



Université Abderrahmane-Mira de Bejaia
Faculté de Technologie
Département Génie Electrique

Mémoire de Fin d'études

Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique
Spécialité : Electrotechnique industrielle

Thème :

Etude d'un convertisseur 3 niveaux NPC type T monophasé,

Application à la connexion au réseau d'un générateur photovoltaïque

Présenté par :

BOUCHALA Nadjib

CHEMACHE Hocine

Encadré par :

Mr. GHEDAMSI Kaci

Mr. AISSOU Said

Examiné par :

Mr. TAMALOUZT Salah

Mr. HAMOUDI Yanis

Populaire et Démocratique Algérienne République
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Déclaration sur l'honneur

Engagement pour respecter les règles d'authenticité scientifique dans l'élaboration d'un travail de recherche

Arrêté ministériel n° 1082 du 27 décembre 2020 () fixant les règles relatives à la prévention et la lutte contre le plagiat*

Je soussigné,

Nom : LAURENT CHEMAGLIE

Prénom : Hacine

Matricule : 202033006511

Spécialité et/ou Option : Électrotechnique industrielle

Département: Electrotechnique

Faculté: Technologie

Année universitaire : 22-23/23-24

Le niveau (niveau scolaire de l'Inscrit, Master, Autres à préciser) : M.9

charge de préparer un mémoire de licence, master, habilitation à diriger, etc.

et chargé de préparer un mémoire de (Licence, Master, Autres à préciser) : MAISON....

Intitulé : *Etude d'un炭化水素の混合物*
におけるtransphase, Application à la démonstration
en séparation d'un gène Notch à Phatellochelone
déclare sur l'honneur, m'engager à respecter les règles scientifiques, méthodologiques,
et les normes de déontologie professionnelle et de l'authenticité académique requises dans
l'élaboration du projet de fin de cycle cité ci-dessus.

Fait à Béjaïa le
07.02.2025

Signature de l'intéressé

Les étapes

¹⁰ A cette adresse est disponible sur le site www.univ-tejaia.dz/formation (rubrique textes réglementaires).

Populaire et Démocratique Algérienne République
وزارة التعليم العالي وابحاث العلوم
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Déclaration sur l'honneur
Engagement pour respecter les règles d'authenticité scientifique dans
l'élaboration d'un travail de recherche

Arrêté ministériel n° 1082 du 27 décembre 2020 ()*
fixant les règles relatives à la prévention et la lutte contre le plagiat

Je soussigné,

Nom : BOUCHALIA

Prénom : Madjid

Matricule : 191932007053

Spécialité et/ou Option : Electrotechnique Industrielle

Département : Genie Electrique

Faculté : Sciences et Technologies

Année universitaire : 2024/2025

et chargé de préparer un mémoire de (Licence, Master, Autres à préciser) :

Intitulé : Etude d'un convertisseur 3 niveaux NPC type T
monophasé Application à la connexion au réseau d'un générateur photovoltaïque
déclare sur l'honneur, m'engager à respecter les règles scientifiques, méthodologiques, et les normes de déontologie professionnelle et de l'authenticité académique requises dans l'élaboration du projet de fin ce cycle cité ci-dessus.

Ecrit à Béjaïa le
07/07/2025

Signature de l'intéressé

() En et apposé
Bouchalalia*

(*) Arrêté ministériel disponible sur le site www.univ-bejaia.dz/formacion (rubrique textes réglementaires)

REMERCIEMENT

Louange à DIEU le tout puissant, de nous avoir aidé à réaliser ce modeste projet.

Nous tenons à témoigner de nous gratitude à nos chers parents pour leurs aides financières et morale durant nos études.

Nous remerciements vont tout particulièrement à notre encadreur Monsieur GHEDAMSI Kaci pour son suivi durant la période de préparation de notre mémoire, son aide et ses conseils qui nos ont été très précieux.

Nous tenons à remercier profondément tous les enseignants du département d'électrotechnique.

