèrent les variations de haute fréquence

pour compenser la dynamique transitoire lente des batteries avant que les supercapacités ne soient nulles.

- Mode 7 : Ce mode est similaire au mode 8, à l'exception que la lenteur de la dynamique des batteries entraîne un dépassement négligeable du seuil de 90 % du SoC. Par conséquent, lorsque la charge résistive de 20 kW excède la génération photovoltaïque maximale, ce mode provoque une décharge des batteries, même au-delà de la limite maximale du SoC.
- Mode 1 : Ce mode ressemble au mode 4, sauf que la puissance excédentaire de 16 kW dépasse la limite des batteries. La production photovoltaïque est donc limitée à 2 kW, afin de correspondre à la puissance de la charge résistive.

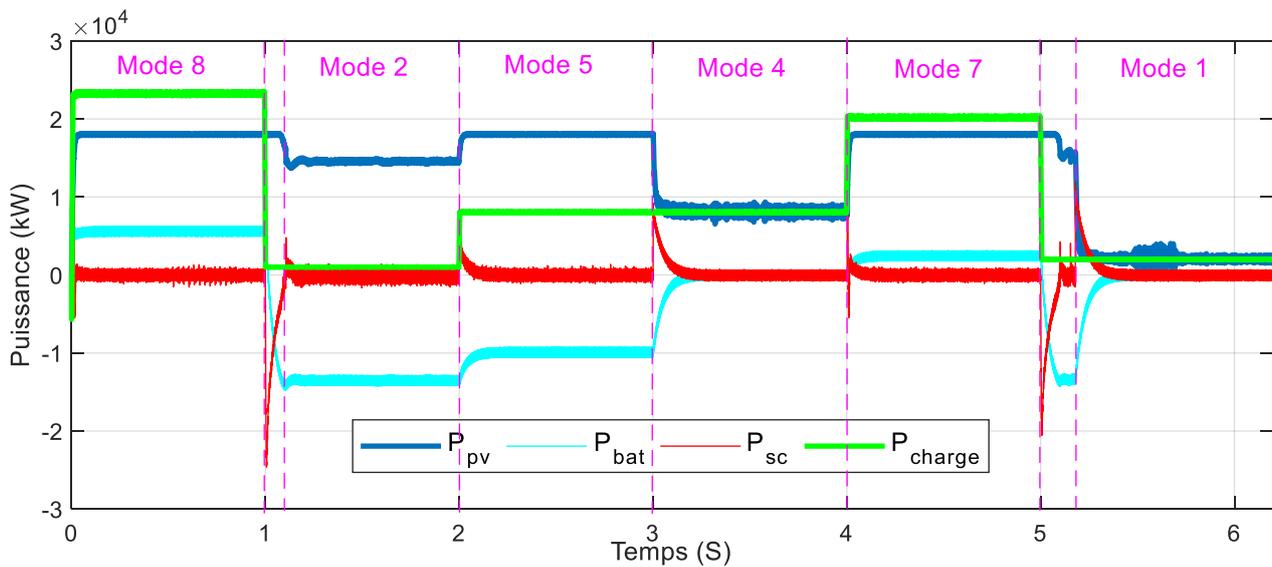


Figure 3.19 – Les puissances du système

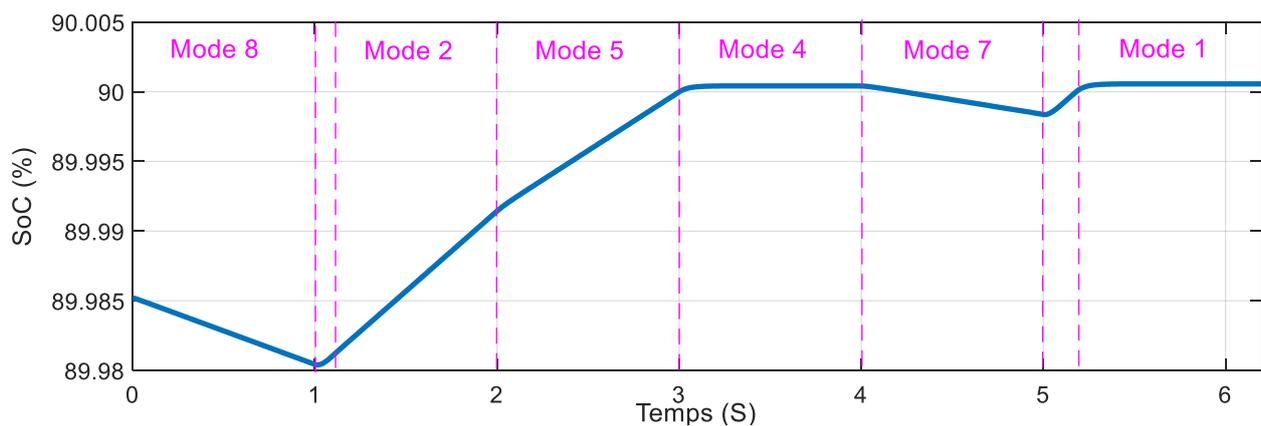


Figure 3.20 – L'état de charge des batteries

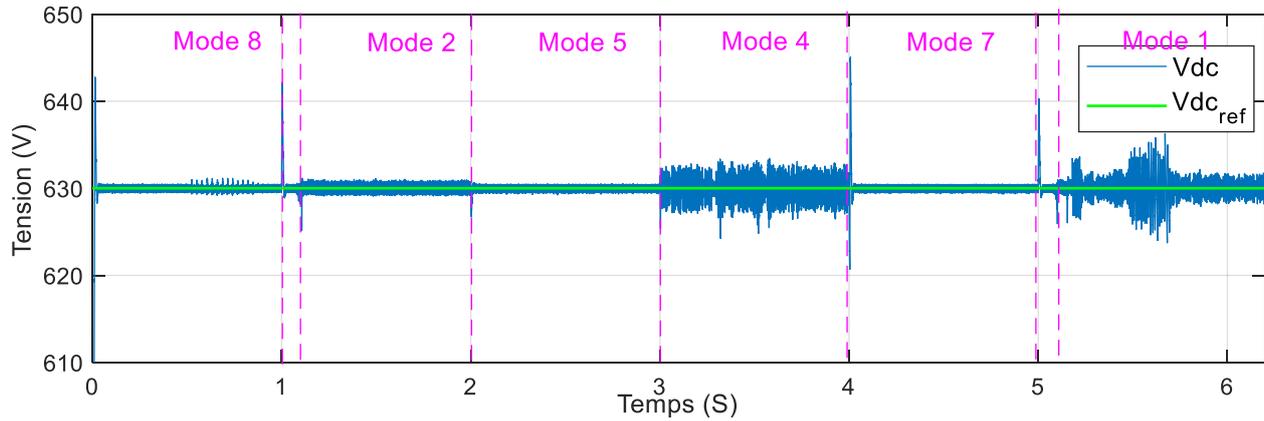


Figure 3.21 – La tension du bus continu

La tension du bus continu est maintenue autour de sa valeur de référence (630 V) sans erreur, comme le montre la Figure 3.21. Cela signifie que, lorsque la tension suit sa référence, la gestion d'énergie proposée parvient à maintenir l'équilibre de la puissance dans tous ces modes, assurant ainsi un fonctionnement optimal du système. Lors des transitions entre chaque mode, des dépassements de tension sont observés sur le bus continu, le plus important atteignant 2 %, ce qui reste dans la plage autorisée de  $\pm 5$  %. Ces dépassements sont rapidement corrigés en 12 ms pour revenir à 630 V, grâce au système de stockage hybride qui fournit la puissance transitoire nécessaire, notamment via les supercapacités qui stabilisent la tension le plus rapidement possible. En régime permanent, la tension du bus continu des modes 8, 2, 5 et 7, régulée par un contrôleur PI, présente moins d'oscillations. En revanche, les modes 4 et 1, qui reposent uniquement sur le MPPT décalé pour le réglage de la tension du bus continu, montrent des oscillations notables de 0,6 %, restant néanmoins dans la plage autorisée entre 95 % et 105 % de la valeur cible.

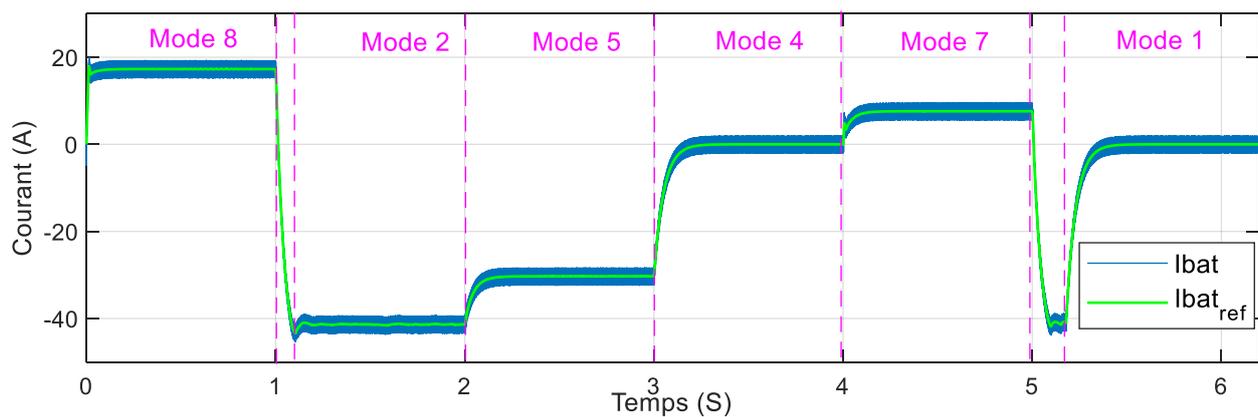


Figure 3.22 – Le courant des batteries

La Figure 3.22 et Figure 3.23 représentent respectivement le courant des batteries et de supercapacités qui suivent bien leurs références même aux régimes transitoires. Il est clair que le courant des batteries est efficacement atténué grâce à une réponse lente de premier ordre, sans présenter de pics ni de dépassements qui pourraient être nuisibles dans un régime dynamique. Cela

s'explique par le fait que le filtre a bloqué les composantes à haute fréquence (supérieures à 20 Hz). De plus, le courant des batteries ne dépasse pas sa valeur limite de 40 A. Les supercapacités, quant à eux, jouent un rôle crucial en absorbant et fournissant le courant transitoire nécessaire pour faire face aux variations soudaines de la charge et de la puissance photovoltaïque. Ensuite, le courant des supercapacités diminue progressivement jusqu'à revenir à zéro.

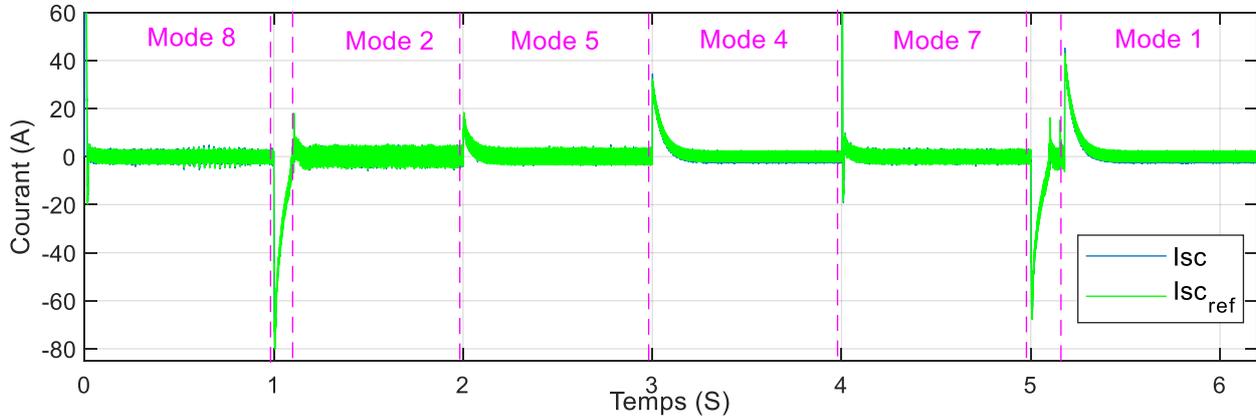


Figure 3.23 – Le courant des supercapacités

En ce qui concerne la partie alternative, la Figure 3.24 illustre l'amplitude de la tension et la fréquence de la charge. Lors des transitions entre les différents modes, la plus grande amplitude de tension est insignifiante, atteignant un maximum de 0,16 %, tandis que la variation de la fréquence reste inférieure à la limite de  $\pm 0,5\%$ , contrôlée par le gain de statisme  $m_p$ .

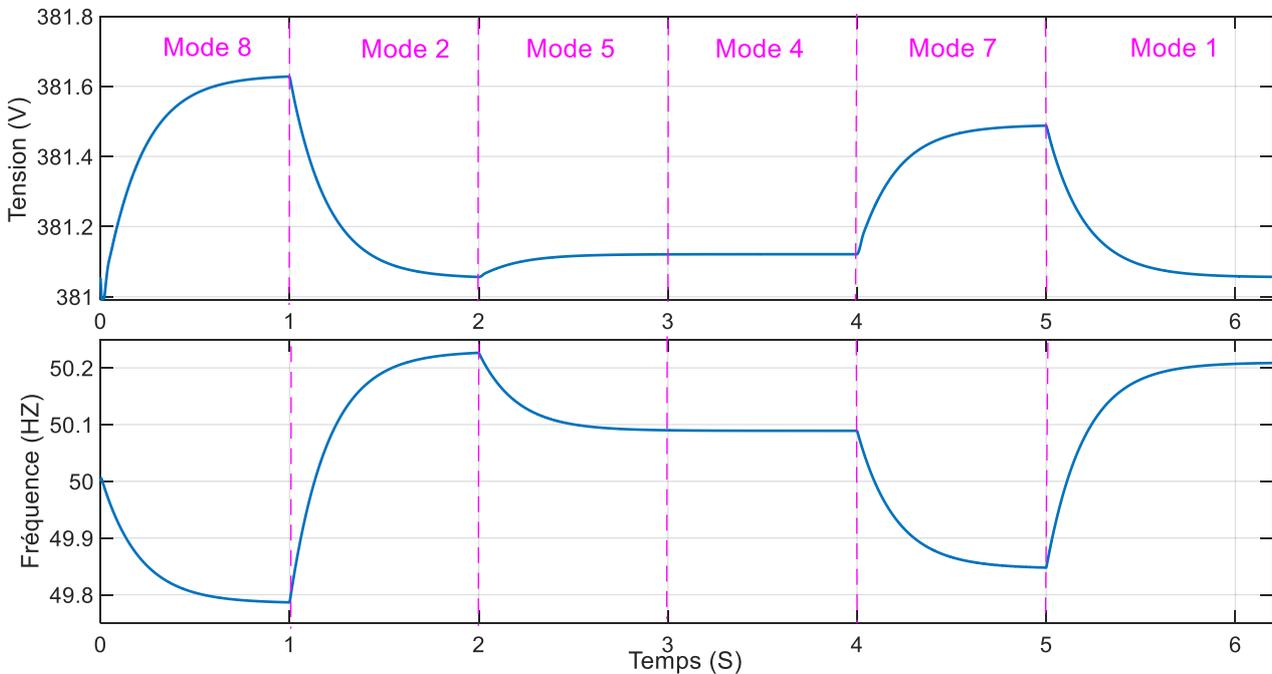


Figure 3.24 – L'amplitude de la tension et la fréquence

**Deuxième scénario :**

Ce scénario teste les modes 6 et 3, qui sont exclusivement responsables de la charge des batteries. Pour ce faire, le SoC est maintenu à 29 %, et le système de stockage est chargé en modifiant la charge résistive, laquelle doit rester inférieure à la production photovoltaïque. La Figure 3.25 montre les puissances du système sous les modes de gestion de l'énergie 6 et 3 proposés. Ces modes permettent la décharge des batteries lorsque le SoC descend en dessous de 30 % (voir la Figure 3.26). Le mode 6, avec une charge de 10 kW, fonctionne en mode MPPT maximal, car la puissance excédentaire est inférieure à la limite des batteries. En revanche, dans le mode 3, avec une charge réduite à 1 kW, le système passe en mode MPPT décalé, puisque la puissance excédentaire dépassait la limite des batteries, ce qui a nécessité une réduction de l'énergie solaire à 14 kW. Au régime transitoire entre les deux modes, les supercapacités absorbent la dynamique rapide de la variation de la charge.

La Figure 3.27 illustre que la tension du bus continu suit fidèlement sa consigne sans erreur. La tension présente au départ un léger dépassement de 3 %, et lors de la perturbation, un dépassement minimal de seulement 0,8 %. Cela s'explique par l'intervention des supercapacités, qui ont absorbé l'excès de puissance photovoltaïque lors de la baisse de charge. En régime permanent, les deux modes affichent des oscillations négligeables, même lorsque l'MPPT décalé est activé en mode 3.

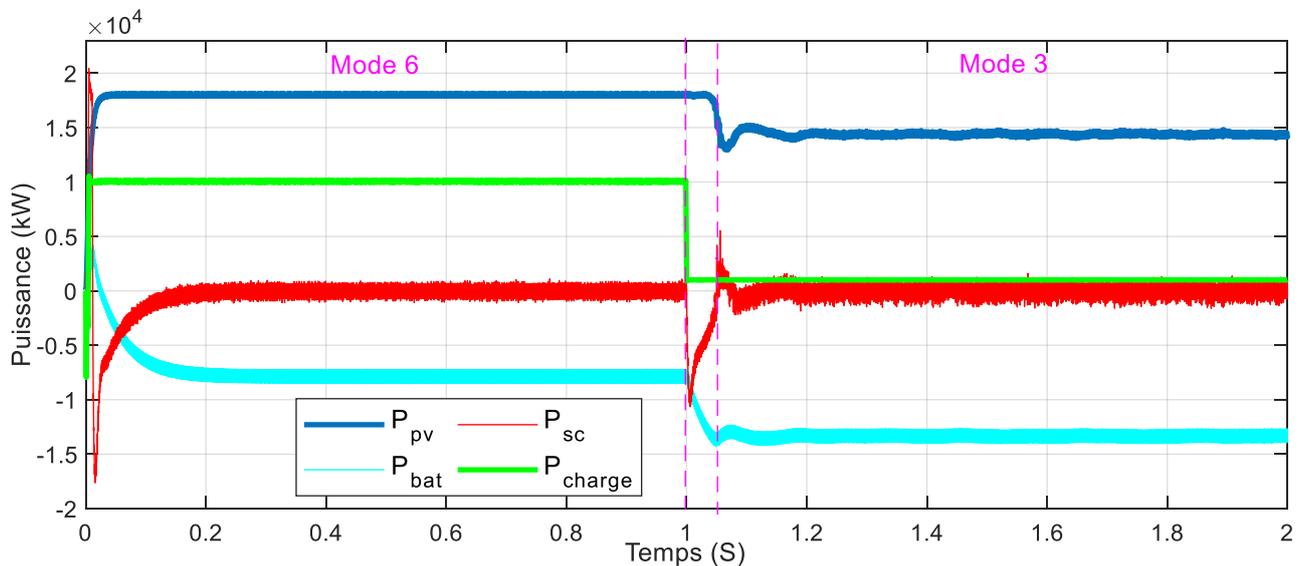


Figure 3.25 – Les puissances du système

La Figure 3.28 et Figure 3.29 illustrent respectivement le courant des batteries et des supercapacités, qui suivent correctement leurs consignes, même en régime transitoire. Comme mentionné précédemment, le courant des batteries affiche une réponse lente de premier ordre en régime dynamique, sans dépasser sa limite de 40 A en régime permanent. Quant aux supercapacités,

elles absorbent le courant transitoire nécessaire pour compenser la diminution soudaine de la charge et de la puissance photovoltaïque, avant que leur contribution ne devienne nulle.

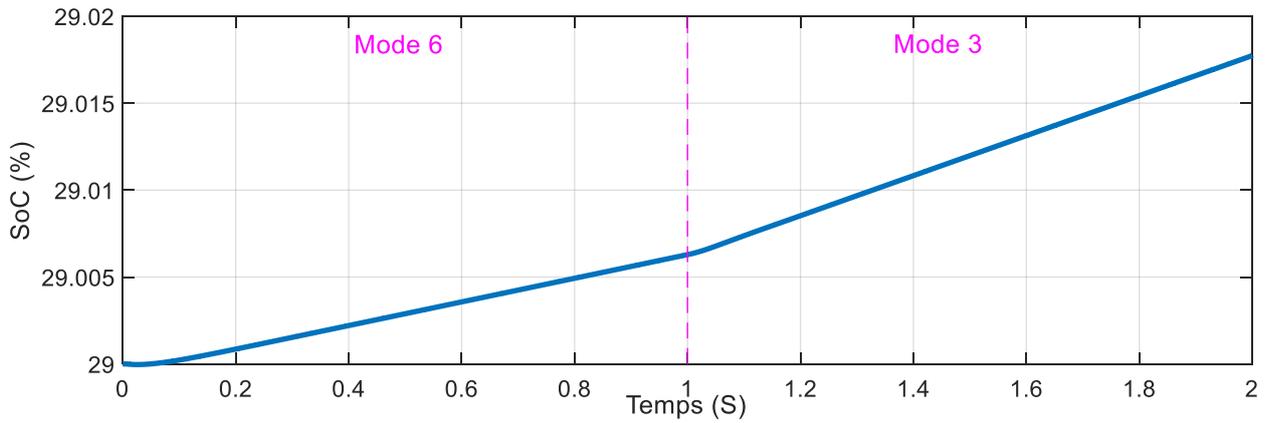


Figure 3.26 – L'état de charge des batteries

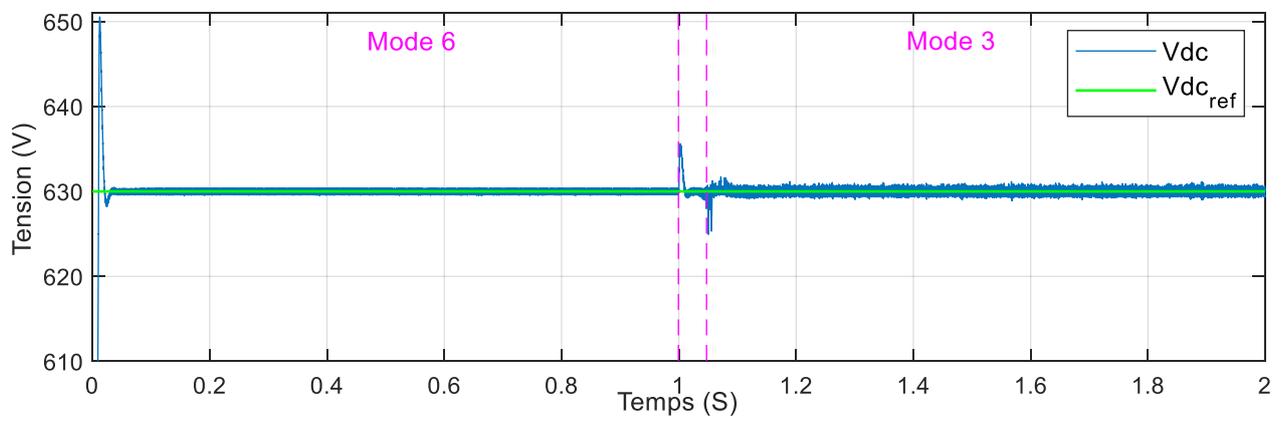


Figure 3.27 – La tension du bus continu

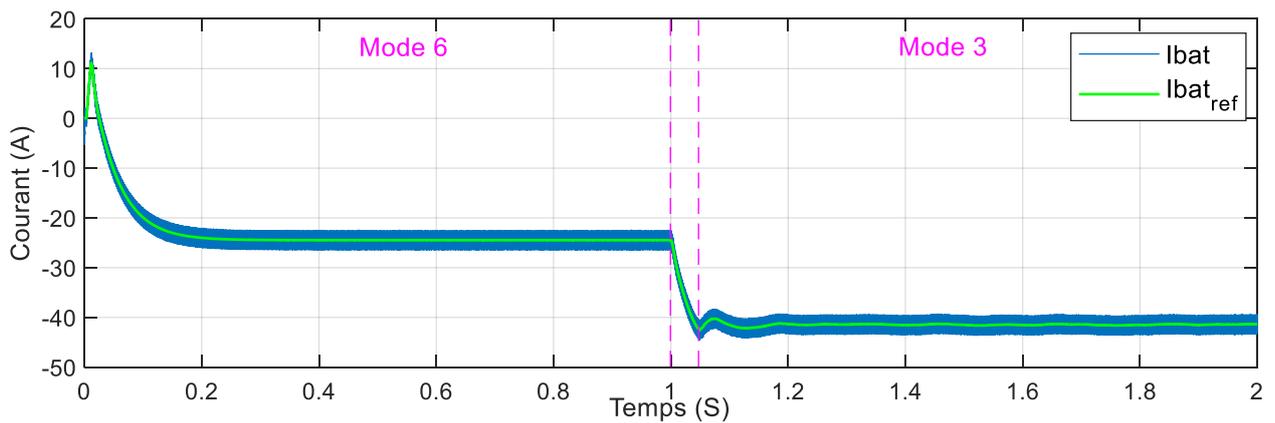


Figure 3.28 – Le courant des batteries

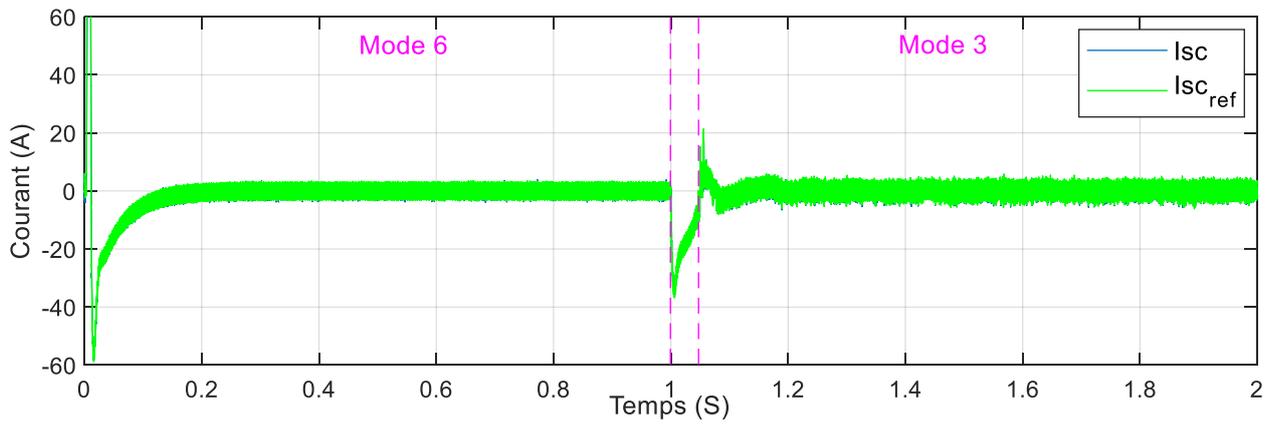


Figure 3.29 – Le courant des supercondensateurs

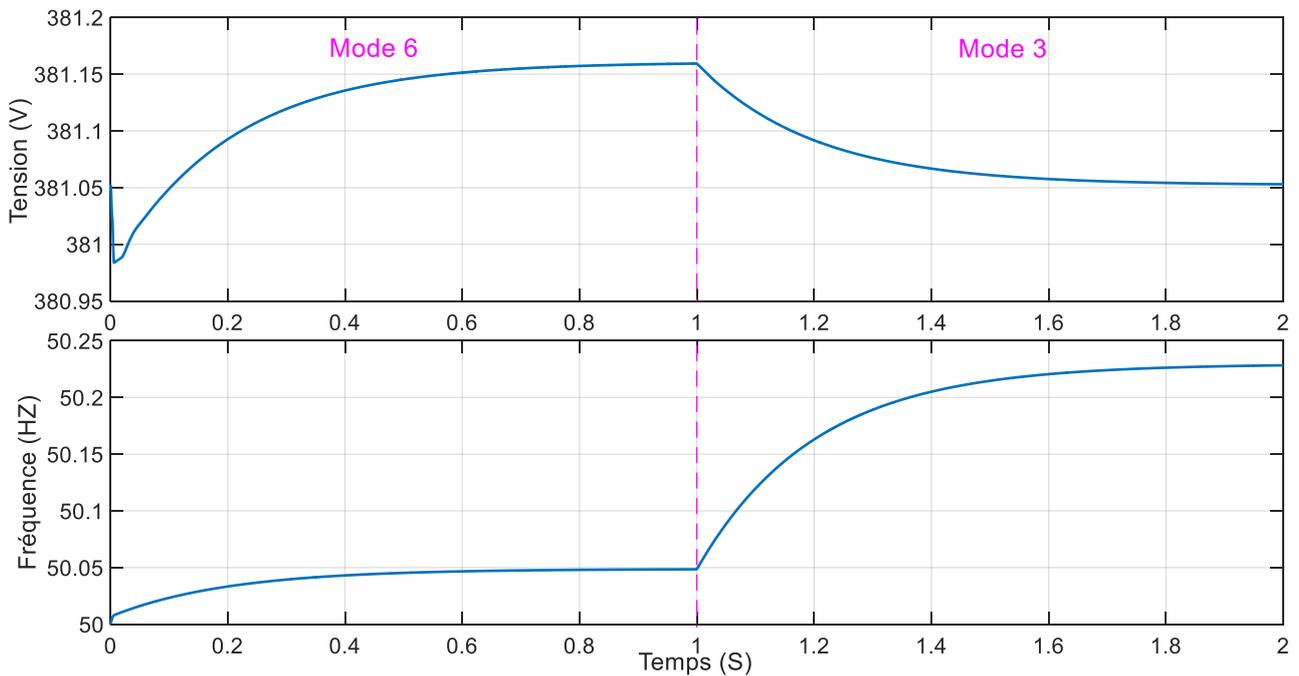


Figure 3.30 – L'amplitude de la tension et la fréquence

Dans le côté alternatif, la Figure 3.30 montre l'amplitude de la tension et la fréquence de la charge. Tout comme dans la Figure 3.24, la plus grande amplitude de tension est insignifiante, atteignant seulement 0,16 %, tandis que la variation de fréquence demeure inférieure à la limite spécifiée de 0,5 %.

### 3.4 OPTIMISATION ÉNERGÉTIQUE PAR L'UTILISATION DES ONDULEURS MULTINIVEAUX

Cette section finale se focalise sur l'amélioration de la qualité de l'énergie à travers une nouvelle topologie, qui repose sur la mise en cascade de deux cellules élémentaires (2 CESs) dans chacun des trois bras de l'onduleur triphasé S5L-C8S sélectionné [190]. Cet onduleur à cinq niveaux ( $n=5$ ) est illustré par un bras sur la Figure 3.31. Par la suite, il est comparé à l'onduleur classique à deux niveaux ainsi qu'à l'onduleur NPC conventionnel à cinq niveaux [277], [278].

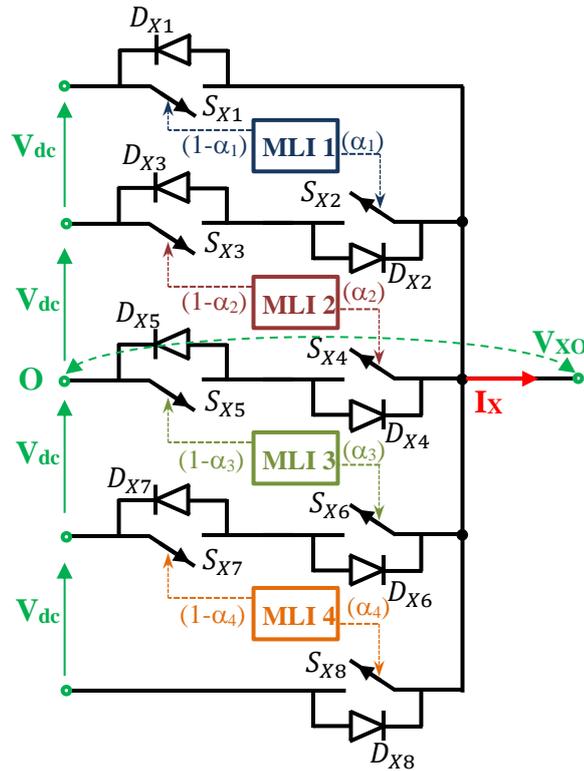


Figure 3.31 – Structure du bras  $X \in \{A, B, C\}$  de l'onduleur S5L-C8S

### 3.4.1 Principe de fonctionnement de la structure S5L-C8S

Cette structure triphasée permet de produire cinq niveaux de tension dans chaque phase en activant chaque paire de commutateurs  $S_{X1}/S_{X2}$ ,  $S_{X3}/S_{X4}$ ,  $S_{X5}/S_{X6}$  et  $S_{X7}/S_{X8}$  ( $X \in \{A, B, C\}$ ) à l'aide de quatre signaux de commande complémentaires, grâce à la technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI), comme suit :

$$\begin{cases} MLI_{S_{X1}} = \overline{MLI_{S_{X3}}} \\ MLI_{S_{X3}} = \overline{MLI_{S_{X4}}} \\ MLI_{S_{X5}} = \overline{MLI_{S_{X6}}} \\ MLI_{S_{X7}} = \overline{MLI_{S_{X8}}} \end{cases} \quad (3.1)$$

Les onduleurs sont systématiquement intégrés dans une application et sont souvent pilotés par des asservissements de courant. Les sorties de ces asservissements sont appelées les grandeurs de commande. Dans le cadre des applications traitées dans ce manuscrit, le nombre de grandeurs de commande correspond au nombre de bras de l'onduleur. La sélection d'un des cinq niveaux de fonctionnement dépend de la valeur de  $V_{control}$  (qui est comprise entre -1 et +1). Comme illustré à la Figure 3.32 pour un système à cinq niveaux, cela revient à diviser l'amplitude en quatre intervalles égaux (cinq niveaux moins un). Ces quatre intervalles sont associés à quatre modes de fonctionnement distincts de l'onduleur, désignés par les noms : mode A, mode B, mode C et mode D. En prenant

l'exemple d'une forme sinusoïdale de  $V_{control}$ , on observe sur une période du signal trois points d'intersection avec les lignes horizontales en pointillés, lesquelles délimitent les quatre intervalles. Chaque croisement de la courbe  $V_{control}$  avec une de ces lignes représente un changement de mode de contrôle. Par exemple, selon la Figure 3.32, à l'instant  $t_1$ , l'onduleur passe du mode B au mode A, à l'instant  $t_2$  : du mode A au mode B, à  $t_3$  : du mode B au mode C, à  $t_4$  : du mode C au mode D, à  $t_5$  : du mode D au mode C, et à  $t_6$  : du mode C au mode B. Une fois que l'onduleur est dans un mode donné, seuls deux interrupteurs de puissance commutent en fonction d'un rapport cyclique, à calculer en fonction de  $V_{control}$ . La génération des différents rapports cycliques  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ ,  $\alpha_3$  et  $\alpha_4$  pour les quatre modes de fonctionnement repose sur un algorithme simple décrit ci-après :

Algorithme de commande:

Si ( $V_{control} > 0.5$ ) alors Mode A

- avec  $\alpha_1 = 2.(V_{control} - 0.5)$  et  $\alpha_2 = \alpha_3 = \alpha_4 = 0$

Sinon

Si ( $0.5 > V_{control} > 0$ ) alors Mode B

- avec  $\alpha_1 = 1$ ,  $\alpha_2 = 2.(V_{control})$  et  $\alpha_3 = \alpha_4 = 0$

Sinon

Si ( $0 > V_{control} > -0.5$ ) alors Mode C

- avec  $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$ ,  $\alpha_3 = 2.(V_{control} + 0.5)$  et  $\alpha_4 = 0$

Sinon Mode D

- avec  $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = 1$  et  $\alpha_4 = 2.(V_{control} + 1)$

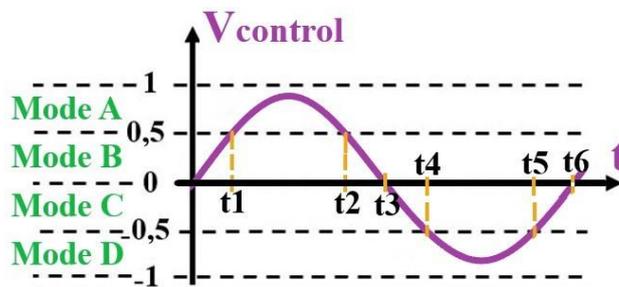


Figure 3.32 – Principe de l'élaboration des cinq niveaux

Pour déterminer chaque rapport cyclique, on part de la valeur de  $V_{control}$ , que l'on décale en fonction du mode de fonctionnement, puis on multiplie par deux, car les rapports cycliques évoluent entre zéro et un, et que chaque intervalle ne couvre qu'une amplitude de 0,5. Cela permet de définir l'état des interrupteurs contrôlés associés à un rapport cyclique donné (0 ou 1) dans les quatre modes suivants :

- **Mode A :** Lorsque ( $1 > V_{control} > 0.5$ ), les interrupteurs  $S_{X1}$  et  $S_{X2}$  sont activés par le module ML11 avec un rapport cyclique  $\alpha_1$  pour  $S_{X2}$ , et son complémentaire ( $1-\alpha_1$ ) pour  $S_{X1}$ . Pendant toute cette phase,  $S_{X3}$ ,  $S_{X5}$  et  $S_{X7}$  sont fermés, tandis que  $S_{X4}$ ,  $S_{X6}$  et  $S_{X8}$  sont ouverts, avec les

diodes  $D_{X4}$ ,  $D_{X6}$  et  $D_{X8}$  bloquées. Le résultat est une tension de sortie  $V_{X0}$  égale à  $[+2V_{dc}]$  ou  $[+V_{dc}]$ , et le courant circule uniquement à travers  $S_{X1}$   $[+2V_{dc}]$ , ou bien ( $S_{X3}$  et  $S_{X2}$ )  $[+V_{dc}]$ .

- **Mode B :** Lorsque ( $0,5 > V_{control} > 0$ ), les interrupteurs  $S_{X3}$  et  $S_{X4}$  sont activés par le module MLI2, avec un rapport cyclique  $\alpha_2$  pour  $S_{X4}$ , et son complémentaire ( $1-\alpha_2$ ) pour  $S_{X3}$ . Durant tout ce mode, les interrupteurs  $S_{X2}$ ,  $S_{X5}$  et  $S_{X7}$  sont fermés, tandis que  $S_{X1}$ ,  $S_{X6}$  et  $S_{X8}$  sont ouverts, et les diodes  $D_{X1}$ ,  $D_{X6}$  et  $D_{X8}$  sont bloquées. La tension de sortie  $V_{X0}$  est alors égale à  $[+V_{dc}]$  ou  $[0]$ , et le courant circule soit à travers ( $S_{X3}$  et  $S_{X2}$ )  $[+V_{dc}]$ , soit à travers ( $S_{X5}$  et  $S_{X4}$ )  $[0]$ .
- **Mode C :** Lorsque ( $0 > V_{control} > -0,5$ ), les interrupteurs  $S_{X5}$  et  $S_{X6}$  commutent avec le module MLI3, utilisant le rapport cyclique  $\alpha_3$  pour  $S_{X6}$ , et son complémentaire ( $1-\alpha_3$ ) pour  $S_{X5}$ . Pendant toute cette phase, les interrupteurs  $S_{X2}$ ,  $S_{X4}$  et  $S_{X7}$  sont fermés, tandis que  $S_{X1}$ ,  $S_{X3}$  et  $S_{X8}$  sont ouverts, et les diodes  $D_{X1}$ ,  $D_{X3}$  et  $D_{X8}$  sont bloquées. Dans ce cas,  $V_{X0}$  vaut  $[0]$  ou  $[-V_{dc}]$ , et le courant passe uniquement par ( $S_{X5}$  et  $S_{X4}$ )  $[0]$ , ou par ( $S_{X7}$  et  $S_{X6}$ )  $[-V_{dc}]$ .
- **Mode D :** Lorsque ( $-0,5 > V_{control} > -1$ ), les interrupteurs  $S_{X7}$  et  $S_{X8}$  sont activés par le module MLI4, avec un rapport cyclique  $\alpha_4$  pour  $S_{X8}$ , et son complémentaire ( $1-\alpha_4$ ) pour  $S_{X7}$ . Dans cette configuration, les interrupteurs  $S_{X2}$ ,  $S_{X4}$  et  $S_{X6}$  sont fermés, tandis que  $S_{X1}$ ,  $S_{X3}$  et  $S_{X5}$  sont ouverts, et les diodes  $D_{X1}$ ,  $D_{X3}$  et  $D_{X5}$  sont bloquées. La tension de sortie  $V_{X0}$  atteint alors  $[-V_{dc}]$  ou  $[-2V_{dc}]$ , et le courant circule soit à travers ( $S_{X7}$  et  $S_{X6}$ )  $[-V_{dc}]$ , soit à travers  $S_{X8}$   $[-2V_{dc}]$ .

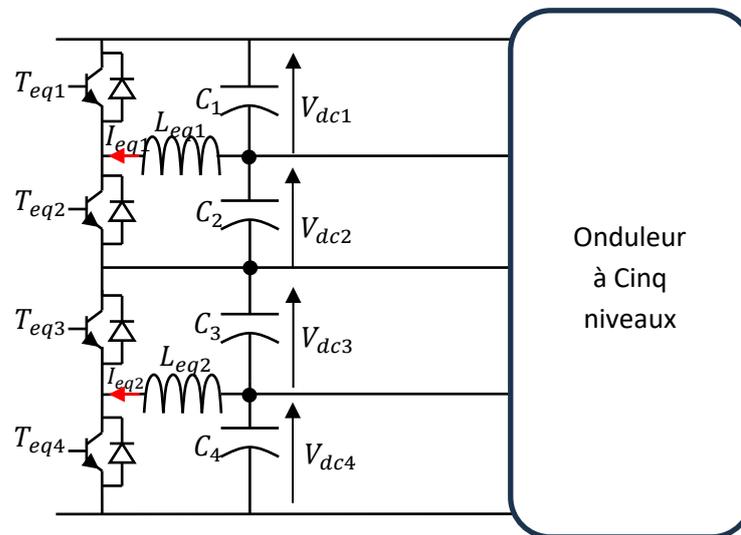


Figure 3.33 – Circuit d'équilibrage d'un onduleur à cinq niveaux

### 3.4.2 Equilibrage de la tension des condensateurs

L'équilibrage de tension dans les onduleurs multiniveaux est crucial pour garantir un fonctionnement optimal et une performance stable. En effet, ces systèmes utilisent plusieurs

condensateurs ou sources de tension pour générer différentes tensions de sortie. Un déséquilibre de ces tensions peut entraîner des distorsions du signal de sortie, augmenter les pertes d'énergie et provoquer une usure prématurée des composants électroniques. Pour remédier à cela, une méthode d'équilibrage actif utilise des convertisseurs buck-boost, comme illustré dans la Figure 3.33. Dans le cas d'un onduleur à cinq niveaux, qui comporte quatre condensateurs, le principe consiste à installer un convertisseur pour chaque paire de condensateurs adjacents, soit deux convertisseurs au total. Ce circuit, composé de deux interrupteurs, permet de transférer une partie du courant d'un condensateur à tension élevée vers un autre à tension plus faible. La commande des interrupteurs ( $T_{eq1}$ ,  $T_{eq2}$ ,  $T_{eq3}$  et  $T_{eq4}$ ) repose sur la comparaison des niveaux de tension entre deux condensateurs ( $V_{dc1}$  avec  $V_{dc2}$ , et  $V_{dc3}$  avec  $V_{dc4}$ ), avec un rapport cyclique de 50 % [279]. La stratégie de cette commande est détaillée ci-dessous :

- $V_{dc1} > V_{dc2}$  : le transistor  $T_{eq2}$  se bloque (OFF) et  $T_{eq1}$  s'amorce (ON)
- $V_{dc2} > V_{dc1}$  : le transistor  $T_{eq1}$  se bloque (OFF) et  $T_{eq2}$  s'amorce (ON)
- $V_{dc3} > V_{dc4}$  : le transistor  $T_{eq4}$  se bloque (OFF) et  $T_{eq3}$  s'amorce (ON)
- $V_{dc4} > V_{dc3}$  : le transistor  $T_{eq3}$  se bloque (OFF) et  $T_{eq4}$  s'amorce (ON)

### 3.4.3 Résultats de simulation

Dans le même microréseau DC étudié précédemment, cette section analyse les avantages en termes de qualité d'énergie offerts par l'utilisation de l'onduleur S5L-C8S, en comparaison avec un onduleur à deux niveaux et la topologie conventionnelle NPC à cinq niveaux. Ensuite, nous examinerons l'impact d'un défaut de circuit ouvert dans les interrupteurs commandés des deux types d'onduleurs multiniveaux sur le côté continu du microréseau DC, tandis que l'effet de ce défaut sur le côté alternatif sera abordé dans les chapitres suivants.

#### Optimisation de la qualité d'énergie :

La Figure 3.34 présente la forme d'onde de la tension de pôle et du courant pour la phase A ainsi que leur THD. La tension de pôle se caractérise par une onde rectangulaire avec des transitions brusques entre 315 ( $+2V_{dc}$ ) et -315 ( $-2V_{dc}$ ), entraînant une distorsion harmonique significative de 102,31%. Le courant de sortie d'un onduleur à deux niveaux montre des ondulations marquées. Les changements soudains dans la tension de sortie provoquent une déformation de la forme d'onde du courant, ce qui se traduit par un THD élevé de 4,86%. Cette situation peut entraîner des pertes au niveau des composants et détériorer la qualité de l'alimentation. Afin d'obtenir un courant de sortie satisfaisant, des filtres de grande taille peuvent être nécessaires pour atténuer ces ondulations.

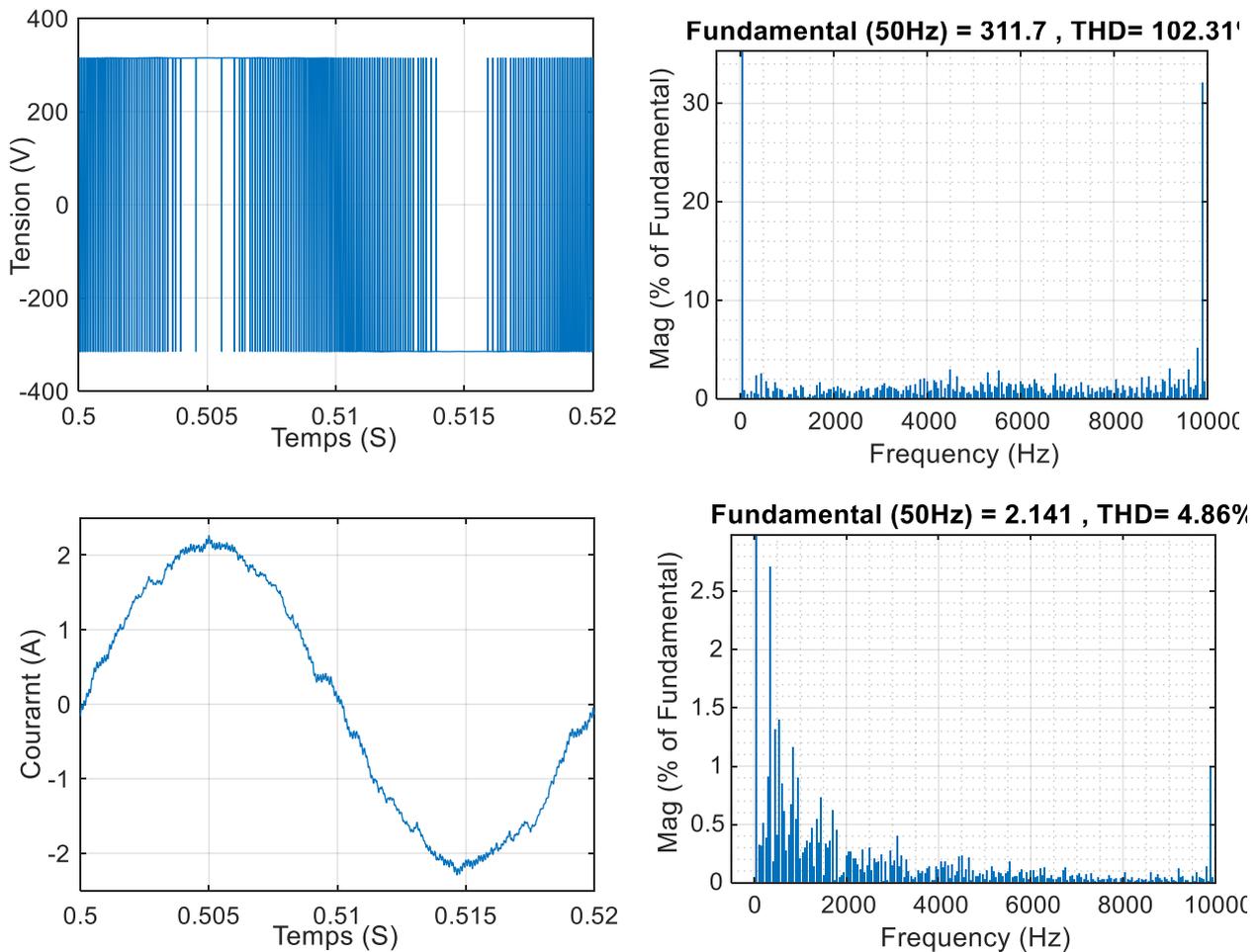


Figure 3.34 – Les formes d'onde de tension et de courant alternatifs avec un onduleur à deux niveaux

La Figure 3.35 illustre les tensions mesurées aux bornes des quatre condensateurs de l'onduleur S5L-C8S, dotés du circuit d'équilibrage de tension précédemment décrit. Il apparaît clairement que les tensions des quatre condensateurs sont équilibrées, atteignant la valeur de  $+V_{dc}$ . Le régulateur de tension du bus continu assure un bon régime dynamique. En régime permanent, les tensions présentent des oscillations insignifiantes.

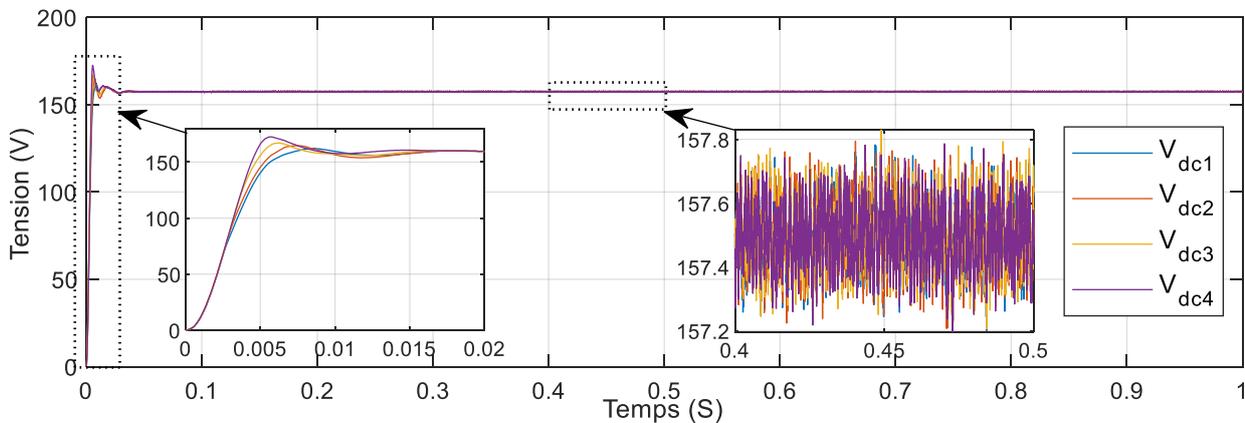


Figure 3.35 – Les tensions des quatre condensateurs du bus continu avec circuit d'équilibrage

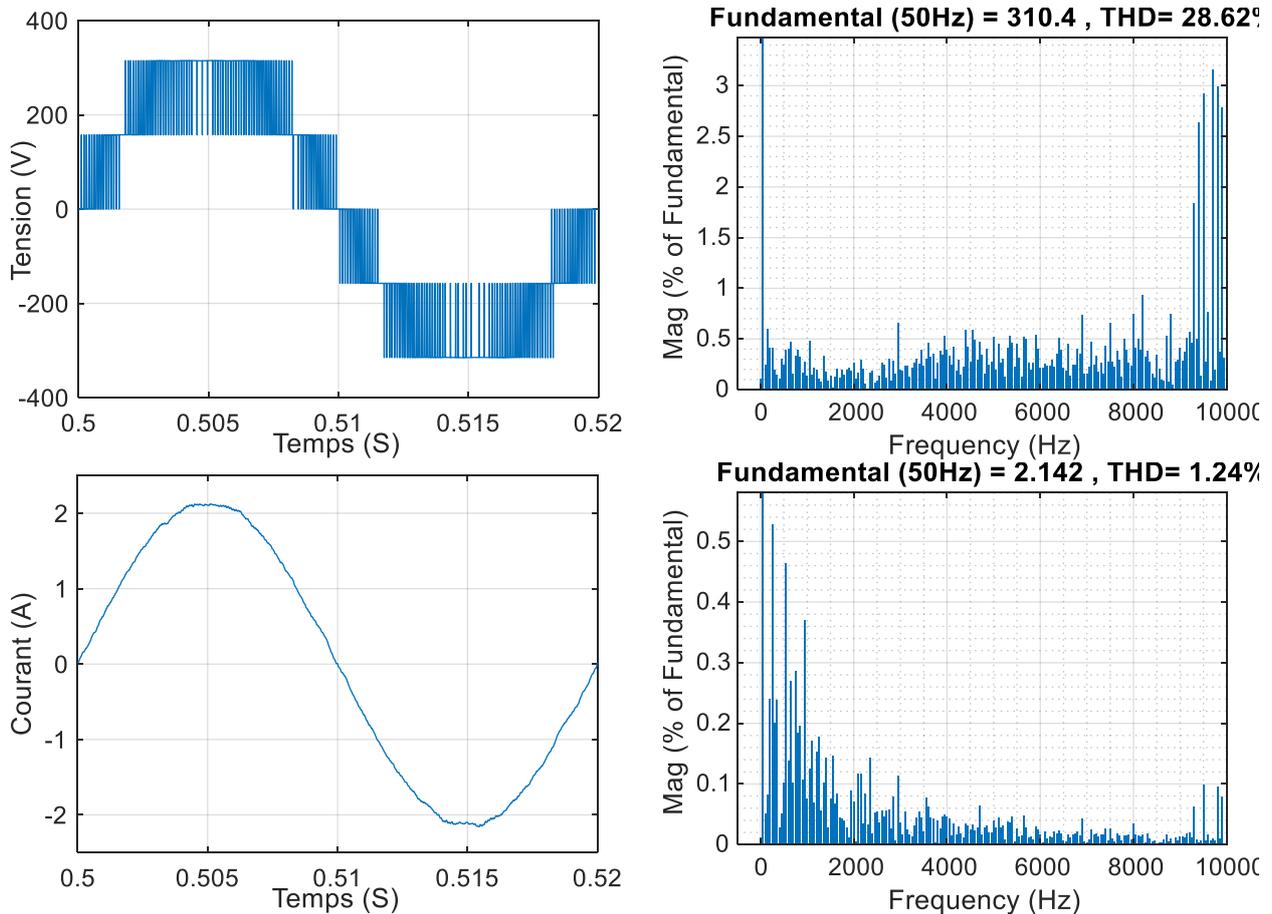
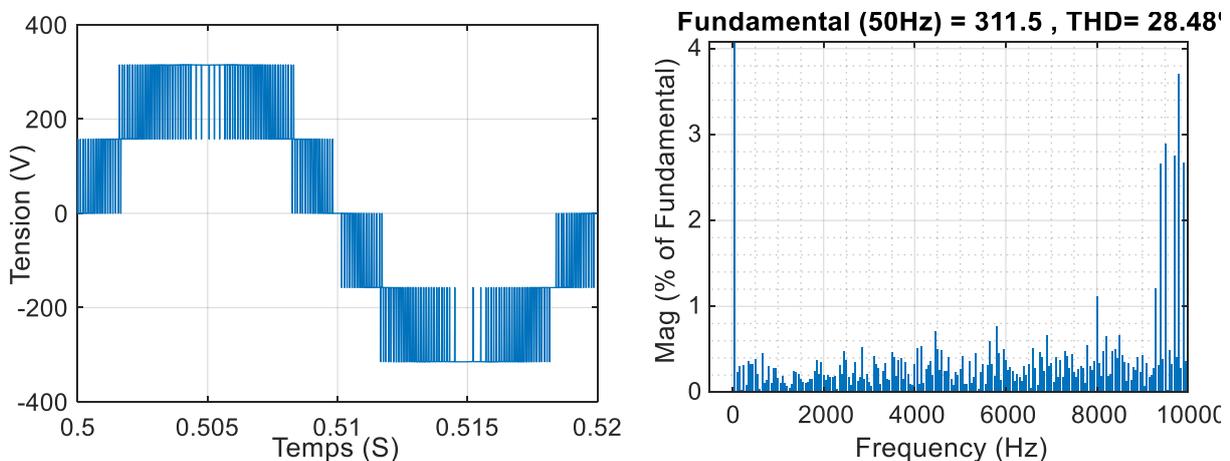


Figure 3.36 – Les formes d'onde de tension et de courant alternatifs avec un onduleur NPC à cinq niveaux

La Figure 3.36 et Figure 3.37 présentent les formes d'onde de la tension de pôle et du courant pour l'onduleur NPC à cinq niveaux ainsi que pour l'onduleur S5L-C8S, concernant la phase A, accompagnées de leurs THDs. La tension de pôle des deux onduleurs affiche cinq niveaux distincts ( $+2V_{dc}$ ,  $+V_{dc}$ ,  $0$ ,  $-V_{dc}$  et  $-2V_{dc}$ ), grâce au circuit d'équilibrage de tension. Ainsi, les THDs des topologies NPC et S5L-C8S sont optimisés, avec des valeurs respectives de 28,62 % et 28,48 %. Les courants sont également améliorés, avec une forme quasi sinusoïdale, affichant un THD de 1,24 % pour la topologie NPC et de 1,15 % pour l'onduleur S5L-C8S.



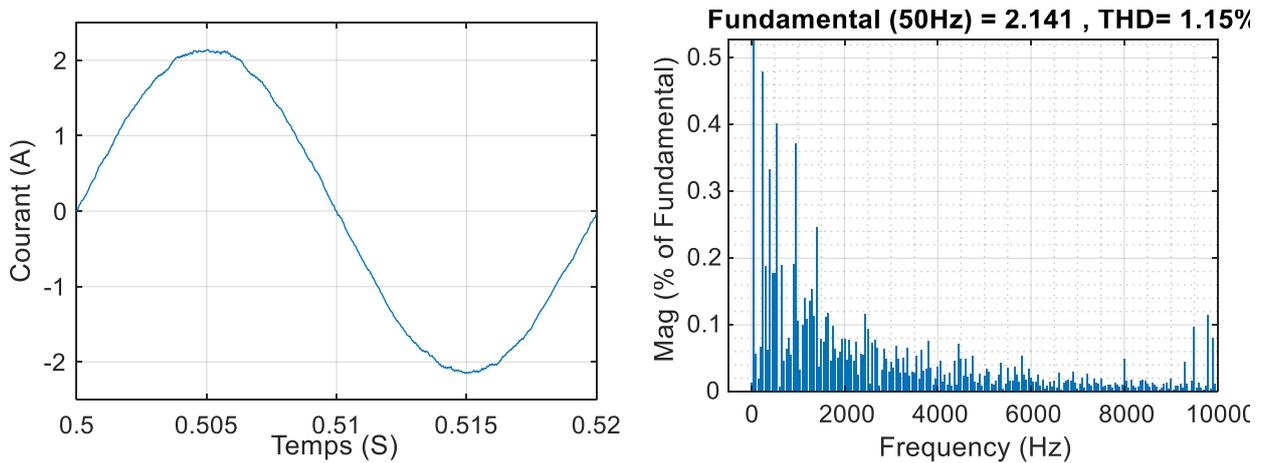


Figure 3.37 – Les formes d'onde de tension et de courant alternatifs avec un onduleur S5L-C8S

**L'effet du défaut de circuit ouvert sur le microréseau DC :**

La Figure 3.38 illustre l'impact d'un défaut de circuit ouvert dans les interrupteurs commandés  $S_{A1}$ ,  $S_{A2}$  et  $S_{A3}$  de l'onduleur NPC à cinq niveaux (voir la Figure 4.2) sur la tension du bus continu et le système de stockage hybride après  $t = 0,5$  s. Les interrupteurs  $S_{A1}$ ,  $S_{A2}$  et  $S_{A3}$  sont respectivement responsables de la génération des niveaux de tension  $+2V_{dc}$ ,  $+V_{dc}$  et  $0$  lorsque le courant est positif. Bien que la commande de l'onduleur soit totalement indépendante des générateurs distribués du microréseau, ces défauts provoquent néanmoins des oscillations dans les supercapacités et la tension du bus continu, particulièrement dans le cas de  $S_{A2}$  et  $S_{A3}$ . En effet, les supercapacités absorbent les pics de puissance nuisibles aux batteries, qui subissent de légères ondulations. Cela permet d'allonger la durée de vie des batteries, mais réduit significativement le nombre de cycles des supercapacités, rendant nécessaire la reconfiguration de l'onduleur NPC.

La Figure 3.39 illustre l'impact d'un défaut de circuit ouvert dans les interrupteurs  $S_{A1}$ ,  $S_{A3}$  et  $S_{A5}$  de l'onduleur S5L-C8S sur la tension du bus continu et le système de stockage hybride après  $t = 0,5$  s. Comme dans le cas précédent, les interrupteurs  $S_{A1}$ ,  $S_{A3}$  et  $S_{A5}$  génèrent respectivement des niveaux de tension de  $+2V_{dc}$ ,  $+V_{dc}$  et  $0$  lorsque le courant est positif. Lorsqu'un défaut de circuit ouvert survient sur  $S_{A1}$ , des oscillations apparaissent dans les supercondensateurs ainsi que dans la tension du bus continu. Ces oscillations sont similaires à celles observées en cas de défaut sur  $S_{A1}$  dans un onduleur NPC. Grâce aux supercapacités, les batteries sont protégées contre ces pics de tension. Les interrupteurs  $S_{A3}$  et  $S_{A5}$ , quant à eux, présentent des ondulations négligeables, comme si de rien n'était. Il est possible que le courant alternatif soit redirigé, un point qui sera expliqué en détail dans les chapitres suivants.

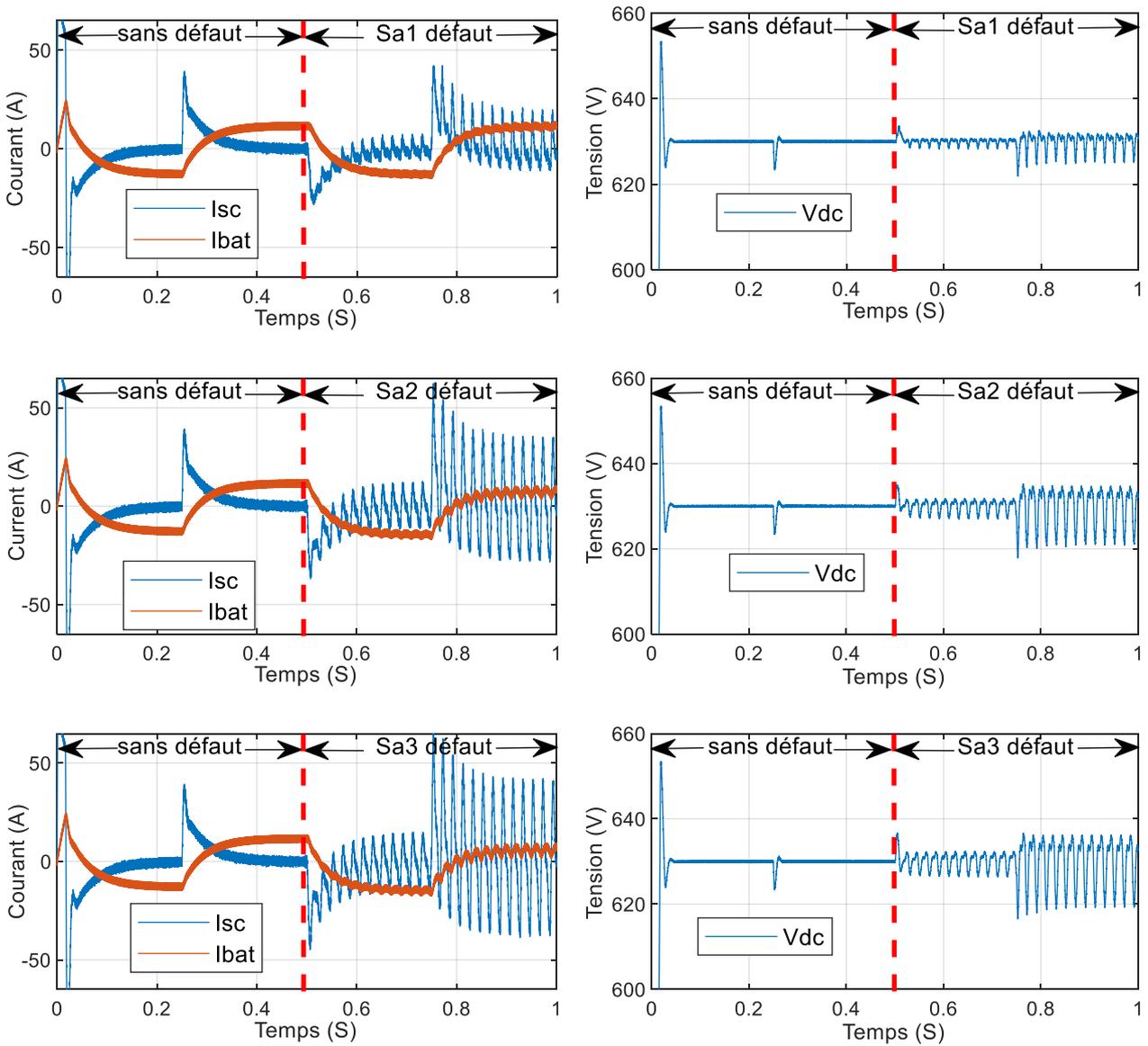
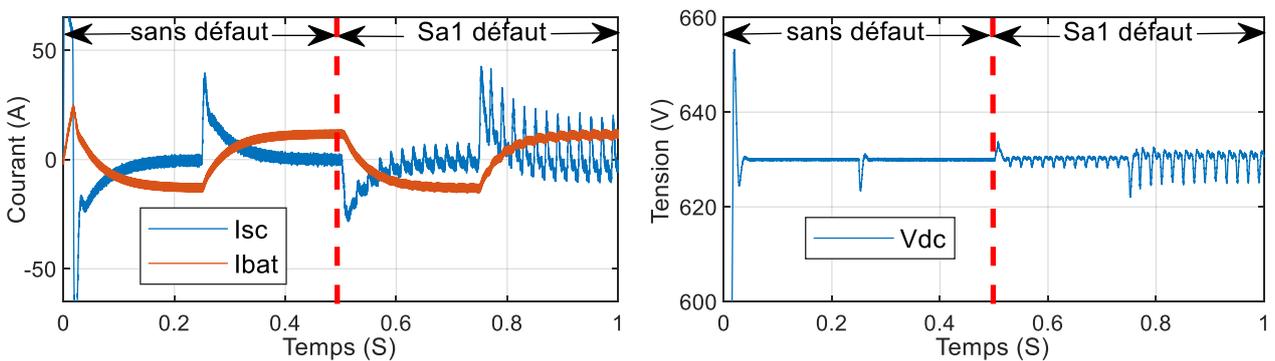


Figure 3.38 – Effet de défaut d'ouverture d'un IGBT de l'onduleur NPC à cinq niveaux sur le côté continu du système



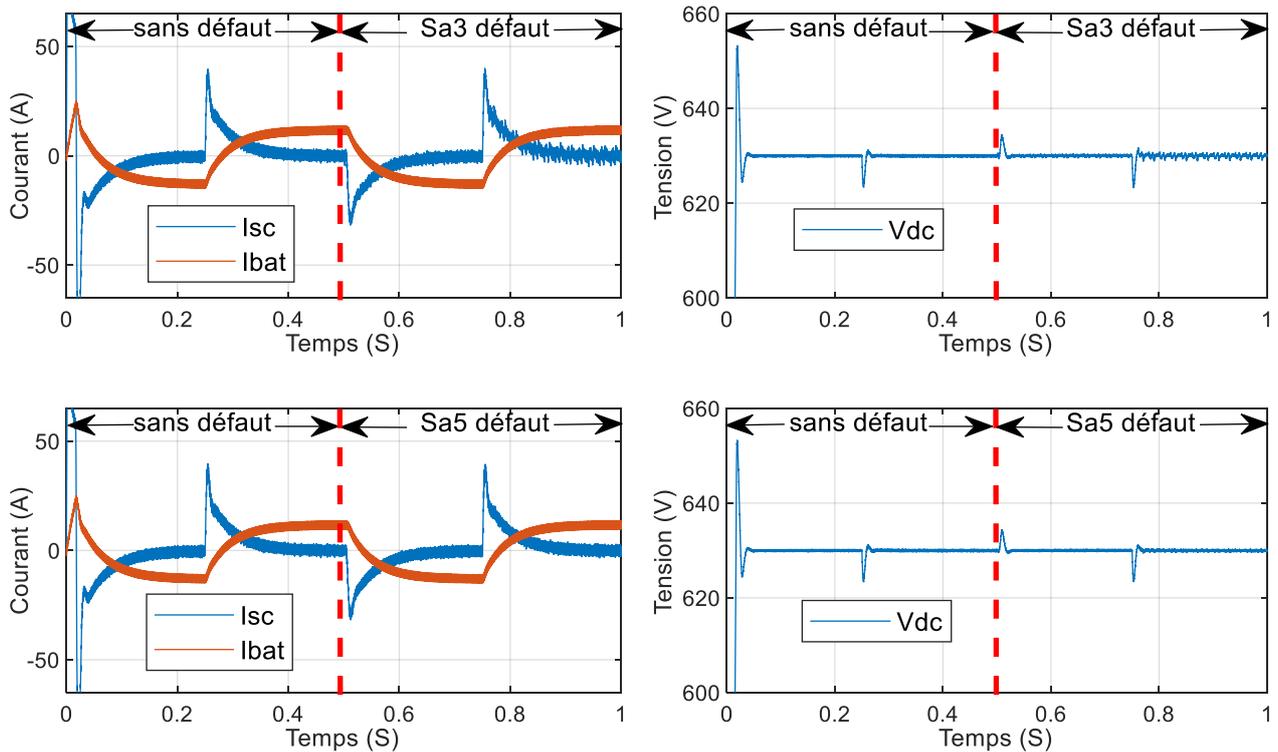


Figure 3.39 – Effet de défaut d'ouverture d'un IGBT de l'onduleur S5L-C8S sur le côté continu du système

En conséquence, pour l'onduleur S5L-C8S, seuls les interrupteurs d'extrémité ( $S_{X1}$  et  $S_{X8}$ ) en défaut de circuit ouvert perturbent le système en générant des oscillations, tandis que les interrupteurs internes ( $S_{X2}$ ,  $S_{X3}$ ,  $S_{X4}$ ,  $S_{X5}$ ,  $S_{X6}$  et  $S_{X7}$ ) provoquent peu, voire aucune oscillation en cas de défaut. À l'inverse, un défaut de circuit ouvert dans n'importe lequel des interrupteurs commandés de l'onduleur NPC à cinq niveaux entraîne des oscillations qui affectent la forme d'onde de sortie ainsi que la partie continue du système, perturbant ainsi le bon fonctionnement de la charge. La nouvelle topologie S5L-C8S se révèle donc plus fiable et plus sûre que la topologie NPC conventionnelle.

### 3.5 CONCLUSION DU CHAPITRE

Ce chapitre a présenté divers résultats sur l'optimisation énergétique des microréseaux AC et DC en utilisant des techniques telles que les impédances virtuelles, les supercapacités et les onduleurs multiniveaux. Dans une première partie, nous avons étudié la stabilité d'un microréseau AC autonome comportant trois générateurs distribués en intégrant les impédances virtuelles. Avant cela, une analyse de stabilité basée sur les gains de statisme avait révélé plusieurs problèmes liés à la dynamique transitoire et au partage de la puissance réactive, pouvant entraîner des courants de circulation. Des intervalles de stabilité ont ensuite été déterminés pour plusieurs scénarios instables, démontrant la précision du modèle développé. Par la suite, une méthode d'optimisation de l'inductance virtuelle dans un réseau inductif a été expliquée, en s'appuyant sur le spectre des valeurs propres. Il a été constaté que la valeur optimale de l'inductance virtuelle améliorait l'amortissement, le temps de

réponse et le partage de la puissance réactive, bien que son augmentation dégrade la qualité de l'énergie. Pour pallier ce problème, l'ajout d'une résistance virtuelle a permis d'améliorer l'amortissement des valeurs propres sensibles au filtre LCL, rehaussant ainsi la qualité de l'énergie.

Dans la deuxième partie, l'accent a été mis sur un onduleur alimenté par un microréseau DC à base de panneaux photovoltaïques et d'un système de stockage hybride. Ce système, qui alimente une charge à courant alternatif d'une nature résistive via l'onduleur tout en étant déconnecté du réseau, a montré que la gestion de l'énergie proposée est très fiable, permettant d'équilibrer le système dans tous les modes de fonctionnement. Cette gestion a permis de respecter les contraintes fonctionnelles de la batterie en lui attribuant une dynamique lente de premier ordre, prolongeant ainsi sa durée de vie, et en engageant les supercapacités pour absorber les pics de variation rapide de la charge ou de l'irradiation, réduisant ainsi les dépassements et le temps de réponse.

Enfin, la troisième partie a introduit une nouvelle topologie d'onduleur multiniveaux composée de deux cellules élémentaires, formant un onduleur à cinq niveaux dénommé "S5L-C8S". Les simulations de cet onduleur et la topologie NPC à cinq niveaux ont montré une nette amélioration de la qualité de l'énergie par rapport à un onduleur classique à deux niveaux. De plus, la topologie S5L-C8S offre une amélioration significative en termes de fiabilité et de sécurité par rapport à la topologie NPC conventionnelle. En limitant les oscillations dues aux défauts de circuit ouvert, notamment en minimisant l'impact des interrupteurs internes défectueux, elle assure une meilleure stabilité du système. Cette topologie constitue donc une solution prometteuse pour les applications nécessitant une performance et une fiabilité élevées des onduleurs.

Cependant, le côté alternatif sera plus soumis à la déformation de la qualité d'énergie pour les deux topologies, ce qui nécessite une méthode fiable pour détecter, localiser et reconfigurer l'onduleur. Dans le chapitre suivant, l'accent sera mis uniquement sur l'onduleur, avec une source continue remplaçant les sources photovoltaïques et de stockage hybride. L'objectif principal sera la détection des défauts de circuit ouvert dans les interrupteurs contrôlés de l'onduleur NPC à cinq niveaux, suivie de la proposition d'une méthode de reconfiguration sans redondance matérielle.

**CHAPITRE 4 :**

**DIAGNOSTIC D'OUVERTURE D'UN  
COMPOSANT DE PUISSANCE COMMANDÉ  
DANS UN ONDULEUR MULTINIVEAU  
CONVENTIONNEL CONNECTÉ À UN MICRO-  
RÉSEAU**

## **CHAPITRE 4 : DIAGNOSTIC D'OUVERTURE D'UN COMPOSANT DE PUISSANCE COMMANDÉ DANS UN ONDULEUR MULTINIVEAU CONVENTIONNEL CONNECTÉ A UN MICRO-RESEAU**

### **4.1 INTRODUCTION**

Ce chapitre est consacré au diagnostic et à la reconfiguration d'un défaut de circuit ouvert dans un onduleur multiniveau conventionnel. Dans ce chapitre, nous resterons dans le cadre d'un micro-réseau autonome, mais avec un seul générateur distribué alimenté par une source d'énergie continue, plutôt que des panneaux photovoltaïques et un système de stockage hybride. Cela permettra de simplifier les études et de mettre l'accent sur les aspects diagnostiques. L'examen se concentrera sur une topologie conventionnelle de type NPC (Neutral Point Clamped) à cinq niveaux, en ciblant spécifiquement la détection des défauts de circuit ouvert dans les interrupteurs contrôlés de cet onduleur. Après une analyse approfondie des défauts de circuit ouvert dans l'onduleur NPC à cinq niveaux, la méthode de détection proposée sera mise en œuvre à l'aide de MATLAB. La méthode de détection ayant permis d'identifier le défaut, une approche de reconfiguration est proposée, qui repose uniquement sur la commande et ne nécessite pas de composants d'électronique de puissance redondants supplémentaires.

### **4.2 DESCRIPTION DU SYSTÈME**

La structure étudiée d'un micro-réseau autonome triphasé avec une seule unité de génération distribuée est illustrée à la Figure 4.1. La génération distribuée, qui est une alimentation en courant continu, peut être alimentée par des sources d'énergie renouvelables ou par un système de stockage d'énergie. Le micro-réseau est connecté au réseau par l'intermédiaire d'un commutateur de transfert statique (STS) au point de couplage commun (PCC). L'unité de génération distribuée est connectée au micro-réseau par l'intermédiaire d'un onduleur à source de tension, d'un filtre LC et d'une impédance de couplage. Dans ce chapitre, la source continue est utilisée à la place de la génération distribuée et du système de stockage d'énergie pour simplifier les études.

La description du système d'onduleur multiniveaux avec défaut revêt une importance capitale dans le contexte du micro-réseau isolé étudié précédemment, notamment en ce qui concerne l'onduleurs NPC à cinq niveaux. Cet onduleur joue un rôle essentiel dans l'amélioration de la qualité de l'énergie au sein de ce micro-réseau autonome. Toutefois, l'un des défis majeurs auxquels ce système est confronté est le risque de circuit ouvert d'un composant de puissance commandé (IGBT ou Mosfet), un composant critique. En cas de défaillance d'un composant de puissance commandé, la stabilité du micro-réseau peut être compromise, ce qui entraîne des perturbations dans l'alimentation électrique et met en danger la continuité du service. Pour minimiser ces risques, des techniques de

diagnostic avancées sont employées, telles que la surveillance en temps réel des grandeurs physiques du système (courant et/ou tension). En détectant rapidement les signes précurseurs d'un circuit ouvert d'IGBT, il est possible de mettre en place des mesures correctives efficaces pour garantir le fonctionnement ininterrompu du micro-réseau isolé. En résumé, la description des systèmes d'onduleur à cinq niveaux avec défaut et les méthodes de diagnostic associées sont essentielles pour maintenir la stabilité des micro-réseaux isolés tout en améliorant la qualité de l'énergie distribuée.

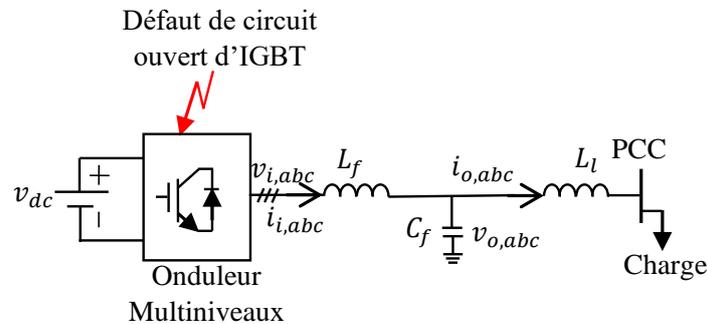


Figure 4.1 – Structure d'un micro-réseau alimenté par un onduleur multiniveau avec un défaut

### 4.3 DÉTECTION DE DÉFAUT POUR LA STRUCTURE NPC A CINQ NIVEAUX

Cet onduleur est incorporé dans un micro-réseau autonome doté d'un seul générateur distribué afin d'améliorer la qualité de l'énergie et de répondre à des demandes d'énergie élevées. Pour identifier efficacement les défauts en circuit ouvert dans tous les IGBTs au sein de l'onduleur NPC à cinq niveaux, l'approche de détection repose sur l'évaluation des valeurs d'erreur maximales et minimales dérivées d'une comparaison entre les tensions de pôle ligne à ligne mesurées et leurs valeurs prévues. Ce système de détection des défauts fonctionne avec précision, quelles que soient les caractéristiques de la charge (qu'elle soit résistive ou inductive) [280] ou le type de système, qu'il s'agisse d'un micro-réseau autonome [278] ou d'un réseau basé sur les énergies renouvelables connecté au réseau principal [281]. Cette robustesse renforce la fiabilité de l'algorithme. En outre, la méthode proposée excelle dans l'identification rapide des défauts de circuit ouvert. Avant de présenter la méthode de détection proposée, l'onduleur NPC à cinq niveaux sera d'abord analysé en cas de défaut de circuit ouvert au niveau les interrupteurs commandés.

#### 4.3.1 Analyse des différents défauts de circuit ouvert dans l'onduleur NPC à cinq niveaux

Cette section examine le défaut de circuit ouvert dans un onduleur NPC à cinq niveaux, tel qu'illustré à la Figure 4.2 par le biais du bras de la phase A. Le bras de l'onduleur NPC à cinq niveaux comprend quatre condensateurs, chacun avec une capacité équivalente, divisant la tension d'entrée  $V_{dc}$  en quatre niveaux de tension uniformes. Il comprend également huit interrupteurs (IGBT) disposés en antiparallèle avec des diodes. En outre, six diodes de clamping sont incorporées pour

introduire cinq niveaux de tension supplémentaires. L'onduleur NPC à cinq niveaux (Figure 4.2) est commandé à travers les huit interrupteurs commandés pour obtenir les cinq niveaux de tension ( $+2V_{dc}$ ,  $+V_{dc}$ ,  $0$ ,  $-V_{dc}$  et  $-2V_{dc}$ ) comme indiqué dans le Tableau 4.1. Ces interrupteurs sont contrôlés à l'aide de la commande à MLI et sont généralement organisés de la manière suivante :

$$\begin{cases} MLI_{S_{X1}} = \overline{MLI_{S_{X5}}}, & MLI_{S_{X3}} = \overline{MLI_{S_{X7}}} \\ MLI_{S_{X2}} = \overline{MLI_{S_{X6}}}, & MLI_{S_{X4}} = \overline{MLI_{S_{X8}}} \end{cases}$$

La méthode utilisée pour la commande MLI, afin de générer les cinq tensions mentionnées dans le Tableau 4.1, repose sur la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion Sinusoïdale (SPWM). Celle-ci emploie quatre signaux porteuses triangulaires, organisés selon la disposition de phase (Phase disposition PD), en comparant le signal de commande avec les quatre porteuses, comme illustré à la Figure 4.3. L'algorithme de commande est détaillé ci-dessous :

#### Algorithme de commande sans défaut :

Si ( $V_{control} > 0.5$ ) alors  $S_{X1}$  et  $S_{X5}$  sont activés (MLI 1)

avec  $S_{X2}=S_{X3}=S_{X4}=1$  et  $S_{X6}=S_{X7}=S_{X8}=0$

Si ( $V_{control} > \text{Porteuse 1}$ ) alors  $V_{xo} = +2V_{dc}$

avec  $S_{X1} = 1$  et  $S_{X5}=0$

Sinon  $V_{xo} = +V_{dc}$

avec  $S_{X1} = 0$  et  $S_{X5}=1$

Sinon

Si ( $0 < V_{control} < 0.5$ ) alors  $S_{X2}$  et  $S_{X6}$  sont activés (MLI 2)

avec  $S_{X3}=S_{X4}=S_{X5}=1$  et  $S_{X1}=S_{X7}=S_{X8}=0$

Si ( $V_{control} > \text{Porteuse 2}$ ) alors  $V_{xo} = +V_{dc}$

avec  $S_{X2} = 1$  et  $S_{X6}=0$

Sinon  $V_{xo} = 0$

avec  $S_{X2} = 0$  et  $S_{X6}=1$

Sinon

Si ( $-0.5 < V_{control} < 0$ ) alors  $S_{X3}$  et  $S_{X7}$  sont activés (MLI 3)

avec  $S_{X4}=S_{X5}=S_{X6}=1$  et  $S_{X1}=S_{X2}=S_{X8}=0$

Si ( $V_{control} > \text{Porteuse 3}$ ) alors  $V_{xo} = 0$

avec  $S_{X3} = 1$  et  $S_{X7}=0$

Sinon  $V_{xo} = -V_{dc}$

avec  $S_{X3} = 0$  et  $S_{X7}=1$

Sinon  $S_{X4}$  et  $S_{X8}$  sont activés (MLI 4)

avec  $S_{X5}=S_{X6}=S_{X7}=1$  et  $S_{X1}=S_{X2}=S_{X3}=0$

Si ( $V_{control} > \text{Porteuse 4}$ ) alors  $V_{xo} = -V_{dc}$

avec  $S_{X4} = 1$  et  $S_{X8}=0$

Sinon  $V_{xo} = -2V_{dc}$

avec  $S_{X4} = 0$  et  $S_{X8}=1$

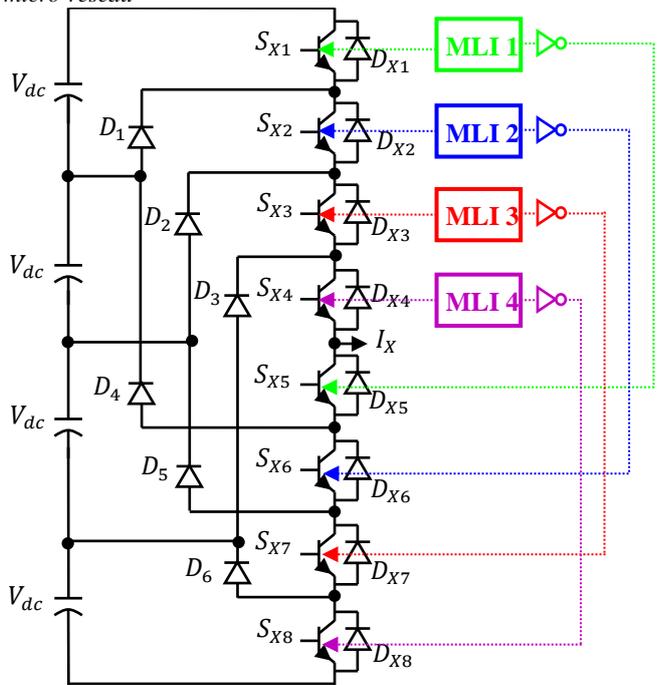


Figure 4.2 – Un bras de la phase X d'un onduleur NPC à cinq niveaux et sa commande

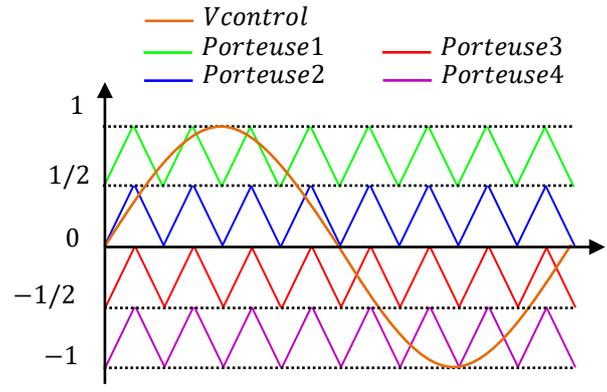


Figure 4.3 – La commande à quatre porteuses de l'onduleur NPC à cinq niveaux

**Tableau 4.1: Les états de commutation de l'onduleur NPC à cinq niveaux dans la phase X**

État de commutation du bras X	États de l'IGBT $X \in \{A, B, C\}$								La tension de pôle $V_{XO}$
	$S_{X1}$	$S_{X2}$	$S_{X3}$	$S_{X4}$	$S_{X5}$	$S_{X6}$	$S_{X7}$	$S_{X8}$	
$P_2$	1	1	1	1	0	0	0	0	$+2.V_{dc}$
$P_1$	0	1	1	1	1	0	0	0	$+V_{dc}$
O	0	0	1	1	1	1	0	0	0
$N_1$	0	0	0	1	1	1	1	0	$-V_{dc}$
$N_2$	0	0	0	0	1	1	1	1	$-2.V_{dc}$

L'analyse est détaillée ci-dessous dans tous les interrupteurs pour un système de puissance active. Concernant des applications de puissance réactive, le défaut n'a aucun effet sur le système, mais un éventuel passage du courant pour chaque défaut sera conclu. Cette analyse utilise la Figure 4.4 et Figure 4.5 qui présentent respectivement le nouveau chemin du courant et les formes d'ondes de tension et courant en cas de défaut d'ouverture d'interrupteur.

#### 4.3.1.1 Défaut de circuit ouvert au niveau du commutateur $S_{X1}$

Dans des conditions de fonctionnement normales, le chemin du courant positif est formé par  $S_{X1}$ ,  $S_{X2}$ ,  $S_{X3}$  et  $S_{X4}$  lorsque le niveau de tension est  $[+2V_{dc}]$ . En cas de défaut de circuit ouvert dans  $S_{X1}$ , le niveau de tension  $[+2V_{dc}]$  devient impossible. Dans ce scénario, le chemin du courant est redirigé à travers  $D_1$ ,  $S_{X2}$ ,  $S_{X3}$  et  $S_{X4}$ , comme indiqué en rouge dans la Figure 4.4 (a). La Figure 4.5 (a1) et (a2) présentent respectivement deux cycles de tension de pôle et de courant de la phase A, l'un en mode sain et l'autre lorsque  $S_{A1}$  est défectueux. Au-delà de  $t=0,06$  s, le courant positif ne peut plus passer par une amplitude correspondant au niveau de tension  $[+2V_{dc}]$ , et passe par la nouvelle amplitude alignée sur le niveau de tension  $[+V_{dc}]$ . Le courant positif est partiellement déformé au

moment où la diode  $D_1$  est polarisée en inverse. Lorsque le défaut survient dans  $S_{X1}$  et que le courant est négatif, les diodes  $D_{X4}$ ,  $D_{X3}$ ,  $D_{X2}$  et  $D_{X1}$  entrent en conduction pour acheminer ce courant correspondant à un niveau de  $[+2V_{dc}]$ . En conséquence, ce défaut n'a aucun impact sur le système.

#### 4.3.1.2 Défaut de circuit ouvert au niveau du commutateur $S_{X2}$

Dans des conditions de fonctionnement normales, le chemin du courant positif est formé par  $D_1$ ,  $S_{X2}$ ,  $S_{X3}$  et  $S_{X4}$  lorsque le niveau de tension est  $[+V_{dc}]$ . En cas de défaut de circuit ouvert dans  $S_{X2}$ , les niveaux de tension  $[+2V_{dc}]$  et  $[+V_{dc}]$  sont impossibles. Dans ce scénario, le chemin du courant est redirigé à travers  $D_2$ ,  $S_{X3}$  et  $S_{X4}$ , comme indiqué en rouge dans la Figure 4.4 (b). La Figure 4.5 (b1) et (b2) présentent respectivement deux cycles de tension de pôle et de courant de la phase A, l'un en mode sain et l'autre lorsque  $S_{A2}$  est défectueux. Au-delà de  $t=0,06$  s, le courant positif ne peut plus passer par les amplitudes correspondant aux niveaux de tension  $[+2V_{dc}]$  et  $[+V_{dc}]$ , et passe par la nouvelle amplitude alignée sur le niveau de tension  $[0]$ . Une partie du courant positif a disparu au moment où la diode  $D_1$  est polarisée en inverse. Lorsque le défaut survient dans  $S_{X2}$  et que le courant est négatif,  $S_{X5}$  et  $D_4$  entrent en conduction pour acheminer ce courant correspondant à un niveau de  $[+V_{dc}]$ . En conséquence, ce défaut n'a aucun impact sur le système.

#### 4.3.1.3 Défaut de circuit ouvert au niveau du commutateur $S_{X3}$

Dans des conditions de fonctionnement normales, le chemin du courant positif est formé par  $D_2$ ,  $S_{X3}$  et  $S_{X4}$  lorsque le niveau de tension est  $[0]$ . En cas de défaut de circuit ouvert dans  $S_{X3}$ , les niveaux de tension  $[+2V_{dc}]$ ,  $[+V_{dc}]$  et  $[0]$  sont impossibles. Dans ce scénario, le chemin du courant est redirigé à travers  $D_3$  et  $S_{X4}$ , comme indiqué en rouge dans la Figure 4.4 (c). La Figure 4.5 (c1) et (c2) présentent respectivement deux cycles de tension de pôle et de courant de la phase A, l'un en mode sain et l'autre lorsque  $S_{A3}$  est défectueux. Au-delà de  $t=0,06$  s, le courant positif ne peut plus passer par les amplitudes correspondant aux niveaux de tension  $[+2V_{dc}]$ ,  $[+V_{dc}]$  et  $[0]$ , et passe par la nouvelle amplitude alignée sur le niveau de tension  $[-V_{dc}]$ . Le courant positif ne peut presque plus circuler en raison de la diode  $D_2$ , qui est polarisée en inverse. Lorsque le défaut survient dans  $S_{X3}$  et que le courant est négatif,  $S_{X5}$ ,  $S_{X6}$  et  $D_5$  entrent en conduction pour acheminer ce courant correspondant à un niveau de  $[0]$ . En conséquence, ce défaut n'a aucun impact sur le système.

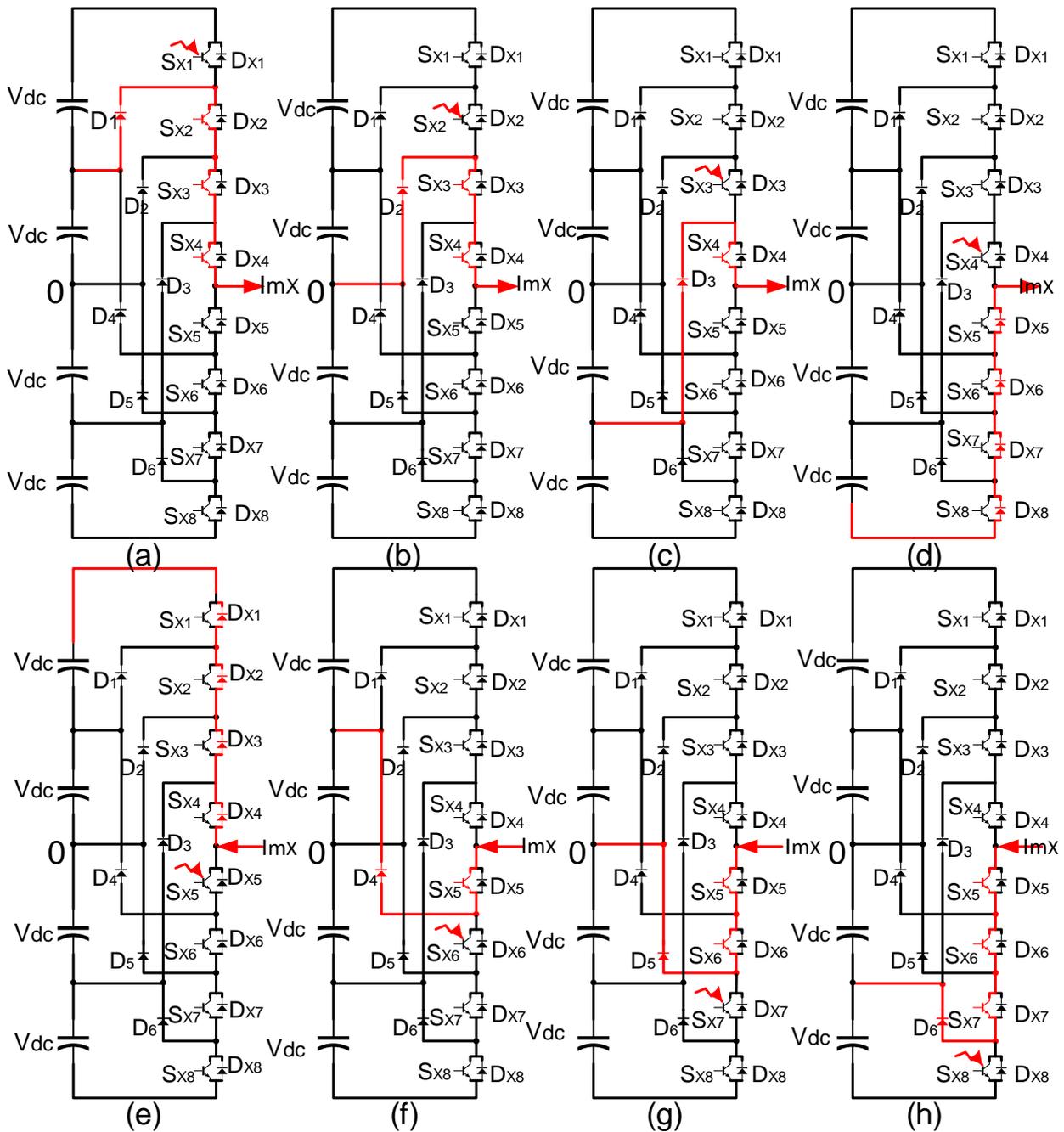


Figure 4.4 – Chemins de courant en cas de défaut de CO dans l'onduleur NPC à cinq niveaux

#### 4.3.1.4 Défaut de circuit ouvert au niveau du commutateur $S_{X4}$

Dans les situations où  $S_{A4}$  rencontre un défaut de circuit ouvert avec un courant positif, un grand nombre d'états de commutation, à savoir  $[+2V_{dc}]$ ,  $[+V_{dc}]$ ,  $[0]$  et  $[-V_{dc}]$ , deviennent impossibles à atteindre. Dans ce scénario, le chemin du courant est redirigé à travers  $D_{X8}$ ,  $D_{X7}$ ,  $D_{X6}$  et  $D_{X5}$ , comme indiqué en rouge dans la Figure 4.4 (d). La Figure 4.5 (d1) et (d2) présentent respectivement deux cycles de tension de pôle et de courant de la phase A, l'un en mode sain et l'autre lorsque  $S_{X4}$  est défectueux. Au-delà de  $t=0,06$  s, le courant positif ne peut plus passer par les amplitudes correspondant aux niveaux de tension  $[+2V_{dc}]$ ,  $[+V_{dc}]$ ,  $[0]$  et  $[-V_{dc}]$ , et ne peut pas non plus circuler au niveau de tension  $[-2V_{dc}]$  en raison des diodes  $D_{X8}$ ,  $D_{X7}$ ,  $D_{X6}$  et  $D_{X5}$  qui sont polarisées en inverse.

Lorsque le défaut survient dans  $S_{X4}$  et que le courant est négatif,  $S_{X5}$ ,  $S_{X6}$ ,  $S_{X7}$  et  $D_6$  entrent en conduction pour acheminer ce courant correspondant à un niveau de  $[-V_{dc}]$ . En conséquence, ce défaut n'a aucun impact sur le système.

#### 4.3.1.5 Défaut de circuit ouvert au niveau du commutateur $S_{X5}$

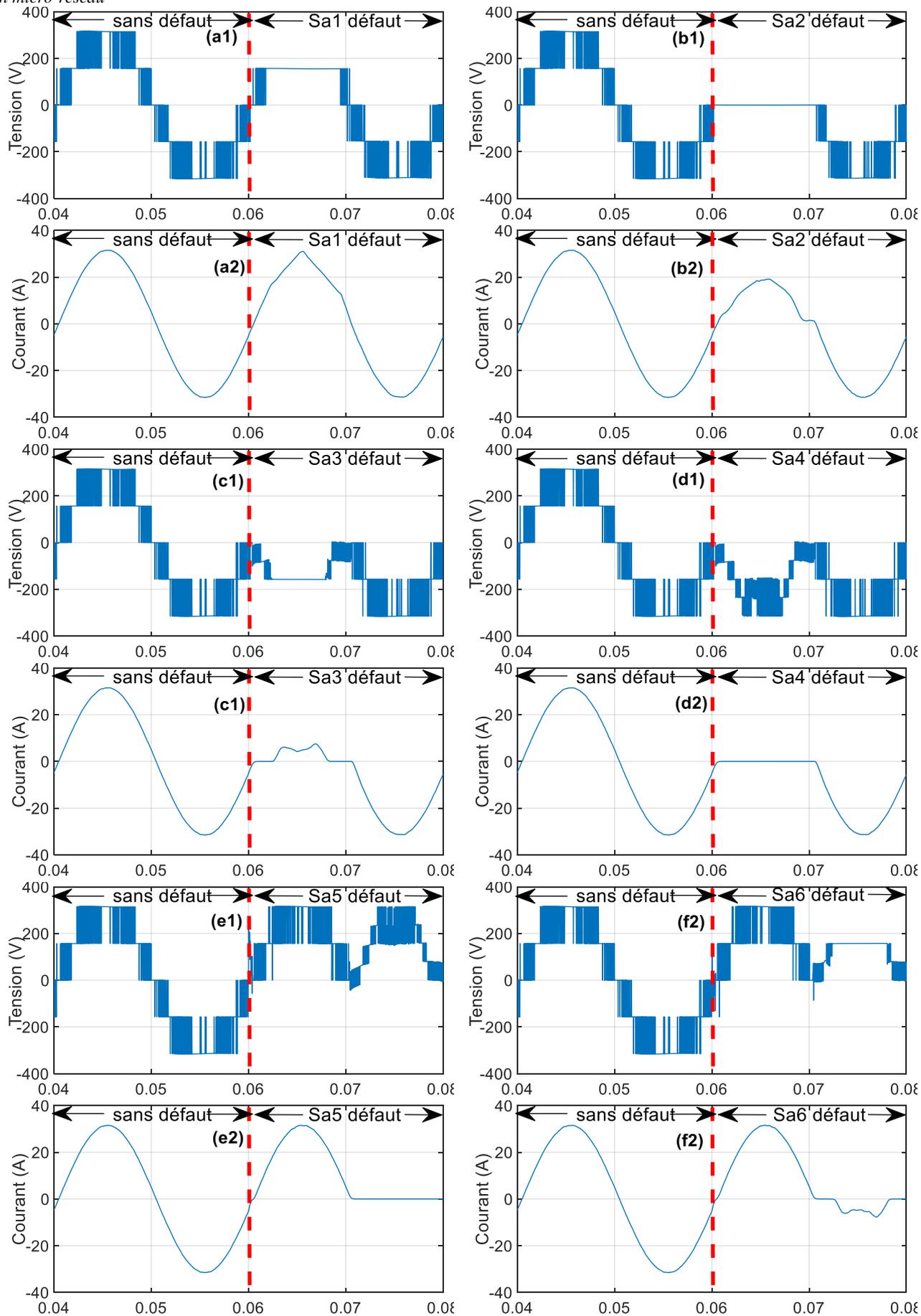
Dans les situations où  $S_{X5}$  rencontre un défaut de circuit ouvert avec un courant négatif, un grand nombre d'états de commutation, à savoir  $[-2V_{dc}]$ ,  $[-V_{dc}]$ ,  $[0]$  et  $[+V_{dc}]$ , deviennent impossibles à atteindre. Dans ce scénario, le chemin du courant est redirigé à travers  $D_{X4}$ ,  $D_{X3}$ ,  $D_{X2}$  et  $D_{X1}$ , comme indiqué en rouge dans la Figure 4.4 (e). La Figure 4.5 (e1) et (e2) présentent respectivement deux cycles de tension de pôle et de courant de la phase A, l'un en mode sain et l'autre lorsque  $S_{X5}$  est défectueux. Au-delà de  $t=0,06$  s, le courant négatif ne peut plus passer par les amplitudes correspondant aux niveaux de tension  $[-2V_{dc}]$ ,  $[-V_{dc}]$ ,  $[0]$  et  $[+V_{dc}]$ , et ne peut pas non plus circuler au niveau de tension  $[+2V_{dc}]$  en raison des diodes  $D_{X4}$ ,  $D_{X3}$ ,  $D_{X2}$  et  $D_{X1}$  qui sont polarisées en inverse. Lorsque le défaut survient dans  $S_{X5}$  et que le courant est positif,  $D_1$ ,  $S_{X2}$ ,  $S_{X3}$  et  $S_{X4}$  entrent en conduction pour acheminer ce courant correspondant à un niveau de  $[+V_{dc}]$ . En conséquence, ce défaut n'a aucun impact sur le système.

#### 4.3.1.6 Défaut de circuit ouvert au niveau du commutateur $S_{X6}$

Dans des conditions de fonctionnement normales, le chemin du courant négatif est formé par  $S_{X5}$ ,  $S_{X6}$  et  $D_5$  lorsque le niveau de tension est  $[0]$ . En cas de défaut de circuit ouvert dans  $S_{X3}$ , les niveaux de tension  $[-2V_{dc}]$ ,  $[-V_{dc}]$  et  $[0]$  sont impossibles. Dans ce scénario, le chemin du courant est redirigé à travers  $S_{X5}$  et  $D_4$ , comme indiqué en rouge dans la Figure 4.4 (f). La Figure 4.5 (f1) et (f2) présentent respectivement deux cycles de tension de pôle et de courant de la phase A, l'un en mode sain et l'autre lorsque  $S_{X6}$  est défectueux. Au-delà de  $t=0,06$  s, le courant négatif ne peut plus passer par les amplitudes correspondant aux niveaux de tension  $[-2V_{dc}]$ ,  $[-V_{dc}]$  et  $[0]$ , et passe par la nouvelle amplitude alignée sur le niveau de tension  $[+V_{dc}]$ . Le courant négatif ne peut presque plus circuler en raison de la diode  $D_4$ , qui est polarisée en inverse. Lorsque le défaut survient dans  $S_{X6}$  et que le courant est positif,  $D_2$ ,  $S_{X3}$  et  $S_{X4}$  entrent en conduction pour acheminer ce courant correspondant à un niveau de  $[0]$ . En conséquence, ce défaut n'a aucun impact sur le système.

#### 4.3.1.7 Défaut de circuit ouvert au niveau du commutateur $S_{X7}$

Dans des conditions de fonctionnement normales, le chemin du courant négatif est formé par  $S_{X5}$ ,  $S_{X6}$ ,  $S_{X7}$  et  $D_6$  lorsque le niveau de tension est  $[-V_{dc}]$ . En cas de défaut de circuit ouvert dans  $S_{X7}$ , les niveaux de tension  $[-2V_{dc}]$  et  $[-V_{dc}]$  sont impossibles. Dans ce scénario, le chemin du courant est



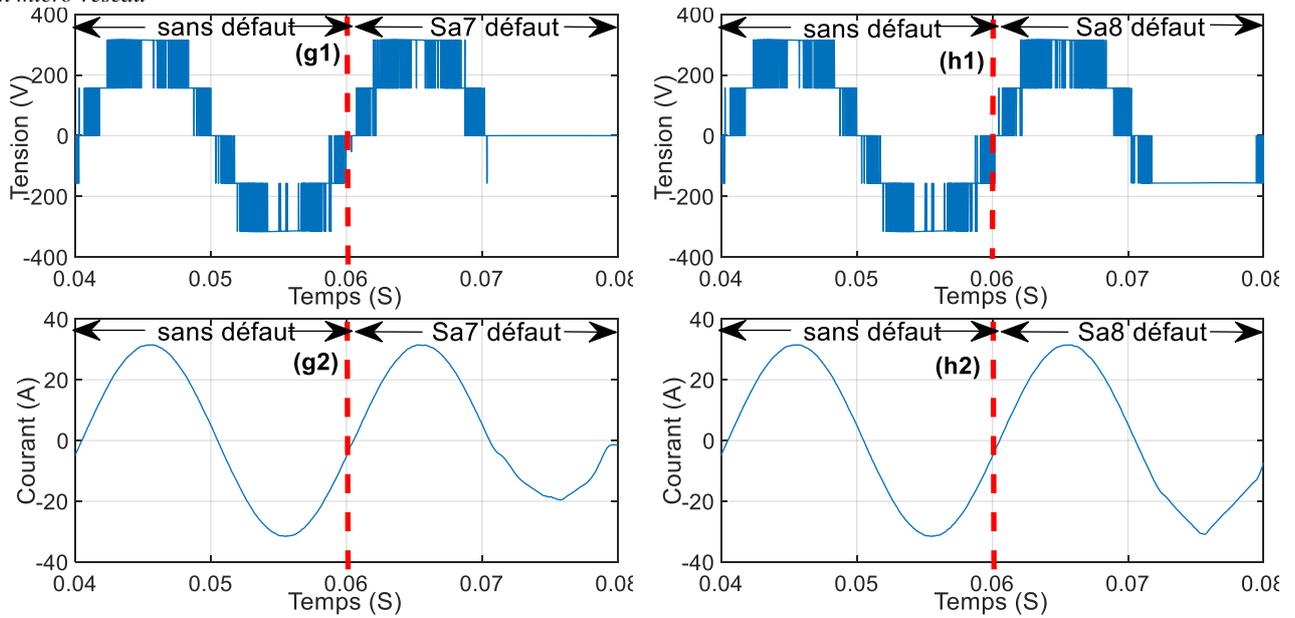


Figure 4.5 – Formes d'ondes de courant et de tension en cas de défaut circuit ouvert

redirigé à travers  $S_{X5}$  et  $S_{X6}$  et  $D_5$ , comme indiqué en rouge dans la Figure 4.4 (g). La Figure 4.5 (g1) et (g2) présentent respectivement deux cycles de tension de pôle et de courant de la phase A, l'un en mode sain et l'autre lorsque  $S_{X7}$  est défectueux. Au-delà de  $t=0,06$  s, le courant négatif ne peut plus passer par les amplitudes correspondant aux niveaux de tension  $[-2V_{dc}]$  et  $[-V_{dc}]$ , et passe par la nouvelle amplitude alignée sur le niveau de tension  $[0]$ . Une partie du courant négatif a disparu au moment où la diode  $D_5$  est polarisée en inverse. Lorsque le défaut survient dans  $S_{X7}$  et que le courant est positif,  $D_3$  et  $S_{X4}$  entrent en conduction pour acheminer ce courant correspondant à un niveau de  $[-V_{dc}]$ . En conséquence, ce défaut n'a aucun impact sur le système.