DEDICACE

Nous voudrions dédier cet humble travail à toutes nos familles et nos proches, en particulier nos chers parents pour tous leurs sacrifices, leur amour, leur tendresse, leur soutien et leurs prières tout au long de nos études,

À tous ceux qui ont contribué de près ou de loin pour que ce projet soit possible, nous vous disons merci.

« HOCINE » & « NADJIB »

SOMMAIRE

Table des matières

Introduction générale	1
I. Chapitre : Généralités sur les structures multiniveaux	3
I.1 Introduction.....	3
I.2 Concept multiniveaux	3
I.3 Les différentes topologies des onduleurs multiniveaux	4
I.3.1 Onduleur NPC (Neutre point clamped).....	4
I.3.1.1 Onduleur classique 3 niveau NPC	4
I.3.1.2 Onduleur classique 3 niveau ANPC.....	5
I.3.2 Onduleur multi niveaux à condensateurs flottants	6
I.3.3 Onduleurs multi niveaux en cascade	7
I.4 Application des convertisseurs multiniveaux.....	8
I.5 Onduleur classique à 3 niveaux – Topologie TNPC (T-Type)	9
I.5.1 Structure de la topologie	9
I.5.2 Principe de fonctionnement.....	10
I.5.3 Les différents chemins de commutation pour T-NPC.....	10
I.5.4 Avantages et inconvénients de la topologie	13
I.6 Conclusion	13
II. Chapitre : Étude, modélisation et simulation du convertisseur TNPC monophasé	15
II.1 Introduction	15
II.2 Présentation de la topologie T-Type NPC monophasée	15
II.2.1 Structure et constitution.....	15
II.2.2 Fonctionnement en commutation.....	17
II.2.2.1 États de commutation pour les trois niveaux de tension.....	17
II.2.2.2 Analyse des modes de conduction.....	18
II.2.2.3 Rôle des diodes de roue libre	18

SOMMAIRE

II.3	Modélisation du convertisseur	19
II.3.1	Équations de fonctionnement	19
II.3.2	Modèle dans le domaine temporel	21
II.3.2.1	Modélisation via équations différentielles	21
II.3.2.2	Intégration dans un modèle de type blocs (par ex. Simulink)	21
II.4	Techniques de modulation utilisées	22
II.4.1	Modulation sinusoïdale –triangle	22
II.4.1.1	Variantes de la modulation triangulo-sinusoïdale (MTS)	23
II.4.1.2	Modulation Triangulo-Sinusoïdale à deux porteuses unipolaires	24
II.4.2	Elimination sélective d'harmonique	24
II.5	Simulation du convertisseur T-Type	29
II.5.1	Paramètres de simulation	29
II.5.2	Résultats et discussion	30
II.6	Conclusion	35
III.	Chapitre : Application de TNPC à la connexion au réseau d'un générateur PV	36
III.1	Introduction	36
III.2	Aperçu général du générateur PV et de la stratégie MPPT	36
III.2.1	Le panneau photovoltaïque	36
III.2.2	La technique MPPT	38
III.2.3	L'algorithme P&O	40
III.3	Étape d'adaptation : Le convertisseur Boost	42
III.3.1	Principe de fonctionnement du Boost	42
III.3.2	Structure du circuit utilisé en simulation	42
III.3.3	Commande en boucle fermée par PI	43
III.4	Connexion au réseau	44
III.4.1	Synchronisation réseau : boucle PLL	44
III.4.2	Commande du courant injecté	45

SOMMAIRE

III.4.3	Filtre de sortie LCL.....	47
III.4.4	Modélisation de la charge RL (réseau)	49
III.5	Simulation complète de l'architecture	51
III.5.1	Schéma global de simulation	51
III.5.2	Résultats de simulation	52
III.5.3	Discussion et interruption des performances.....	54
III.6	Conclusion.....	56
	Conclusion générale et Perspectives.....	57