#### 4.3.1.8 Défaut de circuit ouvert au niveau du commutateur $S_{X8}$

Dans des conditions de fonctionnement normales, le chemin du courant négatif est formé par  $S_{X5}$ ,  $S_{X6}$ ,  $S_{X7}$  et  $S_{X8}$  lorsque le niveau de tension est  $[-2V_{dc}]$ . En cas de défaut de circuit ouvert dans  $S_{X8}$ , le niveau de tension  $[-2V_{dc}]$  devient impossible. Dans ce scénario, le chemin du courant est redirigé à travers  $S_{X5}$ ,  $S_{X6}$ ,  $S_{X7}$  et  $D_6$ , comme indiqué en rouge dans la Figure 4.4 (h). La Figure 4.5 (h1) et (h2) présentent respectivement deux cycles de tension de pôle et de courant de la phase A, l'un en mode sain et l'autre lorsque  $S_{X8}$  est défectueux. Au-delà de  $t=0,06$  S, le courant négatif ne peut plus passer par une amplitude correspondant au niveau de tension  $[-2V_{dc}]$ , et passe par la nouvelle amplitude alignée sur le niveau de tension  $[-V_{dc}]$ . Le courant négatif est partiellement déformé au moment où la diode  $D_6$  est polarisée en inverse. Lorsque le défaut survient dans  $S_{X8}$  et que le courant est négatif, les diodes  $D_{X8}$ ,  $D_{X7}$ ,  $D_{X6}$  et  $D_{X5}$  entrent en conduction pour acheminer ce courant correspondant à un niveau de  $[-2V_{dc}]$ . En conséquence, ce défaut n'a aucun impact sur le système.

### 4.3.2 Méthode de détection proposée

Une approche est présentée pour la détection des défauts de circuit ouvert dans les commutateurs d'un onduleur NPC à cinq niveaux. Cette méthode repose sur la comparaison entre deux paramètres clés : les tensions de pôles ligne à ligne mesurées, désignées par  $V_{XY}$  (où  $XY$  peut représenter  $AB$ ,  $BC$  ou  $CA$ ), et les valeurs attendues appelées  $V_{XY}^*$ . Comme la méthode de détection n'est basée que sur les signaux des tensions, elle est donc valable qu'elle que soit les échanges de puissances active et réactive entre l'onduleur et le réseau. L'onduleur NPC à cinq niveaux fonctionne sous le contrôle de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) sinusoïdale-triangle, qui génère des commandes de contrôle précises pour gérer le contrôle de statisme de la fréquence et de la tension. En tirant parti de ces commandes de contrôle relatives au demi-bras haut de chaque phase, il devient possible de prévoir les tensions de pôles pour chaque phase  $V_{XO}^*$  (où  $X$  peut représenter  $A$ ,  $B$  ou  $C$ ), comme décrit par la relation suivante :

$$V_{XO}^* = (\delta_{X1} + \delta_{X2} + \delta_{X3} + \delta_{X4} - 2)V_{dc} \quad (4.1)$$

Les tensions de pôles ligne à ligne prévues peuvent être calculées à l'aide de l'expression suivante :

$$V_{XY}^* = V_{XO}^* - V_{YO}^* \quad (4.2)$$

Afin de localiser avec précision un défaut de circuit ouvert dans chaque phase et chaque interrupteur, une analyse complète des défauts a été effectuée. Cette analyse était basée sur la différence entre les tensions de pôle ligne à ligne prévues et mesurées, représentées par  $\Delta V_{XY}$ . Les erreurs de diagnostic, essentielles pour cette localisation, sont calculées à l'aide de la formule suivante.

$$\Delta V_{XY} = V_{XY}^* - V_{XY} \quad (4.3)$$

Pour garantir l'indépendance de l'algorithme de diagnostic par rapport à la tension du bus continu, il est impératif de normaliser les erreurs de diagnostic. Ce processus de normalisation est réalisé par l'utilisation de la formule suivante :

$$\varepsilon_{XY} = \frac{\Delta V_{XY}}{4V_{dc}} \quad (4.4)$$

Dans des conditions de fonctionnement normales, les erreurs de diagnostic sont nulles, ce qui signifie que les tensions de pôle composées mesurées et prévues sont parfaitement alignées. En revanche, en cas de défaut de circuit ouvert dans un interrupteur, il y a deux erreurs de tension normalisée qui sont influencées par ce défaut, étant donné que chaque phase est liée à deux tensions de pôle composées. La troisième erreur, qui n'est pas liée à la phase défectueuse, reste nulle.

Il devient donc possible d'identifier précisément le demi-bras défaillant. Pour illustrer, dans le cas d'un défaut survenant dans le demi-bras haut de la phase X, les erreurs résultantes se manifestent comme suit :

$$\begin{cases} \varepsilon_{XY} = \text{threshold}; \\ \varepsilon_{YZ} \approx 0; \\ \varepsilon_{ZX} = -\text{threshold}. \end{cases} \quad (4.5)$$

Les erreurs de diagnostic liées à la phase X défectueuse prennent des valeurs symétriques. Si le défaut est apparu dans le demi-bras bas de la phase X, les erreurs sont les mêmes, mais les valeurs de celles liées à la phase défectueuse sont inversées.

Après la détection du défaut et la détermination de la phase et du demi-bras défectueux, il devient nécessaire de localiser précisément l'interrupteur défectueux en évaluant les valeurs d'erreur associées à chaque interrupteur. Pour calculer la valeur d'erreur maximale dans la condition où  $S_{X1}$  est en circuit ouvert, le courant circule à travers  $D_1$ ,  $S_{X2}$ ,  $S_{X3}$  et  $S_{X4}$ , comme indiqué précédemment. Cette configuration connecte le point milieu du bus continu (noté O) à la borne alternative, ce qui génère une tension de pôle d'une valeur de  $[P_1]$ . Par conséquent, cette disposition conduit à une erreur de tension de pôle  $\Delta V_{XY}$  équivalente à  $V_{dc}$ . Comme indiqué dans l'équation (4.4), l'erreur de diagnostic normalisée au processus d'identification ( $\varepsilon_{XY}$ ) atteint une magnitude de 0,25 lorsque l'état de commutation est  $[P_2]$ . En outre, la deuxième erreur de diagnostic normalisée ( $\varepsilon_{ZX}$ ), influencée par le défaut, prend une valeur symétrique de -0,25 lorsque l'état de commutation est  $[N_2]$ . La troisième erreur ( $\varepsilon_{YZ}$ ), qui n'est pas liée à la phase défectueuse, reste à une valeur constante de 0. En s'appuyant sur l'analyse effectuée précédemment, une procédure similaire est employée pour calculer les valeurs de l'erreur de diagnostic normalisée pour tous les interrupteurs et les résultats sont documentés dans le Tableau 4.2.

**Tableau 4.2: Erreurs de diagnostic normalisées en cas de défaut de circuit ouvert**

IGBT défectueux	$\varepsilon_{XY}$					$\varepsilon_{YZ}$					$\varepsilon_{ZX}$				
	$P_2$	$P_1$	0	$N_1$	$N_2$	$P_2$	$P_1$	0	$N_1$	$N_2$	$P_2$	$P_1$	0	$N_1$	$N_2$
$S_{X1}$	0.25	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-0.25
$S_{X2}$	0.5	0.25	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-0.25	-0.5
$S_{X3}$	0.75	0.5	0.25	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-0.25	-0.5	-0.75
$S_{X4}$	1	0.75	0.5	0.25	0	0	0	0	0	0	0	-0.25	-0.5	-0.75	-1
$S_{X5}$	-1	-0.75	-0.5	-0.25	0	0	0	0	0	0	0	0.25	0.5	0.75	1
$S_{X6}$	-0.75	-0.5	-0.25	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.25	0.5	0.75
$S_{X7}$	-0.5	-0.25	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.25	0.5	
$S_{X8}$	-0.25	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.25

Cependant, ces erreurs ne sont pas fixées à ces valeurs qui varient à chaque cycle entre zéro et la valeur maximale pour l'erreur positive et entre zéro et la valeur minimale pour l'erreur symétrique négative. Par conséquent, il suffit de capturer les valeurs maximales et minimales de l'erreur à l'aide

d'un algorithme qui calcule à chaque instant les valeurs maximales et minimales de l'erreur, ce qui donne six erreurs  $\{max(\epsilon_{XY}), min(\epsilon_{XY}), max(\epsilon_{YZ}), min(\epsilon_{YZ}), max(\epsilon_{ZX}), min(\epsilon_{ZX})\}$ . La détection des défauts de chaque commutateur dépend donc du comportement de ces six erreurs et des plages de seuil dans lesquelles ces erreurs peuvent exister. Le Tableau 4.3 résume la méthode de détection des défauts de circuit ouvert proposée.

Le schéma fonctionnel de la Figure 4.6 fournit une représentation concise de l'algorithme de diagnostic. En résumé, l'algorithme commence par le calcul des tensions de pôle prévues, suivi d'une mesure des tensions de pôle complexe, à partir desquelles les erreurs de diagnostic requises sont dérivées. Ensuite, comme indiqué dans le Tableau 4.2, l'algorithme identifie les valeurs maximales et minimales pour chaque erreur de diagnostic normalisée, étant donné que ces erreurs sont variables. L'apparition d'un défaut de circuit ouvert est déterminée par une vérification de l'équation (4.5) qui identifie la phase défectueuse. En cas de défaut, les critères décrits dans le Tableau 4.3 permettent d'identifier rapidement l'IGBT défectueux.

**Tableau 4.3: Tableau de consultation pour la détection de l'IGBT défectueux de la phase X**

IGBT défectueux	$max(\epsilon_{XY})$	$min(\epsilon_{XY})$	$max(\epsilon_{YZ})$	$min(\epsilon_{YZ})$	$max(\epsilon_{ZX})$	$min(\epsilon_{ZX})$
$S_{X1}$	[0.05 0.25]	$\approx 0$	$\approx 0$	$\approx 0$	$\approx 0$	[-0.25 -0.05]
$S_{X2}$	[0.25 0.5]	$\approx 0$	$\approx 0$	$\approx 0$	$\approx 0$	[-0.5 -0.25]
$S_{X3}$	[0.5 0.75]	$\approx 0$	$\approx 0$	$\approx 0$	$\approx 0$	[-0.75 -0.5]
$S_{X4}$	[0.75 1]	$\approx 0$	$\approx 0$	$\approx 0$	$\approx 0$	[-1 -0.75]
$S_{X5}$	$\approx 0$	[-1 -0.75]	$\approx 0$	$\approx 0$	[0.75 1]	$\approx 0$
$S_{X6}$	$\approx 0$	[-0.75 -0.5]	$\approx 0$	$\approx 0$	[0.5 0.75]	$\approx 0$
$S_{X7}$	$\approx 0$	[-0.5 -0.25]	$\approx 0$	$\approx 0$	[0.25 0.5]	$\approx 0$
$S_{X8}$	$\approx 0$	[-0.25 -0.05]	$\approx 0$	$\approx 0$	[0.05 0.25]	$\approx 0$

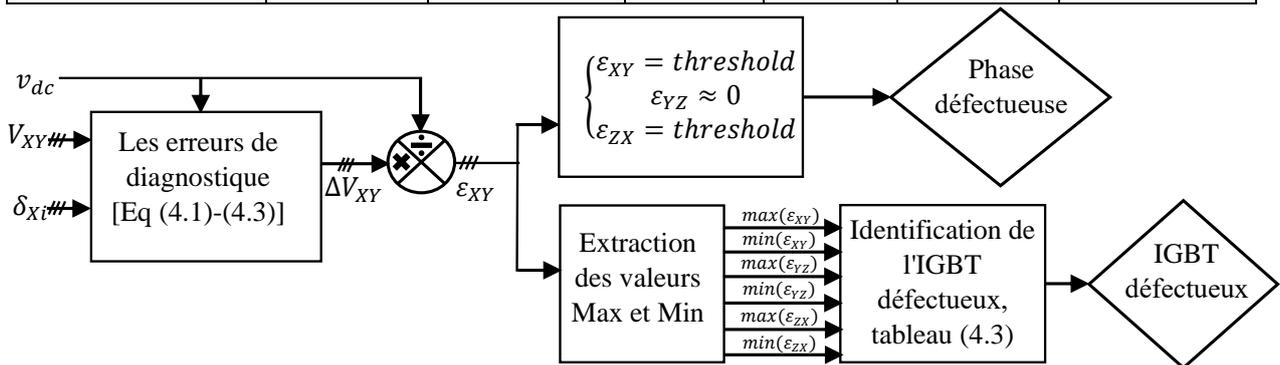


Figure 4.6 – Schéma fonctionnel de l'algorithme de diagnostic proposé pour l'onduleur NPC à cinq niveaux

### 4.3.3 Résultats de simulation

Les résultats de simulation de la méthode proposée de diagnostic des défauts de circuit ouvert impliquant un onduleur NPC à cinq niveaux déployé au sein d'un micro-réseau autonome (STS ouvert), comprenant une seule génération distribuée (DG), sont exécutés à l'aide de la plateforme Matlab/Simulink.

Avant de mettre en œuvre l'approche proposée pour identifier et diagnostiquer un défaut de circuit ouvert, une évaluation approfondie du système est effectuée pour évaluer l'influence du défaut sur les variables physiques associées au côté alternatif. Pour simuler le défaut de circuit ouvert, les interrupteurs sont volontairement manipulés pour mettre leurs états de commutation à 0. En conservant le même ensemble de paramètres utilisés dans l'analyse précédente, le défaut de circuit ouvert est intentionnellement induit à un point équivalent à 0,08 s dans les interrupteurs  $S_{A1}$ ,  $S_{A2}$ ,  $S_{A3}$  et  $S_{A4}$ , comme l'illustre visuellement les Figures 4.6-4.9.

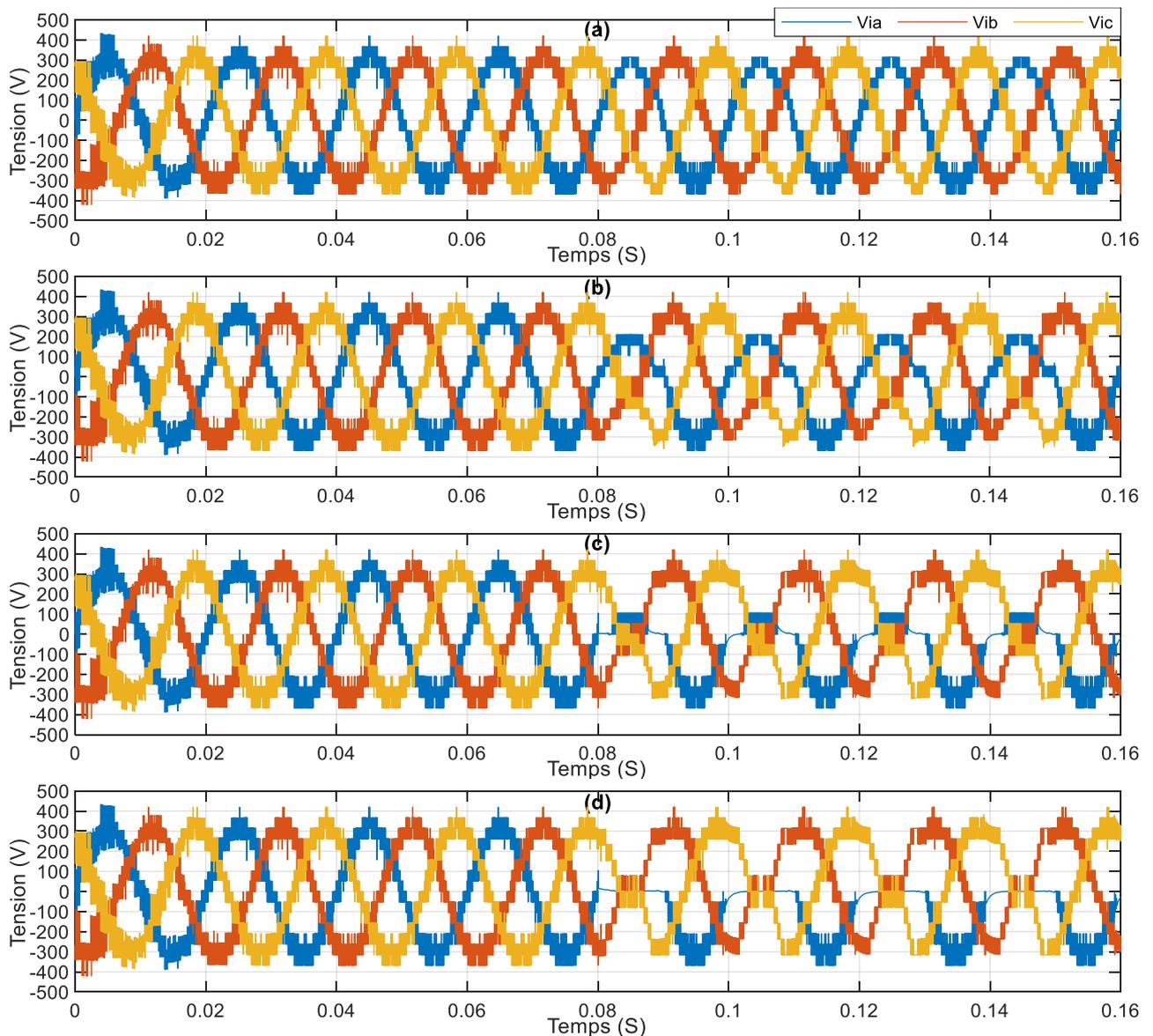


Figure 4.7 – Formes d'onde des tensions simples de l'onduleur triphasé en cas de défaut CO à  $t = 0.08s$  dans les interrupteurs : a)  $S_{A1}$ , b)  $S_{A2}$ , c)  $S_{A3}$ , d)  $S_{A4}$

La Figure 4.7 (a, b, c et d) illustre les tensions triphasées issues de l'onduleur NPC à cinq niveaux distincts, chacun correspondant à une condition de défaut en circuit ouvert différente (respectivement,  $S_{A1}$ ,  $S_{A2}$ ,  $S_{A3}$  et  $S_{A4}$ ). Ces tensions présentent une forme d'onde presque sinusoïdale dans des conditions de fonctionnement normales, reflétant le fonctionnement attendu du système. Cependant, une transformation notable se produit lors de l'apparition d'un défaut en circuit ouvert à

0,08 s. Dans ce scénario, les caractéristiques de tension de la phase en défaut subissent des altérations significatives. En fonction de l'interrupteur concerné,  $S_{A1}$ ,  $S_{A2}$ ,  $S_{A3}$  ou  $S_{A4}$ , la tension de la phase en défaut subit une baisse de 2, 4, 6 ou 8 niveaux de tension, respectivement. Ce changement dans les niveaux de tension représente un changement crucial dans le comportement du système, avec des implications importantes pour ses performances et sa fiabilité.

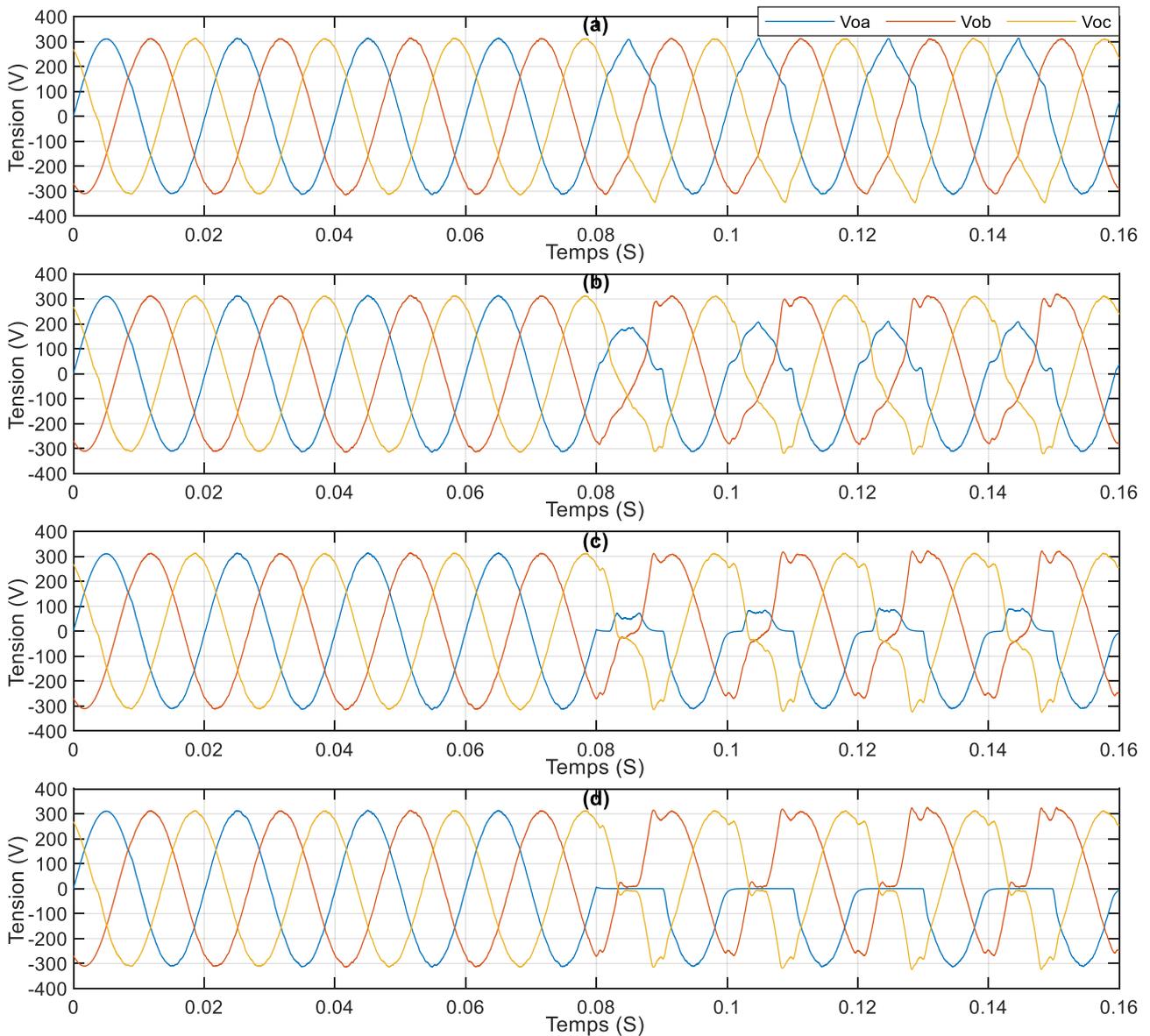


Figure 4.8 – Formes d'onde des tensions simples de charge en cas de défaut CO à  $t = 0.08s$  dans les interrupteurs : a)  $S_{A1}$ , b)  $S_{A2}$ , c)  $S_{A3}$ , d)  $S_{A4}$

La Figure 4.8 et Figure 4.9 fournissent une visualisation complète de la tension mesurée au niveau du PCC et du courant de la charge résistive avant et après un défaut de circuit ouvert survenant dans les IGBTs situés dans le demi-bras haut de la phase A. Les formes d'onde représentant la tension et le courant avant le défaut révèlent une qualité exceptionnelle grâce à la structure sophistiquée de l'onduleur NPC à cinq niveaux. Il convient de noter que les formes d'onde du courant reflètent distinctement les tensions de charge, ce qui montre une relation directe entre les deux. À l'instant  $t=0,08$  s, un défaut volontaire de circuit ouvert sur un IGBT est initié en forçant son état de

commutation à revenir à zéro. Cette manipulation démontre un impact significatif sur la disparition du demi-cycle positif dans la phase défectueuse, ce qui accentue la corrélation directe entre le positionnement de l'interrupteur défectueux et les effets observés sur le comportement électrique de la phase. En conséquence, la puissance active fournie à la charge de 5 kW devient instable et commence à osciller, comme le montre la Figure 4.10.

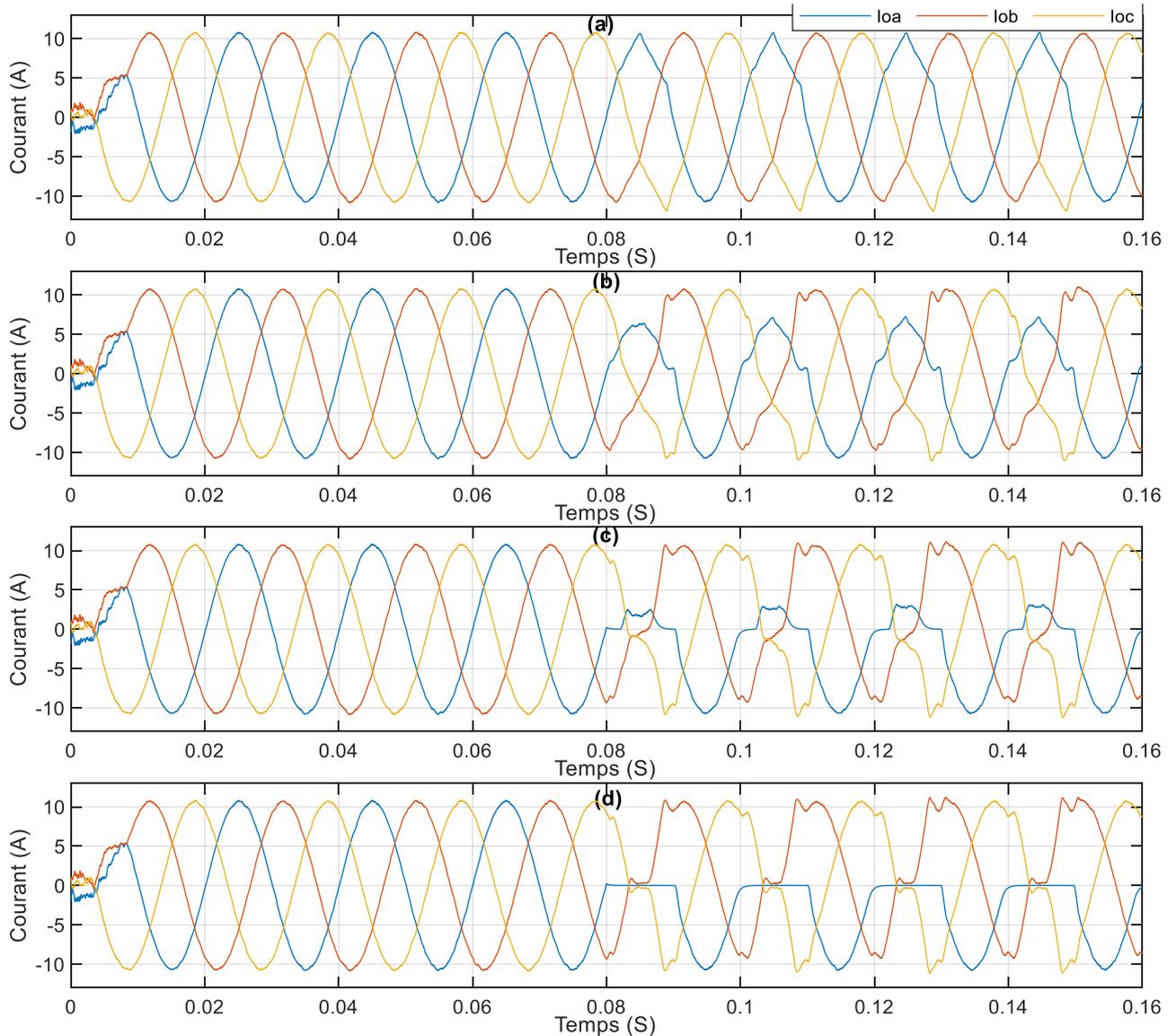
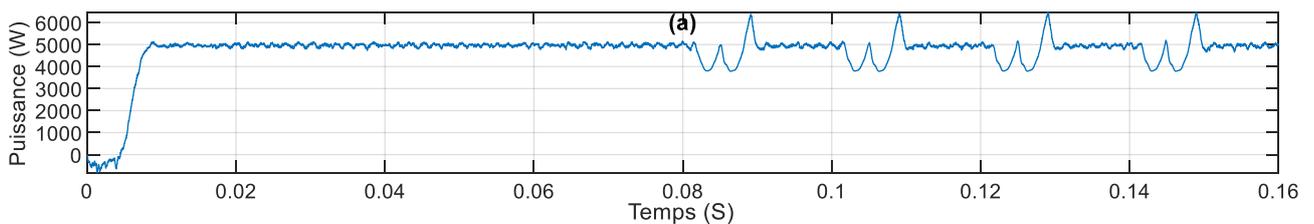


Figure 4.9 – Formes d'onde des courants de charge en cas de défaut CO à  $t = 0.08$  s dans les interrupteurs : a)  $S_{A1}$ , b)  $S_{A2}$ , c)  $S_{A3}$ , d)  $S_{A4}$



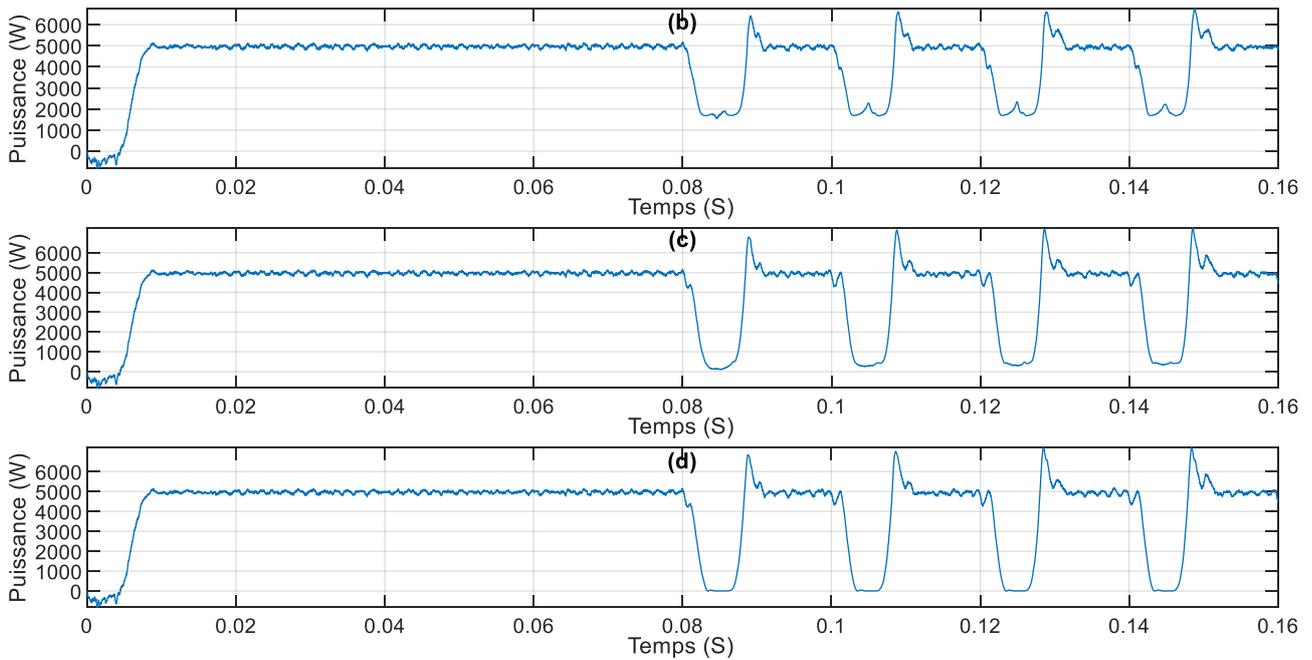


Figure 4.10 – La puissance active absorbée par la charge en cas de défaut CO à  $t = 0.08s$  dans les interrupteurs : a)  $S_{A1}$ , b)  $S_{A2}$ , c)  $S_{A3}$ , d)  $S_{A4}$

Afin d'évaluer l'efficacité de la méthode de détection proposée, un défaut de circuit ouvert est volontairement induit à  $0,08 s$  dans les interrupteurs  $S_{A3}$ ,  $S_{B4}$  et  $S_{C7}$ . Cet événement est représenté visuellement à la Figure 4.11, qui illustre les courants de charge avec un onduleur NPC à cinq niveaux dans ces conditions de défaut.

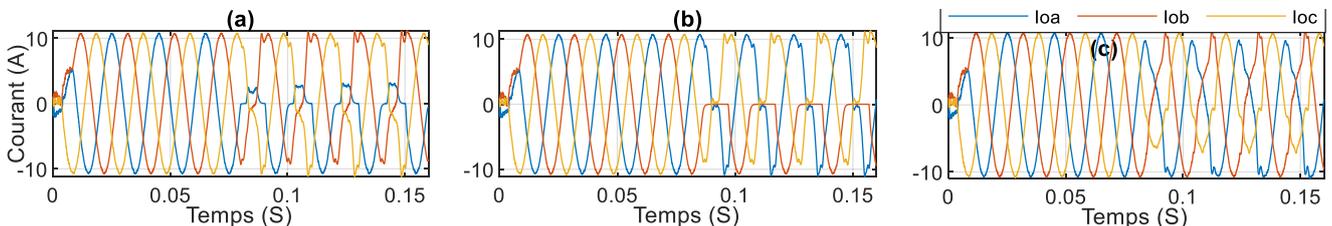


Figure 4.11 – Formes d'onde des courants de charge en cas de défaut CO à  $t = 0.08s$  dans les interrupteurs : a)  $S_{A3}$ , b)  $S_{B4}$  et c)  $S_{C7}$

La représentation graphique de la Figure 4.12 illustre les erreurs de diagnostic normalisées indiquant la détection d'un défaut. Notamment, un changement dans le comportement de ces erreurs se produit après  $t = 0,08 s$ , signalant la présence d'un défaut. En examinant la Figure 4.12 (a), on observe que les erreurs  $\varepsilon_{AB}$  et  $\varepsilon_{CA}$  fluctuent à  $0,75$  et  $-0,75$ , respectivement, tandis que  $\varepsilon_{BC}$  est presque nulle. Le recoupement de ces informations avec le Tableau 4.2 révèle que le défaut se situe au niveau du commutateur  $S_{A3}$ . Une approche analytique similaire peut être appliquée aux Figure 4.12 (b) et (c) pour une détection transparente des défauts.

Néanmoins, ces erreurs présentent un schéma d'oscillation entre 0 et leurs valeurs maximales et minimales. Pour y remédier, la Figure 4.13 affiche les résultats de l'application d'un algorithme pour déterminer les points maximum et minimum de chaque erreur. Cela facilite l'identification

précise des défauts en se référant au Tableau 4.3. Les signaux de détection des défauts sont représentés visuellement dans la Figure 4.14.

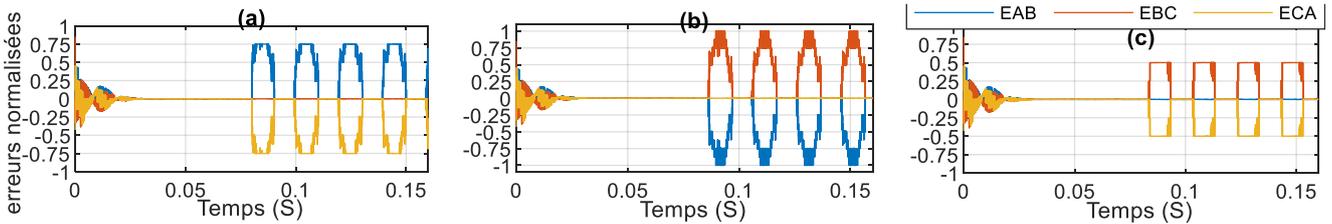


Figure 4.12 – Erreurs de diagnostic normalisées : a)  $S_{A3}$ , b)  $S_{B4}$ , c)  $S_{C7}$

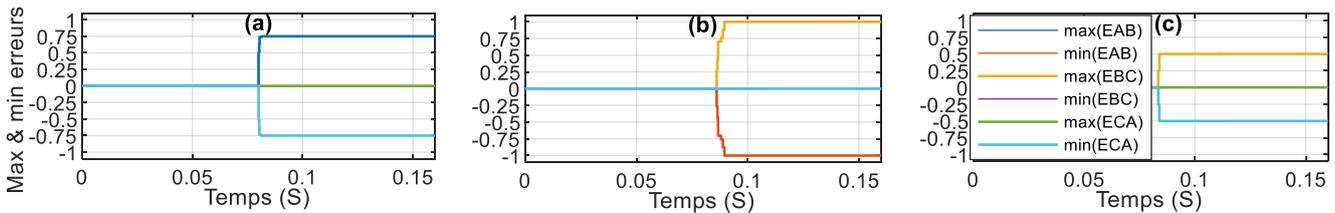


Figure 4.13 – Valeurs max et min des erreurs de diagnostic normalisées : a)  $S_{A3}$ , b)  $S_{B4}$ , c)  $S_{C7}$

### Détection de phase en défaut

A partir de l'équation (4.5) et du schéma fonctionnel de la Figure 4.6 appliqués au 3 défauts de la Figure 4.12, le haut de la Figure 4.14 montre que l'amplitude du signal de détection de phase défectueuse correspond à "1", pour le défaut situé dans la phase A ; l'amplitude "2", pour le défaut dans la phase B et l'amplitude "3", pour le défaut dans la phase C.

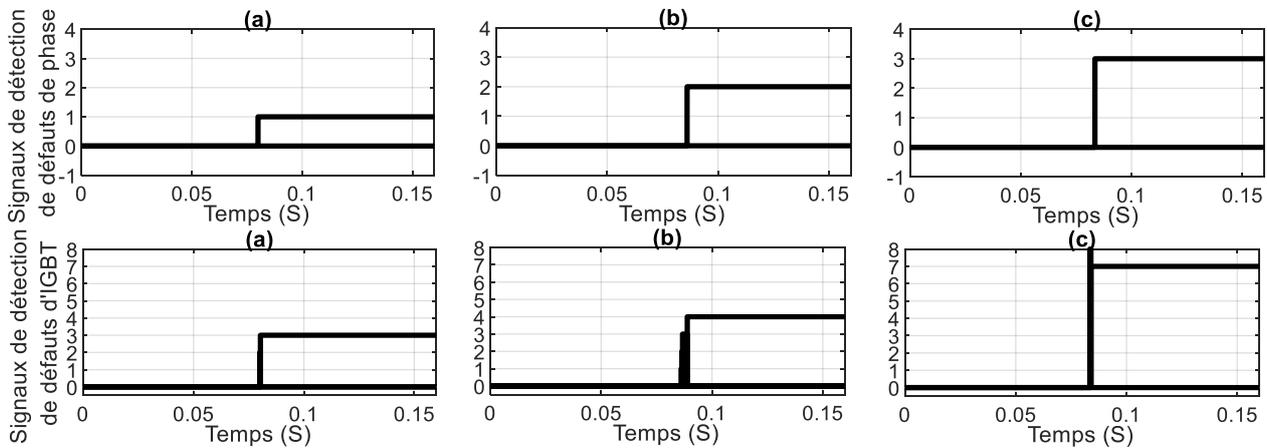


Figure 4.14 – Signaux de détection de défaut pour la phase et l'interrupteur : a)  $S_{A3}$ , b)  $S_{B4}$ , c)  $S_{C7}$

### Détection du numéro de l'IGBT en défaut

A partir du Tableau 4.3 et du schéma fonctionnel de la Figure 4.6 appliqués au 3 défauts de la Figure 4.13, le bas de la Figure 4.14 montre pour (a) l'amplitude du signal de détection d'interrupteur défectueux s'aligne sur l'interrupteur défectueux spécifique : "3" pour l'interrupteur  $S_{X3}$ , (b) l'amplitude "4" pour l'interrupteur  $S_{X4}$ , et (c) l'amplitude "7" pour l'interrupteur  $S_{X7}$ . Après l'apparition d'un défaut de surintensité à 0,08 s dans un onduleur NPC à cinq niveaux, la méthode proposée a démontré une détection précise à l'aide de six erreurs de diagnostic normalisées. En outre, l'identification de chaque interrupteur défectueux est rapide.

## 4.4 RECONFIGURATION DE L'ONDULEUR NPC A CINQ NIVEAUX

Après avoir localisé le défaut de circuit ouvert dans l'onduleur, il ne reste qu'à le reconfigurer pour assurer la continuité du service. L'idée principale est de recalculer les rapports cycliques pour les interrupteurs actifs qui peuvent former une tension de sortie proportionnelle à la grandeur de contrôle, de négliger les interrupteurs qui sont incapables de former un niveau de tension, et de recalculer la tension du bus continu de référence. Comme la tension du bus continu est dimensionnée pour que le courant puisse passer pour une tension de charge de 380 V, la tension de référence totale du bus continu doit être recalculée et augmentée pour compenser la tension perdue.

Vu que la méthode de reconfiguration n'utilise pas de composants supplémentaires, il est impossible de reconfigurer tous les interrupteurs. La reconfiguration doit se faire sur les trois phases en même temps pour les interrupteurs  $S_{X1}$ ,  $S_{X2}$ ,  $S_{X3}$ ,  $S_{X6}$ ,  $S_{X7}$ ,  $S_{X8}$ . Selon l'interrupteur en défaut, chaque phase doit passer en (4, 3 ou 2) niveaux en créant une tension homopolaire identique sur les 3 phases. En revanche, lorsque  $S_{X4}$  et  $S_{X5}$  sont en défaut, le courant positif et négatif passe respectivement par ( $D_{X8}$ ,  $D_{X7}$ ,  $D_{X6}$  et  $D_{X5}$ ) et ( $D_{X4}$ ,  $D_{X3}$ ,  $D_{X2}$  et  $D_{X1}$ ) qui sont polarisées en inverse. Il est donc impossible de reconfigurer ces deux interrupteurs dans chaque phase en manipulant les rapports cycliques, à moins que d'autres composants ne soient mis en place pour reconfigurer ces deux interrupteurs. Les algorithmes de reconfiguration pour les interrupteurs  $S_{X1}$ ,  $S_{X2}$ ,  $S_{X3}$ ,  $S_{X6}$ ,  $S_{X7}$ ,  $S_{X8}$  sont détaillés ci-dessous :

### 4.4.1 Reconfiguration de $S_{X1}$

Lorsque le défaut est apparu dans  $S_{X1}$  le niveau de tension  $[+2V_{dc}]$  est perdu, la tension de sortie de chaque phase est limitée entre  $[+V_{dc}]$  et  $[-2V_{dc}]$ . En raison de la perte d'un condensateur avec une tension de  $[V_{dc}]$ , une marge de réserve de  $[+4/3V_{dc}]$  est recalculée dans chaque condensateur pour maintenir la tension nominale, et la tension de sortie de chaque phase est donc limitée entre  $[+4/3V_{dc}]$  et  $[-8/3V_{dc}]$ . Pour équilibrer les deux alternances, il est nécessaire de générer une tension homopolaire de  $[-2/3V_{dc}]$ . Comme l'algorithme de reconfiguration ne compare plus la tension de référence  $V_{control}$  avec la *Porteuse 1* qui génère la *MLI 1*,  $S_{X5}$  est donc fermé en permanence (Figure 4.15). De plus, l'algorithme de reconfiguration passe en mode 4 niveaux en comparant seulement la tension de référence avec *Porteuse 2, 3 et 4* qui génèrent les *MLI 2, 3 et 4*, mais le signal de référence  $V_{control}$  et les porteuses sont limitées entre  $-3/4$  et  $3/4$  comme présenté sur la Figure 4.16. L'algorithme ci-dessous présente comment reconfigurer l'onduleur NPC à cinq niveaux quand  $S_{X1}$  est ouvert.

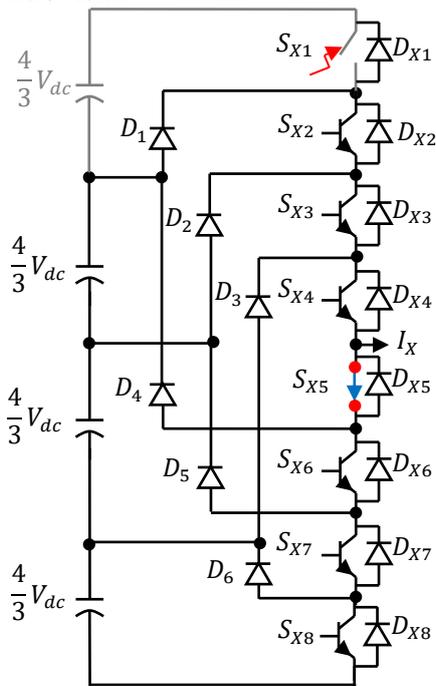


Figure 4.15 – Un bras reconfiguré de l'onduleur NPC à cinq niveaux quand  $S_{X1}$  est ouvert

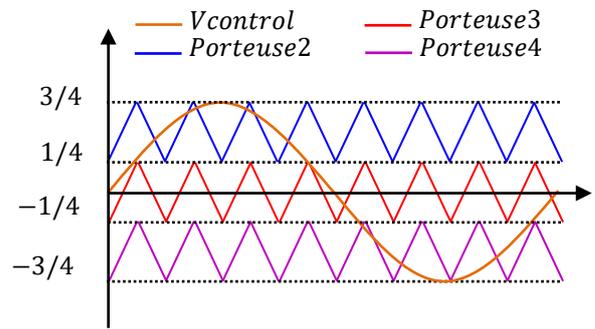


Figure 4.16 – La commande à trois porteuses de l'onduleur NPC à quatre niveaux avec  $S_{X1}$  ouvert

#### L'algorithme de reconfiguration de $S_{X1}$

Si  $(1/4 < V_{control} < 3/4)$  alors  $S_{X2}$  et  $S_{X6}$  sont activés (MLI 2)

avec  $S_{X3}=S_{X4}=S_{X5}=1$  et  $S_{X1}=S_{X7}=S_{X8}=0$

Si  $(V_{control} > \text{Porteuse 2})$  alors  $V_{XO} = +4/3V_{dc}$

avec  $S_{X2} = 1$  et  $S_{X6} = 0$

Sinon  $V_{XO} = 0$

avec  $S_{X2} = 0$  et  $S_{X6} = 1$

Sinon

Si  $(-1/4 < V_{control} < 1/4)$  alors  $S_{X3}$  et  $S_{X7}$  sont activés (MLI 3)

avec  $S_{X4}=S_{X5}=S_{X6}=1$  et  $S_{X1}=S_{X2}=S_{X8}=0$

Si  $(V_{control} > \text{Porteuse 3})$  alors  $V_{XO} = 0$

avec  $S_{X3} = 1$  et  $S_{X7} = 0$

Sinon  $V_{XO} = -4/3V_{dc}$

avec  $S_{X3} = 0$  et  $S_{X7} = 1$

Sinon  $S_{X4}$  et  $S_{X8}$  sont activés (MLI 4)

avec  $S_{X5}=S_{X6}=S_{X7}=1$  et  $S_{X1}=S_{X2}=S_{X3}=0$

Si  $(V_{control} > \text{Porteuse 4})$  alors  $V_{XO} = -4/3V_{dc}$

avec  $S_{X4} = 1$  et  $S_{X8} = 0$

Sinon  $V_{XO} = -8/3V_{dc}$

avec  $S_{X4} = 0$  et  $S_{X8} = 1$

#### 4.4.2 Reconfiguration de $S_{X2}$

Lorsque le défaut est apparu dans  $S_{X2}$  les niveaux de tension  $[+2V_{dc}]$  et  $[+V_{dc}]$  sont perdus, la tension de sortie de chaque phase est limitée entre  $[0]$  et  $[-2V_{dc}]$ . En raison de la perte de deux

condensateurs avec une tension de  $2V_{dc}$ , une marge de réserve de  $2V_{dc}$  est recalculée dans chaque condensateur pour maintenir la tension nominale, et la tension de sortie de chaque phase est donc limitée entre  $[0]$  et  $[-4V_{dc}]$ . Pour équilibrer les deux l'alternances, il est nécessaire de générer une tension homopolaire de  $[-2V_{dc}]$ . Comme l'algorithme de reconfiguration ne compare plus la tension de référence  $V_{control}$  avec les *Porteuses 1* et *2* qui génèrent les *MLI 1* et *2*,  $S_{X5}$  et  $S_{X6}$  sont donc fermés en permanence (Figure 4.17). De plus, l'algorithme de reconfiguration passe en mode 3 niveaux en comparant seulement la tension de référence avec *Porteuse 3* et *4* qui génèrent les *MLI 3* et *4*, mais le signal de référence  $V_{control}$  et les porteuses sont limitées entre  $-1/2$  et  $1/2$  comme présenté sur la Figure 4.18. L'algorithme ci-dessous présente comment reconfigurer l'onduleur NPC à cinq niveaux quand  $S_{X2}$  est ouvert.

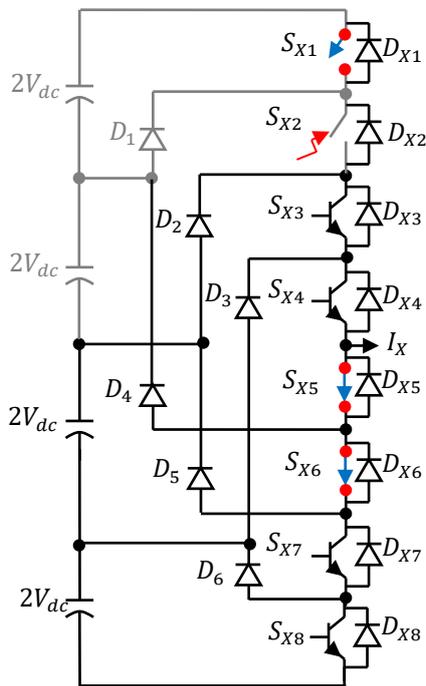


Figure 4.17 – Un bras reconfiguré de l'onduleur NPC à cinq niveaux quand  $S_{X2}$  est ouvert

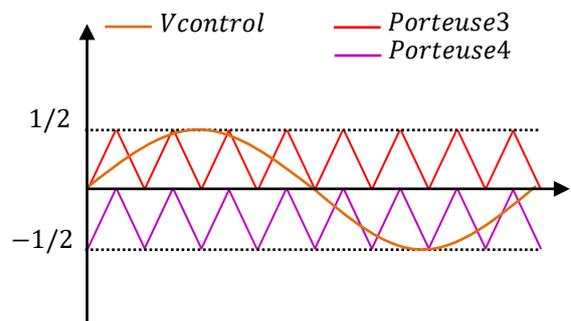


Figure 4.18 – La commande à deux porteuses de l'onduleur NPC à trois niveaux avec  $S_{X2}$  ouvert

#### L'algorithme de reconfiguration de $S_{X2}$

Si  $(0 < V_{control} < 1/2)$  alors  $S_{X3}$  et  $S_{X7}$  sont activés (*MLI 3*)

avec  $S_{X4}=S_{X5}=S_{X6}=1$  et  $S_{X1}=S_{X2}=S_{X8}=0$

Si  $(V_{control} > \text{Porteuse 3})$  alors  $V_{XO} = 0$

avec  $S_{X3} = 1$  et  $S_{X7} = 0$

Sinon  $V_{XO} = -2V_{dc}$

avec  $S_{X3} = 0$  et  $S_{X7} = 1$

Sinon  $S_{X4}$  et  $S_{X8}$  sont activés (*MLI 4*)

avec  $S_{X5}=S_{X6}=S_{X7}=1$  et  $S_{X1}=S_{X2}=S_{X3}=0$

Si  $(V_{control} > \text{Porteuse 4})$  alors  $V_{XO} = -2V_{dc}$

avec  $S_{X4} = 1$  et  $S_{X8} = 0$

Sinon  $V_{XO} = -4V_{dc}$

avec  $S_{X4} = 0$  et  $S_{X8} = 1$

### 4.4.3 Reconfiguration de $S_{X3}$

Lorsque le défaut est apparu dans  $S_{X3}$  les niveaux de tension  $[+2V_{dc}]$ ,  $[+V_{dc}]$  et  $[0]$  sont perdus, la tension de sortie de chaque phase est limitée entre  $[-V_{dc}]$  et  $[-2V_{dc}]$ . En raison de la perte de trois condensateurs avec une tension de  $3V_{dc}$ , une marge de réserve de  $4V_{dc}$  est recalculée dans chaque condensateur pour maintenir la tension nominale, et la tension de sortie de chaque phase est donc limitée entre  $[-4V_{dc}]$  et  $[-8V_{dc}]$ . Pour égaler les deux l'alternances, il est nécessaire de générer une tension homopolaire de  $[-6V_{dc}]$ . Comme l'algorithme de reconfiguration ne compare plus la tension de référence  $V_{control}$  avec les *Porteuses* 1, 2 et 3 qui génèrent les *MLI* 1, 2 et 3,  $S_{X5}$ ,  $S_{X6}$  et  $S_{X7}$  sont donc fermés en permanence (Figure 4.19). De plus, l'algorithme de reconfiguration passe en mode 2 niveaux en comparant seulement la tension de référence avec la porteuse 4 qui génèrent la *MLI* 4, mais le signal de référence  $V_{control}$  et les porteuses sont limitées entre  $-1/4$  et  $1/4$  comme présenté sur Figure 4.20. L'algorithme ci-dessous présente comment reconfigurer l'onduleur NPC à cinq niveaux quand  $S_{X3}$  est ouvert.

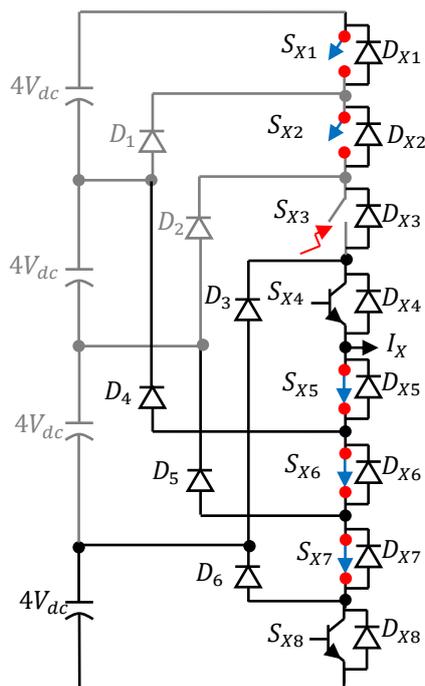


Figure 4.19 – Un bras reconfiguré de l'onduleur NPC à cinq niveaux quand  $S_{X3}$  est ouvert

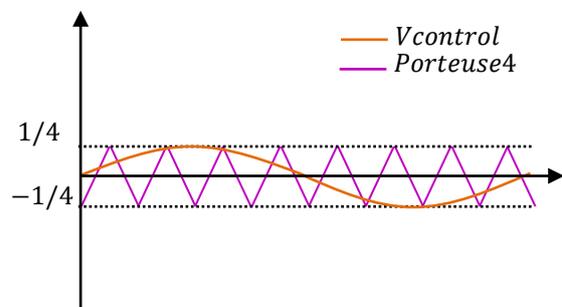


Figure 4.20 – La commande à une porteuse de l'onduleur NPC à deux niveaux avec  $S_{X3}$  ouvert

#### L'algorithme de reconfiguration de $S_{X3}$

Si ( $V_{control} > Porteuse\ 4$ ) alors  $V_{XO} = -4V_{dc}$

avec  $S_{X5}=S_{X6}=S_{X7}=S_{X4}=1$  et  $S_{X1}=S_{X2}=S_{X3}=S_{X8}=0$

Sinon  $V_{XO} = -8V_{dc}$

avec  $S_{X4} = 0$  et  $S_{X8} = 1$

#### 4.4.4 reconfiguration de $S_{X6}$

Lorsque le défaut est apparu dans  $S_{X6}$  les niveaux de tension  $[-2V_{dc}]$ ,  $[-V_{dc}]$  et  $[0]$  sont perdus, la tension de sortie de chaque phase est limitée entre  $[V_{dc}]$  et  $[2V_{dc}]$ . En raison de la perte de trois condensateurs avec une tension de  $3V_{dc}$ , une marge de réserve de  $4V_{dc}$  est recalculée dans chaque condensateur pour maintenir la tension nominale, et la tension de sortie de chaque phase est donc limitée entre  $[+4V_{dc}]$  et  $[+8V_{dc}]$ . Pour égaler les deux l'alternances, il est nécessaire de générer une tension homopolaire de  $[+6V_{dc}]$ . Comme l'algorithme de reconfiguration ne compare plus la tension de référence  $V_{control}$  avec les *Porteuses* 2, 3 et 4 qui génèrent les *MLI* 2, 3 et 4,  $S_{X2}$ ,  $S_{X3}$  et  $S_{X4}$  sont donc fermés en permanence (Figure 4.21). De plus, l'algorithme de reconfiguration passe en mode 2 niveaux en comparant seulement la tension de référence avec la *Porteuse* 1 qui génèrent la *MLI* 1, mais le signal de référence  $V_{control}$  et les porteuses sont limitées entre  $-1/4$  et  $1/4$  comme présenté sur Figure 4.22. L'algorithme ci-dessous présente comment reconfigurer l'onduleur NPC à cinq niveaux quand  $S_{X6}$  est ouvert.

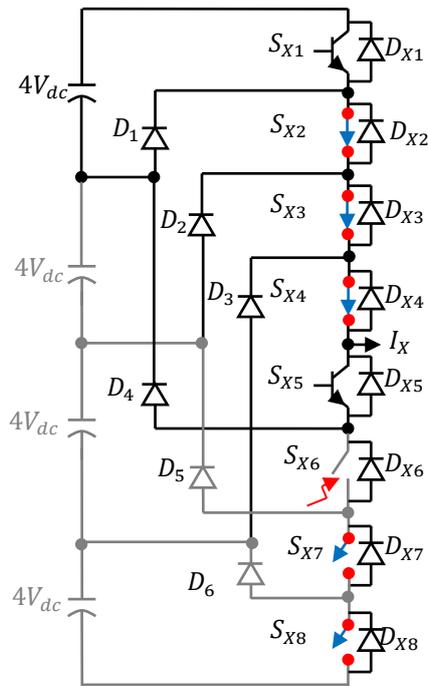


Figure 4.21 – Un bras reconfiguré de l'onduleur NPC à cinq niveaux quand  $S_{X6}$  est ouvert

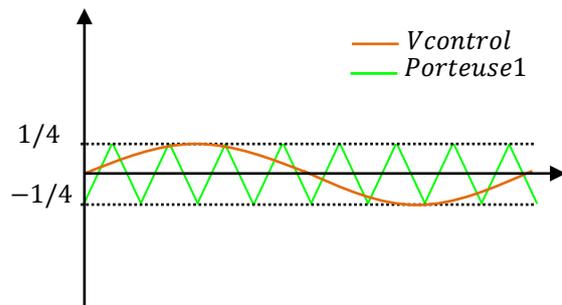


Figure 4.22 – La commande à une porteuse de l'onduleur NPC à deux niveaux avec  $S_{X6}$  ouvert

#### L'algorithme de reconfiguration de $S_6$

Si ( $V_{control} > Porteuse\ 1$ ) alors  $V_{XO} = +8V_{dc}$

avec  $S_{X1}=S_{X2}=S_{X3}=S_{X4}=1$  et  $S_{X5}=S_{X6}=S_{X7}=S_{X8}=0$

Sinon  $V_{XO} = +4V_{dc}$

avec  $S_{X1} = 0$  et  $S_{X5} = 1$

### 4.4.5 Reconfiguration de $S_{X7}$

Lorsque le défaut est apparu dans  $S_{X7}$  les niveaux de tension  $[-2V_{dc}]$  et  $[-V_{dc}]$  sont perdus, la tension de sortie de chaque phase est limitée entre  $[0]$  et  $[+2V_{dc}]$ . En raison de la perte de deux condensateurs avec une tension de  $2V_{dc}$ , une marge de réserve de  $2V_{dc}$  est recalculée dans chaque condensateur pour maintenir la tension nominale, et la tension de sortie de chaque phase est donc limitée entre  $[0]$  et  $[+4V_{dc}]$ . Pour égaler les deux l'alternances, il est nécessaire de générer une tension homopolaire de  $[+2V_{dc}]$ . Comme l'algorithme de reconfiguration ne compare plus la tension de référence  $V_{control}$  avec les *Porteuses* 3 et 4 qui génèrent les *MLI* 3 et 4,  $S_{X3}$  et  $S_{X4}$  sont donc fermés en permanence (Figure 4.23). De plus, l'algorithme de reconfiguration passe en mode 3 niveaux en comparant seulement la tension de référence avec *Porteuse* 1 et 2 qui génèrent les *MLI* 1 et 2, mais le signal de référence  $V_{control}$  et les porteuses sont limitées entre  $-1/2$  et  $1/2$  comme présenté sur la Figure 4.24. L'algorithme ci-dessous présente comment reconfigurer l'onduleur NPC à cinq niveaux quand  $S_{X7}$  est ouvert.

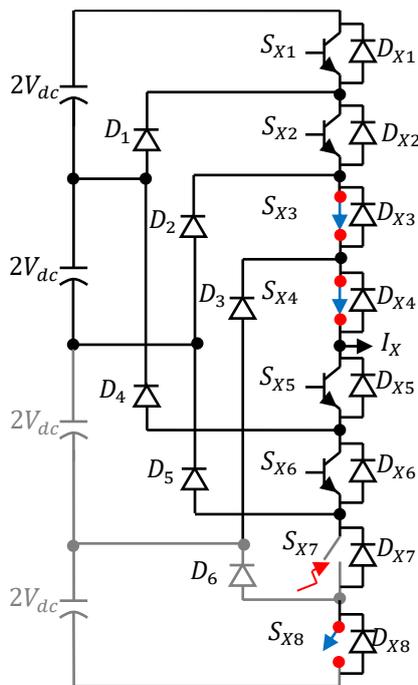


Figure 4.23 – Un bras reconfiguré de l'onduleur NPC à cinq niveaux quand  $S_{X7}$  est ouvert

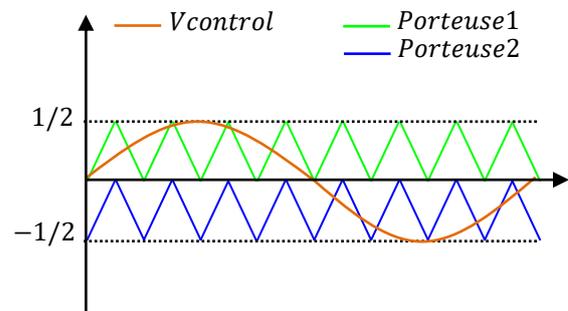


Figure 4.24 – La commande à deux porteuses de l'onduleur NPC à trois niveaux avec  $S_{X7}$  ouvert

#### L'algorithme de reconfiguration de $S_7$

Si  $(0 < V_{control} < 1/2)$  alors  $S_{X1}$  et  $S_{X5}$  sont activés (*MLI* 1)

avec  $S_{X2}=S_{X3}=S_{X4}=1$  et  $S_{X6}=S_{X7}=S_{X8}=0$

Si  $(V_{control} > Porteuse1)$  alors  $V_{XO} = +4V_{dc}$

avec  $S_{X1} = 1$  et  $S_{X5}=0$

Sinon  $V_{XO} = +2V_{dc}$

avec  $S_{X1}=0$  et  $S_{X5}=1$

Sinon  $S_{X2}$  et  $S_{X6}$  sont activés (*MLI* 2)

avec  $S_{X3}=S_{X4}=S_{X5}=1$  et  $S_{X1}=S_{X7}=S_{X8}=0$   
 Si ( $V_{control} > Porteuse2$ ) alors  $V_{XO} = +2V_{dc}$   
 avec  $S_{X2} = 1$  et  $S_{X6} = 0$   
 Sinon  $V_{XO} = 0$   
 avec  $S_{X2} = 0$  et  $S_{X6} = 1$

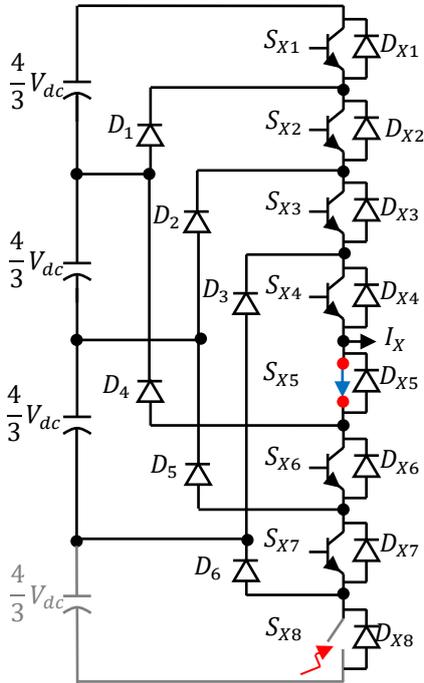


Figure 4.25 – Un bras reconfiguré de l'onduleur NPC à cinq niveaux quand  $S_{X8}$  est ouvert

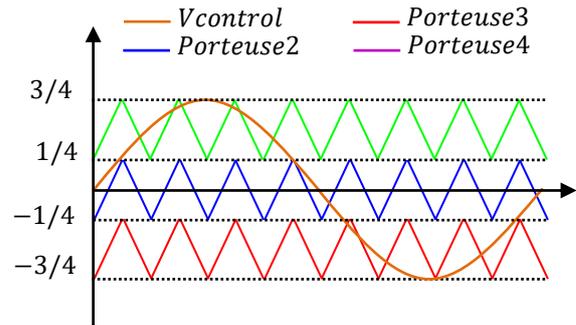


Figure 4.26 – La commande à trois porteuses de l'onduleur NPC à quatre niveaux avec  $S_{X8}$  ouvert

#### 4.4.6 Reconfiguration de $S_{X8}$

Lorsque le défaut est apparu dans  $S_{X8}$  le niveau de tension  $[-2V_{dc}]$  est perdu, la tension de sortie de chaque phase est limitée entre  $[-V_{dc}]$  et  $[+2V_{dc}]$ . En raison de la perte d'un condensateur avec une tension de  $V_{dc}$ , une marge de réserve de  $4/3 V_{dc}$  est recalculée dans chaque condensateur pour maintenir la tension nominale, et la tension de sortie de chaque phase est donc limitée entre  $[-4/3 V_{dc}]$  et  $[+8/3 V_{dc}]$ . Pour équilibrer les deux l'alternances, il est nécessaire de générer une tension homopolaire de  $[2/3 V_{dc}]$ . Comme l'algorithme de reconfiguration ne compare plus la tension de référence  $V_{control}$  avec la *Porteuse 4* qui génère la *MLI 4*,  $S_{X4}$  est donc fermé en permanence (Figure 4.25). De plus, l'algorithme de reconfiguration passe en mode 4 niveaux en comparant seulement la tension de référence avec *Porteuse 1, 2 et 3* qui génèrent les *MLI 1, 2 et 3*, mais le signal de référence  $V_{control}$  et les porteuses sont limitées entre  $-3/4$  et  $3/4$  comme présenté sur la Figure 4.26. L'algorithme ci-dessous présente comment reconfigurer l'onduleur NPC à cinq niveaux quand  $S_{X8}$  est ouvert.

L'algorithme de reconfiguration de  $S_{X8}$

Si  $(1/4 < V_{control} < 3/4)$  alors  $S_{X1}$  et  $S_{X5}$  sont activés (MLI 1)

avec  $S_{X2}=S_{X3}=S_{X4}=1$  et  $S_{X6}=S_{X7}=S_{X8}=0$

Si  $(V_{control} > Porteuse 1)$  alors  $V_{XO} = +8/3V_{dc}$

avec  $S_{X1} = 1$  et  $S_{X5}=0$

Sinon  $V_{XO} = +4/3V_{dc}$

avec  $S_{X1} = 0$  et  $S_{X5}=1$

Sinon

Si  $(-1/4 < V_{control} < 1/4)$  alors  $S_{X2}$  et  $S_{X6}$  sont activés (MLI 2)

avec  $S_{X3}=S_{X4}=S_{X5}=1$  et  $S_{X1}=S_{X7}=S_{X8}=0$

Si  $(V_{control} > Porteuse 2)$  alors  $V_{XO} = +4/3V_{dc}$

avec  $S_{X2} = 1$  et  $S_{X6} = 0$

Sinon  $V_{XO} = 0$

avec  $S_{X2} = 0$  et  $S_{X6} = 1$

Sinon  $S_{X3}$  et  $S_{X7}$  sont activés (MLI 3)

avec  $S_{X4}=S_{X5}=S_{X6}=1$  et  $S_{X1}=S_{X2}=S_{X8}=0$

Si  $(V_{control} > Porteuse 3)$  alors  $V_{XO} = 0$

avec  $S_{X3} = 1$  et  $S_{X7} = 0$

Sinon  $V_{XO} = -4/3V_{dc}$

avec  $S_{X3} = 0$  et  $S_{X7} = 1$

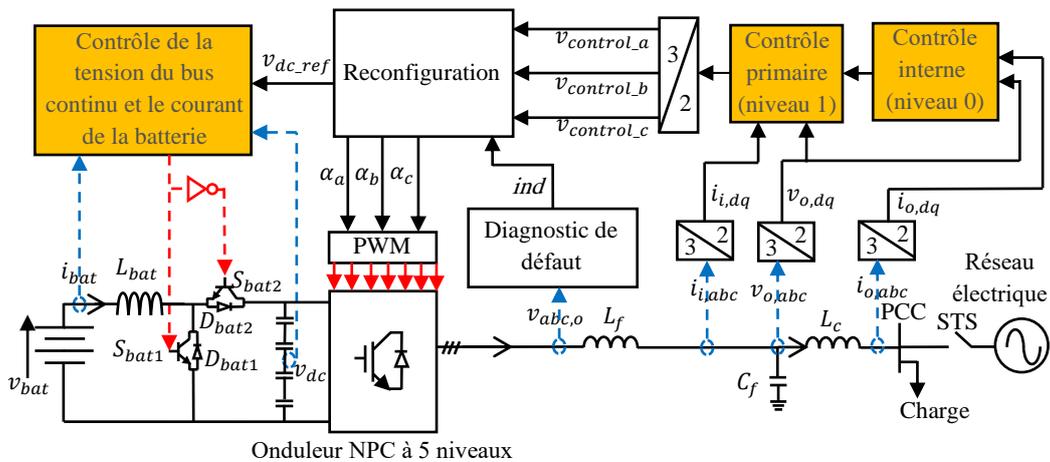


Figure 4.27 – L'architecture globale du système de reconfiguration dans un micro-réseau autonome

Pour tester la reconfiguration, l'architecture présentée sur Figure 4.27 du système de détection et de reconfiguration est composée d'une source continue (batterie et un hacheur buck-boost), un onduleur NPC à cinq niveaux, un filtre LCL et une charge. La partie continue est utilisée comme une source et aussi pour régler la tension du bus continu sur différentes références en mode sain ou en mode reconfiguration. De plus, le circuit d'équilibrage inductif détaillé au chapitre 3 est toujours utilisé pour garantir que les nouvelles valeurs des quatre tensions de condensateur sont égales. En utilisant les tensions de pôle, le défaut de circuit ouvert est détecté et localisé avec précision dans n'importe quel interrupteur commandé. Le signal d'indication de défaut " *ind* ", montré sur la Figure 4.24, détermine ainsi le programme de reconfiguration approprié. Comme détaillé précédemment, la

reconfiguration nécessite les trois signaux de commande générés du contrôle primaire et le signal de l'indication. L'algorithme de reconfiguration totale qui doit se faire sur les 3 phases en même temps calcule les nouveaux reports cycliques et la tension de référence du bus continu, comme indiqué ci-dessous :

#### L'algorithme globale reconfiguration

Si ( $ind = 0$ ) alors il n'y a pas de défaut

Sinon

Si ( $ind = 1$ ) alors exécuter l'algorithme de reconfiguration de  $S_{A1}$ ,  $S_{B1}$  et  $S_{C1}$

avec  $V_{dc\_ref} = 4/3 V_{dc}$

Sinon

Si ( $ind = 2$ ) alors exécuter l'algorithme de reconfiguration de  $S_{A2}$ ,  $S_{B2}$  et  $S_{C2}$

avec  $V_{dc\_ref} = 2V_{dc}$

Sinon

Si ( $ind = 3$ ) alors exécuter l'algorithme de reconfiguration de  $S_{A3}$ ,  $S_{B3}$  et  $S_{C3}$

avec  $V_{dc\_ref} = 4V_{dc}$

Sinon

Si ( $ind = 6$ ) alors exécuter l'algorithme de reconfiguration de  $S_{A6}$ ,  $S_{B6}$  et  $S_{C6}$

avec  $V_{dc\_ref} = 4 V_{dc}$

Sinon

Si ( $ind = 7$ ) alors exécuter l'algorithme de reconfiguration de  $S_{A7}$ ,  $S_{B7}$  et  $S_{C7}$

avec  $V_{dc\_ref} = 2 V_{dc}$

Sinon

Si ( $ind = 8$ ) alors exécuter l'algorithme de reconfiguration de  $S_{A8}$ ,  $S_{B8}$  et  $S_{C8}$

avec  $V_{dc\_ref} = 4/3 V_{dc}$

#### **4.4.7 Résultats de simulation**

Lest résultats de simulation de la reconfiguration sont seulement testés dans les interrupteurs  $S_{A1}$ ,  $S_{A2}$  et  $S_{A3}$  car leurs interrupteurs complémentaires ( $S_{A6}$ ,  $S_{A7}$  et  $S_{A8}$ ) montrent les mêmes résultats. La Figure 4.28, Figure 4.29 et Figure 4.30 montrent les grandeurs physiques du micro-réseau lorsque le défaut de circuit ouvert est respectivement imposé dans  $S_{A1}$ ,  $S_{A2}$  et  $S_{A3}$  à l'instant  $t = 0.25$  s.

Les tensions de pôle de la phase A qui sont présentées dans la Figure 4.28 (a), Figure 4.29 (a) et Figure 4.30 (a) passent respectivement de cinq à quatre, trois et deux niveaux après 0.25 s, avec une tension crête à crête identique à celle observée en l'absence de défaut. Il y a un décalage car cette tension est mesurée entre la phase et le point milieu.

Les tensions du bus continu sont montrées sur la Figure 4.28 (b), Figure 4.29 (b) Figure 4.30 (b). Après la détection de défaut, l'algorithme de reconfiguration a recalculé la tension de référence pour chaque défaut qui correspond respectivement à  $4/3V_{dc}$ ,  $2V_{dc}$  et  $4V_{dc}$  pour garder la même tension crête à crête.

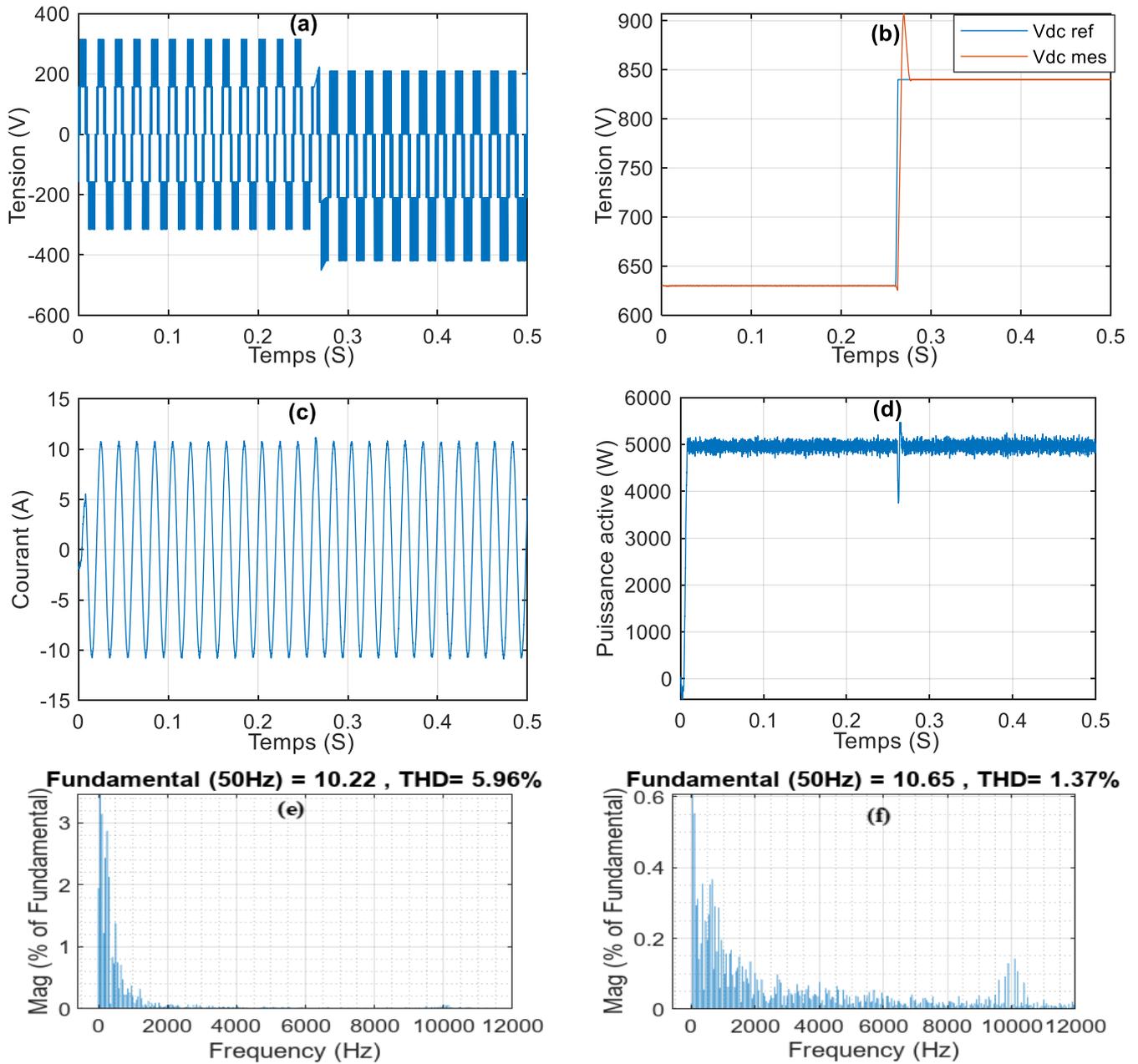
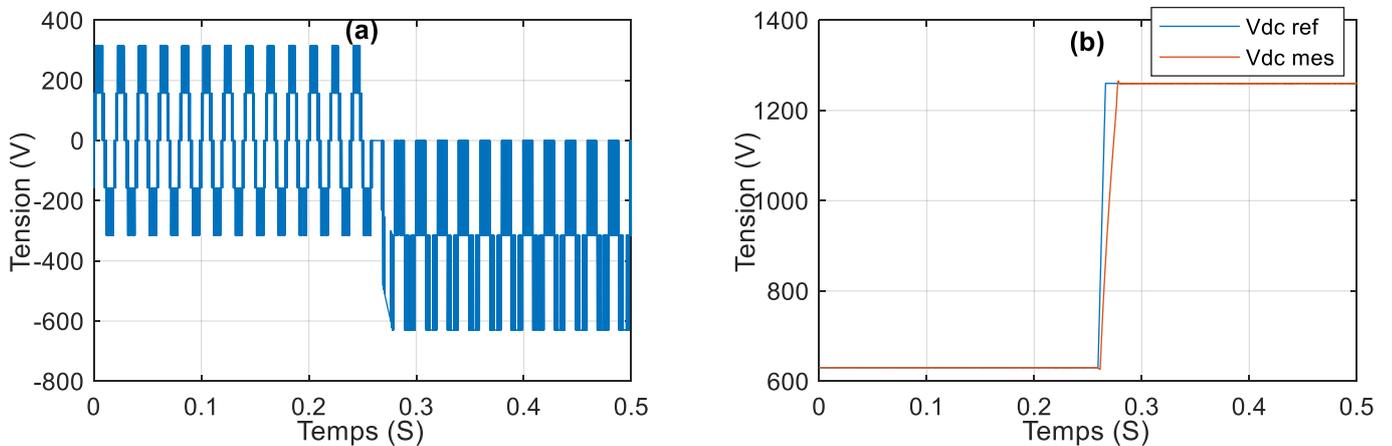


Figure 4.28 – La réponse du système lorsque  $S_{A1}$  est reconfiguré avec : a) la tension de pôle, b) la tension du bus continu, c) le courant de la charge, d) la puissance active de la charge, e) THD sans reconfiguration, f) THD avec reconfiguration



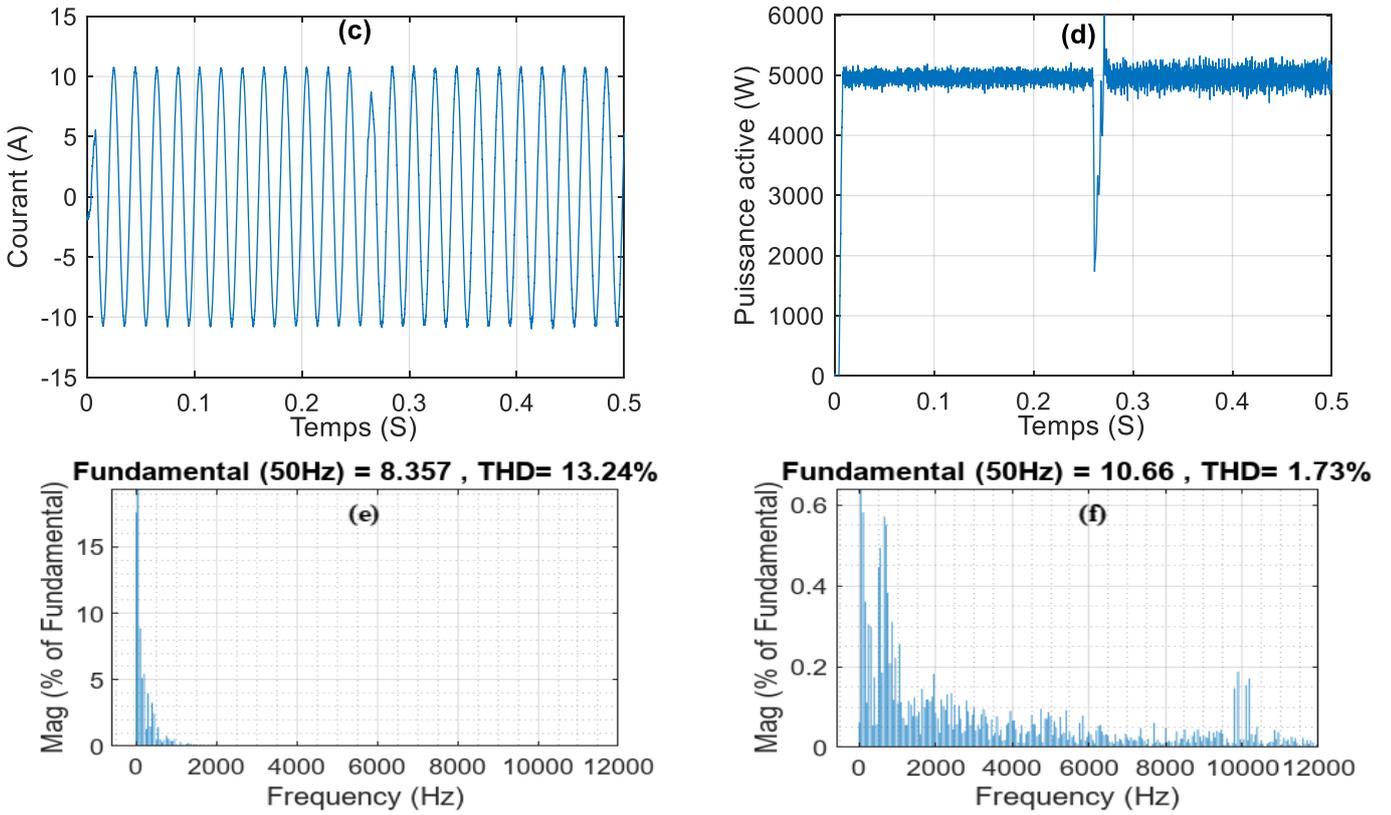
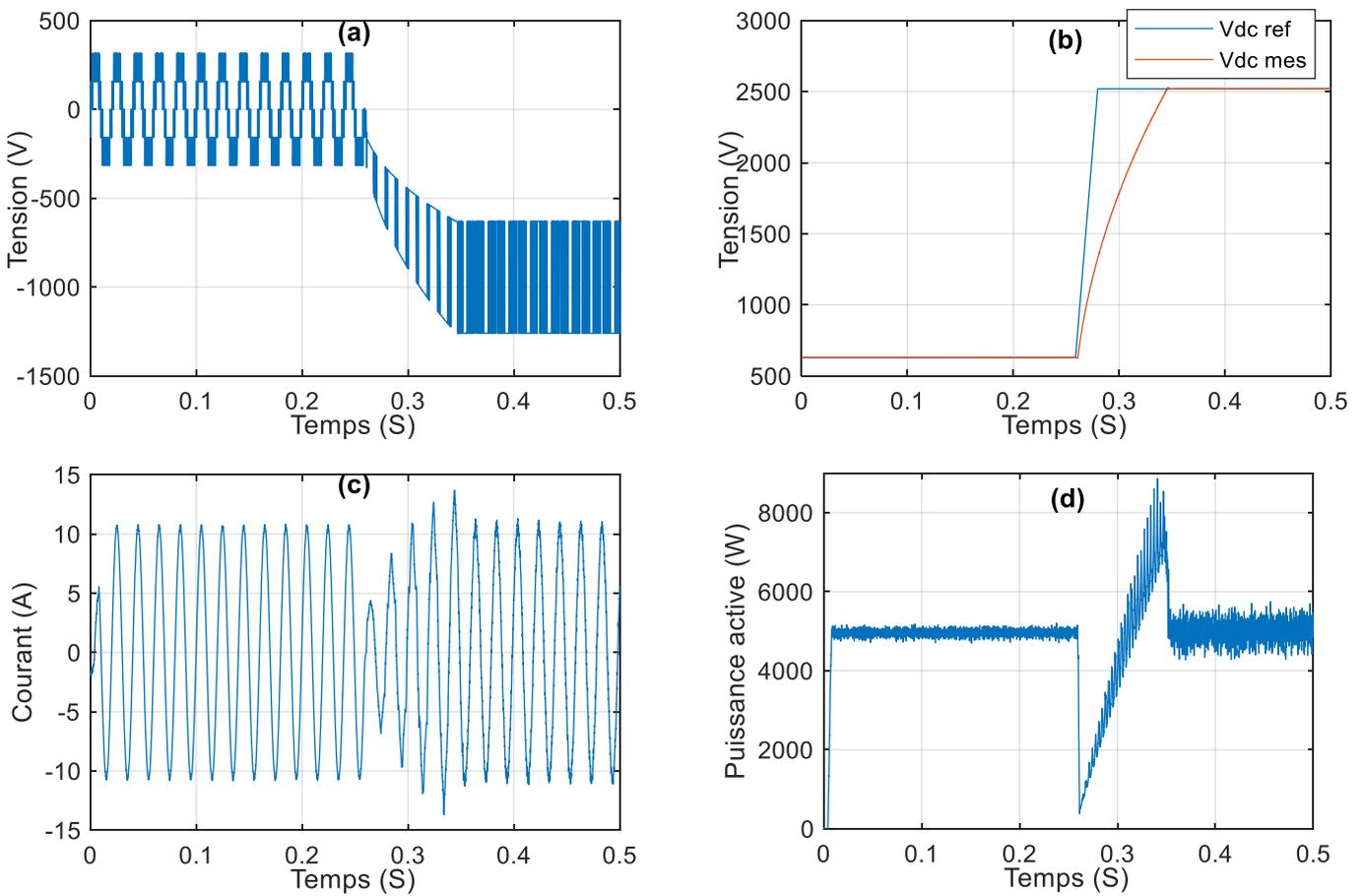


Figure 4.29 – La réponse du système lorsque  $S_{A2}$  est reconfiguré avec : a) la tension de pôle, b) la tension du bus continu, c) le courant de la charge, d) la puissance active de la charge, e) THD sans reconfiguration, f) THD avec reconfiguration



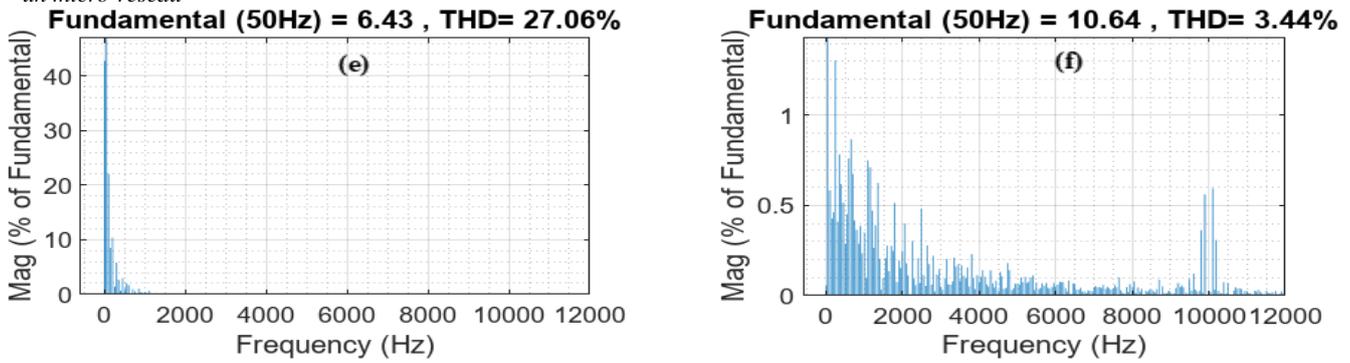


Figure 4.30 – La réponse du système lorsque  $S_{A3}$  est reconfiguré avec : a) la tension de pôle, b) la tension du bus continu, c) le courant de la charge, d) la puissance active de la charge, e) THD sans reconfiguration, f) THD avec reconfiguration

Les formes d'onde du courant de charge de la phase A illustrée à la Figure 4.28 (c), Figure 4.29 (c) et Figure 4.30 (c) ne présentent aucune distorsion, de sorte que les puissances actives de la charge pour chaque cas restent intactes, à l'exception d'un pic qui varie en fonction chaque défaut dû à la dynamique de la tension du bus continu, comme le montrent la Figure 4.28 (d), Figure 4.29 (d) et Figure 4.30 (d).

Selon la Figure 4.28 (e), Figure 4.29 (e) et Figure 4.30 (e), les taux d'harmonique du courant, qui atteignent respectivement 5,6%, 13,24% et 27,06%, sont élevés lorsque les défauts de  $S_{A1}$ ,  $S_{A2}$  et  $S_{A3}$  ne sont pas reconfigurés. En revanche, lorsque ces défauts sont reconfigurés, les taux d'harmonique diminuent visiblement, atteignant respectivement 1,37 %, 1,73 % et 3,44 %, ce qui confirme la bonne qualité de la Figure 4.28 (c), Figure 4.29 (c) et Figure 4.30 (c).

## 4.5 CONCLUSION DU CHAPITRE

En conclusion, ce chapitre a permis de présenter une approche complète pour le diagnostic et la reconfiguration d'un défaut de circuit ouvert dans un onduleur multiniveau conventionnel de type NPC à cinq niveaux, connecté à un micro-réseau autonome. La méthode de détection repose principalement sur le calcul du point maximum et minimum de chaque erreur diagnostique normalisée, ce qui en résulte six. D'après une analyse approfondie des défauts de circuit ouvert, ces six erreurs sont déterminées en comparant les trois tensions mesurées entre phases avec leurs valeurs présumées. Le défaut de chaque interrupteur est lié au comportement de l'ensemble des six erreurs simultanément. Il est donc possible de discriminer le défaut de chaque interrupteur commandé grâce au Tableau 4.3. Vu que cette méthode repose sur la tension, cette méthode peut identifier le défaut de circuit ouvert quel que soit le type de charge. Les résultats de simulation obtenus avec Matlab / Simulink ont démontré une grande précision de la méthode proposée pour détecter le défaut de circuit ouvert dans chaque IGBT de l'onduleur NPC à cinq niveaux. De plus, le temps nécessaire pour identifier l'interrupteur défectueux est très court.

Afin de garantir la continuité du fonctionnement du système en cas de défaut, une stratégie de reconfiguration basée uniquement sur la commande a été proposée, visant à éviter les coûts liés à la redondance matérielle. Cependant, en raison de la structure de cet onduleur conventionnel, il est impossible de reconfigurer tous les interrupteurs commandés sans ajouter d'autres composants d'électronique de puissance.

Le chapitre suivant s'intéressera à la mise en œuvre pratique de cette méthode, en temps réel, sur l'onduleur "S5L-C8S". En utilisant des microcontrôleurs de type PIC32 et dsPIC33, cette approche visera à valider la commande, la détection, la localisation et la reconfiguration du défaut de circuit ouvert. L'objectif sera de montrer que cette solution est non seulement efficace, mais aussi facilement industrialisable grâce à la simplicité et la robustesse de la plateforme matérielle choisie.

## **CHAPITRE 5 :**

# **DÉTECTION – LOCALISATION ET RECONFIGURATION D’UN DÉFAUT DE CIRCUIT OUVERT DANS L’ONDULEUR S5L- C8S A L’AIDE DE MICROCONTROLLEURS**

## **CHAPITRE 5 : DÉTECTION – LOCALISATION ET RECONFIGURATION D'UN DÉFAUT DE CIRCUIT OUVERT DANS L'ONDULEUR S5L-C8S A L'AIDE DE MICROCONTROLLEURS**

### **5.1 INTRODUCTION**

Cette dernière partie de la thèse est consacrée à l'application pratique de la détection, localisation et de la reconfiguration des défauts de circuit ouvert dans les interrupteurs commandés de l'onduleur S5L-C8S. La méthode employée repose sur l'utilisation de la tension de pôle prévue et mesurée pour localiser l'interrupteur défectueux, ce qui rend le processus de détection insensible à l'influence du système côté alternatif. Cette méthode fonctionne indépendamment du signe du courant, ce qui garantit une identification robuste des défauts. L'étude présentée dans cette section est centrée sur un système basé sur une machine synchrone à aimants permanents (MSAP), fonctionnant en générateur et entraînée par une machine à courant continu pour alimenter une charge résistive. Ce système a été établi dans le cadre de l'expérience du laboratoire LIAS-Poitiers, qui constitue une extension d'un travail précédent Troudi et al. [190], englobant des composants de puissance et de contrôle identiques. Le cadre de contrôle est basé sur des cartes de microcontrôleurs de type PIC32 et dsPIC33 fabriquées par Microchip. Pour valider les travaux dans cette thèse, l'algorithme de diagnostic est introduit dans la carte dsPIC 33 pour détecter, localiser et reconfigurer les défauts de circuit ouvert câblé dans l'onduleur S5L-C8S. Cette approche vise à faciliter l'industrialisation des algorithmes de contrôle, de diagnostic et de reconfiguration, en assurant l'intégration transparente de nouvelles fonctions avec un temps de calcul minimal pour des performances optimales en cours d'exécution.

### **5.2 ANALYSE DES DIFFÉRENTS DÉFAUTS DE CIRCUIT OUVERT DANS L'ONDULEUR S5L-C8S**

La Figure 5.1 illustre un bras de la structure de l'onduleur S5L-CS8, conçu pour générer cinq niveaux de tension distincts. La configuration S5L-C8S comprend quatre condensateurs, tous de capacité égale, qui divisent la tension d'entrée en quatre niveaux de tension uniformes, tandis que chaque bras comprend huit interrupteurs (MOSFET-SIC avec des diodes en antiparallèle). Le contrôle de l'onduleur est basé sur quatre signaux de MLI pour produire les cinq niveaux de tension :  $2V_{dc}$ ,  $V_{dc}$ ,  $0$ ,  $-V_{dc}$ ,  $-2V_{dc}$ . Le Tableau 5.1 présente un rappel sur le fonctionnement de l'onduleur S5L-C8S. A chaque instant quatre interrupteurs sont fermés et un seul interrupteur ou un interrupteur accompagné d'une diode est passant parmi les huit MOSFETs-SIC pour chaque phase.

Cette section présente une analyse complète du comportement du circuit lorsqu'un défaut de circuit ouvert se produit dans un MOSFET-SIC d'onduleur. Plus précisément, elle examine tous les

scénarios possibles, en déterminant quels interrupteurs sont affectés par le défaut dans des conditions de flux de puissance active, ainsi que quels interrupteurs sont affectés par le défaut en présence de puissance réactive. La Figure 5.2 et Figure 5.3 illustrent respectivement les schémas de circulation du courant positif et négatif en cas de défaut de circuit ouvert pour chaque MOSFET-SIC, révélant l'interaction entre le niveau de tension et la direction du courant de phase. Cette analyse sera divisée en deux parties distinctes : l'une se concentrera sur les scénarios où le courant est positif et l'autre sur les cas où le courant est négatif.

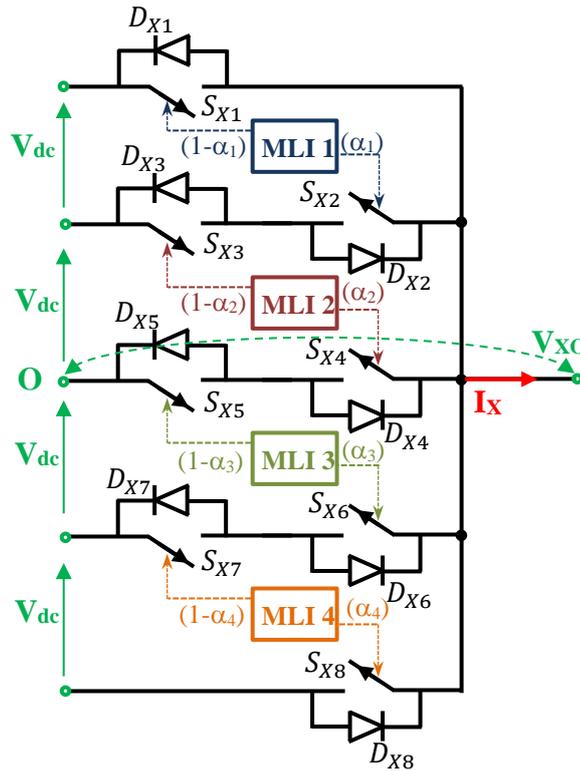


Figure 5.1 – Structure du bras  $X \in \{A, B, C\}$  de l'onduleur multiniveau

**Tableau 5.1: Principe de fonctionnement de la commande de l'onduleur S5L-C8S**

		$S_{X1}$	$S_{X2}$	$S_{X3}$	$S_{X4}$	$S_{X5}$	$S_{X6}$	$S_{X7}$	$S_{X8}$	$V_{XO}$
MLI 1	$\alpha_1 T$	0	1	1	0	1	0	1	0	$+V_{dc}$
	$(1 - \alpha_1)T$	1	0	1	0	1	0	1	0	$+2V_{dc}$
MLI 2	$\alpha_2 T$	0	1	0	1	1	0	1	0	0
	$(1 - \alpha_2)T$	0	1	1	0	1	0	1	0	$+V_{dc}$
MLI 3	$\alpha_3 T$	0	1	0	1	0	1	1	0	0
	$(1 - \alpha_3)T$	0	1	0	1	1	0	1	0	$-V_{dc}$
MLI 4	$\alpha_4 T$	0	1	0	1	0	1	0	1	$-2V_{dc}$
	$(1 - \alpha_4)T$	0	1	0	1	0	1	1	0	$-V_{dc}$

## 5.2.1 Analyse de défaut en cas de courant positif

### 5.2.1.1 Défaut de CO au niveau du commutateur $S_{X1}$

Dans la Figure 5.2 (a), le chemin du courant dans des conditions normales de fonctionnement est représenté en gris. Ce chemin est formé par le transistor  $S_{X1}$  lorsque le niveau de tension est  $[+2V_{dc}]$ , avec un courant positif. En cas de défaut de circuit ouvert dans  $S_{X1}$ , le niveau de tension  $[+2V_{dc}]$  devient impossible. Dans ces circonstances, lorsque la MLI 1 est activée pendant l'intervalle  $\alpha_1 T < t < T$ , le courant est redirigé à travers  $S_{X3}$  et  $D_{X2}$  correspondant au niveau  $[+V_{dc}]$ , comme indiqué en rouge dans la Figure 5.2 (a). La Figure 5.18 présente la tension de pôle de la phase A lorsque  $S_{A1}$  est défectueux. La tension de pôle subit une réduction d'amplitude correspondant au niveau de tension  $[+2V_{dc}]$ , et la nouvelle amplitude s'aligne sur le niveau de tension  $[+V_{dc}]$ . Lorsque le défaut de  $S_{X1}$  se produit avec un courant négatif, c'est la diode  $D_{X1}$  qui conduit et le niveau de tension reste à  $[+2V_{dc}]$ , ce défaut n'a aucun effet.

### 5.2.1.2 Défaut de CO au niveau du commutateur $S_{X3}$

Dans des conditions de fonctionnement normales, lorsque le système est dans le niveau de tension désigné par  $[+V_{dc}]$ , le courant positif circule à travers  $S_{X3}$  et  $D_{X2}$ . Cette circulation du courant est illustrée en gris sur la Figure 5.2 (b). En cas de défaut de circuit ouvert de  $S_{X3}$ , le niveau de tension  $[+V_{dc}]$  devient impossible. Dans ces circonstances, le courant traverse  $S_{X5}$  et  $D_{X4}$  correspondant au niveau  $[0]$  lorsque la MLI 1 est activée pendant l'intervalle  $0 < t < \alpha_1 T$ , comme illustré en rouge dans la Figure 5.2 (b) ou lorsque la MLI 2 est activée pendant l'intervalle  $\alpha_2 T < t < T$ , comme illustré en rouge dans la Figure 5.2 (c). La Figure 5.20 illustre la tension de pôle dans le scénario d'un défaut  $S_{A3}$ . Il est évident que la tension de pôle ne maintient plus le niveau de tension associé à  $[+V_{dc}]$ , mais passe à  $[0]$ . Lorsque le défaut de  $S_{X3}$  se produit avec un courant négatif correspondant au niveau de tension  $[+V_{dc}]$ , ce défaut n'a aucun effet, car le courant négatif est alors formé par  $S_{X2}$  et  $D_{X3}$ . Vu qu'il y a un déphasage, la Figure 5.20 illustre que ce niveau  $[+V_{dc}]$  réapparaît lorsque le courant devient négatif.

### 5.2.1.3 Défaut de CO au niveau du commutateur $S_{X5}$

Dans le cas d'un défaut de circuit ouvert sur  $S_{X5}$  avec un courant positif, le chemin passant par  $S_{X5}$  et  $D_{X4}$  au niveau de tension  $[0]$ , avec le courant représenté en gris dans la Figure 5.2 (d), devient impossible. Par conséquent, le courant passe par  $S_{X7}$  et  $D_{X6}$  correspondant au niveau  $[-V_{dc}]$  lorsque la MLI 2 est activée pendant l'intervalle  $0 < t < \alpha_2 T$ , comme illustré en rouge dans la Figure 5.2 (d) ou lorsque la MLI 3 est activée pendant l'intervalle  $\alpha_3 T < t < T$ , comme illustré en rouge dans la Figure 5.2 (e). La Figure 5.22 illustre la tension de pôle dans le scénario d'un défaut  $S_{A5}$ . Il est évident

que la tension de pôle ne maintient plus le niveau de tension [0], mais passe au niveau de tension  $[-V_{dc}]$ . Lorsque le défaut de  $S_{X5}$  se produit avec un courant négatif correspondant au niveau de tension [0], ce défaut n'a aucun effet, car le courant négatif est alors formé par  $S_{X4}$  et  $D_{X5}$ . Vu qu'il y a un déphasage, la Figure 5.22 illustre que ce niveau [0] réapparaît lorsque le courant devient négatif.

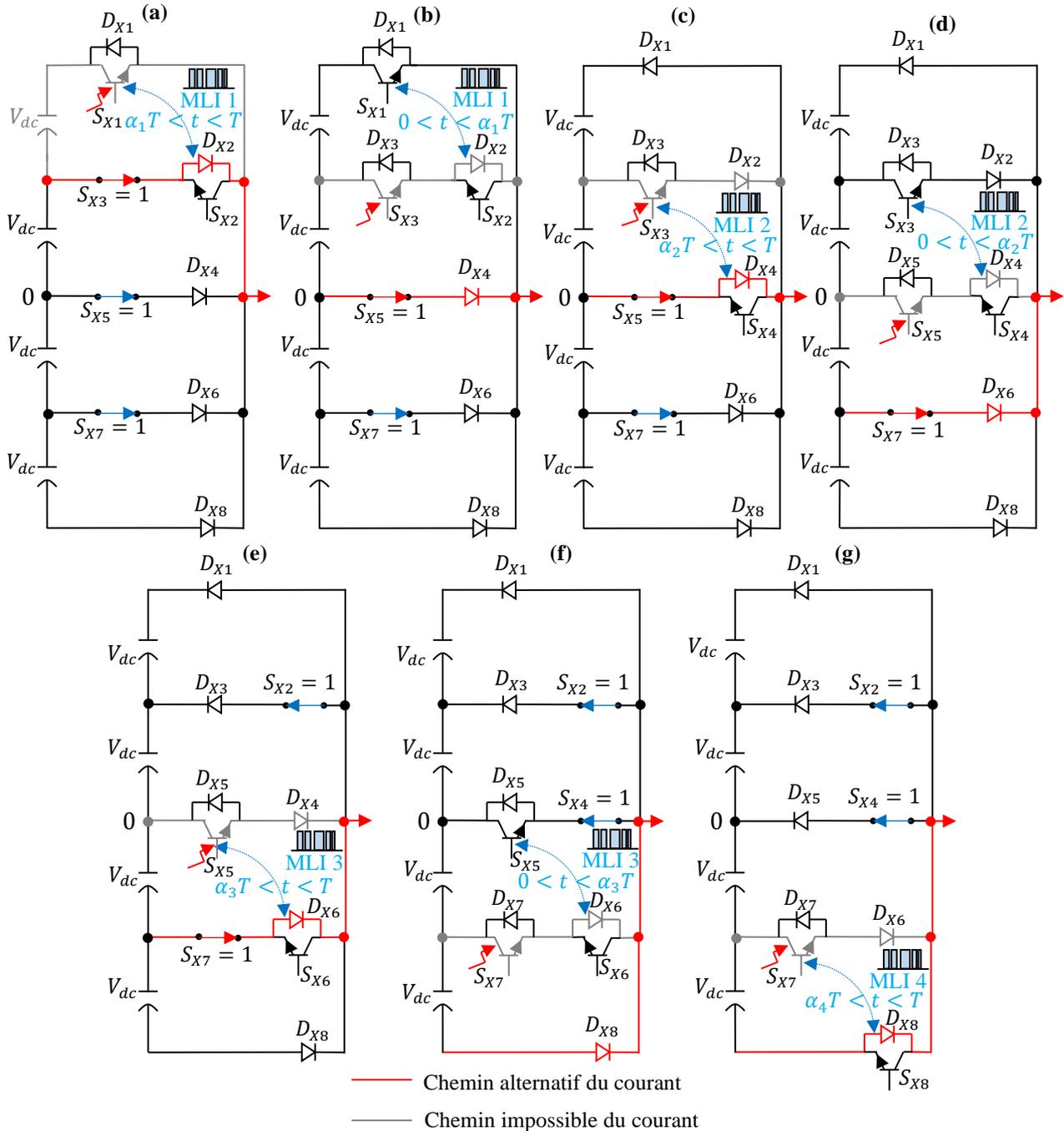


Figure 5.2 – Chemins de courant positif en cas de défaut de circuit ouvert dans l'onduleur S5L-C8S

#### 5.2.1.4 Défaut de CO au niveau du commutateur $S_{X7}$

Lorsque le courant est positif il devrait circuler à travers  $S_{X7}$  et  $D_{X6}$  correspondant au niveau de tension  $[-V_{dc}]$ . Cette circulation du courant est illustrée en gris sur la Figure 5.2 (f). En cas de défaut

de circuit ouvert dans  $S_{X7}$ , le niveau de tension  $[-V_{dc}]$  devient impossible. Par conséquent, le courant passe par  $D_{X8}$  lorsque la MLI 3 est activée pendant l'intervalle  $0 < t < \alpha_3 T$ , comme illustré en rouge dans la Figure 5.2 (f) ou lorsque la MLI 4 est activée pendant l'intervalle  $\alpha_4 T < t < T$ , comme illustré en rouge dans la Figure 5.2 (g). D'après ces figures, le courant passe du niveau de tension indisponible associé au niveau de tension  $[-V_{dc}]$  au niveau de tension  $[-2V_{dc}]$ .