Liste des figures

Liste des figures

FIGURE I-1: SCHEMA D'UN BRAS D'ONDULEUR A DEUX NIVEAUX (A), TROIS NIVEAUX (B), N NIVEAUX (C)	4
FIGURE I-2: SCHEMA D'UN ONDULEUR CLASSIQUE A 3 NIVEAUX DE TENSION	5
FIGURE I-3: SCHEMA D'UN ONDULEUR CLASSIQUE A 3 NIVEAUX DE TENSION ANPC.....	6
FIGURE I-4: TOPOLOGIES D'ONDULEURS NPC A CONDENSATEUR FLOTTANT.....	7
FIGURE I-5: STRUCTURE D'UN CONVERTISSEUR N NIVEAUX EN CASCADE	8
FIGURE I-6: STRUCTURE D'UN ONDULEUR CLASSIQUE A 3 NIVEAUX NPC TOPOLOGIE T	9
FIGURE I-7: CHEMIN DE COMMUTATION POUR LA ZONE 1 D'EXPLOITATION TNPC	11
FIGURE I-8: CHEMIN DE COMMUTATION POUR LA ZONE 2 D'EXPLOITATION TNPC	11
FIGURE I-9: CHEMIN DE COMMUTATION POUR LA ZONE 3 D'EXPLOITATION TNPC	12
FIGURE I-10: CHEMIN DE COMMUTATION POUR LA ZONE 4 D'EXPLOITATION TNPC	12
FIGURE II-1: CONFIGURATION D'UN BRAS DE COMMUTATION T-TYPE NPC MONOPHASE	16
FIGURE II-2: ALLURE DE LA TENSION DE SORTIE.....	28
FIGURE II-3: ALLURE DE LA MLI SINUSOIDALE A DEUX PORTEUSES UNIPOLAIRE	30
FIGURE II-4: TENSION DE CHARGE ET SON ANALYSE SPECTRAL FFT	31
FIGURE II-5: COURANT DE CHARGE ET SON ANALYSE SPECTRAL FFT	31
FIGURE II-6: ALLURE DES TENSIONS DES INTERRUPTIONS IGBTs.....	32
FIGURE II-7: TENSION DE CHARGE ET SON ANALYSE SPECTRAL FFT	33
FIGURE II-8: COURANT DE CHARGE ET SON ANALYSE SPECTRAL FFT	33
FIGURE II-9: ALLURE DES TENSIONS DES INTERRUPTIONS IGBTs	34
FIGURE III-1: SCHEMA DES COURBES I-V ET P-V UTILISEES POUR LE SUIVI MPPT	39
FIGURE III-2: ORGANIGRAMME DE LA METHODE PERTURB & OBSERVE.....	41
FIGURE III-3: STRUCTURE DE CONTROLE MPPT POUR LE CONVERTISSEUR BOOST	44
FIGURE III-4: LA STRUCTURE D'UNE BOUCLE A VERROUILLAGE DE PHASE MONOPHASE (PLL)	45
FIGURE III-5: SCHEMA FONCTIONNEL DE LA REGULATION DU COURANT INJECTE AVEC CONTROLEUR PI INDIRECT ET NORMALISATION PAR V_{grid}/VDC	46
FIGURE III-6: STRUCTURE DE GENERATION DE V_{ref} POUR LA COMMANDE DU CONVERTISSEUR TNPC.....	47
FIGURE III-7: SCHEMA DU FILTRE LCL.....	48
FIGURE III-8: SCHEMA DE VALIDATION DE LA CONSERVATION DE PUISSANCE (P_{PV} , P_{GRID})	50
FIGURE III-9: SCHEMA GLOBALE REPRESENTANT LA SIMULATION	51
FIGURE III-10: ALLURE DE TENSION GENEREE PAR LE PANNEAU PHOTOVOLTAIQUE	52
FIGURE III-11: ALLURE DE COURANT GENEREE PAR LE PANNEAU PHOTOVOLTAIQUE	52
FIGURE III-12: SCHEMA DE LA TENSION VDC EN SORTIE DU BOOST.....	53

Liste des figures

FIGURE III-13: ALLURE DE PUissance REACTIF (Q_{GRID})AU NIVEAU DU RESEAU	53
FIGURE III-14: ALLURE DE LA TENSION ET DU COURANT (V_{grid} I_{grid})	54
FIGURE III-15: ALLURE DU COURANT I_{grid} DETAILLE ET SON ANALYSE SPECTRALE FFT	54

Liste des tableaux

Liste des tableaux

TABLEAU II-1:ÉTATS DE COMMUTATION FONDAMENTAL DU CONVERTISSEUR TROIS NIVEAUX T-NPC.....	18
TABLEAU II-2:VARIANTES ET CARACTERISTIQUES DE LA SPWM	23
TABLEAU II-3:VALEURS DES COMPOSANTS INITIALES DE SIMULATION.....	29
TABLEAU III-1:LES CARACTERISTIQUES TECHNIQUES PRINCIPALES DU PV	37
TABLEAU III-2: LES VALEURS DES COMPOSANTS DU CONVERTISSEUR Boost	43

Abréviations

NPC: Neutral Point Clamped;

ANPC: Active Neutral Point Clamped;

PWM: Pulse Width Modulation;

SPWM: Sinusoidal Pulse Width Modulation;

SHE: Selective Harmonic Elimination;

PV: Photo-voltaïque;

MPPT: Maximum Power Point Tracking;

P&O: Perturb and Observe;

HVDC: High Voltage Direct Control;

AC: Alternative Current;

DC: Direct Current;

IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor;

MTS: Modulation Triangulo-Sinusoidale;

PLL: Phase-locked Loop;

MOSFET: Metal Oxide Semi-Conductor Field Effect Transistor;

PI : Proportionnel-Intégrale ;

Nomenclature

$+ \frac{V_{DC}}{2}$: Etat haut de tension ;

$- \frac{V_{DC}}{2}$: Etat bas de tension ;

V_{DC0} : Tension en point neutre ;

L : Inductance ;

R : Résistance ;

V_L : Tension appliquée à la charge ;

V_{AC} : Tension alternative ;

a_0, a_h, b_h : Coefficients de fourier ;

H : Horde harmonique ;

V_S : Tension de sortie ;

Ode45 : Solveur d'équations différentiels ;

THD : Total Harmonique Distorsion ;

V_{mp}, I_{mp} : Tension et courant à puissance maximal ;

V_{pv}, I_{pv} : Tension et courant de panneau photovoltaïque ;

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

La transition énergétique vers des sources renouvelables impose aujourd’hui un profond bouleversement des technologies de conversion électrique. L’énergie solaire photovoltaïque, en particulier, s’est imposée comme l’une des solutions les plus accessibles et les plus déployées dans les réseaux de distribution modernes. Pour transformer cette énergie solaire en électricité exploitable, il est indispensable de s’appuyer sur des structures de conversion performantes et efficaces. Dans ce contexte, les convertisseurs multiniveaux et en particulier ceux à trois niveaux de type T (T-Type NPC) occupent une place de plus en plus importante grâce à leur capacité à générer une tension de sortie proche du sinus, à réduire les pertes de commutation et à assurer une meilleure tenue aux contraintes électriques [1].

Le premier chapitre de ce mémoire propose une revue approfondie des structures multiniveaux en électronique de puissance. Il met en évidence leur rôle central dans l’amélioration de la qualité de l’onde de sortie et dans la réduction du taux de distorsion harmonique. Les principales topologies sont analysées : NPC classique, ANPC, Flying Capacitor et Cascaded H-Bridge. L’accent est mis sur la topologie T-Type NPC, reconnue pour sa simplicité de commande et sa capacité à équilibrer les contraintes sur les interrupteurs. Ce chapitre établit ainsi les fondements théoriques et structurels de l’étude, en démontrant pourquoi cette architecture est adaptée aux applications connectées au réseau, notamment dans le domaine photovoltaïque [2].