## 5.2.2 Analyse de défaut en cas de courant négatif

### 5.2.2.1 Défaut de CO au niveau du commutateur $S_{X2}$

Pour le niveau de tension désigné par  $[+V_{dc}]$ , si le courant est négatif, il circule à travers  $S_{X2}$  et  $D_{X3}$ . Cette circulation du courant est illustrée en gris sur la Figure 5.3 (a). En cas de défaut de circuit ouvert dans  $S_{X2}$ , le niveau de tension  $[+V_{dc}]$  devient impossible. Par conséquent, le courant passe par  $D_{X1}$  lorsque la MLI 1 est activée pendant l'intervalle  $0 < t < \alpha_1 T$ , comme illustré en rouge dans la Figure 5.3 (a) ou lorsque la MLI 2 est activée pendant l'intervalle  $\alpha_2 T < t < T$ , comme illustré en rouge dans la Figure 5.3 (b). D'après ces figures, le courant passe du niveau de tension  $[+V_{dc}]$  au niveau de tension  $[+2V_{dc}]$ . Lorsque le défaut de  $S_{X2}$  se produit avec un courant positif et correspondant au niveau de tension  $[+V_{dc}]$ , ce défaut n'a aucun effet.

### 5.2.2.2 Défaut de CO au niveau du commutateur $S_{X4}$

Pour le niveau de tension désigné par  $[0]$ , si le courant est négatif, il circule à travers  $S_{X4}$  et  $D_{X5}$ . Cette circulation du courant est illustrée en gris sur la Figure 5.3 (c). En cas de défaut de circuit ouvert dans  $S_{X4}$ , le niveau de tension  $[0]$  devient impossible. Par conséquent, le courant passe par  $S_{X2}$  et  $D_{X3}$  correspondant au niveau  $[+V_{dc}]$  lorsque la MLI 2 est activée pendant l'intervalle  $0 < t < \alpha_2 T$ , comme illustré en rouge dans la Figure 5.3 (c) ou lorsque la MLI 3 est activée pendant l'intervalle  $\alpha_3 T < t < T$ , comme illustré en rouge dans la Figure 5.3 (d). La Figure 5.24 illustre la tension de pôle dans le scénario d'un défaut  $S_{A5}$ . Il est évident que la tension de pôle ne maintient plus le niveau de tension  $[0]$ , mais passe au niveau de tension  $[+V_{dc}]$ . Lorsque le défaut de  $S_{X4}$  se produit avec un courant positif correspondant au niveau de tension  $[0]$ , ce défaut n'a aucun effet, car le courant positif est alors formé par  $S_{X5}$  et  $D_{X4}$ . Vu qu'il y a un déphasage, la Figure 5.24 illustre que ce niveau  $[0]$  réapparaît lorsque le courant devient positif.

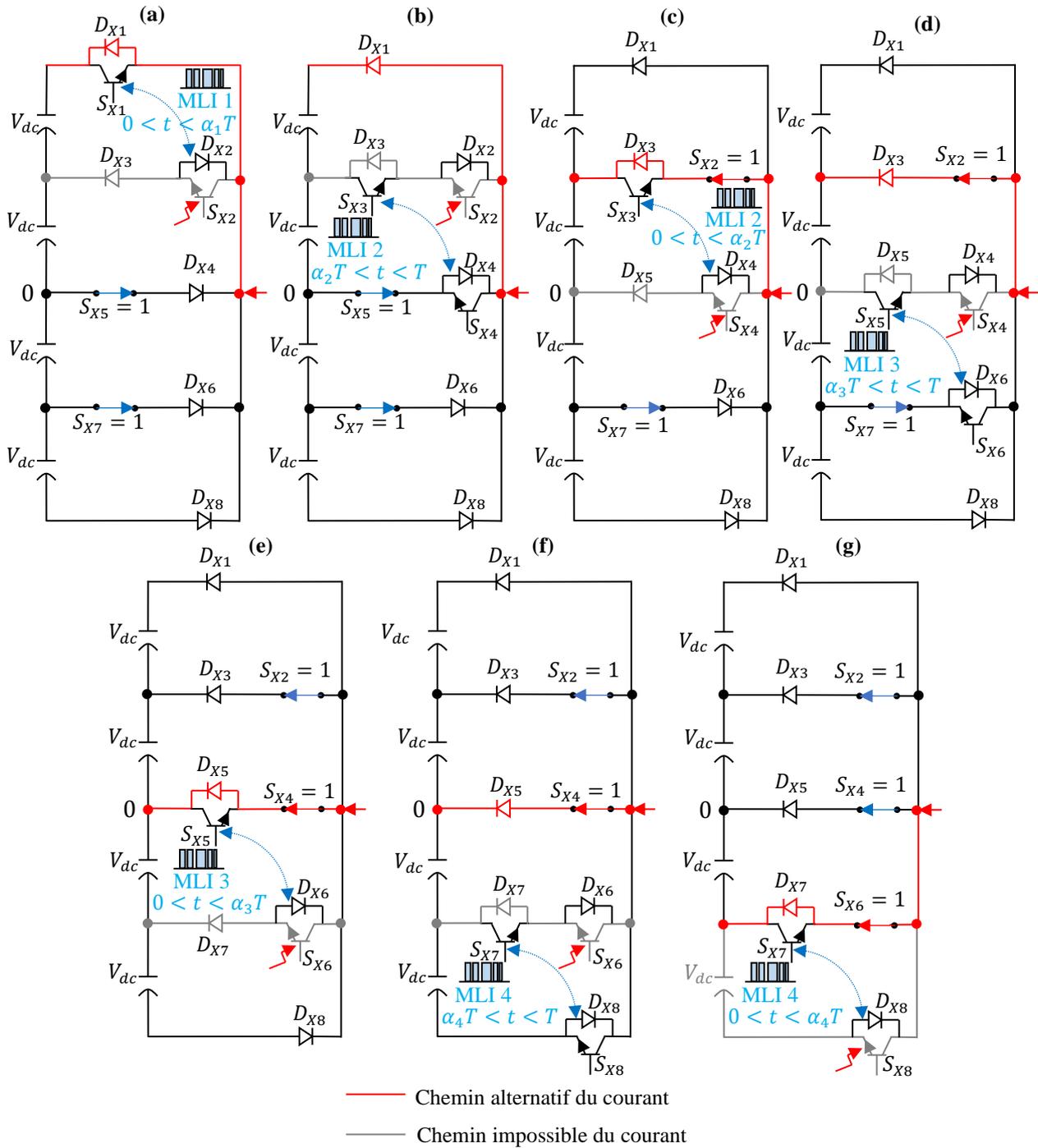


Figure 5.3 – Chemins de courant négatif en cas de défaut de circuit ouvert dans l'onduleur S5L-C8S

### 5.2.2.3 Défaut de CO au niveau du commutateur $S_{X6}$

Pour le niveau de tension désigné par  $[-V_{dc}]$ , si le courant est négatif, il circule à travers  $S_{X6}$  et  $D_{X7}$ . Cette circulation du courant est illustrée en gris sur la Figure 5.3 (e). En cas de défaut de circuit ouvert dans  $S_{X6}$ , le niveau tension  $[-V_{dc}]$  devient impossible. Dans ces circonstances, le courant traverse  $S_{X4}$  et  $D_{X5}$  lorsque la MLI 3 est activée pendant l'intervalle  $0 < t < \alpha_3 T$ , comme illustré en rouge dans la Figure 5.3 (e) ou lorsque la MLI 4 est activée pendant l'intervalle  $\alpha_4 T < t < T$ , comme illustré en rouge dans la Figure 5.3 (f). D'après ces figures, le courant passe du niveau de tension

$[-V_{dc}]$  au niveau de tension  $[0]$ . Lorsque le défaut de  $S_{X6}$  se produit pour un courant positif et correspondant au niveau de tension  $[-V_{dc}]$ , ce défaut n'a aucun effet, car le courant positif est alors formé par  $S_{X7}$  et  $D_{X6}$ .

#### 5.2.2.4 Défaut de CO au niveau du commutateur $S_{X8}$

Dans la Figure 5.3 (g), le chemin du courant négatif est représenté en gris. Ce chemin est formé par  $S_{X8}$  lorsque le niveau de tension est  $[-2V_{dc}]$ . En cas de défaut de circuit ouvert dans  $S_{X8}$ , le niveau de tension  $[-2V_{dc}]$  devient impossible. Dans ces circonstances, lorsque la MLI 4 est activée pendant l'intervalle  $0 < t < \alpha_4 T$ , le courant est redirigé à travers  $S_{X6}$  et  $D_{X7}$ , comme indiqué en rouge dans la Figure 5.3 (g). D'après ces figures, le courant passe du niveau de tension  $[-2V_{dc}]$ , au niveau de tension  $[-V_{dc}]$ . Lorsque le défaut de  $S_{X8}$  se produit avec un courant positif et correspondant au niveau de tension  $[-2V_{dc}]$ , ce défaut n'a aucun effet, car le courant positif est alors formé par  $D_{X8}$ .

### 5.3 PRINCIPE DU DIAGNOSTIC DE L'OUVERTURE D'UN INTERRUPTEUR COMMANDÉ ( $S_{X1} \sim S_{X8}$ )

Sur la base de l'analyse précédente de la section 5.2, la méthode proposée pour détecter les défauts de circuit ouvert dans l'onduleur S5L-C8S repose sur l'utilisation de la tension instantanée de pôle. Comme cette méthode de détection n'est basée que sur les signaux des tensions, elle est donc valable qu'elle que soit les échanges de puissances active et réactive entre l'onduleur et le réseau. Cette méthode proposée exploite la configuration déterminée à chaque instant par chaque microcontrôleur dsPic33 qui calcule chaque rapport cyclique des quatre signaux MLI par phase et permet à chaque instant de calculer la tension de pôle présumée ( $V_{XO\_pres}$ ) (en connaissant la tension du bus DC). Le principe de détection est basé sur le calcul de l'écart ( $\Delta U$ ) entre la tension de pôle présumée ( $V_{XO\_pres}$ ) de chaque bras de l'onduleur moins la tension de pôle mesurée réelle ( $V_{XO\_mes}$ ).

$$\Delta U = V_{XO\_pres} - V_{XO\_mes} \quad (5.1)$$

Après la détection, chaque microcontrôleur dsPic33 localise le défaut et reconfigure un nouvel algorithme de commande qui évite le composant en défaut.

#### 5.3.1 Calcul de la tension présumée ( $V_{XO\_pres}$ )

Pour ce calcul, il est nécessaire de déterminer l'instant de la mesure selon l'état de la MLI (état "1" (de 0 à  $\alpha.T$ ) ou état "1" (de  $\alpha.T$  à  $T$ )). Pour cela, l'algorithme de commande détaillé au chapitre 3 (voir section 3.4.1) peut être complété pour calculer la tension de pôle présumée ( $V_{XO\_pres}$ ).

Si ( $V_{control} > 0.5$ ) alors Mode A

Si  $t < \alpha_1.T$  alors  $S_{X2}$  commandé fermé

$$V_{XO\_pres} = V_{dc}$$

Sinon  $S_{X1}$  commandé fermé (pendant  $(1 - \alpha_1)T$ )

$$V_{XO\_pres} = 2 \cdot V_{dc}$$

Sinon

Si  $(0.5 > V_{control} > 0)$  alors Mode B

Si  $t < \alpha_2 \cdot T$  alors  $S_{X4}$  commandé fermé

$$V_{XO\_pres} = 0$$

Sinon  $S_{X3}$  commandé fermé (pendant  $(1 - \alpha_2)T$ )

$$V_{XO\_pres} = V_{dc}$$

Sinon

Si  $(0 > V_{control} > -0.5)$  alors Mode C

Si  $t < \alpha_3 \cdot T$  alors  $S_{X6}$  commandé fermé

$$V_{XO\_pres} = -V_{dc}$$

Sinon  $S_{X5}$  commandé fermé (pendant  $(1 - \alpha_3)T$ )

$$V_{XO\_pres} = 0$$

Sinon Mode D

Si  $t < \alpha_4 \cdot T$  alors  $S_{X8}$  commandé fermé

$$V_{XO\_pres} = -2 \cdot V_{dc}$$

Sinon  $S_7$  commandé fermé (pendant  $(1 - \alpha_4)T$ )

$$V_{XO\_pres} = -V_{dc}$$

### 5.3.2 Mesure de la tension mesurée réelle ( $V_{XO\_mes}$ )

Comme pour la tension présumée ( $V_{XO\_pres}$ ), l'instant de la mesure doit être parfaitement maîtrisé par le système de surveillance temps réel. Comme ce système de surveillance est basé sur l'utilisation du microcontrôleur dsPic33, il est possible de synchroniser le lancement des acquisitions des convertisseurs analogique-numérique (CAN) avec le début de la MLI avec en plus la possibilité de retarder cet instant d'acquisition en modifiant, en temps réel, le contenu d'un registre noté ( $t_{Trig}$ ). Pour choisir de faire des mesures de tension hors la commutation des interrupteurs du bras, il faut calculer ce retard noté  $t_{Trig}$ . Le temps d'acquisition prend moins de  $3\mu s$  auquel il faut ajouter le temps d'établissement de la tension de sortie, il faut choisir  $t_{Trig}$  supérieur à  $5\mu s$  (choix de  $8\mu s$ ) par rapport à la commutation à l'instant 0 ou à l'instant  $\alpha \cdot T$ . Pour une mesure après  $\alpha \cdot T$ , il faut que ( $t'_{Trig} = \alpha \cdot T + 8\mu s$ ) mais inférieur à  $T$  ( $33\mu s$ ). Comme une seule mesure par période  $T$  de MLI n'est possible et qu'il faut que tous les interrupteurs actifs soient testés, il est choisi une valeur minimum (ou maximum) de  $\alpha$  pour calculer  $t_{Trig}$ .

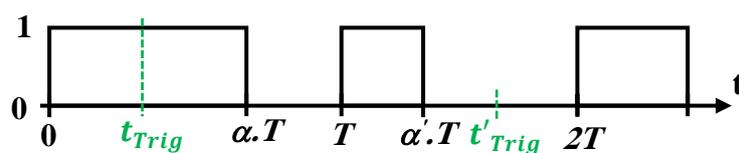


Figure 5.4 – Principe du calcul de  $t_{Trig}$  en fonction de la MLI

La Figure 5.4 illustre le choix des instants ( $t_{Trig}$  et  $t'_{Trig}$ ) selon la valeur importante ou faible du rapport cyclique ( $\alpha$  ou  $\alpha'$ ). L'algorithme de calcul de  $t_{Trig}$  est donné ci-dessous.

Si ( $V_{control} > 0.5$ ) alors Mode A

Si  $\alpha_1.T > 22\mu s$  alors (surveillance de  $S_{X2}$  et  $S_{X3}$ )

$$t_{Trig} = 8\mu s$$

Sinon (surveillance de  $S_{X1}$ )

$$t_{Trig} = \alpha_1.T + 8\mu s \text{ avec } t_{Trig\_max} = 27\mu s$$

Sinon

Si ( $0.5 > V_{control} > 0$ ) alors Mode B

Si  $\alpha_2.T > 16.5\mu s$  alors (surveillance de  $S_{X4}$  et  $S_{X5}$ )

$$t_{Trig} = 8\mu s$$

Sinon (surveillance de  $S_{X2}$  et  $S_{X3}$ )

$$t_{Trig} = \alpha_2.T + 8\mu s \text{ avec } t_{Trig\_max} = 27\mu s$$

Sinon

Si ( $0 > V_{control} > -0.5$ ) alors Mode C

Si  $\alpha_3.T > 16.5\mu s$  alors (surveillance de  $S_{X6}$  et  $S_{X7}$ )

$$t_{Trig} = 8\mu s$$

Sinon (surveillance de  $S_{X4}$  et  $S_{X5}$ )

$$t_{Trig} = \alpha_3.T + 8\mu s \text{ avec } t_{Trig\_max} = 27\mu s$$

Sinon Mode D

Si  $\alpha_4.T > 11\mu s$  alors (surveillance de  $S_{X8}$ )

$$t_{Trig} = 8\mu s$$

Sinon (surveillance de  $S_{X6}$  et  $S_{X7}$ )

$$t_{Trig} = \alpha_4.T + 8\mu s \text{ avec } t_{Trig\_max} = 27\mu s$$

Selon l'algorithme ci-dessus, il est choisi que pour les modes B et C, le changement du choix de la mesure du bras se fasse pour  $\alpha = 1/2$  (la moitié de  $33\mu s$  : c'est-à-dire  $\alpha.T = 16.5\mu s$ ). Pour les modes extrêmes A et D, comme ils ne sont actifs que si la tension de sortie est supérieure à  $V_{dc}$ , il est choisi que le temps de fermeture de  $S_{X1}$  et  $S_{X8}$  soit supérieur à  $11\mu s$  pour que le système d'acquisition ait le temps de faire la mesure et que la tension de sortie soit stabilisée. Dans tous les modes  $t_{Trig}$  est limité à  $27\mu s$  ( $t_{Trig\_max} = 27\mu s$ ), ce qui ne laisse que  $5\mu s$  entre l'instant du lancement de l'acquisition et la fin de la période de MLI.

### 5.3.3 Principe de l'algorithme de localisation

En appliquant les calculs ci-dessus, il est possible de prévoir la valeur de l'écart  $\Delta U$  lorsqu'un interrupteur reste ouvert. Il faut aussi prendre en compte le sens du courant de sortie, car chaque interrupteur commandé est en parallèle avec une diode en antiparallèle que l'on ne considère jamais ouverte dans cette thèse. Lorsqu'un interrupteur commandé reste ouvert, le fonctionnement global n'est perturbé que pour un sens du courant de sortie. Selon l'analyse de la section précédente, si le courant de sortie est positif, il n'y a que les interrupteurs commandés impairs qui sont sollicités. Si le courant de sortie est négatif, ce sont les interrupteurs commandés pairs qui sont sollicités. Lorsqu'un interrupteur commandé impair reste ouvert, c'est le bras de dessous de celui qui était prévu qui sera

passant et comme  $\Delta U = V_{XO\_pres} - V_{XO\_mes}$  alors  $\Delta U = V_{dc}$ . A l'inverse, Lorsqu'un interrupteur commandé pair reste ouvert, c'est le bras de dessus de celui qui était prévu qui sera passant et  $\Delta U = -V_{dc}$ . Le Tableau 5.2 donne toutes les valeurs de  $\Delta U$  pour tous les deux sens de courant, pour les deux instants de la MLI (état "1" (de 0 à  $\alpha.T$ ) ou état "1" (de  $\alpha.T$  à T)) et pour l'ouverture chaque interrupteur commandé. Une case vide signifie que  $\Delta U = 0$ , car l'interrupteur commandé envisagé n'est pas sollicité.

La détection d'un interrupteur ouvert en temps réel se fait par la valeur de l'écart  $\Delta U$ . Si  $\Delta U$  reste à zéro, alors il n'y a pas de défaut. Après la détection, ci-dessous est donné l'algorithme de localisation qui permet de désigner l'interrupteur ouvert.

**Tableau 5.2: Les valeurs de l'erreur  $\Delta U$  pour l'ouverture de chaque interrupteur commandé**

Valeur de $\Delta U$		$S_{X1}$	$S_{X2}$	$S_{X3}$	$S_{X4}$	$S_{X5}$	$S_{X6}$	$S_{X7}$	$S_{X8}$
MLI 1	$I_{out} > 0$	$(1-\alpha_1).T$	$+V_{dc}$						
		$(\alpha_1).T$			$+V_{dc}$				
	$I_{out} < 0$	$(1-\alpha_1).T$							
		$(\alpha_1).T$		$-V_{dc}$					
MLI 2	$I_{out} > 0$	$(1-\alpha_2).T$			$+V_{dc}$				
		$(\alpha_2).T$				$+V_{dc}$			
	$I_{out} < 0$	$(1-\alpha_2).T$		$-V_{dc}$					
		$(\alpha_2).T$				$-V_{dc}$			
MLI 3	$I_{out} > 0$	$(1-\alpha_3).T$				$+V_{dc}$			
		$(\alpha_3).T$					$+V_{dc}$		
	$I_{out} < 0$	$(1-\alpha_3).T$				$-V_{dc}$			
		$(\alpha_3).T$					$-V_{dc}$		
MLI 4	$I_{out} > 0$	$(1-\alpha_4).T$						$+V_{dc}$	
		$(\alpha_4).T$							
	$I_{out} < 0$	$(1-\alpha_4).T$					$-V_{dc}$		
		$(\alpha_4).T$							$-V_{dc}$

Si ( $\Delta U < 0$ ) alors défaut sur un interrupteur pair ( $S_{X2}$ ,  $S_{X4}$ ,  $S_{X6}$  ou  $S_{X8}$ )

Si Mode A alors défaut de  $S_{X2}$

Sinon

Si Mode B alors

Si  $t < \alpha_2.T$  alors défaut de  $S_{X4}$

Sinon défaut de  $S_{X2}$

Sinon

Si Mode C alors

Si  $t < \alpha_3.T$  alors défaut de  $S_{X6}$

Sinon défaut de  $S_{X4}$

Sinon

Mode D alors

Si  $t < \alpha_4.T$  alors défaut de  $S_{X8}$

Sinon défaut de  $S_{X6}$

Si ( $\Delta U > 0$ ) alors défaut sur un interrupteur impair ( $S_{X1}$ ,  $S_{X3}$ ,  $S_{X5}$  ou  $S_{X7}$ )

Si Mode A alors

Si  $t < \alpha_1 \cdot T$  alors défaut de  $S_{X3}$

Sinon défaut de  $S_{X1}$

Sinon

Si Mode B alors

Si  $t < \alpha_2 \cdot T$  alors défaut de  $S_{X5}$

Sinon défaut de  $S_{X3}$

Sinon

Si Mode C alors

Si  $t < \alpha_3 \cdot T$  alors défaut de  $S_{X7}$

Sinon défaut de  $S_{X5}$

Sinon

Mode D alors défaut de  $S_{X7}$

### 5.3.4 Principe de l'algorithme de reconfiguration

Après la localisation du défaut, il reste à reconfigurer la commande multiniveau de façon à prendre en compte la disparition d'un niveau. L'objectif est de recalculer les rapports cycliques actifs de façon que la tension de sortie reste proportionnelle à la grandeur de commande. Parmi les 5 niveaux, il y a deux cas de reprogrammation. Le premier cas est si le niveau supprimé est parmi les 3 niveaux internes, alors la reprogrammation peut se faire sur la phase en défaut sur le même dsPic33. Par contre si le niveau inutilisable est aux extrémités ( $S_1$  ou  $S_8$ ), alors la reconfiguration doit se faire sur les 3 phases en même temps. Ainsi, il y a quatre entrées/sorties (2 sorties donnant l'état de  $S_1$  et de  $S_8$ ) de chaque phase et deux entrées pour connaître l'état des interrupteurs  $S_1$  et de  $S_8$  des autres phases qui rassemblent les trois sorties de  $S_1$  et les trois sorties de  $S_8$  avec une logique "ou" ( $S_{1d}$  et  $S_{8d}$ ) qui sont ajoutées pour permettre le dialogue entre les trois dsPic33. Chaque phase doit passer en 4 niveaux en créant une tension homopolaire identique sur les 3 phases. Cette composante homopolaire n'a aucune influence sur la charge triphasée sans neutre. La perte d'un niveau extrême a aussi pour effet de diminuer l'amplitude possible sur la tension de sortie. Elle est limitée à 75% du maximum possible avec les 5 niveaux. Dans le cas d'application de la connexion de l'onduleur au réseau ou au micro-réseau, il faut prévoir une tension du bus continu 33% plus grand (4/3) pour avoir une marge de réserve en cas de la perte d'un niveau extrême. Par contre, pour une application d'alimentation d'une machine électrique (véhicule électrique), il n'est pas utile de prévoir une réserve sur le bus continu. La perte d'une tension extrême aura pour effet de réduire de 25% les tensions d'alimentation de la machine électrique et aura pour conséquence de limiter la vitesse maximum de la machine à 75%. Ce sera un mode dégradé pour le fonctionnement de la machine, mais ça permet au véhicule de continuer son voyage à vitesse maximum réduite. Les cinq algorithmes de reconfiguration sont détaillés ci-dessous.

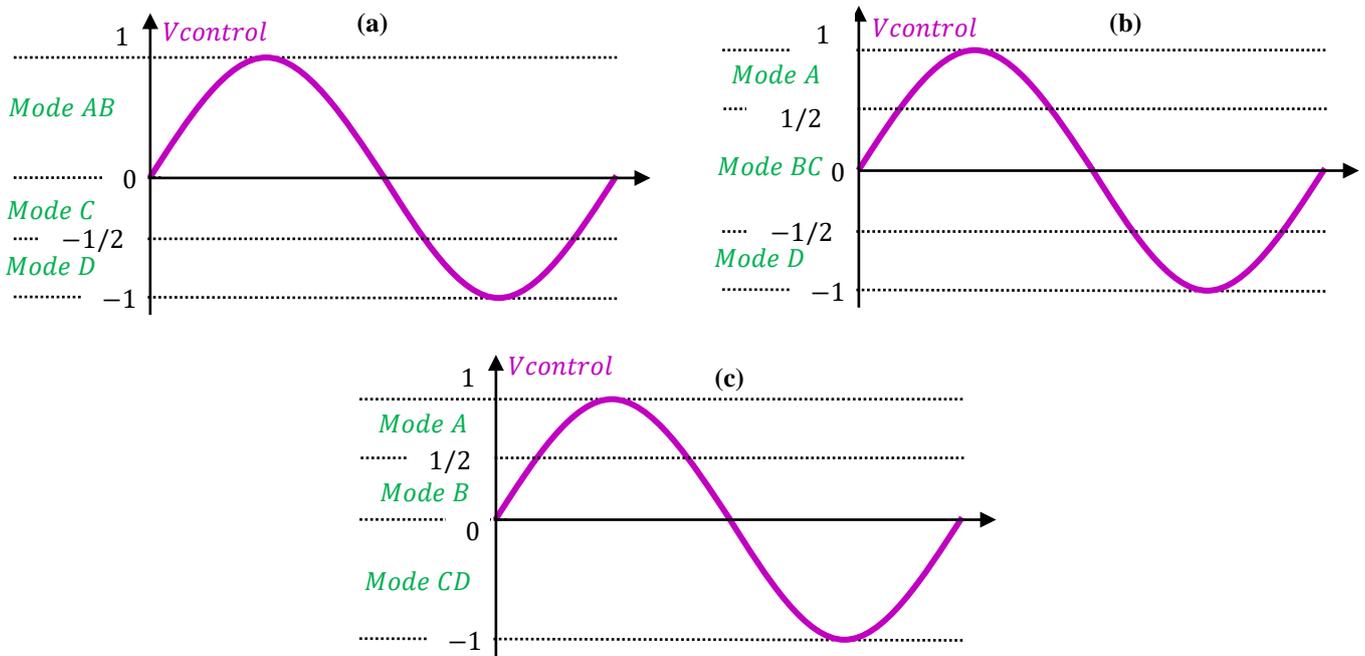


Figure 5.5 – Principe de l'élaboration des quatre niveaux avec : (a)  $S_{X2}$  ou  $S_{X3}$  ouvert, (b)  $S_{X4}$  ou  $S_{X5}$  ouvert, (c)  $S_{X6}$  ou  $S_{X7}$  ouvert

Premier cas :

Si l'interrupteur ouvert est situé dans les niveaux intermédiaires (tous sauf  $S_{X1}$  et  $S_{X8}$ ), alors la reconfiguration peut se faire sur le bras en défaut selon les algorithmes suivants :

- Si ( $S_{X2}$  ou  $S_{X3}$  ouvert) alors les interrupteurs  $S_{X2}$  et  $S_{X3}$  ne sont plus utilisés et les modes A et B sont regroupés mode AB, comme présenté sur la Figure 5.5 (a).

Si ( $V_{control} > 0$ ) alors Mode AB

- avec  $\alpha_1 = \alpha_2 = (V_{control})$  et  $\alpha_3 = \alpha_4 = 0$

Sinon

Si ( $0 > V_{control} > -0.5$ ) alors Mode C

- avec  $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$ ,  $\alpha_3 = 2.(V_{control} + 0.5)$  et  $\alpha_4 = 0$

Sinon Mode D

- avec  $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = 1$  et  $\alpha_4 = 2.(V_{control} + 1)$

- Si ( $S_{X4}$  ou  $S_{X5}$  ouvert) alors les interrupteurs  $S_{X4}$  et  $S_{X5}$  ne sont plus utilisés et les modes B et C sont regroupés mode BC, comme présenté sur la Figure 5.5 (b).

Si ( $V_{control} > 0.5$ ) alors Mode A

- avec  $\alpha_1 = 2.(V_{control} - 0.5)$  et  $\alpha_2 = \alpha_3 = \alpha_4 = 0$

Sinon

Si ( $0.5 > V_{control} > -0.5$ ) alors Mode BC

- avec  $\alpha_1 = 1$ ,  $\alpha_2 = \alpha_3 = (V_{control}) + 0.5$  et  $\alpha_4 = 0$

Sinon Mode D

- avec  $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = 1$  et  $\alpha_4 = 2.(V_{control} + 1)$

- Si ( $S_{X6}$  ou  $S_{X7}$  ouvert) alors les interrupteurs  $S_{X6}$  et  $S_{X7}$  ne sont plus utilisés et les modes C et D sont regroupés mode CD, comme présenté sur la Figure 5.5 (c).

Si ( $V_{control} > 0.5$ ) alors Mode A

- avec  $\alpha_1 = 2.(V_{control} - 0.5)$  et  $\alpha_2 = \alpha_3 = \alpha_4 = 0$

Sinon

Si ( $0.5 > V_{control} > 0$ ) alors Mode B

- avec  $\alpha_1 = 1$ ,  $\alpha_2 = 2.(V_{control})$  et  $\alpha_3 = \alpha_4 = 0$

Sinon Mode CD

- avec  $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$  et  $\alpha_3 = \alpha_4 = (V_{control} + 1)$

### Deuxième cas :

L'interrupteur ouvert est situé dans les niveaux extrêmes ( $S_{X1}$  ou  $S_{X8}$ ), alors la reconfiguration ne peut se faire qu'en agissant simultanément sur les trois bras en supprimant ce niveau en défaut selon les algorithmes suivants :

- Si  $S_{X1}$  est ouvert, alors le mode A normal n'existe plus pour tous les 3 bras de l'onduleur et la tension de sortie est limitée entre ( $+V_{dc}$  et  $-2V_{dc}$ ). Ainsi, chaque tension simple est limitée à une amplitude de  $\frac{3}{4}$  de  $V_{dc}$  et pour égaler l'alternance positive et négative, il est nécessaire de générer une tension homopolaire de ( $-V_{dc}/2$ ). Comme présenté sur la Figure 5.6, l'algorithme de reconfiguration est toujours basé à  $V_{control}$  (mais limité entre  $-\frac{3}{4}$  à  $+\frac{3}{4}$ ) et il n'y a plus que 4 niveaux au lieu de 5 niveaux et la tension  $V_{dc}$  correspond à  $\frac{1}{2}$  de  $V_{control}$ .

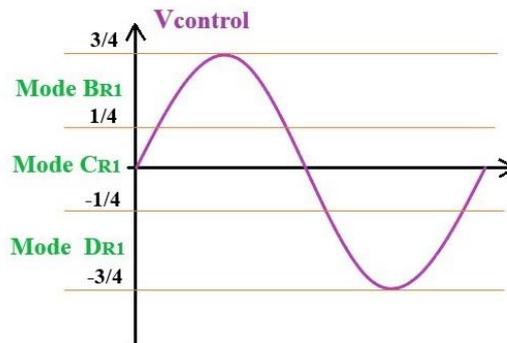


Figure 5.6 – Principe de l'élaboration des quatre niveaux avec  $S_{X1}$  ouvert

Si ( $V_{control} > \frac{1}{4}$ ) alors Mode  $B_{R1}$

- avec  $\alpha_1 = 1$ ,  $\alpha_2 = 2.(V_{control} - \frac{1}{4})$  et  $\alpha_3 = \alpha_4 = 0$

Sinon

Si ( $\frac{1}{4} > V_{control} > -\frac{1}{4}$ ) alors Mode  $C_{R1}$

- avec  $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$ ,  $\alpha_3 = 2.(V_{control} + \frac{1}{4})$  et  $\alpha_4 = 0$

Sinon Mode  $D_{R1}$

- avec  $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = 1$  et  $\alpha_4 = 2.(V_{control} + \frac{3}{4})$

- Si  $S_{X8}$  est ouvert, alors le mode D normal n'existe plus pour tous les 3 bras de l'onduleur et la tension de sortie est limitée entre ( $+2V_{dc}$  et  $-V_{dc}$ ). Ainsi, chaque tension simple est limitée à une amplitude de  $\frac{3}{4}$  de  $V_{dc}$  et pour égaler l'alternance positive et négative, il est nécessaire de générer une tension homopolaire de ( $+V_{dc}/2$ ). Comme présenté sur la Figure 5.7, l'algorithme de reconfiguration est toujours basé à  $V_{control}$  (mais limité entre  $-\frac{3}{4}$  à  $+\frac{3}{4}$ ) et il n'y a plus que 4 niveaux au lieu de 5 niveaux et la tension  $V_{dc}$  correspond à  $\frac{1}{2}$  de  $V_{control}$ .

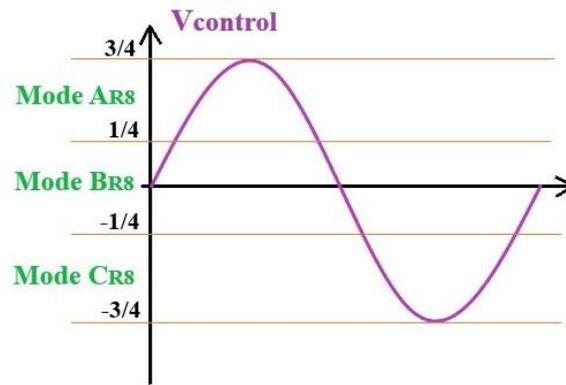


Figure 5.7 – Principe de l'élaboration des quatre niveaux avec  $S_{x8}$  ouvert

Si ( $V_{control} > 1/4$ ) alors Mode  $A_{R8}$

- avec  $\alpha_1=2.(V_{control}-1/4)$  et  $\alpha_2 = \alpha_3 = \alpha_4 = 0$

Sinon

Si ( $1/4 > V_{control} > -1/4$ ) alors Mode  $B_{R8}$

- avec  $\alpha_1=1$ ,  $\alpha_2= 2.(V_{control} + 1/4)$  et  $\alpha_3 = \alpha_4 = 0$

Sinon Mode  $C_{R8}$

- avec  $\alpha_1= \alpha_2= \alpha_3= 1$  et  $\alpha_4= 2.(V_{control} + 3/4)$  et  $\alpha_4 = 0$

## 5.4 MISE EN ŒUVRE EXPÉRIMENTALE

Le banc expérimental de cette thèse mis en place au LIAS consiste en une source de tension multiniveau de type S5L-C8S, connectée à un pseudo-réseau et alimentant une charge résistive, comme présenté sur la Figure 5.8. Le pseudo-réseau est composé d'une machine synchrone à aimant permanent autopilotée (MSAP) fonctionnant comme générateur et entraîné par une machine à courant continu. Le processus de contrôle commence par la mesure des courants triphasés sortants de l'onduleur ( $I_A, I_B, I_C$ ) et de la position du rotor ( $\theta_m$ ). Des capteurs sont utilisés pour convertir les valeurs analogiques en signaux numériques, et la position du rotor de la MSAP est mesurée pour synchroniser les transformées de Park avec l'arbre de la MSAP. Le microcontrôleur PIC32 de Microchip est choisi pour les fonctions de contrôle telles que la PLL, l'asservissement et la transformation de Park. Ce microcontrôleur à virgule flottante possède de nombreuses entrées analogiques, la capacité d'effectuer six mesures simultanées pour synchroniser les mesures triphasées et un minimum de six bus SPI (Serial Peripheral Interface). La commande implantée dans le microcontrôleur PIC32 régule les courants transformés  $I_d$  et  $I_q$ , et avec le réglage de  $I_{dref}$  permettant d'agir sur le déphasage des courants délivrés par l'onduleur et le réglage de  $I_{qref}$  permettant d'agir sur l'amplitude du courant actif [282]. Ainsi les échanges des puissances active et réactive avec la charge et la MSAP sont totalement maîtrisées. Pour chaque bras, un microcontrôleur dsPIC33 de Microchip, un microcontrôleur à virgule fixe, est désigné pour superviser les quatre MLI du bras de l'onduleur multiniveau et de faire la surveillance des huit interrupteurs composant chaque bras.

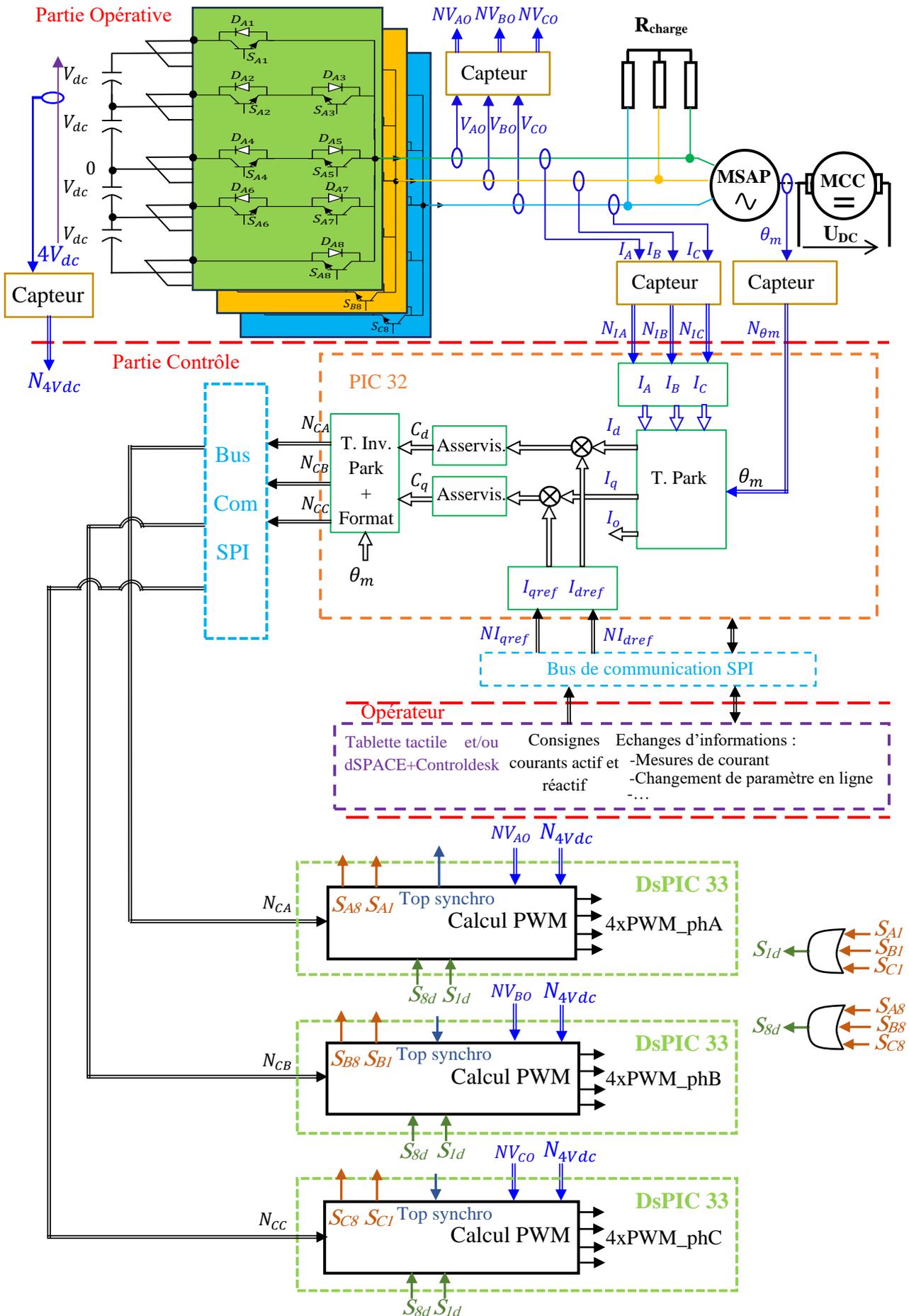


Figure 5.8 – Décomposition fonctionnelle

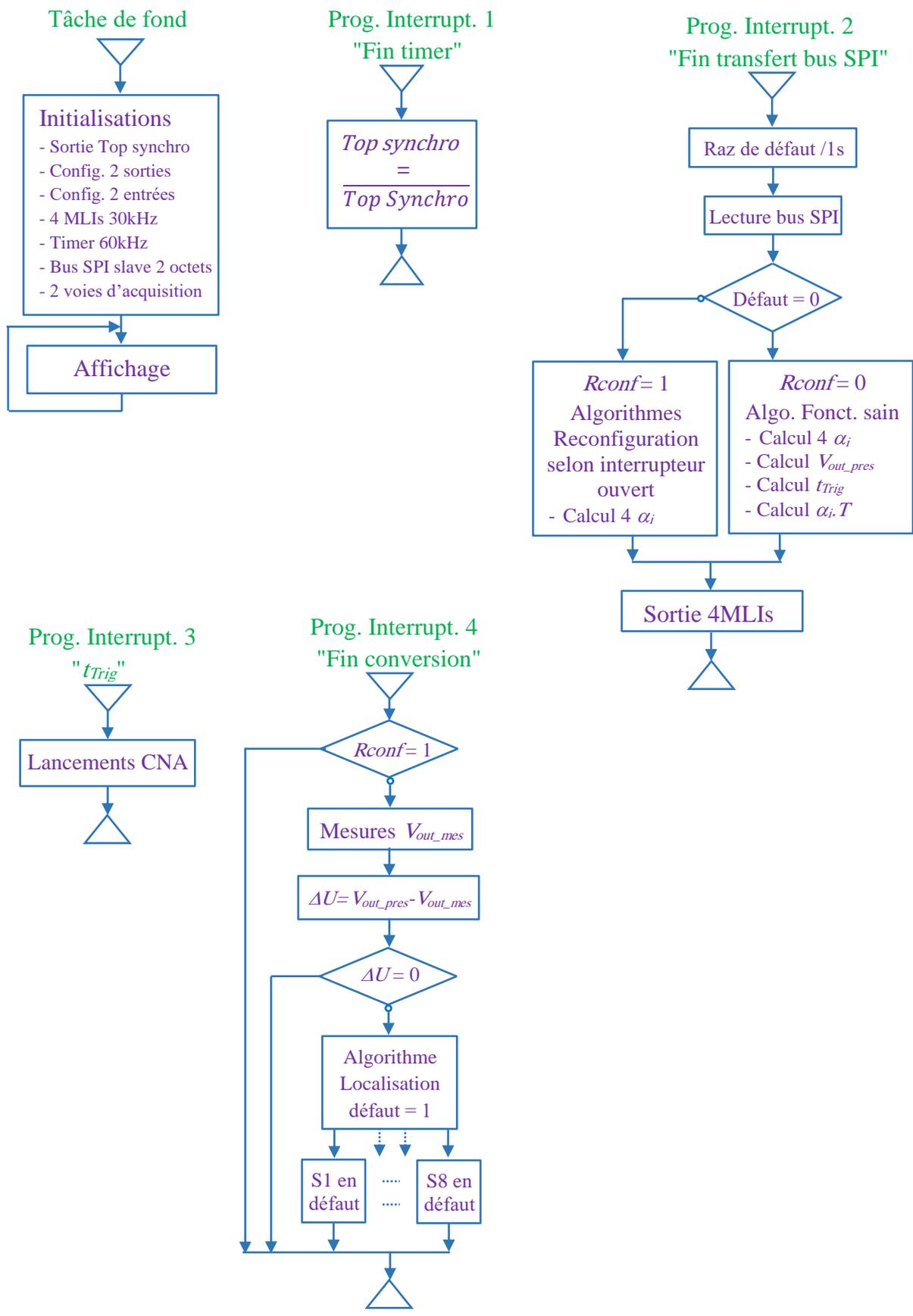


Figure 5.9 – Programme de détection et de reconfiguration à quatre taches du dsPic33

En plus de gérer les quatre sorties MLI, il y a une entrée logique supplémentaire pour synchroniser la MLI de toutes les cartes qui s'avère déterminant pour une gestion efficace du temps. En outre, il dispose de deux bus SPI pour permettre plusieurs communications simultanées, si besoin.

### Modification de l'analyse fonctionnelle

Les algorithmes ci-dessus ont été validés en modifiant le programme des microcontrôleurs dsPIC 33, par l'ajout d'une carte d'acquisition de tension pour mesurer le bus continu ( $4V_{dc}$ ) et chaque tension de sortie de chaque bras d'onduleur multiniveau ( $V_{AO}$ ,  $V_{BO}$  et  $V_{CO}$ ) et le câblage des entrées-sorties de synchronisation pour le fonctionnement en reconfiguration. Le schéma de principe pour la mesure de chaque tension est donné par la Figure 5.10 et la réalisation par la Figure 5.12. Pour la prise en compte de la surveillance de défaut d'ouverture d'interrupteur commandé, l'analyse fonctionnelle d'origine est modifiée selon la Figure 5.8.

### Modification de l'algorithme du programme multitâche du dsPIC 33

Le programme du dsPIC 33 à quatre tâches d'interruption est présenté sur la Figure 5.9. L'évènement de la première interruption est généré par un timer qui est programmé à 60kHz de façon que le signal *Top synchro*, généré par ce programme d'interruption, soit un signal carré à la fréquence de 30kHz, qui correspond à la fréquence de la MLI. L'évènement de la deuxième interruption est généré par la fin du transfert de la grandeur de commande par le PIC32 via le bus SPI. Ce programme génère les quatre rapports cycliques pour une phase de l'onduleur multiniveau pour le fonctionnement sain et aussi pour les fonctionnements avec défaut à travers des programmes reconfigurés en fonction de la localisation du défaut. L'algorithme du fonctionnement supposé sain réalise aussi des calculs ( $V_{XO\_pres}$ ,  $t_{Trig}$  et  $\alpha_i T$ ) qui serviront à la détection et la localisation du défaut réalisées par le programme 4 d'interruption. L'évènement de la troisième interruption est généré par la fonction spéciale du module MLI du dsPIC33 qui est synchronisé sur le début de la MLI et avec un retard de  $t_{Trig}$  calculé dans le programme 2 d'interruption. Ce programme lance la conversion des deux convertisseurs CAN pour lire  $4.V_{dc}$  et  $V_{XO\_mes}$ . L'évènement de la quatrième interruption est généré par la fin de conversion d'un des CAN (sachant que les deux CAN convertissent en même temps). Ce programme consiste à faire la détection du défaut par le calcul de  $\Delta U$  et en cas de défaut un deuxième algorithme localise l'interrupteur ouvert et signale le défaut pour que le programme d'interruption 2 active le bon programme de reconfiguration. En dehors de programmes d'interruption, le programme de la tâche de fond est bouclé à l'infini pour juste faire de l'affichage.

## **5.5 DESCRIPTION DU BANC D'ESSAI**

Le banc expérimental correspondant à l'architecture fonctionnelle qui avait été mis en place lors de la thèse précédente [190]. Les cartes (dsPIC33 et PIC32) à base de microcontrôleur ont été

développées en conception assistée par ordinateur dans le laboratoire (conception et routage), fabriquées par une entreprise professionnelle et montées par le service technique du laboratoire. La carte de mesure de tension et de courant requise pour l'expérience a été développée et fabriquée totalement dans le laboratoire.

### 5.5.1 Description de la carte de mesure pour la commande

Cette carte intègre toutes les mesures des grandeurs électriques de puissance de manière entièrement isolée, conformément aux principes exposés dans la Figure 5.10 et Figure 5.11. Les lectures des mesures sont effectuées par la carte à base de PIC32 directement montée sur la carte de mesure (carte fille de la carte de mesure). Elle inclut des fonctionnalités telles que le filtrage anti-repliement et permet les mesures pour le contrôle de l'onduleur triphasé et les mesures sur des sources continues. Les mesures sont : les quatre tensions alternatives avec une amplitude de calibre  $\pm 150$  V, deux tensions continues de calibre 200 V, quatre courants alternatifs avec un calibre de  $\pm 7$  A, ainsi que deux courants continus de calibre 10 A. La représentation graphique de cette carte est visible dans la Figure 5.12.

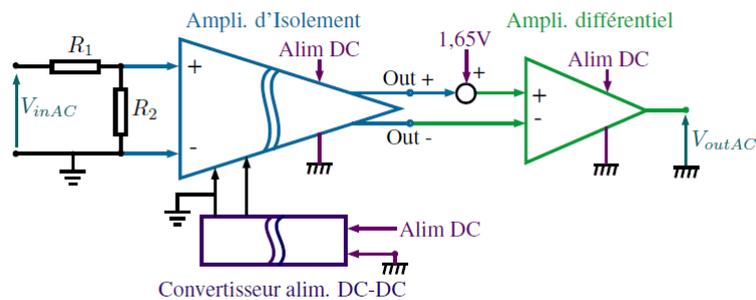


Figure 5.10 – Schéma du capteur de tension basé sur l'utilisation d'un amplificateur d'isolement



Figure 5.11 – Schéma du capteur de courant basé sur le principe de l'effet hall (doc : Allegro ACS712)

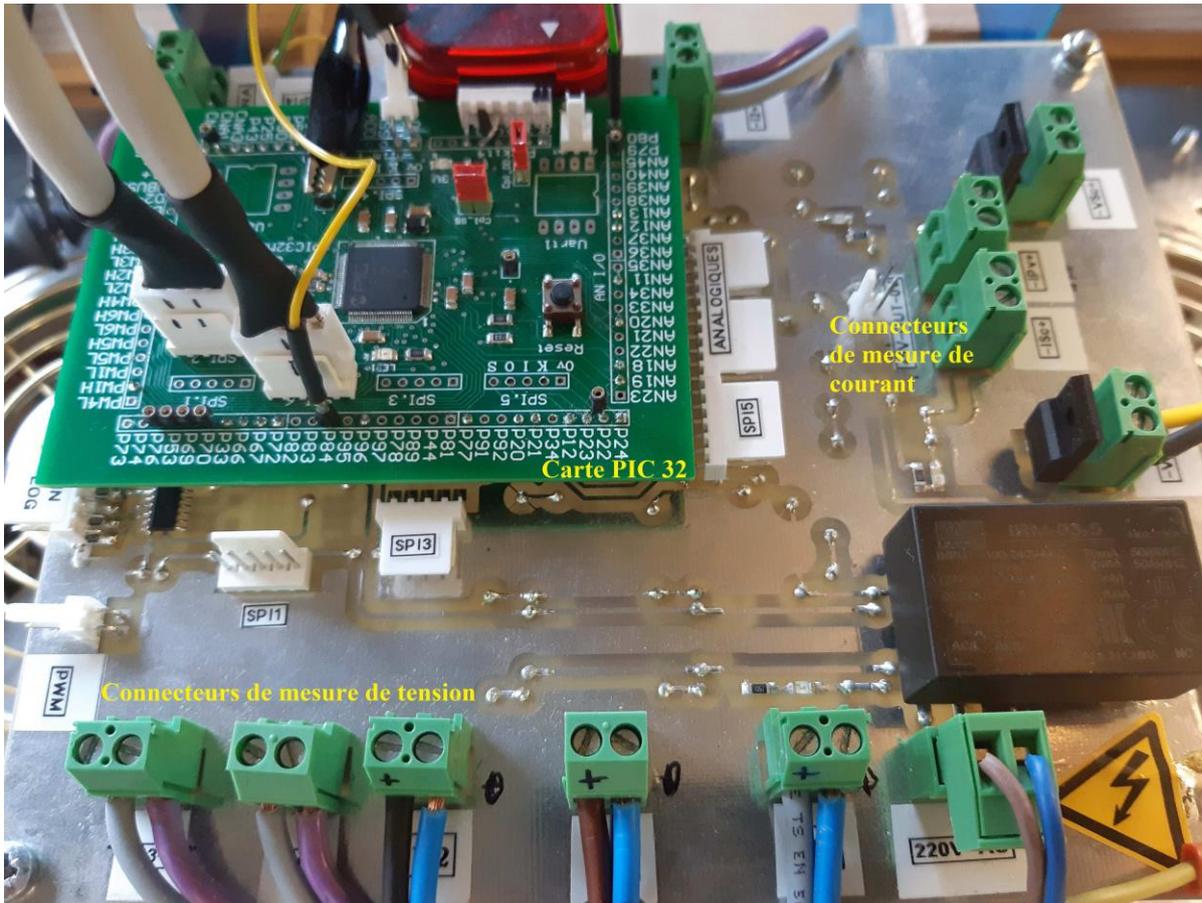


Figure 5.12 – Carte de mesure pour la partie commande

### 5.5.2 Description des cartes de puissance

La photo des cartes de puissance, chacune correspondant à un bras d'onduleur cinq niveaux, est illustrée dans la Figure 5.13.

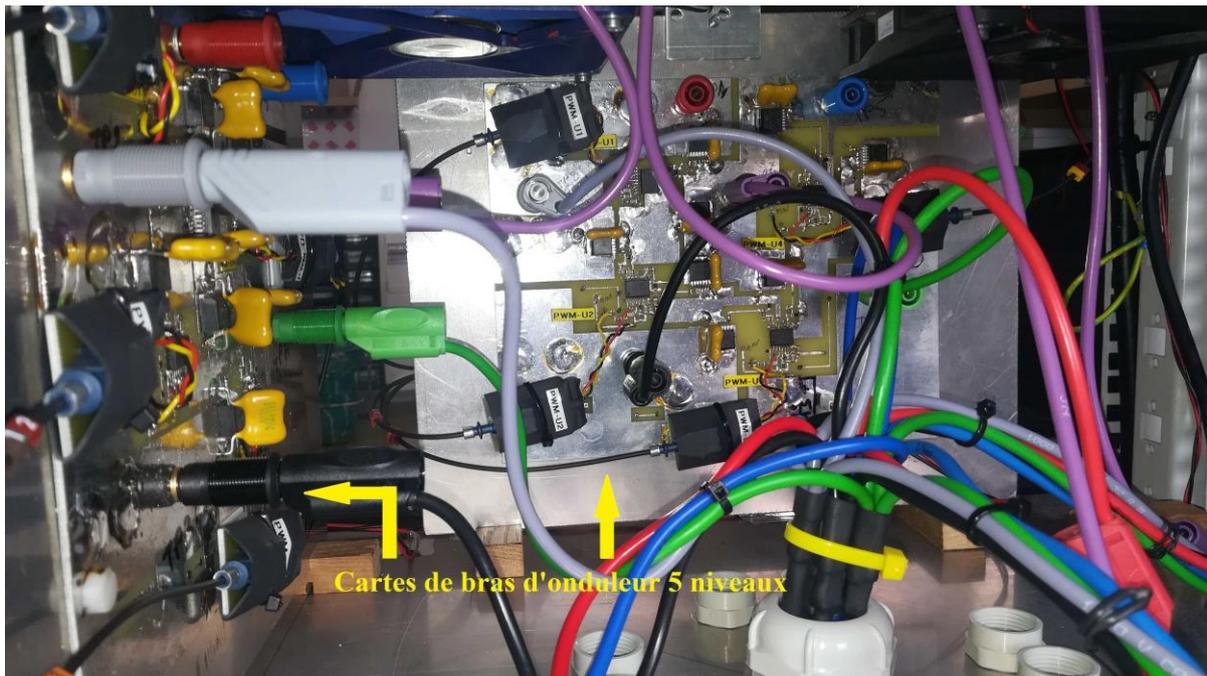


Figure 5.13 – Cartes de puissance

### 5.5.3 Description des cartes de commande

Les cartes de commande, composées d'un PIC 32 et de trois dsPIC 33, sont représentées sur la Figure 5.14. Une description détaillée de ces deux types de cartes est donnée en annexe C.

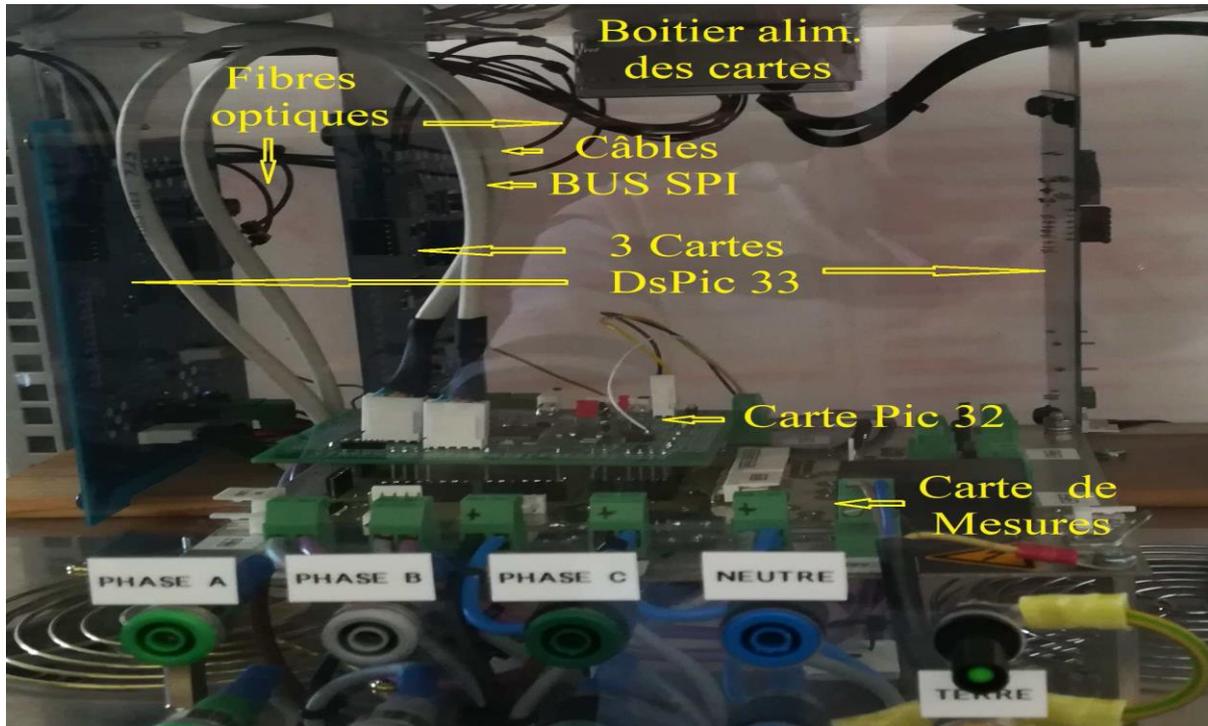


Figure 5.14 – Cartes de commande

### 5.5.4 Description de la vue de l'ensemble

Toutes les cartes de puissance et de commande sont montées sur un rack de 19 pouces. Afin de réduire les perturbations électromagnétiques, une plaque d'aluminium sépare l'ensemble des cartes de commande et de puissance. Sous les cartes de puissance, les quatre condensateurs des tensions continues qui alimentent chaque bras de l'onduleur à cinq niveaux sont regroupés. La Figure 5.15 présente une photo du rack 19 pouces où l'onduleur triphasé à cinq niveaux est assemblé. La Figure 5.14 offre une vue d'ensemble du rack, incluant les cartes de commande et les cartes de puissance.

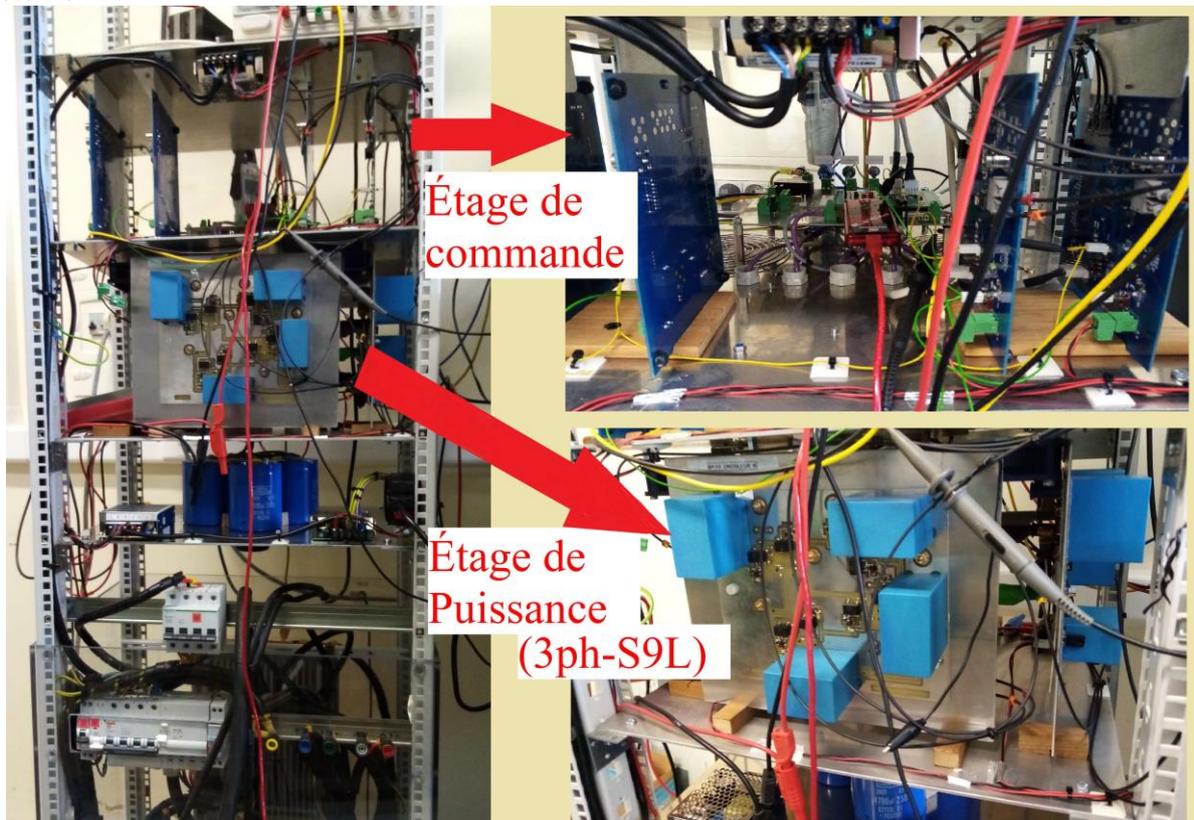


Figure 5.15 – Ensemble de toutes les cartes de contrôle et de mesure

## 5.6 RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX A PARTIR DU BANC D'ESSAI

### 5.6.1 Essais avec la commande de base

Les Figures de 5.16 à 5.25 montrent les résultats expérimentaux avec la commande de base implantée dans les dsPic33 en absence de défaut (sain) et avec la présence d'un défaut d'interrupteur commandé ouvert dans la phase A ( $S_{A1}$ ,  $S_{A3}$ ,  $S_{A4}$  et  $S_{A5}$ ). Pour ces essais, les courants sont déphasés de  $33^\circ$  avec une valeur efficace d'environ  $1,4A$  en avance pour illustrer que les algorithmes fonctionnent dans toutes types de charge, une fréquence de  $40Hz$  et avec  $V_{dc} = 14,5V$ . Les mesures sont réalisées avec PW8001 de chez Hioki.

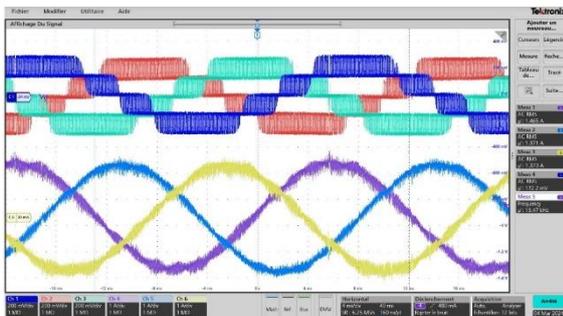


Figure 5.16 – Tensions et courants de sortie Sain

U <sub>rms1</sub>	17.1660 V	U <sub>Ind1</sub>	16.1746 V	U <sub>Ind1</sub>	2.160 %
U <sub>rms2</sub>	17.6289 V	U <sub>Ind2</sub>	16.6467 V	U <sub>Ind2</sub>	1.927 %
U <sub>rms3</sub>	17.0306 V	U <sub>Ind3</sub>	16.0297 V	U <sub>Ind3</sub>	2.163 %
I <sub>rms1</sub>	1.42677 A	I <sub>Ind1</sub>	1.42314 A	I <sub>Ind1</sub>	2.365 %
I <sub>rms2</sub>	1.41404 A	I <sub>Ind2</sub>	1.41201 A	I <sub>Ind2</sub>	1.747 %
I <sub>rms3</sub>	1.42272 A	I <sub>Ind3</sub>	1.41636 A	I <sub>Ind3</sub>	2.342 %
P <sub>123</sub>	61.825 W	Q <sub>123</sub>	- 40.012 var	S <sub>123</sub>	73.650 VA
P <sub>Ind123</sub>	61.577 W	Q <sub>Ind123</sub>	- 31.619 var	S <sub>Ind123</sub>	69.221 VA
λ <sub>123</sub>	- 0.83944	Φ <sub>123</sub>	- 32.919 °	f <sub>1</sub>	40.2033 Hz

Figure 5.17 – Relevés tensions et courant Sain

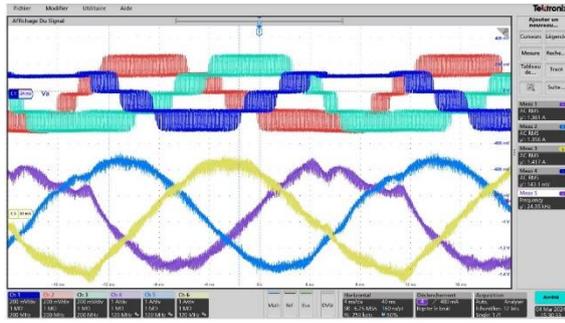


Figure 5.18 – Tensions et courants de sortie  $S_{A1}$  ouvert

U <sub>rms1</sub>	U <sub>rms2</sub>	U <sub>rms3</sub>	I <sub>rms1</sub>	I <sub>rms2</sub>	I <sub>rms3</sub>	P <sub>123</sub>	P <sub>rnd123</sub>	λ <sub>123</sub>	U <sub>hd1</sub>	U <sub>hd2</sub>	U <sub>hd3</sub>	I <sub>hd1</sub>	I <sub>hd2</sub>	I <sub>hd3</sub>	Q <sub>123</sub>	Q <sub>rnd123</sub>	S <sub>123</sub>	S <sub>rnd123</sub>	Φ <sub>123</sub>	f <sub>11</sub>
14.6364 V	19.0553 V	18.6920 V	1.34654 A	1.42028 A	1.46387 A	60.600 W	60.163 W	- 0.81743	13.4096 V	17.8881 V	17.5127 V	1.32680 A	1.41253 A	1.45221 A	- 41.864 var	- 31.424 var	74.135 VA	67.876 VA	- 35.172 °	39.9802 Hz

Figure 5.19 – Relevés tensions et courant  $S_{A1}$  ouvert

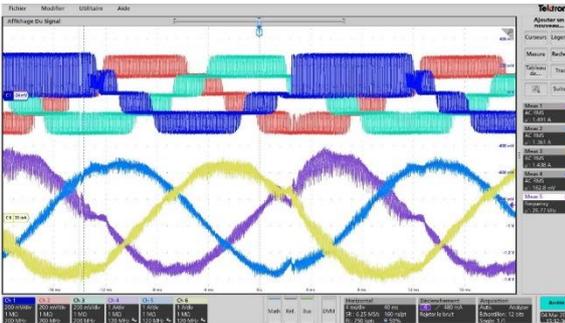


Figure 5.20 – Tensions et courants de sortie  $S_{A3}$  ouvert

U <sub>rms1</sub>	U <sub>rms2</sub>	U <sub>rms3</sub>	I <sub>rms1</sub>	I <sub>rms2</sub>	I <sub>rms3</sub>	P <sub>123</sub>	P <sub>rnd123</sub>	λ <sub>123</sub>	U <sub>hd1</sub>	U <sub>hd2</sub>	U <sub>hd3</sub>	I <sub>hd1</sub>	I <sub>hd2</sub>	I <sub>hd3</sub>	Q <sub>123</sub>	Q <sub>rnd123</sub>	S <sub>123</sub>	S <sub>rnd123</sub>	Φ <sub>123</sub>	f <sub>11</sub>
17.9733 V	18.4000 V	17.3847 V	1.43160 A	1.40293 A	1.48735 A	62.896 W	62.343 W	- 0.81260	15.2679 V	17.4497 V	16.3074 V	1.41651 A	1.39814 A	1.47376 A	- 44.925 var	- 31.842 var	77.402 VA	70.004 VA	- 35.650 °	40.3336 Hz

Figure 5.21 – Relevés tensions et courant  $S_{A3}$  ouvert

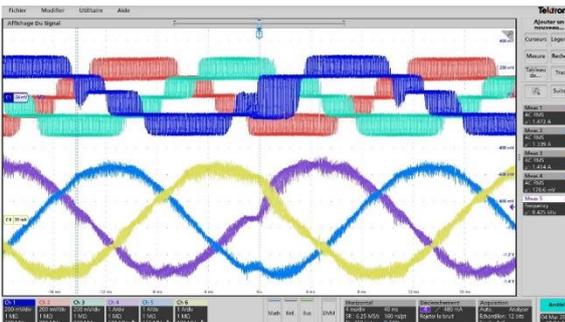


Figure 5.22 – Tensions et courants de sortie  $S_{A5}$  ouvert

U <sub>rms1</sub>	U <sub>rms2</sub>	U <sub>rms3</sub>	I <sub>rms1</sub>	I <sub>rms2</sub>	I <sub>rms3</sub>	P <sub>123</sub>	P <sub>rnd123</sub>	λ <sub>123</sub>	U <sub>hd1</sub>	U <sub>hd2</sub>	U <sub>hd3</sub>	I <sub>hd1</sub>	I <sub>hd2</sub>	I <sub>hd3</sub>	Q <sub>123</sub>	Q <sub>rnd123</sub>	S <sub>123</sub>	S <sub>rnd123</sub>	Φ <sub>123</sub>	f <sub>11</sub>
17.7173 V	18.1518 V	16.5983 V	1.44951 A	1.39676 A	1.43503 A	62.195 W	61.842 W	- 0.83088	16.2193 V	17.1605 V	15.5925 V	1.44122 A	1.39427 A	1.42748 A	- 41.574 var	- 31.802 var	74.854 VA	69.540 VA	- 33.811 °	40.3218 Hz

Figure 5.23 – Relevés tensions et courant  $S_{A5}$  ouvert

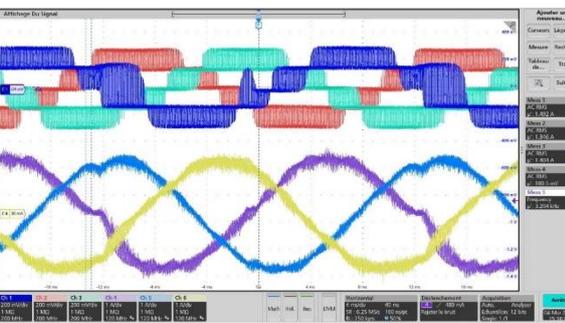


Figure 5.24 – Tensions et courants de sortie  $S_{A4}$  ouvert

U <sub>rms1</sub>	U <sub>rms2</sub>	U <sub>rms3</sub>	I <sub>rms1</sub>	I <sub>rms2</sub>	I <sub>rms3</sub>	P <sub>123</sub>	P <sub>rnd123</sub>	λ <sub>123</sub>	U <sub>hd1</sub>	U <sub>hd2</sub>	U <sub>hd3</sub>	I <sub>hd1</sub>	I <sub>hd2</sub>	I <sub>hd3</sub>	Q <sub>123</sub>	Q <sub>rnd123</sub>	S <sub>123</sub>	S <sub>rnd123</sub>	Φ <sub>123</sub>	f <sub>11</sub>
17.6926 V	18.1572 V	16.5864 V	1.44963 A	1.39535 A	1.43775 A	62.201 W	61.824 W	- 0.83122	16.2013 V	17.1767 V	15.5708 V	1.44075 A	1.39272 A	1.42887 A	- 41.537 var	- 31.737 var	74.831 VA	69.494 VA	- 33.776 °	40.2858 Hz

Figure 5.25 – Relevés tensions et courant  $S_{A4}$  ouvert

D'après la Figure 5.16 et Figure 5.17, Le fonctionnement sain montre que les taux d'harmoniques (THD) de tension et de courant sont proches de 2% (rappel les THD sont calculés avec les 50 premiers harmoniques et donc ne prennent pas en compte la fréquence de hachage (30kHz pour ces essais)).

Pour l'ouverture de  $S_{A1}$  (Figure 5.18), on remarque bien la disparition du niveau le plus haut. Les mesures de la Figure 5.19 montrent que les THD de tension et de courant sont fortement augmentés respectivement 19% et 14% pour la phase en défaut et aussi augmentés pour les deux autres phases (respectivement 14% et 7%). Pour l'ouverture de  $S_{A3}$  (Figure 5.20), on a bien la

disparition du niveau intermédiaire positif et la MLI se fait entre le niveau le plus haut et le niveau milieu. Les mesures de la Figure 5.21 montrent que les THD de tension et de courant sont aussi augmentés respectivement 8% et 10% pour la phase en défaut et aussi augmentés pour les deux autres phases (respectivement 6% à 7% et 4.5% à 6.5%). Pour l'ouverture de  $S_{A5}$  (Figure 5.22) ou  $S_{A4}$  (Figure 5.24), on voit bien la disparition du niveau milieu et la MLI se fait entre les deux niveaux intermédiaires positif et négatif. Les mesures de la Figure 5.23 et Figure 5.25 montrent que les THD de tension et de courant sont moins augmentés respectivement 6% et 7% pour la phase en défaut et aussi augmentés pour les deux autres phases (respectivement 4% à 6% et 3.5% à 5%), car le défaut est symétrique pour les alternances positives et négatives (contrairement aux deux autres défauts décrits ci-dessus). Pour les quatre cas de défaut précédent, les trois courants restent quand même quasiment sinusoïdaux, car ce sont les correcteurs de courant qui déforment les commandes pour qu'il puisse suivre les courants de consigne.

Les figures de 5.26 à 5.30 illustrent les grandeurs de commande déformées (sauf le cas sain) en présence de l'ouverture d'un interrupteur avec les algorithmes de base. Pour ces essais, les courants sont déphasés de  $33^\circ$  avec une valeur efficace d'environ  $1,4A$  en avance pour illustrer que les algorithmes fonctionnent dans toutes types de charge, une fréquence de  $40Hz$  et avec  $V_{dc}= 14,5V$ .

- **Voie 1** : Commande de la phase 1
- **Voie 2** : Commande de la phase 2
- **Voie math** : Commande de la phase 3
- **Voie 3** :  $I_A$  courant de la phase en défaut

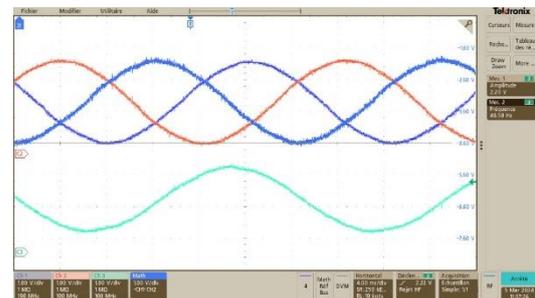


Figure 5.26 – Grandeurs de commande et  $I_A$  Sain

On remarque que pour le défaut  $S_{A1}$ , le fait de supprimer un niveau extrême cause la saturation de la grandeur de commande de la phase en défaut. Le courant correspondant se trouve réduit au moment de cette saturation et ainsi les THD sont importants.

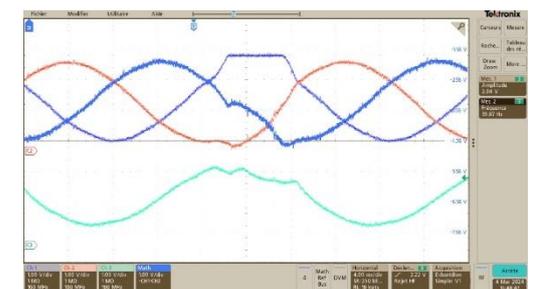


Figure 5.27 – Grandeurs de commande et  $I_A$ ,  $S_{A1}$  ouvert

Pour le défaut  $S_{A3}$ , le fait de supprimer un niveau intermédiaire, les correcteurs de courant provoquent des déformations de toutes les grandeurs sans saturation. Ainsi les THD sont moins importants que le cas précédent.

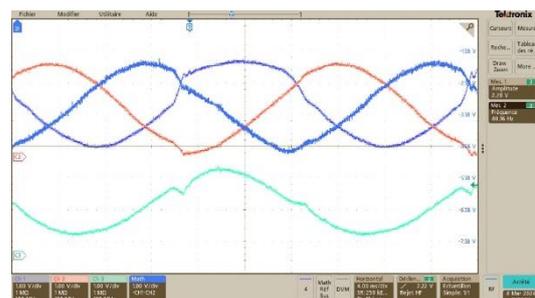


Figure 5.28 – Grandeurs de commande et  $I_A$ ,  $S_{A3}$  ouvert

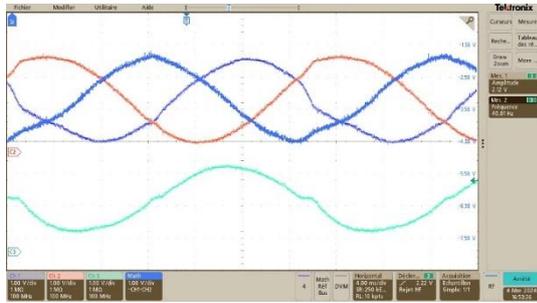


Figure 5.29 – Grandeurs de commande et  $I_A$ ,  $S_{A4}$  ouvert

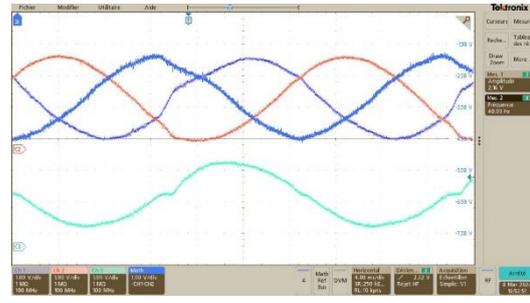


Figure 5.30 – Grandeurs de commande et  $I_A$ ,  $S_{A5}$  ouvert

Pour ces défauts  $S_{A4}$  ou  $S_{A5}$ , le fait de supprimer le niveau central provoque aussi des déformations de toutes les grandeurs de commande dues aux correcteurs de courant. Mais comme le défaut est symétrique pour les alternances positives et négatives (contrairement aux deux autres défauts décrits ci-dessus), les THD sont encore moins importants que les cas précédents

### 5.6.2 Essais avec la commande de reconfiguration

Les Figures de 5.31 à 5.36 montrent les résultats expérimentaux avec l'ensemble des algorithmes de détection, localisation et de reconfiguration opérationnels implanté dans les dsPIC33 en présence de défaut et avec la présence d'un interrupteur commandé ouvert ( $S_{A1}$ ,  $S_{A3}$  et  $S_{A5}$ ). Pour ces essais, les courants sont déphasés de  $33^\circ$  avec une valeur efficace d'environ 1,4A en avance pour illustrer que les algorithmes fonctionnent dans tous types de charge, une fréquence de 40Hz et avec  $V_{dc}= 14,5V$  (sauf avec S1 ouvert,  $V_{dc}=16,75V$ ). Après l'ouverture de  $S_{A1}$  (Figure 5.31), on voit bien que la tension de chaque phase passe en mode quatre niveaux avec une tension homopolaire de  $-V_{dc}/2$ . Comme présenté sur la Figure 5.32, cette reconfiguration permet d'optimiser les THDs des tensions des trois phases, qui atteignent des valeurs respectives de 1,9%, 1,78% et 1,87%. En parallèle, les courants sont également améliorés, présentant une forme quasi sinusoïdale, avec des THD pour chaque phase de 2,86%, 2,35% et 2,96%. Après l'ouverture de  $S_{A3}$  (Figure 5.33), on a bien la disparition du niveau intermédiaire positif et la MLI se fait entre le niveau le plus haut et le niveau milieu. Comme présenté sur la Figure 5.34, les THDs de tension des trois phases sont optimisés, avec des valeurs respectives de 1,88%, 1,74 % et 1,85%. Les courants sont également améliorés, avec une forme quasi sinusoïdale, affichant un THD pour chaque phase de 3,69%, 1,99% et 3,02%. Pour l'ouverture de  $S_{A5}$  (Figure 5.35), on voit bien la disparition du niveau milieu et la MLI se fait entre les deux niveaux intermédiaires positif et négatif. Comme présenté sur la Figure 5.36, les THDs de tension des trois phases sont optimisés, avec des valeurs respectives de 1,95%, 1,6 % et 2,14%. Les courants sont également améliorés, avec une forme quasi sinusoïdale, affichant un THD pour chaque phase de 3,26%, 1,79% et 2,94%. Pour les trois cas de défaut précédent, les courants restent très bien sinusoïdaux avec des THD de tension et de courant restants aussi similaires par rapport au fonctionnement sain car les programme de reconfiguration garde la linéarité du fonctionnement de l'onduleur entre les grandeurs de commande et les tensions de sortie.

Chaque figure suit cette nomenclature pour les six signaux (4ms/div) :

- **Voie 1** : Tension simple de la phase 1 (20V/div)
- **Voie 2** : Tension simple de la phase 2 (20V/div)
- **Voie 3** : Tension simple de la phase 3 (20V/div)
- **Voie 4** : Courant de la phase 1 (1A/div)
- **Voie 5** : Courant de la phase 2 (1A/div)
- **Voie 6** : Courant de la phase 3 (1A/div)

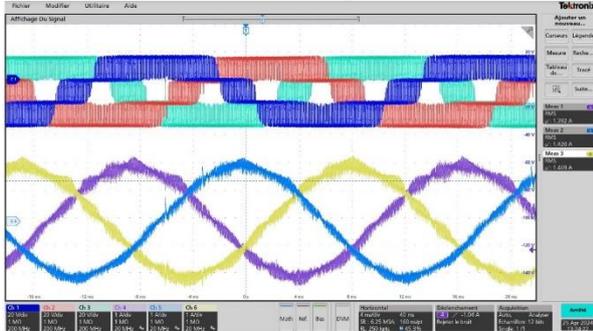


Figure 5.31 – Tensions et courants de sortie  $S_{A1}$  ouvert

CH 123	3P4W	Sync: I1 / I1	Auto	30 V	Upper: 1kHz	200ms
$U_{rms1}$	19.2490 V	$U_{fnd1}$	16.1823 V	$U_{thd1}$	1.901 %	
$U_{rms2}$	19.4012 V	$U_{fnd2}$	16.3547 V	$U_{thd2}$	1.781 %	
$U_{rms3}$	19.2761 V	$U_{fnd3}$	16.1871 V	$U_{thd3}$	1.874 %	
$I_{rms1}$	1.41351 A	$I_{fnd1}$	1.40913 A	$I_{thd1}$	2.858 %	
$I_{rms2}$	1.40752 A	$I_{fnd2}$	1.40481 A	$I_{thd2}$	2.350 %	
$I_{rms3}$	1.42652 A	$I_{fnd3}$	1.42044 A	$I_{thd3}$	2.957 %	
$P_{123}$	61.537 W	$Q_{123}$	- 54.195 var	$S_{123}$	82.014 VA	
$P_{fnd123}$	61.305 W	$Q_{fnd123}$	- 31.155 var	$S_{fnd123}$	68.768 VA	
$\lambda_{123}$	- 0.75033	$\Phi_{123}$	- 41.381 °	$f_{11}$	40.3172 Hz	

Figure 5.32 – Relevés tensions et courant  $S_{A1}$  ouvert

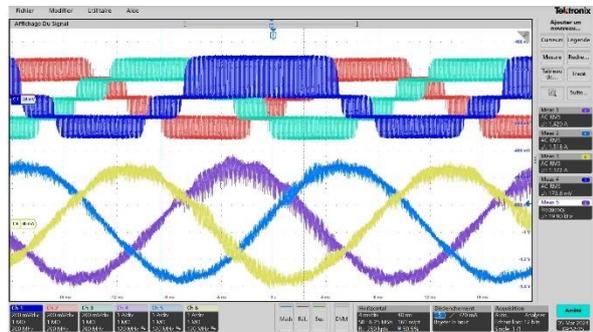


Figure 5.33 – Tensions et courants de sortie  $S_{A3}$  ouvert

CH 123	3P4W	Sync: I1 / I1	Auto	30 V	Upper: 1kHz	200ms
$U_{rms1}$	18.7746 V	$U_{fnd1}$	16.3439 V	$U_{thd1}$	1.883 %	
$U_{rms2}$	17.7588 V	$U_{fnd2}$	16.7677 V	$U_{thd2}$	1.742 %	
$U_{rms3}$	17.1595 V	$U_{fnd3}$	16.1426 V	$U_{thd3}$	1.847 %	
$I_{rms1}$	1.46870 A	$I_{fnd1}$	1.46184 A	$I_{thd1}$	3.668 %	
$I_{rms2}$	1.43283 A	$I_{fnd2}$	1.43069 A	$I_{thd2}$	1.990 %	
$I_{rms3}$	1.45690 A	$I_{fnd3}$	1.44869 A	$I_{thd3}$	3.016 %	
$P_{123}$	63.788 W	$Q_{123}$	- 44.785 var	$S_{123}$	78.019 VA	
$P_{fnd123}$	63.422 W	$Q_{fnd123}$	- 32.481 var	$S_{fnd123}$	71.256 VA	
$\lambda_{123}$	- 0.81760	$\Phi_{123}$	- 35.155 °	$f_{11}$	40.5727 Hz	

Figure 5.34 – Relevés tensions et courant  $S_{A3}$  ouvert

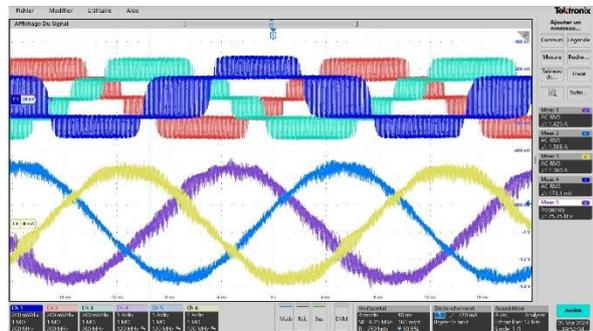


Figure 5.35 – Tensions et courants de sortie  $S_{A5}$  ouvert

CH 123	3P4W	Sync: I1 / I1	Auto	30 V	Upper: 1kHz	200ms
$U_{rms1}$	18.2666 V	$U_{fnd1}$	16.3299 V	$U_{thd1}$	1.952 %	
$U_{rms2}$	17.7132 V	$U_{fnd2}$	16.7162 V	$U_{thd2}$	1.599 %	
$U_{rms3}$	17.2114 V	$U_{fnd3}$	16.2103 V	$U_{thd3}$	2.139 %	
$I_{rms1}$	1.45233 A	$I_{fnd1}$	1.44584 A	$I_{thd1}$	3.260 %	
$I_{rms2}$	1.43235 A	$I_{fnd2}$	1.43025 A	$I_{thd2}$	1.786 %	
$I_{rms3}$	1.45068 A	$I_{fnd3}$	1.44344 A	$I_{thd3}$	2.941 %	
$P_{123}$	63.411 W	$Q_{123}$	- 43.382 var	$S_{123}$	76.869 VA	
$P_{fnd123}$	63.033 W	$Q_{fnd123}$	- 32.491 var	$S_{fnd123}$	70.914 VA	
$\lambda_{123}$	- 0.82492	$\Phi_{123}$	- 34.419 °	$f_{11}$	40.7433 Hz	

Figure 5.36 – Relevés tensions et courant  $S_{A5}$  ouvert

Il n'y a pas de nouvelles figures des grandeurs de commande en présence de l'ouverture d'un interrupteur commandé avec les algorithmes de diagnostic et de reconfiguration, car elles sont identiques au fonctionnement sain.

Les Figures 5.37 à 5.41 présentent la tension de la phase A ainsi que la tension théorique (présumée) calculée à l'aide du dsPIC 33. On observe que, dans des conditions normales de fonctionnement, la tension mesurée correspond parfaitement à la tension théorique. Cependant, lorsque des défauts apparaissent sur les interrupteurs  $S_{A1}$ ,  $S_{A3}$ ,  $S_{A4}$  et  $S_{A5}$ , les deux tensions restent identiques au moment de la remise à zéro (raz) du programme d'interruption 2, qui se produit dans

ce cas lorsque le composant défaillant cesse d'être sollicité. Après la raz, les deux tensions ne sont plus les mêmes, car l'interruption 2 interrompt le calcul de la tension théorique et active le programme de reconfiguration, qui prend en charge le calcul des quatre nouveaux rapports cycliques.

Chaque figure suivantes suit cette nomenclature pour les cinq signaux (4ms/div):

- **Voie 1** : Tension simple de la phase A
- **Voie 5** : Reconfiguration
- **Voie 6** : Tension de pole théorique

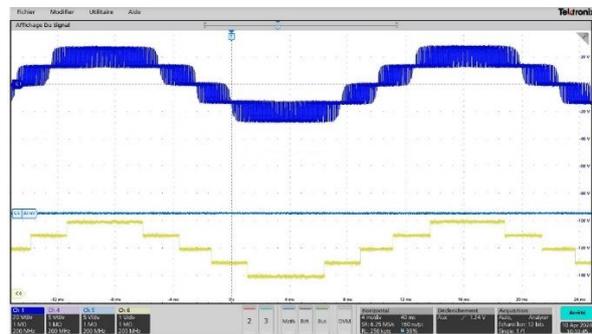


Figure 5.37 – Système Sain

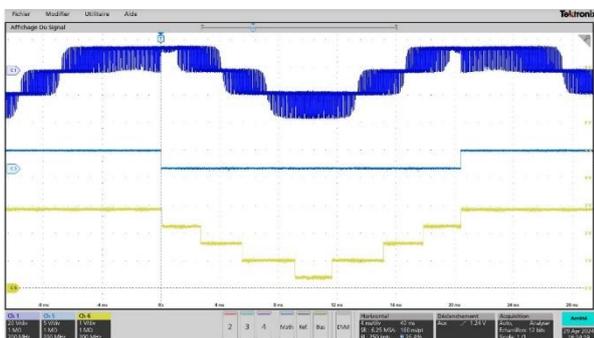


Figure 5.38 –  $S_{A1}$  ouvert

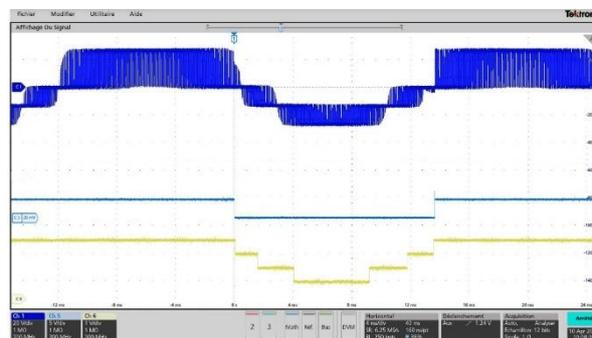


Figure 5.39 –  $S_{A3}$  ouvert

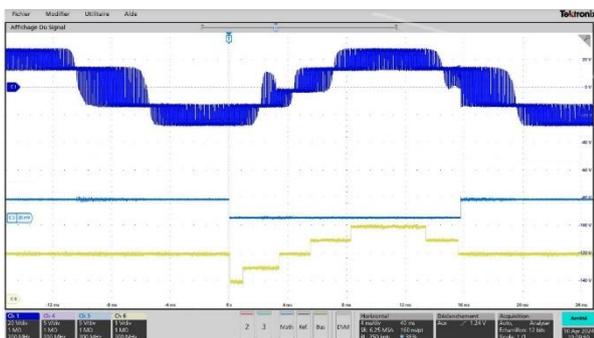


Figure 5.40 –  $S_{A4}$  ouvert

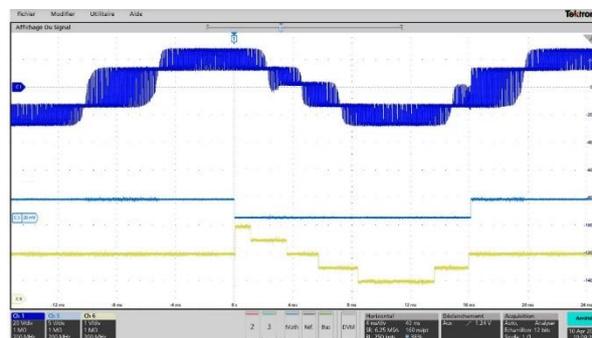


Figure 5.41 –  $S_{A5}$  ouvert

Les figures 5.42 à 5.46 illustrent les tensions de sortie des trois phases en mode normal et en présence d'un défaut d'ouverture de  $S_{A1}$ ,  $S_{A3}$ ,  $S_{A4}$  et  $S_{A5}$ . Il est clair que, pendant la raz, lorsque l'interrupteur défaillant est activé, une distorsion de la tension réapparaît. Après un certain laps de temps (le timing des différentes tâches dans le dsPIC 33 sera détaillé dans la section suivante), le signal de reconfiguration est réactivé et la tension ou les tensions de sortie sont ajustées en fonction du type de défaut, comme expliqué précédemment. On observe également que le signal d'information partagé aux autres dsPIC 33, " $S_{1d}$ " de la voie 5, n'est activé que lorsque S1 est en défaut. Ce signal permet la communication entre les trois dsPIC 33 pour mettre en œuvre le programme de reconfiguration de S1 dans les trois phases.

Chaque figure suivantes suit cette nomenclature pour les cinq signaux (20ms/div) :

- **Voie 1** : Tension simple de la phase 1
- **Voie 2** : Tension simple de la phase 2
- **Voie 3** : Tension simple de la phase 3
- **Voie 5** : Reconfiguration
- **Voie 6** : S1 en défaut (information partagé aux autres dsPic33)

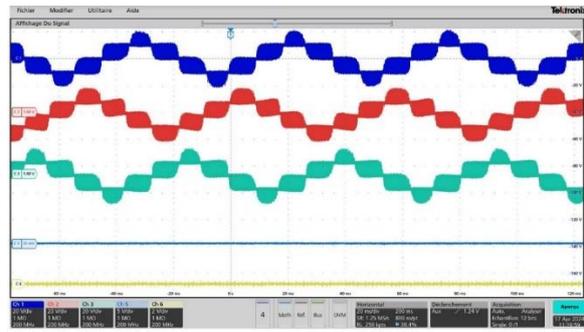


Figure 5.42 – Système Sain

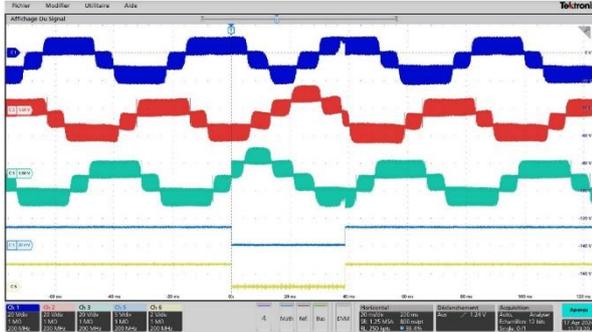


Figure 5.43 –  $S_{A1}$  ouvert

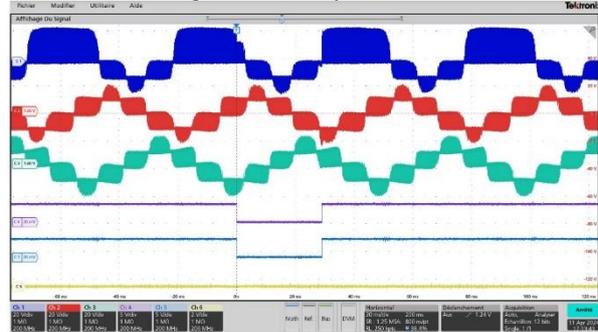


Figure 5.44 –  $S_{A3}$  ouvert

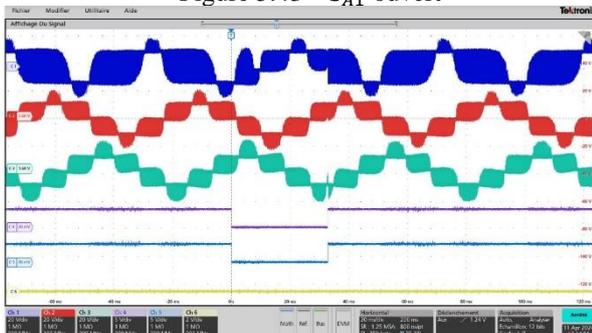


Figure 5.45 –  $S_{A4}$  ouvert

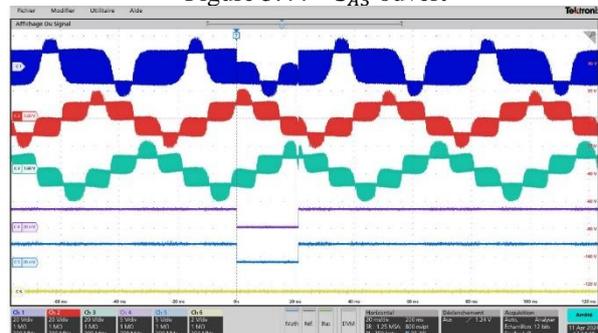


Figure 5.46 –  $S_{A5}$  ouvert

### 5.6.3 Illustration des timings des différentes tâches réalisées par le dsPIC33

Les figures de 5.47 à 5.54 montrent le timing du déroulement des trois principaux programmes (interruptions 2, 3 et 4) implantés dans le dsPIC33. Le programme d'interruption 1 permet la synchronisation des mesures avec les tensions MLI (voie 1 bleu : tension  $V_{A0}$ ) émises par l'onduleur. La synchronisation avec la MLI se voit avec le front montant du signal 3 (vert et curseur "a"). Ce signal (voie 3) illustre le temps de retard calculé ( $t_{Trig}$ ) pour lancer les mesures des convertisseurs analogique-numérique (CNA). On remarque que le front descendant de la voie 3 (et curseur "b") correspond au premier front montant du signal de la voie 4 (violette). Cette première impulsion correspond au temps d'exécution du programme d'interruption 3 (lancement des mesures). Ce temps est très bref : quelques centaines de nanosecondes. Ce signal violet (voie 4) est commun avec le programme d'interruption 4 et commence à la fin de la conversion des convertisseurs et correspond au deuxième front montant. Entre les deux fronts montants correspond au temps de conversion (environ  $3.5\mu s$ ). Après la largeur de la deuxième impulsion correspond au temps d'exécution du programme d'interruption 4 (environ  $2\mu s$ ). Ce programme exécute la détection et la localisation d'un

éventuel défaut. Le programme d'interruption 2 (rouge) débute après le transfert de la grandeur de commande, calculée par le PIC32, via le bus SPI. L'intervalle de temps entre le début de la MLI (front montant de la voie 3) et le front montant de la voie 2 correspond au temps d'exécution des programmes du PIC32 pour faire la régulation des courants dans le domaine de Park et générer les grandeurs de commande (environ 23µs). Ce programme de la voie 2 génère les quatre rapports cycliques pour le fonctionnement de l'onduleur multiniveau. Ce programme comporte tous les programmes : sain et de reconfiguration en cas de défaut. Il exécute le bon programme selon le diagnostic fait par le programme d'interruption 4 qui s'est fini juste avant. Le résultat de ce programme d'interruption 2 (calcul des 4 nouveaux rapport cycliques) sera appliqué à la prochaine période de MLI. Il y a donc un décalage d'une période de MLI entre le diagnostic et le calcul des nouvelles commandes. Les figures ci-dessous illustrent le fonctionnement sain dans les 8 cas de la MLI qui permet de mesurer la tension de sortie pour la fermeture de chaque interrupteur commandé par les quatre MLI et pour les deux intervalles correspondant de  $0$  à  $\alpha T$  et pour  $(1-\alpha T)$  à  $T$ .

Chaque figure suit cette nomenclature pour les quatre signaux (10µs/div) :

- **Voie 1** : Tension simple de la phase A
- **Voie 2** : Prog. Interr. 2 bus SPI
- **Voie 4** : Prog. Interr. 3 et 4 des CAN
- **Voie 3** : Temps de retard  $t_{Trig}$

Essais faits pour un fonctionnement sain,  $V_{dc} = 13,5V$ ,  $I_{eff}$  de 1,4A et  $f = 40Hz$

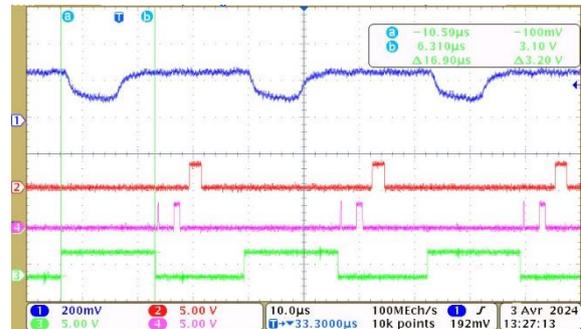


Figure 5.47 – Timing exécution PWM1-  $S_{A1}$  Sain

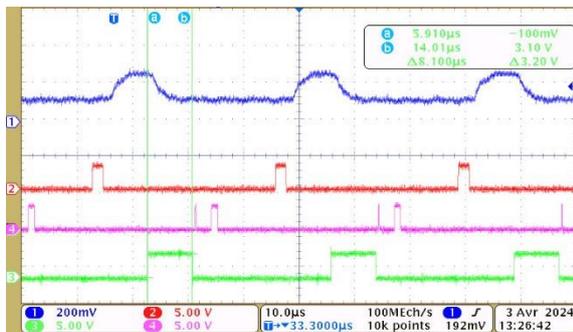


Figure 5.48 – Timing exécution PWM1-  $S_{A2}$  et  $S_{A3}$  Sain

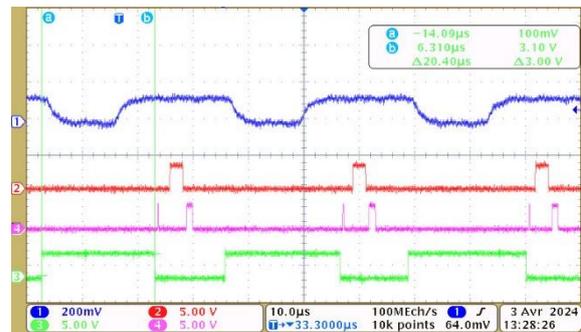


Figure 5.49 – Timing exécution PWM2-  $S_{A2}$  et  $S_{A3}$  Sain

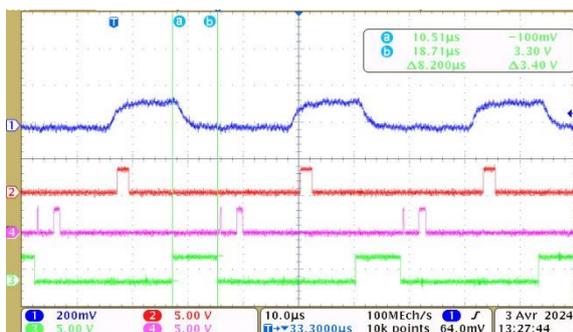


Figure 5.50 – Timing exécution PWM2-  $S_{A4}$  et  $S_{A5}$  Sain

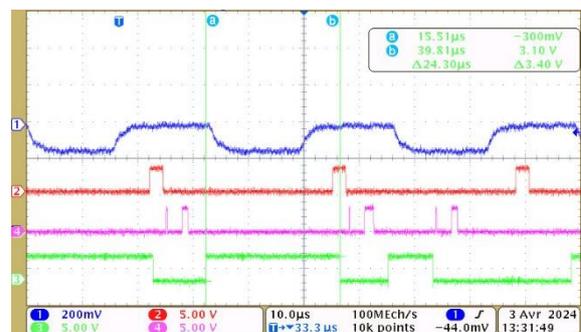


Figure 5.51 – Timing exécution PWM3-  $S_{A4}$  et  $S_{A5}$  Sain

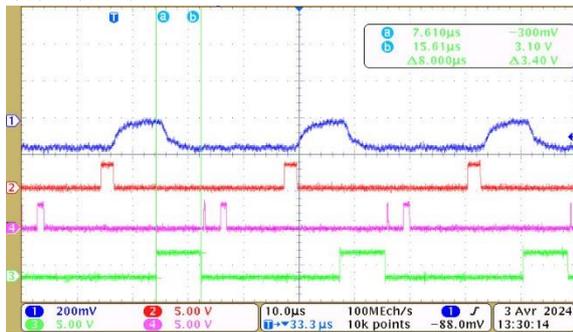


Figure 5.52 – Timing exécution PWM3-  $S_{A6}$  et  $S_{A7}$  Sain

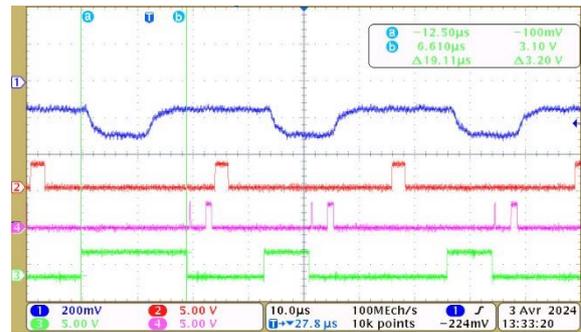


Figure 5.53 – Timing exécution PWM4-  $S_{A6}$  et  $S_{A7}$  Sain

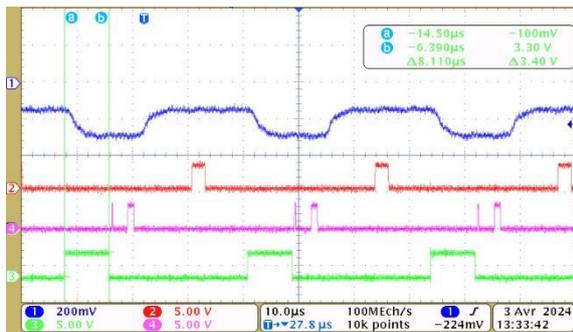


Figure 5.54 – Timing exécution PWM4- $S_{A8}$  Sain

On remarque bien que  $t_{Trig}$  vaut au minimum  $8\mu s$  et toujours inférieur à  $27ms$  et correspond à l'algorithme de calcul de  $t_{Trig}$ .

Un dernier relevé de timing est fait à l'instant de la remise à zéro (raz) de l'indicateur de défaut (il est fait toutes les secondes) de façon à tester le temps de détection, localisation et reconfiguration que met l'ensemble des programmes du dsPic33. La Figure 5.55 montre ce timing pour un défaut de  $S3$  ouvert. Le déclenchement du balayage de l'oscilloscope est programmé sur l'instant de cette raz. Cet instant de déclenchement correspond au début de l'impulsion de la **voie 2** qui est conforme à l'algorithme du programme d'interruption 2. La détection du défaut est visible sur la **voie 4**. Le front montant de l'impulsion de la **voie 4** est conforme à l'algorithme du programme d'interruption 4. La demande de reconfiguration est montrée par le front montant de l'impulsion de la **voie 5**. Cet instant correspond à la deuxième exécution du programme 2 (**voie 2**) conformément à son algorithme. On remarque sur la **voie 1** que pendant les instants de détection et de localisation, le rapport cyclique n'est pas conforme à celui avant la raz du défaut, car il a été calculé comme si l'état de l'onduleur était sain. Mais après la reconfiguration, le rapport cyclique de la voie 1 devient conforme à l'état de reconfiguration. Cela signifie qu'en cas de défaut les programmes de diagnostic et de reconfiguration sont capables de traiter le problème au cours d'une période de MLI.

Les figures suivantes illustrent les essais faits pour différents fonctionnements sain et avec défauts, après une raz du programme de détection de défaut (qui impose les voies 4 et 5 à passer à zéro, c'est-à-dire considérer que le fonctionnement est sain et pas de reconfiguration), en choisissant le temps minimum de détection lorsque la voie 4 repasse à "1" (ce qui correspond que lorsque la raz apparait le composant en défaut était commandé pour être passant) avec  $V_{dc} = 13,5V$ ,  $I_{eff}$  de 1,4A et  $f = 34Hz$ .

Lorsque la voie 5 repasse à "1", cela signifie que pour la prochaine période de MLI, c'est le programme de reconfiguration qui sera appliqué.