Le deuxième chapitre est consacré à l’étude, à la modélisation et à la simulation du convertisseur T-Type NPC monophasé. Après une description détaillée de sa structure et de ses états de fonctionnement, une modélisation rigoureuse est établie à partir des équations différentielles et des états de commutation. Le système est implémenté dans Simulink, ce qui permet une évaluation dynamique en environnement numérique. Deux techniques de modulation sont ensuite analysées : la modulation sinusoïdale à deux porteuses unipolaires (SPWM) et la modulation par élimination sélective d’harmoniques (SHEPWM). Les résultats obtenus montrent que la structure TNPC assure une tension de sortie de bonne qualité et une réduction efficace du THD, validant ainsi sa pertinence pour des applications exigeantes en qualité de signal.

Introduction générale

Le troisième et dernier chapitre porte sur l’application concrète du convertisseur TNPC dans une chaîne de conversion photovoltaïque connectée au réseau. L’étude commence par la modélisation du générateur PV et l’intégration d’un algorithme MPPT (Perturb & Observe) afin d’optimiser l’extraction de puissance. Un étage Boost, réglé par un contrôleur PI, est ensuite utilisé pour stabiliser la tension du bus continu. L’architecture comprend également une boucle PLL pour la synchronisation réseau et une commande de courant injecté à l’aide d’un second PI. Un filtre LCL est intégré pour atténuer les harmoniques élevés. Les résultats de simulation mettent en évidence une tension régulée, un courant injecté sinusoïdal et bien synchronisé avec le réseau, ainsi qu’un THD largement en dessous des limites imposées par les normes. Ces performances confirment l’efficacité de la topologie TNPC lorsqu’elle est combinée à des stratégies de commande appropriées [3].

En somme, ce travail démontre que l’association d’un convertisseur T-Type NPC avec un système MPPT, un étage d’adaptation Boost et un schéma de commande rigoureux constitue une solution robuste et efficace pour l’injection d’énergie solaire dans le réseau. Cette architecture, tout en maintenant une haute qualité de conversion, ouvre la voie à des applications fiables dans les installations résidentielles et industrielles à base d’énergie photovoltaïque.

Chapitre I : Généralités sur les structures multiniveaux

I. Chapitre : Généralités sur les structures multiniveaux

I.1 Introduction

Dans le domaine de l'électronique de puissance, les convertisseurs multiniveaux se sont imposés comme une solution incontournable pour les applications à moyenne et haute tension, grâce à leur capacité à générer des formes d'onde de haute qualité. Leur principe de fonctionnement repose sur la synthèse de plusieurs niveaux de tension en sortie à partir d'une ou plusieurs sources continues, ce qui permet de réduire significativement la distorsion harmonique (THD), les pertes de commutation et les contraintes électriques sur les dispositifs semi-conducteurs. Les topologies multiniveaux s'apprêtent aussi à la modification de configurations en présence de défaut, ce qui leurs permet un fonctionnement en régime dégradé.

Ce premier chapitre a pour objectif de présenter les notions fondamentales liées aux structures multiniveaux. Il aborde successivement le concept de conversion multiniveaux, les principales topologies existantes — ; telles que l'onduleur à diodes neutre clampées (Neutral Point Clamped), à condensateurs flottants (Flying Capacitor) et à en ponts H cascadés en série (Cascaded H-Bridge); ainsi que leurs domaines d'application dans les systèmes de conversion d'énergie renouvelable, les entraînements industriels et les réseaux HVDC. Une attention particulière est accordée à l'onduleur à trois niveaux de type T (T-Type NPC), qui combine les avantages des topologies classiques tout en optimisant les performances en termes de rendement, de tension de sortie et de fiabilité. Cette structure constitue la base de l'étude développée dans les chapitres suivants.

I.2 Concept multiniveaux

Un convertisseur statique est qualifié de multiniveaux lorsqu'il produit en sortie une tension discrétisée comportant trois niveaux ou plus. Cette catégorie de convertisseurs se distingue par deux avantages majeurs. Tout d'abord, les structures multiniveaux permettent de réduire les contraintes en tension supportées par les interrupteurs de puissance. En effet, plus le nombre de niveaux est élevé, plus la tension bloquée par chaque interrupteur est faible, car elle ne représente qu'une fraction de la tension totale du bus continu. Ensuite, ces convertisseurs offrent une qualité

spectrale supérieure de la tension de sortie. L'augmentation du nombre de niveaux intermédiaires diminue l'amplitude des variations abruptes de tension (fronts montants/descendants), ce qui réduit significativement les harmoniques générés. Dans le cadre d'une commande par modulation de largeur d'impulsion (PWM), l'association d'une topologie multiniveau avec une stratégie de commutation bien conçue permet également d'éliminer certaines familles de raies harmoniques, contribuant à un signal plus propre [4], [5].

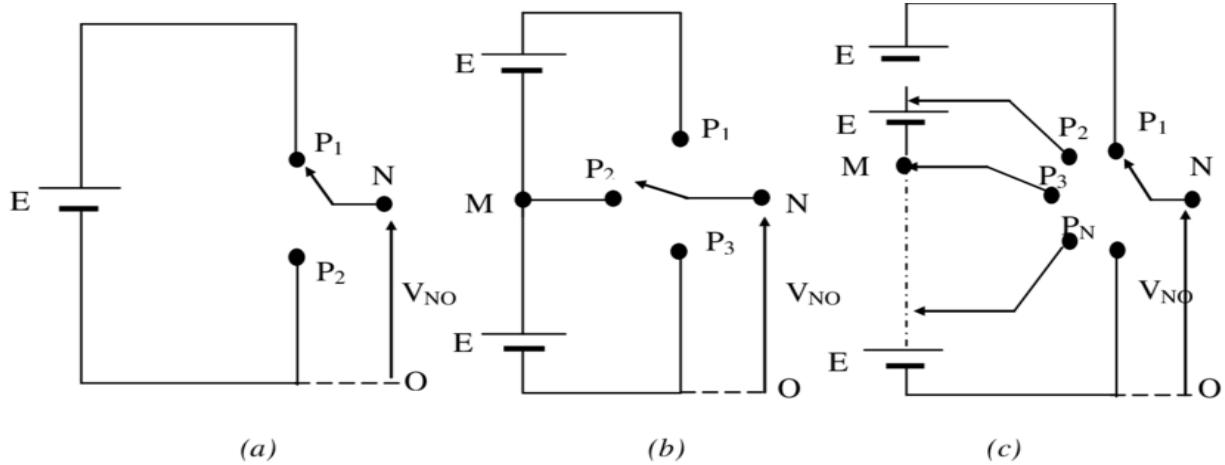


Figure I-1: Schéma d'un bras d'onduleur à deux niveaux (a), trois niveaux (b), N niveaux (c)

L'accroissement du nombre de sources en courant continu, impliquant une élévation du nombre de niveaux de tension, permet une synthèse plus fine de la forme d'onde en sortie du convertisseur. Cela se traduit par une tension de sortie mieux approximée à une sinusoïde, avec une distorsion harmonique totale (THD) réduite.

I.3 Les différentes topologies des onduleurs multiniveaux

I.3.1 Onduleur NPC (Neutre point clamped)

La première topologie la plus pratique d'onduleur de tension multi niveaux est le NPC.