Chaque figure suit cette nomenclature pour les cinq signaux (20µs/div) :

- **Voie 1** : Tension simple de la phase A
- **Voie 2** : Prog. Interr. 2 bus SPI
- **Voie 3** : Prog. Interr. 3 et 4 des CAN
- **Voie 4** : Détection de défaut
- **Voie 5** : Reconfiguration

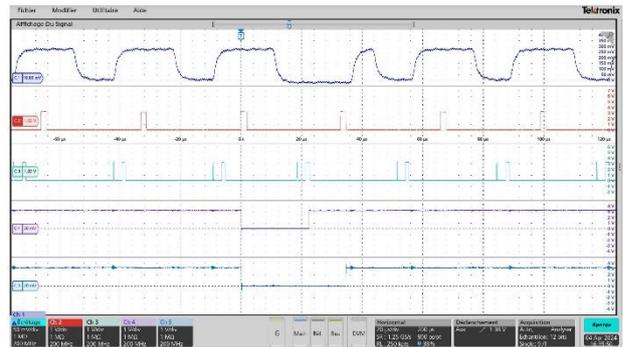


Figure 5.55 – Temps de reconfiguration avec  $S_{A3}$  ouvert

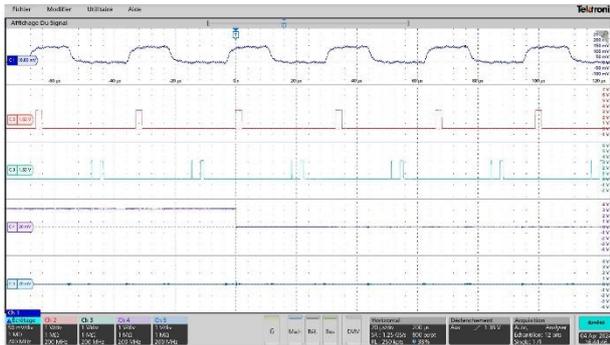


Figure 5.56 – Temps de reconfiguration Etat sain phase A

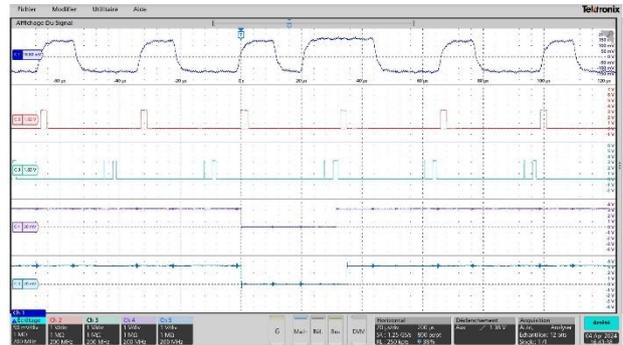


Figure 5.57 – Temps de reconfiguration avec  $S_{A4}$  ouvert

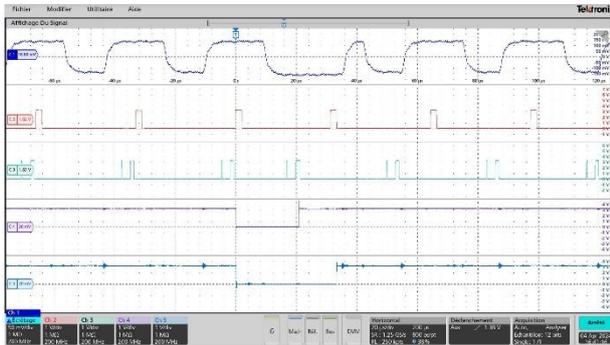


Figure 5.58 – Temps de reconfiguration avec  $S_{A5}$  ouvert

La forme de  $V_{A0}$  montre qu'il y a qu'une seule période de MLI qui est différente, car elle est calculée avec l'algorithme sain au lieu de l'algorithme de reconfiguration pour les autres MLI avant ou après la raz.

## 5.7 COMPARAISON ENTRE LA TOPOLOGIE S5L-C8S ET NPC

Bien que l'onduleur S5L-C8S ait déjà prouvé ses avantages en matière de sûreté et de stabilité sur les sources du côté continu (voir section 3.4.3), et qu'il soit doté d'un nombre réduit de composants d'électronique de puissance, réduisant ainsi son coût, il présente dans ce chapitre de nombreux autres atouts par rapport à la topologie NPC conventionnelle à cinq niveaux, examinée dans le chapitre précédent. Tout d'abord, l'analyse des défauts de l'onduleur S5L-C8S révèle sa simplicité : lors de chaque défaillance, la tension de sortie perd soit une amplitude, soit simplement un niveau, tandis que le courant peut facilement emprunter un autre chemin alternatif. La méthode de détection des défauts est donc à la fois simple et facile à mettre en œuvre. En revanche, l'analyse des défauts de l'onduleur NPC à cinq niveaux est plus complexe, car cet onduleur peut perdre d'une à quatre niveaux

de tension en fonction de l'interrupteur défectueux, et le courant est souvent bloqué par des diodes, ce qui provoque une déformation significative du courant. Comme mentionné au chapitre précédent, la méthode de détection est plus complexe et nécessite plusieurs algorithmes pour distinguer les interrupteurs défectueux. De plus, la reconfiguration de la topologie S5L-C8S est facile à mettre en place et permet de reconfigurer l'ensemble des huit interrupteurs, contrairement à la topologie conventionnelle qui ne peut pas reconfigurer les deux interrupteurs principaux, nécessitant ainsi une redondance matérielle, ce qui augmente le coût du système. Le Tableau 5.3 présente une comparaison synthétique entre les deux onduleurs.

**Tableau 5.3: Comparaison entre la reconfiguration de l'onduleur S5L-C8S et NPC**

	<b>L'onduleur S5L-C8S</b>	<b>L'onduleur NPC à cinq niveaux</b>
<b>Méthode de reconfiguration</b>	La méthode consiste à garder la linéarité du fonctionnement de l'onduleur entre les grandeurs de commande et les tensions de sortie	
<b>La fiabilité</b>	Tous les interrupteurs peuvent être reconfiguré	Les interrupteurs $S_4$ et $S_5$ sont impossibles à reconfigurer en utilisant seulement la méthode de commande.
<b>L'utilisation d'autres composants pour reconfigurer</b>	La reconfiguration ne nécessite pas forcément de composants supplémentaires	La reconfiguration nécessite l'ajout d'autres composants (IGBT) pour les interrupteurs $S_4$ et $S_5$ afin d'augmenter la fiabilité.
<b>La méthode de reconfiguration dans des applications de véhicule électrique</b>	La vitesse est limitée à 75% lorsque $S_1$ ou $S_8$ est ouvert	La vitesse est limitée à : <ul style="list-style-type: none"> <li>• 75% lorsque <math>S_1</math> ou <math>S_8</math> est ouvert.</li> <li>• 50% lorsque <math>S_2</math> ou <math>S_7</math> est ouvert.</li> <li>• 25% lorsque <math>S_3</math> ou <math>S_6</math> est ouvert.</li> </ul>
<b>La méthode de reconfiguration dans des applications d'un système connecté au réseau ou au micro-réseau</b>	Il faut prévoir une réserve de tension du bus continu de $4/3V_{dc}$ lorsque $S_1$ ou $S_8$ est ouvert, les interrupteurs doivent donc être dimensionnés pour supporter cette tension comme suit : <ul style="list-style-type: none"> <li>• <math>S_1 = S_8 = 4(4/3V_{dc})</math></li> <li>• <math>S_2 = S_7 = 4/3V_{dc}</math></li> <li>• <math>S_3 = S_6 = 3(4/3V_{dc})</math></li> <li>• <math>S_4 = S_5 = 2(4/3V_{dc})</math></li> </ul>	Il faut prévoir une réserve de tension du bus continu de : <ul style="list-style-type: none"> <li>• <math>4/3V_{dc}</math> lorsque <math>S_1</math> ou <math>S_8</math> est ouvert</li> <li>• <math>2V_{dc}</math> lorsque <math>S_2</math> ou <math>S_7</math> est ouvert</li> <li>• <math>4V_{dc}</math> lorsque <math>S_3</math> ou <math>S_6</math> est ouvert</li> </ul> Il faut donc dimensionner tous les interrupteurs pour supporter une tension de $4V_{dc}$
<b>Le coût</b>	Moins coûteuse	Très coûteuse

## 5.8 CONCLUSION DU CHAPITRE

Ce chapitre a présenté une validation expérimentale, réalisée au sein du LIAS, d'une méthode de détection, de localisation et de reconfiguration d'une nouvelle topologie d'onduleur appelée S5L-C8S. Cet onduleur est connecté à un pseudo-réseau et alimente une charge résistive. Tout d'abord, une analyse approfondie des défauts a été effectuée pour chacun des interrupteurs afin de déterminer

les chemins possibles du courant en cas de défaut. Sur la base de cette analyse, une méthode de détection des défauts de circuit ouvert dans tous les interrupteurs commandés a été décrite, reposant sur la comparaison entre la tension de pôle (de sortie) mesurée et celle présumée. Ensuite, un algorithme de reconfiguration, sans redondance matérielle, a été proposé. Cet algorithme permet de recalculer les rapports cycliques pour les interrupteurs encore actifs, de manière à générer une tension de sortie proportionnelle à la grandeur de commande.

Le banc d'essai est piloté par des microcontrôleurs de type PIC 32 et dsPIC 33. Le PIC 32 gère les fonctions de contrôle, notamment la PLL, la régulation et la transformation de Park. Ce microcontrôleur envoie les trois grandeurs de commande à trois dsPIC 33 via un bus SPI. Chaque dsPIC 33 exécute un algorithme permettant de calculer les quatre rapports cycliques pour les quatre sorties MLI de chaque bras de l'onduleur S5L-C8S. Dans cette thèse, une carte d'acquisition a été ajoutée pour mesurer la tension du bus continu ainsi que la tension de sortie de chaque bras de l'onduleur multiniveau. Les algorithmes de détection et de reconfiguration ont été validés en modifiant le programme multitâche des trois microcontrôleurs dsPIC 33, composé de quatre tâches d'interruption.

Les résultats expérimentaux ont montré que tous les objectifs ont été atteints, avec une détection et une reconfiguration efficaces de tous les interrupteurs défectueux. De plus, la reconfiguration a amélioré le THD de la tension et du courant par rapport aux scénarios de défaut sans reconfiguration, se rapprochant ainsi des performances du mode sain. Le chronométrage des différentes tâches sur les dsPIC 33 a révélé un temps de détection des défauts très court, inférieur à une période MLI ( $<33 \mu\text{s}$ ), tandis que la reconfiguration a nécessité un temps inférieur à deux périodes MLI ( $<66 \mu\text{s}$ ). De plus, cette nouvelle topologie s'est révélée plus fiable, moins coûteuse, et plus simple à implémenter en ce qui concerne les algorithmes de détection et de reconfiguration, comparativement à la topologie NPC conventionnelle. En effet, cette dernière s'est avérée moins stable et impossible à reconfigurer sans l'ajout de composants supplémentaires. L'utilisation de ces microcontrôleurs pour le contrôle, ainsi que pour la détection, la localisation des défauts et la reconfiguration, démontre qu'une industrialisation est envisageable. Cela ouvre des perspectives pour diverses applications, telles que les véhicules électriques, l'injection d'énergie renouvelable dans le réseau, ou encore les micro-réseaux, qu'ils soient autonomes ou connectés au réseau principal. Enfin, en guise de perspective, il serait avantageux d'estimer les tensions de sortie de l'onduleur afin de réduire le coût en supprimant les trois capteurs. Cependant, cela représente un défi majeur, car l'estimation des tensions peut entraîner des fluctuations qui perturbent le processus de diagnostic des défauts.

## **CONCLUSION GENERALE**

## CONCLUSION GÉNÉRALE

En résumé, cette thèse a exploré plusieurs défis techniques liés à la stabilité et à la gestion de l'énergie dans les microréseaux AC et DC, avec un focus particulier sur la détection des défauts de circuit ouvert et la reconfiguration des onduleurs multiniveaux. Les défis propres à chaque type de microréseau, qu'il soit AC ou DC, ont été examinés individuellement. Concernant les microréseaux AC, le principal problème identifié réside dans l'instabilité due au couplage entre la puissance active et réactive, particulièrement dans les réseaux à basse et moyenne tension de nature résistive. Pour résoudre ces difficultés, une approche innovante basée sur l'utilisation d'impédances virtuelles a été mise en œuvre, offrant une meilleure précision pour l'étude de la stabilité et l'optimisation énergétique par rapport aux méthodes précédentes.

Ensuite, l'étude s'est orientée vers un onduleur unique alimenté par un microréseau DC composé de panneaux photovoltaïques et d'un système de stockage hybride. L'hybridation des batteries avec des supercapacités a permis d'atténuer la dynamique rapide des batteries et ainsi de prolonger leur durée de vie. L'objectif était de mettre en place une technique permettant de gérer efficacement l'équilibrage de la puissance entre la génération et la demande tout en respectant les contraintes opérationnelles des batteries.

Le cœur de cette recherche porte sur les onduleurs multiniveaux, en particulier le diagnostic et la reconfiguration en cas de défaut de circuit ouvert. Une nouvelle topologie, développée au laboratoire LIAS et basée sur des cellules élémentaires dans chaque bras, dénommée "S5L-C8S", a été validée expérimentalement grâce à des microcontrôleurs. Cet onduleur présente de nombreux avantages par rapport à l'onduleur NPC à cinq niveaux, notamment une réduction du nombre de composants, une meilleure qualité de l'énergie, ainsi qu'une détection et une reconfiguration des défauts simplifiées, sans nécessiter de redondance matérielle. Les résultats obtenus avec l'onduleur "S5L-C8S" ouvrent la voie à de nombreuses applications, que ce soit dans les microréseaux, les systèmes connectés au réseau ou encore les véhicules électriques, tout en garantissant la continuité du service.

Dans le **premier chapitre**, un état de l'art exhaustif a été dressé sur les microréseaux AC, DC et hybrides, mettant en lumière les défis liés à la stabilité de tension, la qualité de puissance, et la gestion de l'intermittence des énergies renouvelables. Une revue des stratégies de gestion de l'énergie à base de batteries a révélé une tendance vers l'hybridation des systèmes de stockage avec des dispositifs à haute densité de puissance, tels que les supercapacités. Ce chapitre a également exploré les topologies d'onduleurs multiniveaux, conduisant à la sélection d'une nouvelle topologie inspirée par les recherches précédentes du laboratoire LIAS, particulièrement pour améliorer la fiabilité via des techniques de diagnostic et de tolérance aux défauts.

Le **second chapitre** a présenté la modélisation d'un microréseau DC intégrant des panneaux photovoltaïques et un système de stockage hybride batteries-supercapacités. En exploitant la méthode MPPT perturbe et observe, la modélisation des convertisseurs DC/DC a permis d'optimiser l'extraction de puissance et la stabilité via des régulateurs dimensionnés pour répondre aux besoins spécifiques du système. Un modèle à petits signaux a été développé pour analyser la stabilité du microréseau hybride, démontrant que celle-ci dépendait des caractéristiques du réseau AC, avec l'intégration d'impédances virtuelles pour renforcer sa robustesse.

Le **troisième chapitre** a étudié l'optimisation énergétique des microréseaux AC et DC, notamment par l'utilisation d'impédances virtuelles et d'onduleurs multiniveaux. La stabilité d'un microréseau AC a été améliorée en optimisant les paramètres d'inductance et de résistance virtuelles, ce qui a permis d'atténuer les problèmes de partage de puissance réactive et d'améliorer la qualité de l'énergie. De plus, pour un onduleur alimenté par un microréseau DC, nous avons démontré que l'algorithme de gestion de l'énergie proposé prolonge la durée de vie des batteries tout en utilisant efficacement les supercapacités pour absorber les fluctuations de charge. Une nouvelle topologie d'onduleur, baptisée "S5L-C8S", a montré une amélioration significative en termes de fiabilité et de stabilité par rapport aux topologies conventionnelles.

Dans le **quatrième chapitre**, nous avons développé une méthode innovante de diagnostic et de reconfiguration des défauts de circuit ouvert pour les interrupteurs commandés de l'onduleur NPC à cinq niveaux. Cette méthode, basée sur des calculs de tension, a montré une grande précision, indépendamment des conditions de charge. Nous avons proposé une reconfiguration efficace sans ajout de redondance matérielle, démontrant ainsi la faisabilité d'une approche plus économique tout en assurant la continuité de service. Cependant, cette méthode de reconfiguration n'a pas arrivé à reconfigurer tous les interrupteurs à cause de la structure conventionnelle de l'onduleur

Enfin, Le **cinquième chapitre** valide expérimentalement une méthode de détection, localisation et reconfiguration d'une nouvelle topologie d'onduleur, le S5L-C8S, au sein du LIAS. Une méthode de détection des défauts en circuit ouvert a été développée, basée sur la comparaison des tensions mesurées et présumées. Un algorithme de reconfiguration sans redondance matérielle a permis de maintenir une sortie proportionnelle à la commande, même en présence de défauts. Testée sur un banc d'essai piloté par des microcontrôleurs PIC32 et dsPIC33, la méthode a prouvé son efficacité, détectant les défauts en moins de 33  $\mu$ s et reconfigurant en moins de 66  $\mu$ s. Cette topologie, plus fiable et économique que les onduleurs NPC traditionnels, offre également de meilleures performances en termes de THD, ouvrant des perspectives pour des applications dans les véhicules électriques, les énergies renouvelables et les micro-réseaux.

**Perspectives :**

À la lumière des résultats obtenus dans cette thèse, plusieurs perspectives de recherche s'ouvrent. Tout d'abord, il serait intéressant d'étendre la méthode de gestion d'énergie basée sur un MPPT décalé pour une application généralisée au sein d'un microréseau hybride. Ensuite, l'optimisation de l'impédance virtuelle du modèle à petits signaux proposé pourrait être explorée en utilisant des techniques avancées d'optimisation, telles que les algorithmes génétiques ou l'optimisation par essaims particulaires (PSO). En ce qui concerne le diagnostic des défauts, il serait pertinent de développer une méthode permettant de détecter les défauts de circuit ouvert sans recourir à des capteurs de tension, en s'appuyant uniquement sur des observateurs pour estimer la tension de sortie de l'onduleur.

# **ANNEXES**

## Annexe A : Dimensionnement des régulateurs côté alternatif

### La boucle de courant :

La boucle de régulation interne du courant de l'axe  $d$  est représentée par le schéma de la Figure A.1. Il est à noter que la structure de la boucle de courant de l'axe  $q$  est identique à celle de l'axe  $d$ .

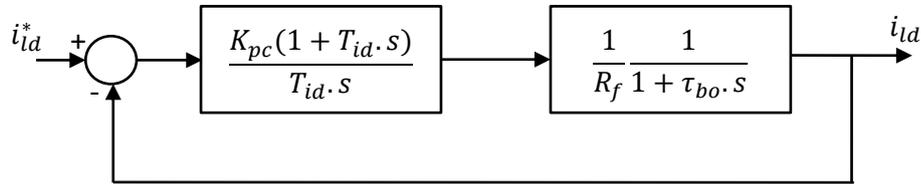


Figure A.1 – Diagramme de contrôle du courant en boucle fermée

Dans ce qui suit, seule la régulation sur l'axe  $d$  sera abordée.

La dynamique du courant sur l'axe  $d$  traversant le filtre  $RL$  s'exprime par :

$$G_{cd} = \frac{1}{R_f + L_f s} = \frac{1}{R_f} \frac{1}{1 + \tau_{bo} s} \quad \text{Avec : } \tau_{bo} = \frac{L_f}{R_f} \quad (\text{A.1})$$

$\tau_{bo}$  représente la constante de temps en boucle ouverte associée au filtre  $RL$ .

Afin de concevoir le régulateur PI, nous simplifions ici le pôle du dénominateur du processus avec le zéro du numérateur du régulateur PI, de sorte que l'expression de la fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$G_{cd\_O} = \frac{K_{pc}}{T_{id} s} (1 + T_{id} s) \frac{1}{R_f} \frac{1}{1 + \tau_{bo} s} \quad (\text{A.2})$$

$T_{id} = \frac{K_{pc}}{K_{ic}}$  est la constante de temps d'intégration

Soit en posant  $(1 + T_{id} s) = (1 + \tau_{bo} s)$

$G_{cd\_O} = \frac{K_{pc}}{T_{id} s} \frac{1}{R_f}$  La fonction de transfert en boucle fermée est de premier ordre et s'écrit

sous la forme suivante :

$$G_{cd\_F} = \frac{i_{ld}}{i_{ld}^*} = \frac{G_{cd\_O}}{1 + G_{cd\_O}} = \frac{1}{1 + \frac{R_f}{K_{ic}} s} = \frac{1}{1 + \tau_{bf} s} \quad (\text{A.3})$$

$\tau_{bf} = \frac{R_f}{K_{ic}}$  est la constante de temps en boucle fermée

Afin d'accélérer la réponse du système en boucle fermée, un facteur de rapidité  $\eta$  est introduit pour optimiser la dynamique du courant par rapport à celle du système en boucle ouverte. Ainsi, on obtient :

$$\tau_{bf} = \frac{1}{\eta} \tau_{bo} \quad (\text{A.4})$$

Les gains d'action proportionnel et intégral sont dimensionnés pour une rapidité de  $\eta$  fois à l'aide des équations suivantes :

$$\begin{cases} K_{pc} = \eta R_f \\ K_{ic} = \eta \frac{R_f}{\tau_{bo}} \end{cases} \quad (\text{A.5})$$

Dans cette thèse, nous avons fixé  $\eta = 1200$  pour une bande passante égale à 19,1 kHz.

### La boucle de tension :

La boucle de régulation externe de la tension de l'axe  $d$  est représentée par le schéma de la Figure A.2. Il est à noter que la structure de la boucle de courant de l'axe  $q$  est identique à celle de l'axe  $d$ .

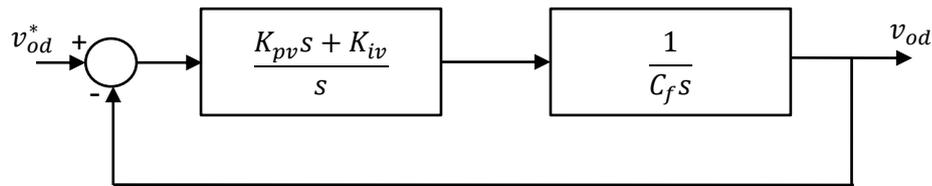


Figure A.2 – Diagramme de contrôle de la tension en boucle fermée

Avec un régulateur de la forme  $\frac{K_{pv}s + K_{iv}}{s}$  et un processus  $\frac{1}{C_f s}$ , la fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$G_{vd\_O} = \frac{K_{pv}s + K_{iv}}{s} \frac{1}{C_f s} \quad (\text{A.6})$$

Ce qui donne la fonction de transfert en boucle fermée :

$$G_{vd\_F} = \frac{v_{od}}{v_{od}^*} = \frac{G_{vd\_O}}{1 + G_{vd\_O}} = \frac{1}{C_f} \frac{K_{pv}s + K_{iv}}{s^2 + \frac{K_{pv}}{C_f}s + \frac{K_{iv}}{C_f}} \quad (\text{A.7})$$

La fonction de transfert  $G_{vd\_f}$  comporte un zéro et deux pôles. Le régulateur PI, disposant seulement de deux paramètres d'ajustement, ne permet de maîtriser que le dénominateur de  $G_{vd\_f}$ . Par conséquent, nous choisirons de placer les pôles sans tenir compte du zéro de  $G_{vd\_f}$ . En comparant cette fonction de transfert à la forme canonique du second ordre, on obtient que le taux

d'amortissement est égal à  $\xi = \frac{K_{pv}/C_f}{2\sqrt{K_{iv}/C_f}}$ , tandis que la pulsation naturelle d'oscillation est égale à

$$\omega_n^2 = \frac{K_{iv}}{C_f}.$$

La pulsation propre  $\omega_n$  permet d'ajuster le temps de réponse du système, tandis que le coefficient d'amortissement  $\xi$  contrôle le dépassement.

En résolvant ces deux équations, les gains de réglage s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} K_{pv} = 2\xi C_f \omega_n \\ K_{iv} = C_f \omega_n^2 \end{cases} \quad (\text{A8})$$

Dans cette thèse, nous avons fixé  $\omega_n=8000 \text{ rad/s}$  et  $\xi=0.707$  pour une bande passante égale à  $900 \text{ Hz}$ .

## Annexe B : Dimensionnement du microréseau DC

### Dimensionnement des panneaux photovoltaïques :

En connaissant la consommation moyenne estimée, nous déterminons la puissance crête  $P_{pv}$  requise pour les panneaux de la manière suivante.

$$P_{pv} = \frac{E_{dem/j}}{Ens_{pm} \cdot \eta_{inst} \cdot \eta_{circ}} \quad (A1)$$

Dans cette formule,  $E_{dem/j}$  représente la demande quotidienne en énergie,  $Ens_{pm}$  l'ensoleillement journalier (qui varie en fonction de la direction fixe des panneaux, de l'heure et des saisons) pendant le mois le plus défavorable de l'année, et  $\eta_{inst}$  le ratio entre l'irradiation et la puissance réelle reçue par mètre carré sur les panneaux, ce dernier dépendant de leur technologie et de leur inclinaison. Le rendement initial estimé,  $\eta_{circ} = 0.7$ , permet un surdimensionnement du système, garantissant ainsi une marge de sécurité.

### Dimensionnement des batteries :

La sélection de la technologie détermine les caractéristiques des accumulateurs à utiliser. Ensuite, il faut les assembler pour former une batterie, en définissant le nombre d'éléments à connecter en série et, si nécessaire, en parallèle, en fonction des exigences du système. Le principal objectif du module de stockage d'un système de production d'énergie en site isolé est d'assurer un certain nombre de jours  $j_a$  d'autonomie. Ce nombre est souvent fixé à deux ou trois jours dans les régions tropicales, où l'ensoleillement et les conditions de vent sont abondants, et à une semaine dans les zones tempérées. En connaissant l'énergie moyenne quotidienne nécessaire ( $E_{dem/j}$ ) en  $Wh$  pour couvrir la consommation, le rendement des accumulateurs ( $\eta_{batt}$ ), et la tension de la batterie ( $v_{batt}$ ) résultant de la connexion des accumulateurs, il est possible de calculer la capacité de stockage ( $C_{batt}$ ) en Ah par la formule suivante :

$$C_{batt} = \frac{E_{dem/j} J_a}{\eta_{batt} V_{batt}} \quad (A2)$$

### Dimensionnement des supercapacités :

Le dimensionnement du supercondensateur peut être estimé à l'aide de la formule suivante

$$E_{sc} = \frac{1}{2} C_{sc} v_{sc}^2 = \frac{1}{2} C_{sc} (v_{sc})_{max}^2 - \frac{1}{2} C_{sc} (v_{sc})_{min}^2 \quad (A3)$$

$$C_{sc} = \frac{2E_{sc}}{(v_{sc})_{max}^2 - (v_{sc})_{min}^2} \quad (A4)$$

## Annexe C : Description des cartes de commande

### Description de la carte microcontrôleur PIC32

La polyvalence de la conception de cette carte la rend adaptée à un grand nombre d'applications, la quasi-totalité des broches du microcontrôleur étant réparties sur l'ensemble de la carte. Spécialement conçue pour être utilisée dans le cadre de cette thèse et aussi de la thèse précédente, la carte est équipée de divers connecteurs : six pour le bus SPI, deux pour les UART (Universal Asynchronous Receiver Transmitter), trois sorties CNA, des entrées et sorties logiques - dont une capable de générer une interruption, des entrées analogiques et un point de connexion pour le Pickit 3 ou 4 (carte programmeur et débogueur des microcontrôleurs Microchip) à des fins de programmation. Le choix du routage en quatre couches permet de minimiser l'encombrement. La Figure B.1 présente cette carte avec le Pickit 3 connecté.



Figure B.1 – Carte basée sur le microcontrôleur PIC32

### Description de la carte microcontrôleur dsPIC33

Conçue pour superviser un bras d'onduleur à cinq niveaux équipé de quatre sorties MLI, cette carte présente sa fonctionnalité par le biais de quatre sorties accessibles via des fiches BNC (fiche coaxiale) en parallèle avec des émetteurs optiques (la connexion sur les cartes de puissance se faisant par fibre optique afin d'atténuer les interférences de puissance sur les cartes de contrôle). En outre, la carte peut être reliée à un Pickit 3 pour sa programmation. Dotée de deux bus SPI - l'un pour la connexion à la carte PIC32 et l'autre pour la communication avec l'opérateur. Elle incorpore également une entrée de synchronisation MLI pour coordonner l'initiation de chaque MLI sur tous

les bras de l'onduleur. La Figure B.2 donne une image de cette carte, qui a fait l'objet d'un routage double-face.

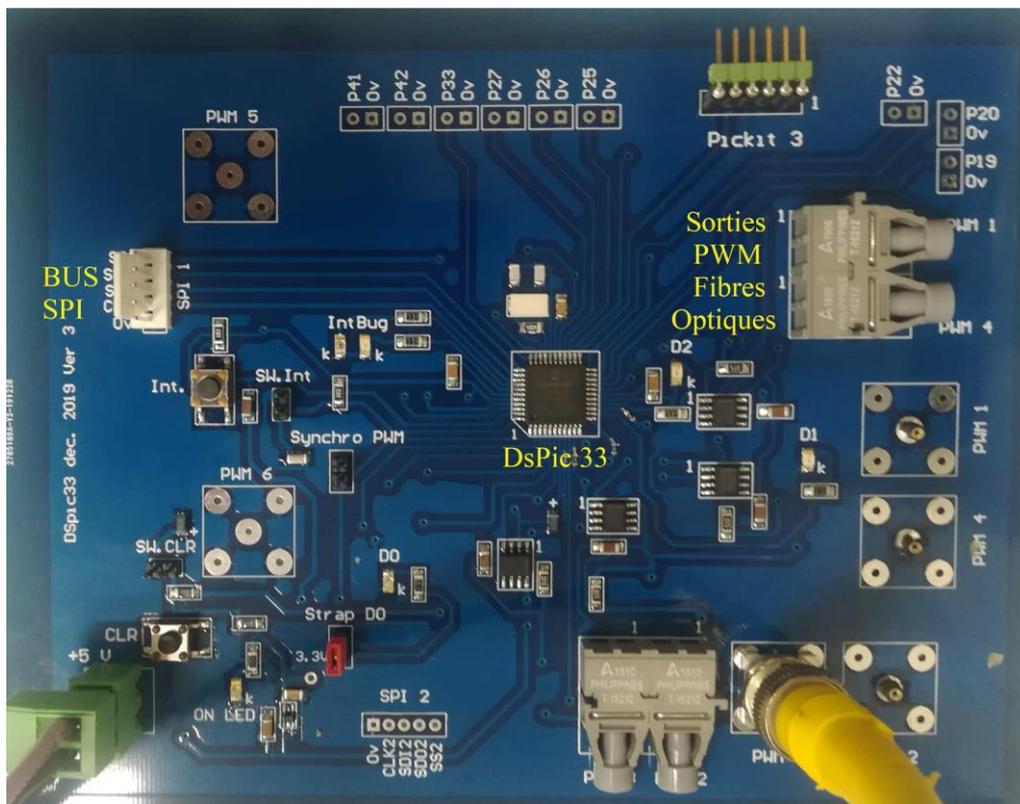


Figure B.2 – Carte basée sur le microcontrôleur dsPIC33

**REFERENCES**  
**BIBLIOGRAPHIQUES**

## Références Bibliographiques :

- [1] P. A. Cárdenas, M. Martínez, M. G. Molina, et P. E. Mercado, « Development of Control Techniques for AC Microgrids: A Critical Assessment », *Sustainability*, vol. 15, n° 21, p. 15195, oct. 2023, doi: 10.3390/su152115195.
- [2] M. Uddin, H. Mo, D. Dong, S. Elsayah, J. Zhu, et J. M. Guerrero, « Microgrids: A review, outstanding issues and future trends », *Energy Strategy Reviews*, vol. 49, p. 101127, sept. 2023, doi: 10.1016/j.esr.2023.101127.
- [3] Y. Zhu, F. Zhuo, F. Wang, B. Liu, R. Gou, et Y. Zhao, « A Virtual Impedance Optimization Method for Reactive Power Sharing in Networked Microgrid », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n° 4, p. 2890-2904, avr. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2450360.
- [4] A. Rosini, A. Labella, A. Bonfiglio, R. Procopio, et J. M. Guerrero, « A review of reactive power sharing control techniques for islanded microgrids », *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 141, p. 110745, mai 2021, doi: 10.1016/j.rser.2021.110745.
- [5] N. Mohammed, A. Lashab, M. Ciobotaru, et J. M. Guerrero, « Accurate Reactive Power Sharing Strategy for Droop-Based Islanded AC Microgrids », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 70, n° 3, p. 2696-2707, mars 2023, doi: 10.1109/TIE.2022.3167141.
- [6] M. Naderi, Y. Khayat, Q. Shafiee, T. Dragičević, F. Blaabjerg, et H. Bevrani, « An Emergency Active and Reactive Power Exchange Solution for Interconnected Microgrids », *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, n° 5, p. 5206-5218, oct. 2021, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2954113.
- [7] M. Sadeghian et B. Fani, « Advanced localized reactive power sharing in microgrids », *Electric Power Systems Research*, vol. 151, p. 136-148, oct. 2017, doi: 10.1016/j.epsr.2017.05.028.
- [8] M. Shi, X. Chen, J. Zhou, Y. Chen, J. Wen, et H. He, « Frequency Restoration and Oscillation Damping of Distributed VSGs in Microgrid With Low Bandwidth Communication », *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 12, n° 2, p. 1011-1021, mars 2021, doi: 10.1109/TSG.2020.3030022.
- [9] B. Pournazarian, R. Sangrody, M. Saeedian, M. Lehtonen, et E. Pouresmaeil, « Simultaneous Optimization of Virtual Synchronous Generators (VSG) Parameters in Islanded Microgrids Supplying Induction Motors », *IEEE Access*, vol. 9, p. 124972-124985, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3111015.
- [10] I. Bennis, Y. Daili, A. Harrag, H. Alrajhi, A. Saim, et J. M. Guerrero, « Stability and Reactive Power Sharing Enhancement in Islanded Microgrid via Small-Signal Modeling and Optimal Virtual Impedance Control », *International Transactions on Electrical Energy Systems*, vol. 2024, n° 1, p. 5469868, 2024, doi: 10.1155/2024/5469868.
- [11] B. Mishra et M. Pattnaik, « A modified droop-based decentralized control strategy for accurate power sharing in a PV-based islanded AC microgrid », *ISA Transactions*, vol. 153, p. 467-481, oct. 2024, doi: 10.1016/j.isatra.2024.07.032.
- [12] X. Wu, C. Shen, et R. Iravani, « Feasible Range and Optimal Value of the Virtual Impedance for Droop-Based Control of Microgrids », *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 8, n° 3, p. 1242-1251, mai 2017, doi: 10.1109/TSG.2016.2519454.
- [13] B. Pournazarian, S. S. Seyedalipour, M. Lehtonen, S. Taheri, et E. Pouresmaeil, « Virtual Impedances Optimization to Enhance Microgrid Small-Signal Stability and Reactive Power Sharing », *IEEE Access*, vol. 8, p. 139691-139705, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3013031.
- [14] A. U. Rehman, « Economic and strategic challenges in microgrid integration: Insights from operational dynamics and renewable energy potential », *Green Technologies and Sustainability*, vol. 3, n° 1, p. 100130, janv. 2025, doi: 10.1016/j.grets.2024.100130.
- [15] W. Jing, C. Hung Lai, S. H. W. Wong, et M. L. D. Wong, « Battery-supercapacitor hybrid energy storage system in standalone DC microgrids: a review », *IET Renewable Power Generation*, vol. 11, n° 4, p. 461-469, 2017, doi: 10.1049/iet-rpg.2016.0500.

- [16] A. Urooj et A. Nasir, « Review of Hybrid Energy Storage Systems for Hybrid Electric Vehicles », *WEVJ*, vol. 15, n° 8, p. 342, juill. 2024, doi: 10.3390/wevj15080342.
- [17] M. A. Albasheri, O. Bouchhida, Y. Soufi, et A. Cherifi, « Enhanced supervisor energy management technique of DC microgrid-based PV/wind/battery/SC », *Electr Eng*, août 2024, doi: 10.1007/s00202-024-02622-2.
- [18] A. Bharatee, P. K. Ray, B. Subudhi, et A. Ghosh, « Power Management Strategies in a Hybrid Energy Storage System Integrated AC/DC Microgrid: A Review », *Energies*, vol. 15, n° 19, p. 7176, sept. 2022, doi: 10.3390/en15197176.
- [19] H. Oleiwi Shami, A. Basem, A. H. Al-Rubaye, et K. Sabzevari, « A novel strategy to enhance power management in AC/DC hybrid microgrid using virtual synchronous generator based interlinking converters integrated with energy storage system », *Energy Reports*, vol. 12, p. 75-94, déc. 2024, doi: 10.1016/j.egy.2024.06.001.
- [20] P. K. Behera et M. Pattnaik, « Performance enhancement of a modified filtration based control scheme for hybrid energy storage system in low voltage direct current microgrid », *Journal of Power Sources*, vol. 610, p. 234698, août 2024, doi: 10.1016/j.jpowsour.2024.234698.
- [21] Y. P. Soni et E. Fernandez, « Impact on battery performance with hybrid energy storage: An investigation of rate limiter application », *Energy Storage*, vol. 6, n° 2, p. e615, 2024, doi: 10.1002/est2.615.
- [22] U. Manandhar, S. K. Kollimalla, A. Ukil, et G. H. Beng, « Validation of Faster Joint Control Strategy for Battery- and Supercapacitor-Based Energy Storage System », *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 65, n° 4, p. 10, 2018.
- [23] S. Punna, U. B. Manthathi, et A. Chirayarukil Raveendran, « Modeling, analysis, and design of novel control scheme for TWO-INPUT bidirectional DC-DC converter for HESS in DC microgrid applications », *Int Trans Electr Energy Syst*, vol. 31, n° 10, oct. 2021, doi: 10.1002/2050-7038.12774.
- [24] X. Zhang, D. Gamage, et A. Ukil, « Rising and falling edge compensation based faster control strategy for hybrid energy storage system in PV microgrid », *Electric Power Systems Research*, vol. 190, p. 106856, janv. 2021, doi: 10.1016/j.epsr.2020.106856.
- [25] G. V. B. Kumar et K. Palanisamy, « Energy management of renewable energy-based microgrid system with HESS for various operation modes », *Front. Energy Res.*, vol. 10, oct. 2022, doi: 10.3389/fenrg.2022.995034.
- [26] X. Feng, H. B. Gooi, et S. X. Chen, « Hybrid Energy Storage With Multimode Fuzzy Power Allocator for PV Systems », *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 5, n° 2, p. 389-397, avr. 2014, doi: 10.1109/TSTE.2013.2290543.
- [27] S. Patel, A. Ghosh, P. K. Ray, et V. Gurugubelli, « Effective Power Management Strategy and Control of a Hybrid Microgrid With Hybrid Energy Storage Systems », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 59, n° 6, p. 7341-7355, nov. 2023, doi: 10.1109/TIA.2023.3303862.
- [28] S. K. Ramu, I. Vairavasundaram, B. Palaniyappan, A. Bragadeshwaran, et B. Aljafari, « Enhanced energy management of DC microgrid: Artificial neural networks-driven hybrid energy storage system with integration of bidirectional DC-DC converter », *Journal of Energy Storage*, vol. 88, p. 111562, mai 2024, doi: 10.1016/j.est.2024.111562.
- [29] O. Chekira, Y. Boujoudar, H. El Moussaoui, A. Boharb, T. Lamhamdi, et H. El Markhi, « An improved microgrid energy management system based on hybrid energy storage system using ANN NARMA-L2 controller », *Journal of Energy Storage*, vol. 98, p. 113096, sept. 2024, doi: 10.1016/j.est.2024.113096.
- [30] S. A. Ghorashi Khalil Abadi, S. I. Habibi, T. Khalili, et A. Bidram, « A Model Predictive Control Strategy for Performance Improvement of Hybrid Energy Storage Systems in DC Microgrids », *IEEE Access*, vol. 10, p. 25400-25421, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3155668.

- [31] U. R. Nair et R. Costa-Castelló, « A Model Predictive Control-Based Energy Management Scheme for Hybrid Storage System in Islanded Microgrids », *IEEE Access*, vol. 8, p. 97809-97822, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2996434.
- [32] K. Kumar et S. Bae, « Dynamic power management based on model predictive control for hybrid-energy-storage-based grid-connected microgrids », *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 143, p. 108384, déc. 2022, doi: 10.1016/j.ijepes.2022.108384.
- [33] T. Dragičević et Y. Li, « Chapter 18 - AC and DC Microgrid Control », in *Control of Power Electronic Converters and Systems*, F. Blaabjerg, Éd., Academic Press, 2018, p. 167-200. doi: 10.1016/B978-0-12-816136-4.00018-X.
- [34] R. Palanisamy *et al.*, « Reactive Power Control and Neutral Current Elimination of Four Wire Five Level NPC Inverter based STATCOM using 3D-SVPWM Technique », *J. Electr. Eng. Technol.*, vol. 16, n° 4, p. 2083-2097, juill. 2021, doi: 10.1007/s42835-021-00738-0.
- [35] N. Tashakor, Z. Li, et S. M. Goetz, « A Generic Scheduling Algorithm for Low-Frequency Switching in Modular Multilevel Converters With Parallel Functionality », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 36, n° 3, p. 2852-2863, mars 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3018168.
- [36] H. Rehman, M. Tariq, A. Sarwar, W. Alhosaini, M. A. Hossain, et S. M. Batiyah, « Single-Phase Fault Tolerant Multilevel Inverter Topologies—Comprehensive Review and Novel Comparative Factors », *Energies*, vol. 15, n° 24, Art. n° 24, janv. 2022, doi: 10.3390/en15249319.
- [37] Y. Yu, X. Li, et L. Wei, « Fault Tolerant Control of Five-Level Inverter Based on Redundancy Space Vector Optimization and Topology Reconfiguration », *IEEE Access*, vol. 8, p. 194342-194350, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3033805.
- [38] I. Jlassi, J. O. Estima, S. K. E. Khil, N. M. Bellaaj, et A. J. M. Cardoso, « Multiple Open-Circuit Faults Diagnosis in Back-to-Back Converters of PMSG Drives for Wind Turbine Systems », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, n° 15, p. 2689-2702, 2014, doi: 10.1109/TPEL.2014.2342506.
- [39] D. Zhou, S. Yang, et Y. Tang, « A Voltage-Based Open-Circuit Fault Detection and Isolation Approach for Modular Multilevel Converters With Model-Predictive Control », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n° 11, p. 9866-9874, nov. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2018.2796584.
- [40] H. Li, Y. Guo, J. Xia, Z. Li, et X. Zhang, « Open-circuit fault diagnosis for a fault-tolerant three-level neutral-point-clamped STATCOM », *IET Power Electronics*, vol. 12, n° 4, p. 810-816, 2019, doi: 10.1049/iet-pel.2018.5802.
- [41] M. R. Mullali Kunnontakath Puthiyapurayil, M. Nadir Nasirudeen, Y. A. Saywan, M. W. Ahmad, et H. Malik, « A Review of Open-Circuit Switch Fault Diagnostic Methods for Neutral Point Clamped Inverter », *Electronics*, vol. 11, n° 19, Art. n° 19, janv. 2022, doi: 10.3390/electronics11193169.
- [42] J.-S. Lee, K.-B. Lee, et F. Blaabjerg, « Open-Switch Fault Detection Method of a Back-to-Back Converter Using NPC Topology for Wind Turbine Systems », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, n° 1, p. 325-335, janv. 2015, doi: 10.1109/TIA.2014.2327151.
- [43] S.-H. Kim, D.-Y. Yoo, S.-W. An, Y.-S. Park, J.-W. Lee, et K.-B. Lee, « Fault Detection Method Using a Convolution Neural Network for Hybrid Active Neutral-Point Clamped Inverters », *IEEE Access*, vol. 8, p. 140632-140642, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3011730.
- [44] S. Liu, X. Qian, H. Wan, Z. Ye, S. Wu, et X. Ren, « NPC Three-Level Inverter Open-Circuit Fault Diagnosis Based on Adaptive Electrical Period Partition and Random Forest », *Journal of Sensors*, vol. 2020, n° 1, p. 9206579, 2020, doi: 10.1155/2020/9206579.
- [45] M. B. Abadi, A. M. S. Mendes, et S. M. Â. Cruz, « Method to diagnose open-circuit faults in active power switches and clamp-diodes of three-level neutral-point clamped inverters », *IET Electric Power Applications*, vol. 10, n° 7, p. 623-632, 2016, doi: 10.1049/iet-epa.2015.0644.

- [46] M. Chen et Y. He, « Multiple Open-Circuit Fault Diagnosis Method in NPC Rectifiers Using Fault Injection Strategy », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, n° 7, p. 8554-8571, juill. 2022, doi: 10.1109/TPEL.2022.3150885.
- [47] M. Chen et Y. He, « Open-Circuit Fault Diagnosis Method in NPC Rectifiers Using Fault-Assumed Strategy », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, n° 11, p. 13668-13683, nov. 2022, doi: 10.1109/TPEL.2022.3183075.
- [48] L. M. A. Caseiro et A. M. S. Mendes, « Real-Time IGBT Open-Circuit Fault Diagnosis in Three-Level Neutral-Point-Clamped Voltage-Source Rectifiers Based on Instant Voltage Error », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, n° 3, p. 1669-1678, mars 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2341558.
- [49] J. He et N. A. O. Demerdash, « Diagnosis of open-circuit switch faults in multilevel active-NPC (ANPC) inverters », in *2014 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, juin 2014, p. 1-6. doi: 10.1109/ITEC.2014.6861829.
- [50] L. Polleux, G. Guerassimoff, J.-P. Marmorat, J. Sandoval-Moreno, et T. Schuhler, « An overview of the challenges of solar power integration in isolated industrial microgrids with reliability constraints », *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 155, p. 111955, mars 2022, doi: 10.1016/j.rser.2021.111955.
- [51] K. Zuo et L. Wu, « A review of decentralized and distributed control approaches for islanded microgrids: Novel designs, current trends, and emerging challenges », *The Electricity Journal*, vol. 35, n° 5, p. 107138, juin 2022, doi: 10.1016/j.tej.2022.107138.
- [52] I. Ahmed *et al.*, « Review on microgrids design and monitoring approaches for sustainable green energy networks », *Sci Rep*, vol. 13, n° 1, p. 21663, déc. 2023, doi: 10.1038/s41598-023-48985-7.
- [53] B. Fani, G. Shahgholian, H. Haes Alhelou, et P. Siano, « Inverter-based islanded microgrid: A review on technologies and control », *e-Prime - Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy*, vol. 2, p. 100068, janv. 2022, doi: 10.1016/j.prime.2022.100068.
- [54] F. Kamal et B. Chowdhury, « Model predictive control and optimization of networked microgrids », *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 138, p. 107804, juin 2022, doi: 10.1016/j.ijepes.2021.107804.
- [55] D. Jain et D. Saxena, « Comprehensive review on control schemes and stability investigation of hybrid AC-DC microgrid », *Electric Power Systems Research*, vol. 218, p. 109182, mai 2023, doi: 10.1016/j.epsr.2023.109182.
- [56] S. Fazal, M. Enamul Haque, M. Taufiqul Arif, A. Gargoom, et A. M. T. Oo, « Grid integration impacts and control strategies for renewable based microgrid », *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, vol. 56, p. 103069, mars 2023, doi: 10.1016/j.seta.2023.103069.
- [57] L. Yan, M. Sheikholeslami, W. Gong, M. Shahidehpour, et Z. Li, « Architecture, Control, and Implementation of Networked Microgrids for Future Distribution Systems », *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, vol. 10, n° 2, p. 286-299, mars 2022, doi: 10.35833/MPCE.2021.000669.
- [58] M. Shafiee-Rad, M. S. Sadabadi, Q. Shafiee, et M. Reza Jahed-Motlagh, « Modeling and robust structural control design for hybrid AC/DC microgrids with general topology », *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 139, p. 108012, juill. 2022, doi: 10.1016/j.ijepes.2022.108012.
- [59] B. Modu, M. P. Abdullah, M. A. Sanusi, et M. F. Hamza, « DC-based microgrid: Topologies, control schemes, and implementations », *Alexandria Engineering Journal*, vol. 70, p. 61-92, mai 2023, doi: 10.1016/j.aej.2023.02.021.
- [60] I. Ahmed, A. Irshad, S. Zafar, B. A. Khan, M. Raza, et P. R. Ali, « The role of environmental initiatives and green value co-creation as mediators: promoting corporate entrepreneurship and green innovation », *SN Bus Econ*, vol. 3, n° 4, p. 85, mars 2023, doi: 10.1007/s43546-023-00465-w.
- [61] P. H. A. Barra, W. C. de Carvalho, T. S. Menezes, R. A. S. Fernandes, et D. V. Coury, « A review on wind power smoothing using high-power energy storage systems », *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 137, p. 110455, mars 2021, doi: 10.1016/j.rser.2020.110455.

- [62] D. Lamsal, V. Sreeram, Y. Mishra, et D. Kumar, « Kalman filter approach for dispatching and attenuating the power fluctuation of wind and photovoltaic power generating systems », *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 12, n° 7, p. 1501-1508, 2018, doi: 10.1049/iet-gtd.2017.0663.
- [63] J. M. Guerrero, P. C. Loh, T.-L. Lee, et M. Chandorkar, « Advanced Control Architectures for Intelligent Microgrids—Part II: Power Quality, Energy Storage, and AC/DC Microgrids », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, n° 4, p. 1263-1270, avr. 2013, doi: 10.1109/TIE.2012.2196889.
- [64] Md. R. H. Mojumder, M. Hasanuzzaman, et E. Cuce, « Prospects and challenges of renewable energy-based microgrid system in Bangladesh: a comprehensive review », *Clean Techn Environ Policy*, vol. 24, n° 7, p. 1987-2009, sept. 2022, doi: 10.1007/s10098-022-02301-5.
- [65] Y. Ren *et al.*, « Optimal design of hydro-wind-PV multi-energy complementary systems considering smooth power output », *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, vol. 50, p. 101832, mars 2022, doi: 10.1016/j.seta.2021.101832.
- [66] A. Alizadeh, I. Kamwa, A. Moeini, et S. M. Mohseni-Bonab, « Energy management in microgrids using transactive energy control concept under high penetration of Renewables; A survey and case study », *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 176, p. 113161, avr. 2023, doi: 10.1016/j.rser.2023.113161.
- [67] Q. Wu, Z. Xie, H. Ren, Q. Li, et Y. Yang, « Optimal trading strategies for multi-energy microgrid cluster considering demand response under different trading modes: A comparison study », *Energy*, vol. 254, p. 124448, sept. 2022, doi: 10.1016/j.energy.2022.124448.
- [68] A. I. López, A. Ramírez-Díaz, I. Castilla-Rodríguez, J. Gurriarán, et J. A. Mendez-Perez, « Wind farm energy surplus storage solution with second-life vehicle batteries in isolated grids », *Energy Policy*, vol. 173, p. 113373, févr. 2023, doi: 10.1016/j.enpol.2022.113373.
- [69] D. Kumar, S. Dhundhara, Y. Pal Verma, et R. Khanna, « Role of optimal sized dual energy storage based microgrid for ancillary service support to utility grid », *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, vol. 54, p. 102675, déc. 2022, doi: 10.1016/j.seta.2022.102675.
- [70] R. Kumar et C. N. Bhende, « A virtual adaptive RC damper control method to suppress voltage oscillation in DC microgrid », *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 146, p. 108795, mars 2023, doi: 10.1016/j.ijepes.2022.108795.
- [71] A. S. Alahmed et M. M. Al-Muhaini, « An intelligent load priority list-based integrated energy management system in microgrids », *Electric Power Systems Research*, vol. 185, p. 106404, août 2020, doi: 10.1016/j.epsr.2020.106404.
- [72] Z. Li *et al.*, « Low-carbon operation method of microgrid considering carbon emission quota trading », *Energy Reports*, vol. 9, p. 379-387, avr. 2023, doi: 10.1016/j.egyr.2023.03.045.
- [73] Y. Sun, H. Ye, X. Sun, et F. Miao, « Wind power fluctuation mitigation based low-frequency oscillation », *The Journal of Engineering*, vol. 2017, n° 13, p. 1299-1306, 2017, doi: 10.1049/joe.2017.0539.
- [74] G. Zhang, Y. Ge, X. Pan, Y. Zheng, et Y. Yang, « Hybrid robust-stochastic multi-objective optimization of combined cooling, heating, hydrogen and power-based microgrids », *Energy*, vol. 274, p. 127266, juill. 2023, doi: 10.1016/j.energy.2023.127266.
- [75] K. S. Ratnam, K. Palanisamy, et G. Yang, « Future low-inertia power systems: Requirements, issues, and solutions - A review », *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 124, p. 109773, mai 2020, doi: 10.1016/j.rser.2020.109773.
- [76] M. Martínez-Barbeito, D. Gomila, et P. Colet, « Dynamical Model for Power Grid Frequency Fluctuations: Application to Islands With High Penetration of Wind Generation », *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 14, n° 3, p. 1436-1445, juill. 2023, doi: 10.1109/TSTE.2022.3231975.
- [77] M. Sadees, J. P. Roselyn, K. Vijayakumar, et A. Ravi, « Techno economic analysis of microgrid with an efficient energy management system and inverter control strategies », *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, vol. 48, p. 101602, déc. 2021, doi: 10.1016/j.seta.2021.101602.