I.3.1.1 Onduleur classique 3 niveau NPC

Parmi les topologies les plus répandues en conversion multiniveaux, le convertisseur NPC à trois niveaux constitue une solution de référence. Cette structure a été initialement conçue dans le

but de diminuer l'amplitude des harmoniques injectés dans la charge, en particulier dans des applications telles que l'alimentation de moteurs électriques [6], [7].

Le convertisseur clampé par le neutre est une architecture qui ne nécessite pas de transformateur d'isolement. Pour équilibrer la répartition de la tension d'entrée continue entre les interrupteurs connectés en série. Il s'appuie sur des diodes de clamp. Celles-ci jouent un rôle essentiel en maintenant à grâce à leurs connexions à des points milieux capacitifs (Figure I.2).

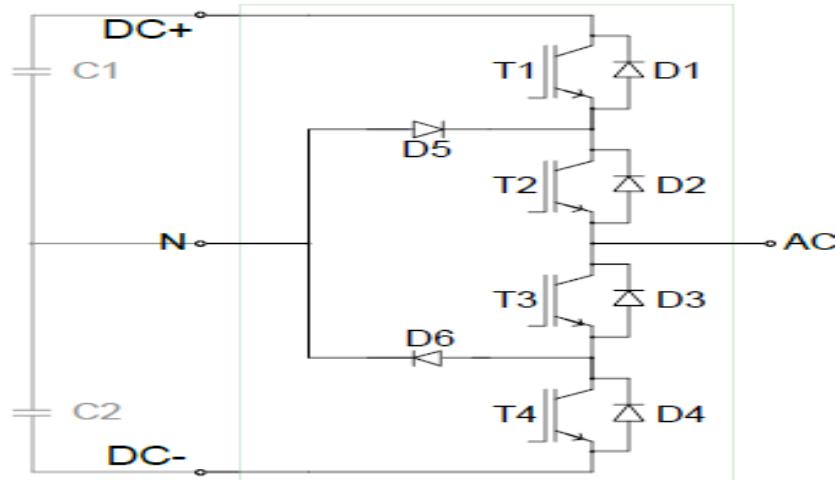


Figure I-2: Schéma d'un onduleur classique à 3 niveaux de tension

I.3.1.2 Onduleur classique 3 niveau ANPC

L'un des inconvénients de la topologie NPC trois niveaux est l'inégalité de la répartition des pertes entre les interrupteurs du haut et du bas de chaque bras du convertisseur.

Ce problème peut être résolu en remplaçant les diodes de clamp par des interrupteurs pour avoir un moyen de contrôle du courant au neutre de la source, donc un contrôle de la distribution des pertes dans les interrupteurs du convertisseur. En d'autres termes avec les diodes de clamp comme celles de l'NPC trois niveaux, le courant circule à travers la diode de clamp du haut ou du bas selon sa polarité, et cela quand le niveau zéro est généré. Par contre, avec les interrupteurs de clamp, le courant peut être forcé à passer à travers le chemin de clamp du haut ou du bas [8]. (Figure I-3).