- [78] B. Singh, S. K. Bishnoi, M. Sharma, P. Singh, et S. Dhundhara, « An application of nature inspired algorithm based dual-stage frequency control strategy for multi micro-grid system », *Ain Shams Engineering Journal*, vol. 14, n° 9, p. 102125, sept. 2023, doi: 10.1016/j.asej.2023.102125.
- [79] M. A. Mosa, M. Y. Yousef, S. M. El Masry, A. M. Abdel Ghany, et A. A. Ali, « Frequency support of AC microgrid with high penetration of photovoltaic using super-capacitor », *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, vol. 53, p. 102364, oct. 2022, doi: 10.1016/j.seta.2022.102364.
- [80] B. Babak, M. Julia, E. Zia, et L. Chao, « Guest Editorial: Grid-forming converters placement and utilisation to enhance transmission and distribution performances under high penetration of inverter-based resources », *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 17, n° 2, p. 281-283, 2023, doi: 10.1049/gtd2.12743.
- [81] K. A. Khan, A. Atif, et M. Khalid, « 19 - Hybrid battery-supercapacitor energy storage for enhanced voltage stability in DC microgrids using autonomous control strategy », in *Emerging Trends in Energy Storage Systems and Industrial Applications*, Prabhansu et N. Kumar, Éd., Academic Press, 2023, p. 535-569. doi: 10.1016/B978-0-323-90521-3.00007-7.
- [82] B. V. Solanki, C. A. Cañizares, et K. Bhattacharya, « Practical Energy Management Systems for Isolated Microgrids », *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 10, n° 5, p. 4762-4775, sept. 2019, doi: 10.1109/TSG.2018.2868130.
- [83] A. Basati, J. Wu, J. M. Guerrero, et J. C. Vasquez, « Internal Model-based Voltage Control for DC Microgrids Under Unknown External Disturbances », in *2022 International Conference on Smart Energy Systems and Technologies (SEST)*, sept. 2022, p. 1-6. doi: 10.1109/SEST53650.2022.9898430.
- [84] L. Ahmethodzic et M. Music, « Comprehensive review of trends in microgrid control », *Renewable Energy Focus*, vol. 38, p. 84-96, sept. 2021, doi: 10.1016/j.ref.2021.07.003.
- [85] V. Mortezapour et H. Lesani, « Hybrid AC/DC microgrids: A generalized approach for autonomous droop-based primary control in islanded operations », *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 93, p. 109-118, déc. 2017, doi: 10.1016/j.ijepes.2017.05.022.
- [86] S. P et T. M. M., « A Droop Controller Based Active Power Sharing of Parallel Inverter Islanded Microgrid », in *2022 International Conference on Futuristic Technologies in Control Systems & Renewable Energy (ICFCR)*, juill. 2022, p. 1-6. doi: 10.1109/ICFCR54831.2022.9893658.
- [87] R. R. Kolluri, I. Mareels, T. Alpcan, M. Brazil, J. de Hoog, et D. A. Thomas, « Power Sharing in Angle Droop Controlled Microgrids », *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 32, n° 6, p. 4743-4751, nov. 2017, doi: 10.1109/TPWRS.2017.2672569.
- [88] A. Fathi, Q. Shafiee, et H. Bevrani, « Robust Frequency Control of Microgrids Using an Extended Virtual Synchronous Generator », *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 33, n° 6, p. 6289-6297, nov. 2018, doi: 10.1109/TPWRS.2018.2850880.
- [89] S. D'Arco et J. A. Suul, « Equivalence of Virtual Synchronous Machines and Frequency-Droops for Converter-Based MicroGrids », *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, n° 1, p. 394-395, janv. 2014, doi: 10.1109/TSG.2013.2288000.
- [90] N. Ghanbari et S. Bhattacharya, « Adaptive Droop Control Method for Suppressing Circulating Currents in DC Microgrids », *IEEE Open Access Journal of Power and Energy*, vol. 7, p. 100-110, 2020, doi: 10.1109/OAJPE.2020.2974940.
- [91] M. Eskandari, L. Li, et M. H. Moradi, « Decentralized Optimal Servo Control System for Implementing Instantaneous Reactive Power Sharing in Microgrids », *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 9, n° 2, p. 525-537, avr. 2018, doi: 10.1109/TSTE.2017.2747515.
- [92] A. Eisapour-Moarref, M. Kalantar, et M. Esmaili, « Power Sharing in Hybrid Microgrids Using a Harmonic-Based Multidimensional Droop », *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 16, n° 1, p. 109-119, janv. 2020, doi: 10.1109/TII.2019.2915240.

- [93] H. B. Chandwani et M. K. Matnani, « A review of modulation techniques for hybrid multilevel inverter », in *2012 1st International Conference on Emerging Technology Trends in Electronics, Communication & Networking*, déc. 2012, p. 1-7. doi: 10.1109/ET2ECN.2012.6470069.
- [94] J. W. Simpson-Porco, F. Dörfler, et F. Bullo, « Voltage Stabilization in Microgrids via Quadratic Droop Control », *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 62, n° 3, p. 1239-1253, mars 2017, doi: 10.1109/TAC.2016.2585094.
- [95] A. Novitskiy, S. Schlegel, et D. Westermann, « Analysis of supraharmonic propagation in a MV electrical network », in *2018 19th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE)*, mai 2018, p. 1-6. doi: 10.1109/EPE.2018.8396041.
- [96] S. T. Y. Alfalahi *et al.*, « Supraharmonics in Power Grid: Identification, Standards, and Measurement Techniques », *IEEE Access*, vol. 9, p. 103677-103690, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3099013.
- [97] T. Tarasiuk *et al.*, « Review of Power Quality Issues in Maritime Microgrids », *IEEE Access*, vol. 9, p. 81798-81817, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3086000.
- [98] A. A. Alkahtani *et al.*, « Power Quality in Microgrids Including Supraharmonics: Issues, Standards, and Mitigations », *IEEE Access*, vol. 8, p. 127104-127122, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3008042.
- [99] H. Shayeghi, E. Shahryari, M. Moradzadeh, et P. Siano, « A Survey on Microgrid Energy Management Considering Flexible Energy Sources », *Energies*, vol. 12, n° 11, Art. n° 11, janv. 2019, doi: 10.3390/en12112156.
- [100] I. Stadler, « Electrical Energy Storage », in *Handbook of Energy Storage: Demand, Technologies, Integration*, M. Sterner et I. Stadler, Éd., Berlin, Heidelberg: Springer, 2019, p. 191-225. doi: 10.1007/978-3-662-55504-0\_6.
- [101] M. C. Argyrou, P. Christodoulides, et S. A. Kalogirou, « Energy storage for electricity generation and related processes: Technologies appraisal and grid scale applications », *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 94, p. 804-821, oct. 2018, doi: 10.1016/j.rser.2018.06.044.
- [102] Y. Zeng et W. Chen, « The socially optimal energy storage incentives for microgrid: A real option game-theoretic approach », *Science of The Total Environment*, vol. 710, p. 136199, mars 2020, doi: 10.1016/j.scitotenv.2019.136199.
- [103] V. S. Tabar et V. Abbasi, « Energy management in microgrid with considering high penetration of renewable resources and surplus power generation problem », *Energy*, vol. 189, p. 116264, déc. 2019, doi: 10.1016/j.energy.2019.116264.
- [104] L. Alvarado-Barrios, Á. Rodríguez del Nozal, J. Boza Valerino, I. García Vera, et J. L. Martínez-Ramos, « Stochastic unit commitment in microgrids: Influence of the load forecasting error and the availability of energy storage », *Renewable Energy*, vol. 146, p. 2060-2069, févr. 2020, doi: 10.1016/j.renene.2019.08.032.
- [105] H. Kikusato *et al.*, « Flywheel energy storage system based microgrid controller design and PHIL testing », *Energy Reports*, vol. 8, p. 470-475, nov. 2022, doi: 10.1016/j.egyr.2022.05.221.
- [106] M. M. Mohamed, H. M. El Zoghby, S. M. Sharaf, et M. A. Mosa, « Optimal virtual synchronous generator control of battery/supercapacitor hybrid energy storage system for frequency response enhancement of photovoltaic/diesel microgrid », *Journal of Energy Storage*, vol. 51, p. 104317, juill. 2022, doi: 10.1016/j.est.2022.104317.
- [107] A. Alzahrani, S. K. Ramu, G. Devarajan, I. Vairavasundaram, et S. Vairavasundaram, « A Review on Hydrogen-Based Hybrid Microgrid System: Topologies for Hydrogen Energy Storage, Integration, and Energy Management with Solar and Wind Energy », *Energies*, vol. 15, n° 21, Art. n° 21, janv. 2022, doi: 10.3390/en15217979.
- [108] Y. Li, F. Yao, S. Zhang, Y. Liu, et S. Miao, « An optimal dispatch model of adiabatic compressed air energy storage system considering its temperature dynamic behavior for combined cooling, heating and power microgrid dispatch », *Journal of Energy Storage*, vol. 51, p. 104366, juill. 2022, doi: 10.1016/j.est.2022.104366.

- [109] D. J. Ryan, R. Razzaghi, H. D. Torresan, A. Karimi, et B. Bahrani, « Grid-Supporting Battery Energy Storage Systems in Islanded Microgrids: A Data-Driven Control Approach », *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 12, n° 2, p. 834-846, avr. 2021, doi: 10.1109/TSTE.2020.3022362.
- [110] S. Som, S. De, S. Chakrabarti, S. R. Sahoo, et A. Ghosh, « A Robust Controller for Battery Energy Storage System of an Islanded AC Microgrid », *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 18, n° 1, p. 207-218, janv. 2022, doi: 10.1109/TII.2021.3057516.
- [111] F. Li, Z. Lin, Z. Qian, et J. Wu, « Active DC bus signaling control method for coordinating multiple energy storage devices in DC microgrid », in *2017 IEEE Second International Conference on DC Microgrids (ICDCM)*, juin 2017, p. 221-226. doi: 10.1109/ICDCM.2017.8001048.
- [112] T. T. Pham, T.-C. Kuo, et D. M. Bui, « Reliability evaluation of an aggregate battery energy storage system in microgrids under dynamic operation », *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 118, p. 105786, juin 2020, doi: 10.1016/j.ijepes.2019.105786.
- [113] Y. Xu et X. Shen, « Optimal Control Based Energy Management of Multiple Energy Storage Systems in a Microgrid », *IEEE Access*, vol. 6, p. 32925-32934, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2845408.
- [114] O. Hafsi, O. Abdelkhalek, S. Mekhilef, M. A. Soumeur, M. A. Hartani, et A. Chakar, « Integration of hydrogen technology and energy management comparison for DC-Microgrid including renewable energies and energy storage system », *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, vol. 52, p. 102121, août 2022, doi: 10.1016/j.seta.2022.102121.
- [115] W. Pei, X. Zhang, W. Deng, C. Tang, et L. Yao, « Review of Operational Control Strategy for DC Microgrids with Electric-hydrogen Hybrid Storage Systems », *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, vol. 8, n° 2, p. 329-346, mars 2022, doi: 10.17775/CSEEJPES.2021.06960.
- [116] K. M. Kotb, M. F. Elmorshedy, H. S. Salama, et A. Dán, « Enriching the stability of solar/wind DC microgrids using battery and superconducting magnetic energy storage based fuzzy logic control », *Journal of Energy Storage*, vol. 45, p. 103751, janv. 2022, doi: 10.1016/j.est.2021.103751.
- [117] H. Armghan, M. Yang, M. Q. Wang, N. Ali, et A. Armghan, « Nonlinear integral backstepping based control of a DC microgrid with renewable generation and energy storage systems », *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 117, p. 105613, mai 2020, doi: 10.1016/j.ijepes.2019.105613.
- [118] L. Ahmethodžić, M. Musić, et S. Huseinbegović, « Microgrid Energy Management: Classification, Review and Challenges », *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, vol. 9, n° 4, p. 1425-1438, juill. 2023, doi: 10.17775/CSEEJPES.2021.09150.
- [119] T. Bocklisch, « Hybrid energy storage approach for renewable energy applications », *Journal of Energy Storage*, vol. 8, p. 311-319, nov. 2016, doi: 10.1016/j.est.2016.01.004.
- [120] S. Ahmad Hamidi, D. M. Ionel, et A. Nasiri, « Modeling and Management of Batteries and Ultracapacitors for Renewable Energy Support in Electric Power Systems—An Overview », *Electric Power Components and Systems*, vol. 43, n° 12, p. 1434-1452, juill. 2015, doi: 10.1080/15325008.2015.1038757.
- [121] R. K. Sharma et S. Mishra, « Dynamic Power Management and Control of a PV PEM Fuel-Cell-Based Standalone ac/dc Microgrid Using Hybrid Energy Storage », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, n° 1, p. 526-538, janv. 2018, doi: 10.1109/TIA.2017.2756032.
- [122] T. Sutikno, W. Arsadiando, A. Wangsupphaphol, A. Yudhana, et M. Facta, « A Review of Recent Advances on Hybrid Energy Storage System for Solar Photovoltaics Power Generation », *IEEE Access*, vol. 10, p. 42346-42364, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3165798.
- [123] T. Alnejaili, S. Drid, D. Mehdi, L. Chrifi-Alaoui, R. Belarbi, et A. Hamdouni, « Dynamic control and advanced load management of a stand-alone hybrid renewable power system for remote housing », *Energy Conversion and Management*, vol. 105, p. 377-392, nov. 2015, doi: 10.1016/j.enconman.2015.07.080.
- [124] U. Manandhar *et al.*, « Energy Management and Control for Grid Connected Hybrid Energy Storage System Under Different Operating Modes », *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 10, n° 2, p. 1626-1636, mars 2019, doi: 10.1109/TSG.2017.2773643.

- [125] U. Manandhar, « Control strategies for hybrid energy storage systems in DC grid », Doctoral thesis, Nanyang Technological University, Singapore, 2019. doi: 10.32657/10220/47614.
- [126] A. Lahyani, P. Venet, A. Guermazi, et A. Troudi, « Battery/Supercapacitors Combination in Uninterruptible Power Supply (UPS) », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, n° 4, p. 1509-1522, avr. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2210736.
- [127] S. Vazquez, S. M. Lukic, E. Galvan, L. G. Franquelo, et J. M. Carrasco, « Energy Storage Systems for Transport and Grid Applications », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, n° 12, p. 3881-3895, déc. 2010, doi: 10.1109/TIE.2010.2076414.
- [128] R. A. Dougal, S. Liu, et R. E. White, « Power and life extension of battery-ultracapacitor hybrids », *IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies*, vol. 25, n° 1, p. 120-131, mars 2002, doi: 10.1109/6144.991184.
- [129] A. Khaligh et Z. Li, « Battery, Ultracapacitor, Fuel Cell, and Hybrid Energy Storage Systems for Electric, Hybrid Electric, Fuel Cell, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles: State of the Art », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, n° 6, p. 2806-2814, juill. 2010, doi: 10.1109/TVT.2010.2047877.
- [130] Y. Wang, W. Wang, Y. Zhao, L. Yang, et W. Chen, « A Fuzzy-Logic Power Management Strategy Based on Markov Random Prediction for Hybrid Energy Storage Systems », *Energies*, vol. 9, n° 1, Art. n° 1, janv. 2016, doi: 10.3390/en9010025.
- [131] I. J. Cohen, D. A. Wetz, J. M. Heinzel, et Q. Dong, « Design and Characterization of an Actively Controlled Hybrid Energy Storage Module for High-Rate Directed Energy Applications », *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 43, n° 5, p. 1427-1433, mai 2015, doi: 10.1109/TPS.2014.2370053.
- [132] J. Cao et A. Emadi, « A New Battery/UltraCapacitor Hybrid Energy Storage System for Electric, Hybrid, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, n° 1, p. 122-132, janv. 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2151206.
- [133] S. M. Lukic, S. G. Wirasingha, F. Rodriguez, J. Cao, et A. Emadi, « Power Management of an Ultracapacitor/Battery Hybrid Energy Storage System in an HEV », in *2006 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, sept. 2006, p. 1-6. doi: 10.1109/VPPC.2006.364357.
- [134] N. R. Tummuru, M. K. Mishra, et S. Srinivas, « Dynamic Energy Management of Renewable Grid Integrated Hybrid Energy Storage System », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, n° 12, p. 7728-7737, déc. 2015, doi: 10.1109/TIE.2015.2455063.
- [135] A. Bharate, P. K. Ray, et A. Ghosh, « A Power Management Scheme for Grid-connected PV Integrated with Hybrid Energy Storage System », *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, vol. 10, n° 4, p. 954-963, juill. 2022, doi: 10.35833/MPCE.2021.000023.
- [136] Q. Xu, J. Xiao, X. Hu, P. Wang, et M. Y. Lee, « A Decentralized Power Management Strategy for Hybrid Energy Storage System With Autonomous Bus Voltage Restoration and State-of-Charge Recovery », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, n° 9, p. 7098-7108, sept. 2017, doi: 10.1109/TIE.2017.2686303.
- [137] Q. Xu, J. Xiao, P. Wang, X. Pan, et C. Wen, « A Decentralized Control Strategy for Autonomous Transient Power Sharing and State-of-Charge Recovery in Hybrid Energy Storage Systems », *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 8, n° 4, p. 1443-1452, oct. 2017, doi: 10.1109/TSTE.2017.2688391.
- [138] M. Shi, X. Chen, J. Zhou, Y. Chen, J. Wen, et H. He, « Advanced Secondary Voltage Recovery Control for Multiple HESSs in a Droop-Controlled DC Microgrid », *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 10, n° 4, p. 3828-3839, juill. 2019, doi: 10.1109/TSG.2018.2838108.
- [139] S.-C. Tan, Y. M. Lai, et C. K. Tse, « General Design Issues of Sliding-Mode Controllers in DC-DC Converters », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, n° 3, p. 1160-1174, mars 2008, doi: 10.1109/TIE.2007.909058.
- [140] D. B. Wickramasinghe Abeywardana, B. Hredzak, et V. G. Agelidis, « A Fixed-Frequency Sliding Mode Controller for a Boost-Inverter-Based Battery-Supercapacitor Hybrid Energy Storage System », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n° 1, p. 668-680, janv. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2527051.

- [141] S. A. Ghorashi Khalil Abadi et A. Bidram, « A distributed rule-based power management strategy in a photovoltaic/hybrid energy storage based on an active compensation filtering technique », *IET Renewable Power Generation*, vol. 15, n° 15, p. 3688-3703, 2021, doi: 10.1049/rpg2.12263.
- [142] B. Wang, U. Manandhar, X. Zhang, H. B. Gooi, et A. Ukil, « Deadbeat Control for Hybrid Energy Storage Systems in DC Microgrids », *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 10, n° 4, p. 1867-1877, oct. 2019, doi: 10.1109/TSTE.2018.2873801.
- [143] B. Hredzak, V. G. Agelidis, et G. D. Demetriades, « A Low Complexity Control System for a Hybrid DC Power Source Based on Ultracapacitor–Lead–Acid Battery Configuration », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n° 6, p. 2882-2891, juin 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2277518.
- [144] M. A. Hartani *et al.*, « Proposed frequency decoupling-based fuzzy logic control for power allocation and state-of-charge recovery of hybrid energy storage systems adopting multi-level energy management for multi-DC-microgrids », *Energy*, vol. 278, p. 127703, sept. 2023, doi: 10.1016/j.energy.2023.127703.
- [145] R. Al Badwawi, W. R. Issa, T. K. Mallick, et M. Abusara, « Supervisory Control for Power Management of an Islanded AC Microgrid Using a Frequency Signalling-Based Fuzzy Logic Controller », *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 10, n° 1, p. 94-104, janv. 2019, doi: 10.1109/TSTE.2018.2825655.
- [146] L. W. Chong, Y. W. Wong, R. K. Rajkumar, et D. Isa, « An optimal control strategy for standalone PV system with Battery-Supercapacitor Hybrid Energy Storage System », *Journal of Power Sources*, vol. 331, p. 553-565, nov. 2016, doi: 10.1016/j.jpowsour.2016.09.061.
- [147] S. Kotra et M. K. Mishra, « A Supervisory Power Management System for a Hybrid Microgrid With HESS », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, n° 5, p. 3640-3649, mai 2017, doi: 10.1109/TIE.2017.2652345.
- [148] Y. Yuan, C. Sun, M. Li, S. S. Choi, et Q. Li, « Determination of optimal supercapacitor-lead-acid battery energy storage capacity for smoothing wind power using empirical mode decomposition and neural network », *Electric Power Systems Research*, vol. 127, p. 323-331, oct. 2015, doi: 10.1016/j.epsr.2015.06.015.
- [149] S. Kotra et M. K. Mishra, « Control algorithm for a PV based hybrid microgrid », in *2015 Annual IEEE India Conference (INDICON)*, déc. 2015, p. 1-6. doi: 10.1109/INDICON.2015.7443554.
- [150] S. Kotra et M. K. Mishra, « Energy management of hybrid microgrid with hybrid energy storage system », in *2015 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, nov. 2015, p. 856-860. doi: 10.1109/ICRERA.2015.7418532.
- [151] A. Bendre, S. Krstic, J. V. Meer, et G. Venkataramanan, « Comparative evaluation of modulation algorithms for neutral point clamped converters », in *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting.*, oct. 2004, p. 798-805 vol.2. doi: 10.1109/IAS.2004.1348505.
- [152] A. Nabae, I. Takahashi, et H. Akagi, « A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-17, n° 5, p. 518-523, sept. 1981, doi: 10.1109/TIA.1981.4503992.
- [153] S. Choudhury, M. Bajaj, T. Dash, S. Kamel, et F. Jurado, « Multilevel Inverter: A Survey on Classical and Advanced Topologies, Control Schemes, Applications to Power System and Future Prospects », *Energies*, vol. 14, n° 18, Art. n° 18, janv. 2021, doi: 10.3390/en14185773.
- [154] G. Joos, X. Huang, et B.-T. Ooi, « Direct-coupled multilevel cascaded series VAR compensators », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, n° 5, p. 1156-1163, sept. 1998, doi: 10.1109/28.720457.
- [155] A. K. Sadigh, S. H. Hosseini, M. Sabahi, et G. B. Gharehpetian, « Double Flying Capacitor Multicell Converter Based on Modified Phase-Shifted Pulsewidth Modulation », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, n° 6, p. 1517-1526, juin 2010, doi: 10.1109/TPEL.2009.2039147.
- [156] T. A. Meynard et H. Foch, « Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters », in *PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, juin 1992, p. 397-403 vol.1. doi: 10.1109/PESC.1992.254717.

- [157] J. Rodriguez, J.-S. Lai, et F. Z. Peng, « Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, n° 4, p. 724-738, août 2002, doi: 10.1109/TIE.2002.801052.
- [158] P. Purkait et R. S. Sriramakavacham, « A New Generalized Space Vector Modulation Algorithm for Neutral-point-clamped Multilevel Converters », *PIERS Online*, vol. 2, n° 4, p. 330-335, 2006, doi: 10.2529/PIERS050906011053.
- [159] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, et T. G. Habetler, « Multilevel inverters for electric vehicle applications », in *Power Electronics in Transportation (Cat. No.98TH8349)*, oct. 1998, p. 79-84. doi: 10.1109/PET.1998.731062.
- [160] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, T. Cunnyngham, et J. N. Chiasson, « Charge balance control schemes for cascade multilevel converter in hybrid electric vehicles », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, n° 5, p. 1058-1064, oct. 2002, doi: 10.1109/TIE.2002.803213.
- [161] F. Khoucha, M. S. Lagoun, A. Kheloui, et M. E. H. Benbouzid, « A Comparison of Symmetrical and Asymmetrical Three-Phase H-Bridge Multilevel Inverter for DTC Induction Motor Drives », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 26, n° 1, p. 64-72, mars 2011, doi: 10.1109/TEC.2010.2077296.
- [162] P. Panagis, F. Stergiopoulos, P. Marabeas, et S. Manias, « Comparison of state of the art multilevel inverters », in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, juin 2008, p. 4296-4301. doi: 10.1109/PESC.2008.4592633.
- [163] C. Hochgraf, R. Lasseter, D. Divan, et T. A. Lipo, « Comparison of multilevel inverters for static VAR compensation », in *Proceedings of 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, oct. 1994, p. 921-928 vol.2. doi: 10.1109/IAS.1994.377528.
- [164] G.-J. Su, « Multilevel DC-link inverter », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, n° 3, p. 848-854, mai 2005, doi: 10.1109/TIA.2005.847306.
- [165] K. K. Gupta, A. Ranjan, P. Bhatnagar, L. K. Sahu, et S. Jain, « Multilevel Inverter Topologies With Reduced Device Count: A Review », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n° 1, p. 135-151, janv. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2405012.
- [166] Y. Hinago et H. Koizumi, « A Single-Phase Multilevel Inverter Using Switched Series/Parallel DC Voltage Sources », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, n° 8, p. 2643-2650, août 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2030204.
- [167] A. Poorfakhraei, M. Narimani, et A. Emadi, « A Review of Modulation and Control Techniques for Multilevel Inverters in Traction Applications », *IEEE Access*, vol. 9, p. 24187-24204, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3056612.
- [168] G. Ceglia, V. Guzman, C. Sanchez, F. Ibanez, J. Walter, et M. I. Gimenez, « A New Simplified Multilevel Inverter Topology for DC-AC Conversion », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, n° 5, p. 1311-1319, sept. 2006, doi: 10.1109/TPEL.2006.880303.
- [169] N. A. Rahim, K. Chaniago, et J. Selvaraj, « Single-Phase Seven-Level Grid-Connected Inverter for Photovoltaic System », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, n° 6, p. 2435-2443, juin 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2064278.
- [170] G. M. Martins, J. A. Pomilio, S. Buso, et G. Spiazzi, « Three-Phase Low-Frequency Commutation Inverter for Renewable Energy Systems », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, n° 5, p. 1522-1528, oct. 2006, doi: 10.1109/TIE.2006.882023.
- [171] M. Nilkar, E. Babaei, et M. Sabahi, « A new single-phase cascade multilevel inverter topology using four-level cells », in *20th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE2012)*, mai 2012, p. 348-353. doi: 10.1109/IranianCEE.2012.6292382.
- [172] M. Toupchikhosroshahi, « Crisscross cascade multilevel inverter with reduction in number of components », *IET Power Electronics*, vol. 7, n° 12, p. 2914-2924, 2014, doi: 10.1049/iet-pel.2013.0541.

- [173] E. Najafi, A. H. M. Yatim, et A. S. Samosir, « A new topology -Reversing Voltage (RV) - for multi level inverters », in *2008 IEEE 2nd International Power and Energy Conference*, déc. 2008, p. 604-608. doi: 10.1109/PECON.2008.4762547.
- [174] E. Najafi et A. H. M. Yatim, « Design and Implementation of a New Multilevel Inverter Topology », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, n° 11, p. 4148-4154, nov. 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2176691.
- [175] W.-K. Choi et F. Kang, « H-bridge based multilevel inverter using PWM switching function », in *INTELEC 2009 - 31st International Telecommunications Energy Conference*, oct. 2009, p. 1-5. doi: 10.1109/INTLEC.2009.5351886.
- [176] J. Ebrahimi, E. Babaei, et G. B. Gharehpetian, « A New Multilevel Converter Topology With Reduced Number of Power Electronic Components », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, n° 2, p. 655-667, févr. 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2151813.
- [177] M. F. Kangarlu et E. Babaei, « A Generalized Cascaded Multilevel Inverter Using Series Connection of Submultilevel Inverters », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, n° 2, p. 625-636, févr. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2203339.
- [178] R. Agrawal et S. Jain, « Comparison of reduced part count multilevel inverters (RPC-MLIs) for integration to the grid », *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 84, p. 214-224, janv. 2017, doi: 10.1016/j.ijepes.2016.05.011.
- [179] K. K. Gupta et S. Jain, « A Novel Multilevel Inverter Based on Switched DC Sources », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, n° 7, p. 3269-3278, juill. 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2282606.
- [180] Y. Ounejjar et K. Al-Haddad, « A novel high energetic efficiency multilevel topology with reduced impact on supply network », in *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, nov. 2008, p. 489-494. doi: 10.1109/IECON.2008.4758002.
- [181] Y. Ounejjar et K. Al-Haddad, « A new high power efficiency cascaded U cells multilevel converter », in *2009 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, juill. 2009, p. 483-488. doi: 10.1109/ISIE.2009.5214290.
- [182] Y. Ounejjar, K. Al-Haddad, et L.-A. Grégoire, « Novel three phase seven level PWM converter », in *2009 IEEE Electrical Power & Energy Conference (EPEC)*, oct. 2009, p. 1-6. doi: 10.1109/EPEC.2009.5420867.
- [183] Y. Ounejjar et K. Al-Haddad, « Multilevel hysteresis controller of the novel seven-level packed U cells converter », in *SPEEDAM 2010*, juin 2010, p. 186-191. doi: 10.1109/SPEEDAM.2010.5542178.
- [184] Y. Ounejjar, K. Al-Haddad, et L.-A. Gregoire, « Packed U Cells Multilevel Converter Topology: Theoretical Study and Experimental Validation », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, n° 4, p. 1294-1306, avr. 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2050412.
- [185] E. Babaei, « A Cascade Multilevel Converter Topology With Reduced Number of Switches », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, n° 6, p. 2657-2664, nov. 2008, doi: 10.1109/TPEL.2008.2005192.
- [186] A. Mokhberdoran et A. Ajami, « Symmetric and Asymmetric Design and Implementation of New Cascaded Multilevel Inverter Topology », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n° 12, p. 6712-6724, déc. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2014.2302873.
- [187] A. El-Hosainy, H. A. Hamed, Haitham. Z. Azazi, et E. E. El-Kholy, « A review of multilevel inverter topologies, control techniques, and applications », in *2017 Nineteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*, déc. 2017, p. 1265-1275. doi: 10.1109/MEPCON.2017.8301344.
- [188] E. Babaei, S. Alilu, et S. Laali, « A New General Topology for Cascaded Multilevel Inverters With Reduced Number of Components Based on Developed H-Bridge », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, n° 8, p. 3932-3939, août 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2286561.
- [189] E. Babaei, S. Laali, et S. Alilu, « Cascaded Multilevel Inverter With Series Connection of Novel H-Bridge Basic Units », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, n° 12, p. 6664-6671, déc. 2014, doi: 10.1109/TIE.2014.2316264.

- [190] R. Troudi, « Étude, conception et structure de commande temps réel d'un onduleur multiniveau à partir d'une seule source DC ; applications énergies renouvelables et véhicules électriques », thèse de doctorat, Université de Poitiers, Poitiers, France, 2021.
- [191] E. Babaei, S. H. Hosseini, G. B. Gharehpetian, M. T. Haque, et M. Sabahi, « Reduction of dc voltage sources and switches in asymmetrical multilevel converters using a novel topology », *Electric Power Systems Research*, vol. 77, n° 8, p. 1073-1085, juin 2007, doi: 10.1016/j.epsr.2006.09.012.
- [192] K. El-Naggar et T. H. Abdelhamid, « Selective harmonic elimination of new family of multilevel inverters using genetic algorithms », *Energy Conversion and Management*, vol. 49, n° 1, p. 89-95, janv. 2008, doi: 10.1016/j.enconman.2007.05.014.
- [193] M. A. Perez, S. Bernet, J. Rodriguez, S. Kouro, et R. Lizana, « Circuit Topologies, Modeling, Control Schemes, and Applications of Modular Multilevel Converters », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, n° 1, p. 4-17, janv. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2310127.
- [194] J. Rodriguez, L. Moran, P. Correa, et C. Silva, « A vector control technique for medium-voltage multilevel inverters », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, n° 4, p. 882-888, août 2002, doi: 10.1109/TIE.2002.801235.
- [195] B.-M. Song, J. Kim, J.-S. Lai, K.-C. Seong, H.-J. Kim, et S.-S. Park, « A multilevel soft-switching inverter with inductor coupling », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, n° 2, p. 628-636, mars 2001, doi: 10.1109/28.913730.
- [196] B. Masri, H. Al Sheikh, N. Karami, H. Y. Kanaan, et N. Moubayed, « A Survey of Open Circuit Switch Fault Diagnosis Techniques for Multilevel Inverters Based on Signal Processing Strategies », in *2021 IEEE 30th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, juin 2021, p. 1-7. doi: 10.1109/ISIE45552.2021.9576299.
- [197] T. Deepa et A. R. Kumar, « A new asymmetric multilevel inverter with reduced number of switches and reduction of harmonics using Sine Property », in *2016 International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT)*, mars 2016, p. 1-8. doi: 10.1109/ICCPCT.2016.7530204.
- [198] H. S. Patel et R. G. Hoft, « Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I—Harmonic Elimination », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-9, n° 3, p. 310-317, mai 1973, doi: 10.1109/TIA.1973.349908.
- [199] H. S. Patel et R. G. Hoft, « Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part II — Voltage Control Techniques », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-10, n° 5, p. 666-673, sept. 1974, doi: 10.1109/TIA.1974.349239.
- [200] K. Chenchireddy et V. Jegathesan, « A Review Paper on the Elimination of Low-Order Harmonics in Multilevel Inverters Using Different Modulation Techniques », in *Inventive Communication and Computational Technologies*, G. Ranganathan, J. Chen, et Á. Rocha, Éd., Singapore: Springer, 2021, p. 961-971. doi: 10.1007/978-981-15-7345-3\_82.
- [201] S. Kouro, R. Bernal, H. Miranda, Cé. A. Silva, et J. Rodriguez, « High-Performance Torque and Flux Control for Multilevel Inverter Fed Induction Motors », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, n° 6, p. 2116-2123, nov. 2007, doi: 10.1109/TPEL.2007.909189.
- [202] M. R. Banaei, A. B. Oskouei, et A. Dehghanzadeh, « Extended switching algorithms based space vector control for five-level quasi-Z-source inverter with coupled inductors », *IET Power Electronics*, vol. 7, n° 6, p. 1509-1518, 2014, doi: 10.1049/iet-pel.2013.0499.
- [203] G. Vivek et Y. V. P. Kumar, « Improved Harmonic Profile of Multilevel Inverter Topology with Shifted Carrier Modulation Technique », in *Intelligent Computing in Control and Communication*, G. T. C. Sekhar, H. S. Behera, J. Nayak, B. Naik, et D. Pelusi, Éd., Singapore: Springer, 2021, p. 191-201. doi: 10.1007/978-981-15-8439-8\_17.

- [204] C. Shu, C. Ya-Ting, Y. Tian-Jian, et W. Xun, « A Novel Diagnostic Technique for Open-Circuited Faults of Inverters Based on Output Line-to-Line Voltage Model », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, n° 7, p. 4412-4421, juill. 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2535960.
- [205] X. Wu *et al.*, « A Fast and Robust Diagnostic Method for Multiple Open-Circuit Faults of Voltage-Source Inverters Through Line Voltage Magnitudes Analysis », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, n° 5, p. 5205-5220, mai 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2941480.
- [206] N. Raj, A. Anand, A. Riyas, J. G, et S. George, « A novel open-transistor fault detection method in symmetric cascaded H-bridge multilevel inverter », in *2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, déc. 2016, p. 1-6. doi: 10.1109/PEDES.2016.7914397.
- [207] A. Anand, N. Raj, S. George, et J. G, « Open switch fault detection in Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter using normalised mean voltages », in *2016 IEEE 6th International Conference on Power Systems (ICPS)*, mars 2016, p. 1-6. doi: 10.1109/ICPS.2016.7584128.
- [208] N. Raj, T. Kale, A. Anand, J. G, et S. George, « Switch fault detection and diagnosis in space vector modulated cascaded H-bridge multilevel inverter », *International Journal of Electronics*, vol. 105, n° 12, p. 1977-1992, déc. 2018, doi: 10.1080/00207217.2018.1494327.
- [209] M. di Benedetto, A. Lidozzi, L. Solero, F. Crescimbeni, et P. J. Grbović, « Reliability and Real-Time Failure Protection of the Three-Phase Five-Level E-Type Converter », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, n° 6, p. 6630-6641, nov. 2020, doi: 10.1109/TIA.2020.3019358.
- [210] V. F. Pires, D. Foito, et T. G. Amaral, « Fault detection and diagnosis in a PV grid-connected T-type three level inverter », in *2015 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, nov. 2015, p. 933-937. doi: 10.1109/ICRERA.2015.7418547.
- [211] S. Mukherjee, M. A. Zagrodnik, et P. Wang, « Fast fault detection of open power switch in cascaded H-bridge multilevel inverters », in *2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, juin 2016, p. 1-5. doi: 10.1109/ITEC.2016.7547193.
- [212] V. F. Pires, T. G. Amaral, D. Foito, et A. J. Pires, « Cascaded H-bridge multilevel inverter with a fault detection scheme based on the statistic moments indexes », in *2017 11th IEEE International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, avr. 2017, p. 193-198. doi: 10.1109/CPE.2017.7915168.
- [213] S. H. M. Hedesh et M. R. Zolghadri, « Open-circuit fault detection and localization in five-level active NPC converter », in *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, oct. 2017, p. 4763-4768. doi: 10.1109/IECON.2017.8216821.
- [214] H. Salimian, H. Iman-Eini, et S. Farhangi, « Open-circuit fault detection and localization in Modular Multilevel Converter », in *The 6th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC2015)*, févr. 2015, p. 383-388. doi: 10.1109/PEDSTC.2015.7093305.
- [215] A. Topcu et Y. Sozer, « Multiple Device Open Circuit Fault Diagnosis for T-Type Multilevel Inverters », in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, sept. 2018, p. 4056-4061. doi: 10.1109/ECCE.2018.8557435.
- [216] Z. Jian-Jian, C. Yong, C. Zhang-Yong, et Z. Anjian, « Open-Switch Fault Diagnosis Method in Voltage-Source Inverters Based on Phase Currents », *IEEE Access*, vol. 7, p. 63619-63625, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2913164.
- [217] H.-W. Sim, J.-S. Lee, et K.-B. Lee, « Detecting Open-Switch Faults: Using Asymmetric Zero-Voltage Switching States », *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 22, n° 2, p. 27-37, mars 2016, doi: 10.1109/MIAS.2015.2459096.
- [218] J.-H. Lee et K.-B. Lee, « A Fault Detection Method and a Tolerance Control in a Single-Phase Cascaded H-bridge Multilevel Inverter », *IFAC-PapersOnLine*, vol. 50, n° 1, p. 7819-7823, juill. 2017, doi: 10.1016/j.ifacol.2017.08.1058.

- [219] Q. A. Le, N. Dat Dao, et D.-C. Lee, « Diagnosis of open-circuit faults for six-level hybrid inverters », in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, oct. 2017, p. 1099-1104. doi: 10.1109/ECCE.2017.8095910.
- [220] W. Chen et Ali. M Bazzi, « Fault Prognostics of Multilevel Inverters Using On-State Resistance Evolution », in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, sept. 2018, p. 7292-7296. doi: 10.1109/ECCE.2018.8558006.
- [221] J. Lamb et B. Mirafzal, « Open-Circuit IGBT Fault Detection and Location Isolation for Cascaded Multilevel Converters », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, n° 6, p. 4846-4856, juin 2017, doi: 10.1109/TIE.2017.2674629.
- [222] D. Chen, Y. Liu, et S. Zhang, « Open-circuit fault diagnosis method for the T-type inverter based on analysis of the switched bridge voltage », *IET Power Electronics*, vol. 12, n° 2, p. 295-302, 2019, doi: 10.1049/iet-pel.2018.5377.
- [223] H. Mhiesan *et al.*, « A Method for Open-Circuit Faults Detecting, Identifying, and Isolating in Cascaded H-Bridge Multilevel Inverters », in *2018 9th IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, juin 2018, p. 1-5. doi: 10.1109/PEDG.2018.8447855.
- [224] M. Hassanifar, M. Shamouei-Milan, Y. Neyshabouri, D. Nazarpour, et S. Golshannavaz, « Fast Detection and Localization of Open-Circuit Switch Faults in Nested Neutral Point Clamped (NNPC) Inverter », in *2020 11th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*, févr. 2020, p. 1-6. doi: 10.1109/PEDSTC49159.2020.9088369.
- [225] M. Kumar, « Open Circuit Fault Detection and Switch Identification for LS-PWM H-Bridge Inverter », *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 68, n° 4, p. 1363-1367, avr. 2021, doi: 10.1109/TCSII.2020.3035241.
- [226] F. Hodavand, I. J. Ramaji, et N. Sadeghi, « Digital Twin for Fault Detection and Diagnosis of Building Operations: A Systematic Review », *Buildings*, vol. 13, n° 6, Art. n° 6, juin 2023, doi: 10.3390/buildings13061426.
- [227] Y. Wilhelm, P. Reimann, W. Gauchel, et B. Mitschang, « Overview on hybrid approaches to fault detection and diagnosis: Combining data-driven, physics-based and knowledge-based models », *Procedia CIRP*, vol. 99, p. 278-283, janv. 2021, doi: 10.1016/j.procir.2021.03.041.
- [228] A. Anand, N. Raj, S. George, et G. Jagadanand, « Wavelet-based open switch fault diagnosis in cascaded H-bridge multilevel inverter-fed induction motor drive », in *TENCON 2017 - 2017 IEEE Region 10 Conference*, nov. 2017, p. 545-550. doi: 10.1109/TENCON.2017.8227923.
- [229] I. Abari, M. Hamouda, J. Ben Hadj Slama, et K. Al-Haddad, « Single Switch Open-Circuit Fault Detection for Three-Level NPC Inverter Using Conducted Emissions Signature », in *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, oct. 2018, p. 1489-1494. doi: 10.1109/IECON.2018.8591826.
- [230] I. Abari, M. Hamouda, et J. Ben Hadi Slama, « Open-Switch Fault Detection in Three-Phase Symmetrical Cascaded Multilevel Inverter Using Conducted Disturbances », in *2018 15th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)*, mars 2018, p. 77-82. doi: 10.1109/SSD.2018.8570455.
- [231] X. Chen, J. Liu, Z. Deng, S. Song, et S. Ouyang, « IGBT Open-Circuit Fault Diagnosis for Modular Multilevel Converter With Reduced-Number of Voltage Sensor Measuring Technique », in *2019 IEEE 10th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, juin 2019, p. 47-50. doi: 10.1109/PEDG.2019.8807574.
- [232] S. Cheng *et al.*, « An open-circuit fault-diagnosis method for inverters based on phase current », *Transportation Safety and Environment*, vol. 2, n° 2, p. 148-160, août 2020, doi: 10.1093/tse/tdaa008.
- [233] S. Valipour, S. S. Moosavi, D. A. Khaburi, et A. Djerdir, « An Open-Circuit Fault Detection Method Using Wavelet Transform for Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter », in *2017 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, déc. 2017, p. 1-5. doi: 10.1109/VPPC.2017.8330876.

- [234] P. Mehta, M. Kumar, et S. Sahoo, « Fault Diagnosis in Five-level CHB Inverter using Normalization Factor and THD Analysis », in *2018 8th IEEE India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, déc. 2018, p. 1-5. doi: 10.1109/IICPE.2018.8709547.
- [235] A. Abuelnaga et M. Narimani, « Open Circuit IGBT Fault Classification using Phase Current in a CHB Converter », in *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, oct. 2019, p. 4636-4641. doi: 10.1109/IECON.2019.8927101.
- [236] I. Matetić, I. Štajduhar, I. Wolf, et S. Ljubic, « A Review of Data-Driven Approaches and Techniques for Fault Detection and Diagnosis in HVAC Systems », *Sensors*, vol. 23, n° 1, Art. n° 1, janv. 2023, doi: 10.3390/s23010001.
- [237] G. K. Kumar et D. Elangovan, « Review on fault-diagnosis and fault-tolerance for DC–DC converters », *IET Power Electronics*, vol. 13, n° 1, p. 1-13, 2020, doi: 10.1049/iet-pel.2019.0672.
- [238] W. Zhang, D. Xu, P. N. Enjeti, H. Li, J. T. Hawke, et H. S. Krishnamoorthy, « Survey on Fault-Tolerant Techniques for Power Electronic Converters », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n° 12, p. 6319-6331, déc. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2014.2304561.
- [239] F. Becker, « Contribution à la continuité de service des convertisseurs statiques multiniveaux », thèse de doctorat, Université de Lorraine, Nancy, France, 2017.
- [240] N. K. Dewangan, T. Prakash, J. K. Tandekar, et K. K. Gupta, « Open-circuit fault-tolerance in multilevel inverters with reduced component count », *Electr Eng*, vol. 102, n° 1, p. 409-419, mars 2020, doi: 10.1007/s00202-019-00884-9.
- [241] N. K. Dewangan, S. Gupta, et K. K. Gupta, « Approach to synthesis of fault tolerant reduced device count multilevel inverters (FT RDC MLIs) », *IET Power Electronics*, vol. 12, n° 3, p. 476-482, 2019, doi: 10.1049/iet-pel.2018.5176.
- [242] S. P. Gautam, M. Jalhotra, L. K. Sahu, M. R. Kumar, et K. K. Gupta, « A Survey on Fault Tolerant and Diagnostic Techniques of Multilevel Inverter », *IEEE Access*, vol. 11, p. 60866-60888, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3285722.
- [243] T. J. Nistane, L. K. Sahu, M. Jalhotra, et S. P. Gautam, « Single and multiple switch fault-tolerance capabilities in a hybrid five-level inverter topology », *IET Power Electronics*, vol. 13, n° 6, p. 1257-1266, 2020, doi: 10.1049/iet-pel.2019.0716.
- [244] S. P. Gautam, L. Kumar, S. Gupta, et N. Agrawal, « A Single-Phase Five-Level Inverter Topology With Switch Fault-Tolerance Capabilities », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, n° 3, p. 2004-2014, mars 2017, doi: 10.1109/TIE.2016.2626368.
- [245] M. Aly, E. M. Ahmed, et M. Shoyama, « A New Single-Phase Five-Level Inverter Topology for Single and Multiple Switches Fault Tolerance », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n° 11, p. 9198-9208, nov. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2018.2792146.
- [246] A. Chappa, S. Gupta, L. K. Sahu, et K. K. Gupta, « A Fault-Tolerant Multilevel Inverter Topology With Preserved Output Power and Voltage Levels Under Pre- and Postfault Operation », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, n° 7, p. 5756-5764, juill. 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.2994880.
- [247] R. Katebi, J. He, et N. Weise, « Investigation of Fault-Tolerant Capabilities in an Advanced Three-Level Active T-Type Converter », *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, n° 1, p. 446-457, mars 2019, doi: 10.1109/JESTPE.2018.2834367.
- [248] Q. Xiao *et al.*, « Review of Fault Diagnosis and Fault-Tolerant Control Methods of the Modular Multilevel Converter Under Submodule Failure », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, n° 10, p. 12059-12077, oct. 2023, doi: 10.1109/TPEL.2023.3283286.
- [249] N. K. Dewangan, T. K. Tailor, R. Agrawal, P. Bhatnagar, et K. K. Gupta, « A multilevel inverter structure with open circuit fault-tolerant capability », *Electr Eng*, vol. 103, n° 3, p. 1613-1628, juin 2021, doi: 10.1007/s00202-020-01149-6.

- [250] M. Asif *et al.*, « A Robust Multilevel Inverter Topology for Operation under Fault Conditions », *Electronics*, vol. 10, n° 24, Art. n° 24, janv. 2021, doi: 10.3390/electronics10243099.
- [251] M. I. Sarwar *et al.*, « A Hybrid Nearest Level Combined With PWM Control Strategy: Analysis and Implementation on Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter and its Fault Tolerant Topology », *IEEE Access*, vol. 9, p. 44266-44282, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3058136.
- [252] A. Chappa, S. Gupta, L. K. Sahu, et K. K. Gupta, « Resilient multilevel inverter topology with improved reliability », *IET Power Electronics*, vol. 13, n° 15, p. 3384-3395, 2020, doi: 10.1049/iet-pel.2020.0158.
- [253] S. Peddapati et V. S. Prasadarao K, « A New Fault-Tolerant Multilevel Inverter Structure With Reduced Device Count and Low Total Standing Voltage », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, n° 7, p. 8333-8344, juill. 2022, doi: 10.1109/TPEL.2022.3149531.
- [254] P. Lezana, J. Pou, T. A. Meynard, J. Rodriguez, S. Ceballos, et F. Richardeau, « Survey on Fault Operation on Multilevel Inverters », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, n° 7, p. 2207-2218, juill. 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2032194.
- [255] B. Mirafzal, « Survey of Fault-Tolerance Techniques for Three-Phase Voltage Source Inverters », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, n° 10, p. 5192-5202, oct. 2014, doi: 10.1109/TIE.2014.2301712.
- [256] U.-M. Choi et F. Blaabjerg, « A novel active T-type three-level converter with open-circuit fault-tolerant control », in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, sept. 2015, p. 4765-4772. doi: 10.1109/ECCE.2015.7310333.
- [257] M. Sahoo et S. Keerthipati, « Fault tolerant three-level boost inverter with reduced source and LC count », *IET Power Electronics*, vol. 11, n° 2, p. 399-405, 2018, doi: 10.1049/iet-pel.2017.0085.
- [258] D.-T. Do, M.-K. Nguyen, T.-H. Quach, V.-T. Tran, F. Blaabjerg, et D. M. Vilathgamuwa, « A PWM Scheme for a Fault-Tolerant Three-Level Quasi-Switched Boost T-Type Inverter », *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, n° 3, p. 3029-3040, sept. 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2922687.
- [259] B. K. Naick, K. Chatterjee, et T. K. Chatterjee, « Assessment of MPPT Techniques During the Faulty Conditions of PV System », *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 16, n° 1, p. 15-24, avr. 2018, doi: 10.15598/aeer.v16i1.2581.
- [260] S. Kedari, R. Veramalla, et A. Kodakkal, « Optimized Gains for the Control of Islanded Solar Photovoltaic and Wind System », *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 19, n° 4, p. 295-303, déc. 2021, doi: 10.15598/aeer.v19i4.4227.
- [261] I. Tegani, « Optimisation et contrôle d'un micro smart grid utilisant une pile à combustible, des supercondensateurs, des batteries, une éolienne et une source photovoltaïque », thèse de doctorat, Université Mohamed Khider, Biskra, Algérie, 2016.
- [262] L. Croci, « Gestion de l'énergie dans un système multi-sources photovoltaïque et éolien avec stockage hybride batteries/supercondensateurs », thèse de doctorat, Université de Poitiers, Poitiers, France, 2013.
- [263] O. Tremblay, L.-A. Dessaint, et A.-I. Dekkiche, « A Generic Battery Model for the Dynamic Simulation of Hybrid Electric Vehicles », in *2007 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, sept. 2007, p. 284-289. doi: 10.1109/VPPC.2007.4544139.
- [264] P. Singh et J. S. Lather, « Dynamic power management and control for low voltage DC microgrid with hybrid energy storage system using hybrid bat search algorithm and artificial neural network », *Journal of Energy Storage*, vol. 32, p. 101974, déc. 2020, doi: 10.1016/j.est.2020.101974.
- [265] M. C. Argyrou, C. C. Marouchos, S. A. Kalogirou, et P. Christodoulides, « A novel power management algorithm for a residential grid-connected PV system with battery-supercapacitor storage for increased self-consumption and self-sufficiency », *Energy Conversion and Management*, vol. 246, p. 114671, oct. 2021, doi: 10.1016/j.enconman.2021.114671.

- [266] A. Riadh, « Optimisation d'un système de stockage hybride de l'énergie électrique avec batterie et supercondensateurs pour véhicule électrique », thèse de doctorat, Université Claude Bernard Lyon 1, Lyon, France, 2018.
- [267] M. C. Argyrou, C. C. Marouchos, S. A. Kalogirou, et P. Christodoulides, « Modeling a residential grid-connected PV system with battery–supercapacitor storage: Control design and stability analysis », *Energy Reports*, vol. 7, p. 4988-5002, nov. 2021, doi: 10.1016/j.egy.2021.08.001.
- [268] A. Abdellah, D. Toumi, M. Larbi, et S. Moreau, « Zero-Compensator Filter for Power Sharing Between Battery/Supercapacitor in a Grid-Connected Photovoltaic System », *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 20, n° 2, p. 154-169, juin 2022, doi: 10.15598/aeer.v20i2.4321.
- [269] S. K. Kollimalla, M. K. Mishra, et N. L. Narasamma, « Design and Analysis of Novel Control Strategy for Battery and Supercapacitor Storage System », *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 5, n° 4, p. 1137-1144, oct. 2014, doi: 10.1109/TSTE.2014.2336896.
- [270] F. Asghar, M. Talha, et S. H. Kim, « Robust Frequency and Voltage Stability Control Strategy for Standalone AC/DC Hybrid Microgrid », *Energies*, vol. 10, n° 6, Art. n° 6, juin 2017, doi: 10.3390/en10060760.
- [271] L. Peña-Pupo, H. Martínez-García, E. García-Vílchez, E. Y. Fariñas-Wong, et J. R. Núñez-Álvarez, « Combined Method of Flow-Reduced Dump Load for Frequency Control of an Autonomous Micro-Hydropower in AC Microgrids », *Energies*, vol. 14, n° 23, Art. n° 23, janv. 2021, doi: 10.3390/en14238059.
- [272] F. Asghar, M. Talha, et S. H. Kim, « Fuzzy logic-based intelligent frequency and voltage stability control system for standalone microgrid », *International Transactions on Electrical Energy Systems*, vol. 28, n° 4, p. e2510, 2018, doi: 10.1002/etep.2510.
- [273] N. Khefifi, « Élaboration de stratégies de contrôle-commande basées sur la passivité pour le pilotage d'un micro-réseau de génération décentralisée de type AC en mode autonome », thèse de doctorat, Université de Nantes, Nantes, France, 2021.
- [274] N. Pogaku, M. Prodanovic, et T. C. Green, « Modeling, Analysis and Testing of Autonomous Operation of an Inverter-Based Microgrid », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, n° 2, p. 613-625, mars 2007, doi: 10.1109/TPEL.2006.890003.
- [275] W. Yao, M. Chen, J. Matas, J. M. Guerrero, et Z.-M. Qian, « Design and Analysis of the Droop Control Method for Parallel Inverters Considering the Impact of the Complex Impedance on the Power Sharing », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, n° 2, p. 576-588, févr. 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2046001.
- [276] « IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces », *IEEE Std 1547-2018 (Revision of IEEE Std 1547-2003)*, p. 1-138, avr. 2018, doi: 10.1109/IEEESTD.2018.8332112.
- [277] K. Himour, K. Ghedamsi, et E. M. Berkouk, « Supervision and control of grid connected PV-Storage systems with the five level diode clamped inverter », *Energy Conversion and Management*, vol. 77, p. 98-107, janv. 2014, doi: 10.1016/j.enconman.2013.09.001.
- [278] A. Abdellah, D. Toumi, M. Larbi, et H. Chaib, « Backpropagation Neural Network-Based Open-Circuit Fault Diagnosis for a Five-Level NPC Inverter », in *2023 1st International Conference on Renewable Solutions for Ecosystems: Towards a Sustainable Energy Transition (ICRSEtoSET)*, Djelfa, Algeria, mai 2023, p. 1-6. doi: 10.1109/ICRSEtoSET56772.2023.10525279.
- [279] M. B. C. Camara, « SUPERCONDENSATEURS POUR ÉCHANGE DYNAMIQUE D'ÉNERGIE A BORD DU VÉHICULE ÉLECTRIQUE HYBRIDE: Modélisation, étude des convertisseurs et commande », thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, France, 2007.
- [280] A. Abdellah, D. Toumi, M. Larbi, et H. Chaib, « Open circuit fault diagnosis for a five-level neutral point clamped inverter in a grid-connected system », in *The National Conference On Process Engineering & Renewable Energy - NCPERE'2023*, Khemis miliana, Algérie, mai 2023, p. 1-6.

- [281] A. Abdellah, M. Larbi, et D. Toumi, « Open circuit fault diagnosis for a five-level neutral point clamped inverter in a grid-connected photovoltaic system with hybrid energy storage system », *Electrical Engineering & Electromechanics*, n° 6, Art. n° 6, oct. 2023, doi: 10.20998/2074-272X.2023.6.06.
- [282] R. TROUDI, S. MOREAU, G. CHAMPENOIS, M. BOUZID, et K. JELASSI, « A Comparative Study of Three Classic Five-Level Inverters Connected to the Power Grid », in *2019 10th International Renewable Energy Congress (IREC)*, mars 2019, p. 1-6. doi: 10.1109/IREC.2019.8754641.