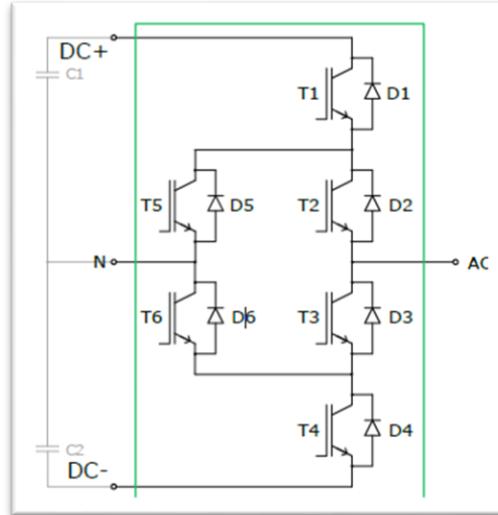


Figure I-3: Schéma d'un onduleur classique à 3 niveaux de tension ANPC

I.3.2 Onduleur multi niveaux à condensateurs flottants

La topologie dite « à condensateurs flottants » (Flying Capacitor Multilevel Inverter), proposée par T. Meynard et H. Foch en 1992, repose sur le remplacement des diodes de bouclage par des condensateurs, ce qui permet d'assurer l'équilibre des tensions sans recourir à un transformateur. Cette architecture se prête aisément à des convertisseurs DC/AC ou AC/DC et est compatible avec la plupart des stratégies de modulation conventionnelles, qui équilibrivent automatiquement la tension des condensateurs, celles-ci pouvant par ailleurs être contrôlées activement par simple ajustement des signaux de commande. De plus, la structure modulaire de l'onduleur garantit un partage équitable de la charge entre les commutateurs. En revanche, elle nécessite un nombre très élevé de condensateurs haute tension, ceux-ci devant être dimensionnés pour supporter le courant de charge pendant chaque cycle de commutation.

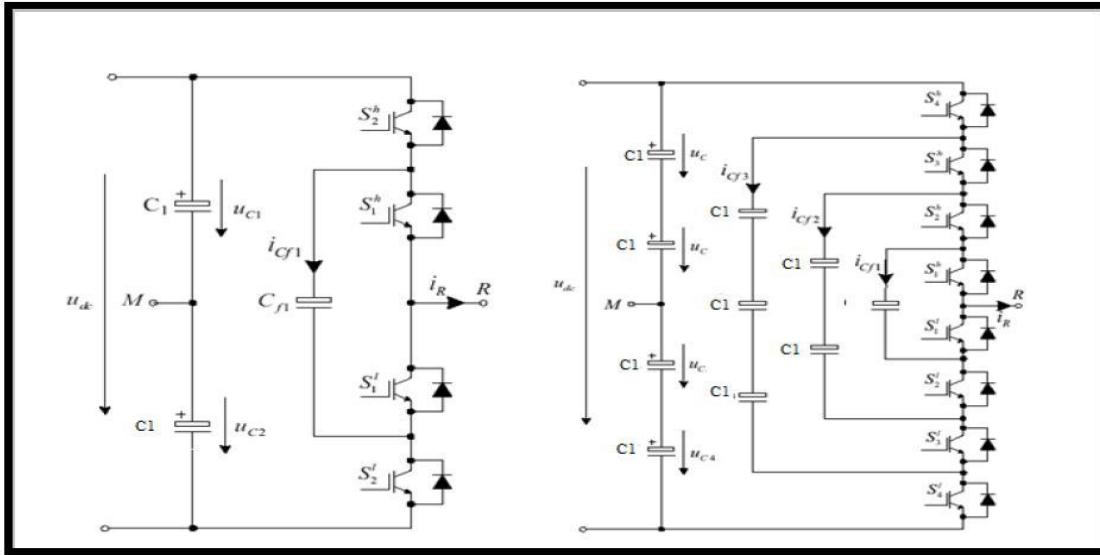


Figure I-4: Topologies d'onduleurs NPC à condensateur Flottant

I.3.3 Onduleurs multi niveaux en cascade

Le convertisseur multi-niveaux en cascade, introduit en 1975, repose sur la mise en série de plusieurs ponts monophasés à deux niveaux, chacun alimenté par une source de tension continue séparée [9]. Une variante, dite "polygonale", utilise une source commune avec des transformateurs d'isolement pour chaque pont. Bien que l'utilisation de sources isolées augmente la complexité, elle est compensée par la modularité, la facilité de maintenance et la possibilité d'augmenter facilement le nombre de niveaux. Ce type de convertisseur présente plusieurs avantages : il nécessite moins de composants pour un même nombre de niveaux, n'a pas besoin de diodes supplémentaires, offre une sortie obtenue par la somme des tensions individuelles, et implique généralement de petites sources DC, plus sûres. En revanche, il requiert davantage de commutateurs pour un système triphasé, impose l'équilibrage des sources DC, et nécessite un câblage plus complexe.

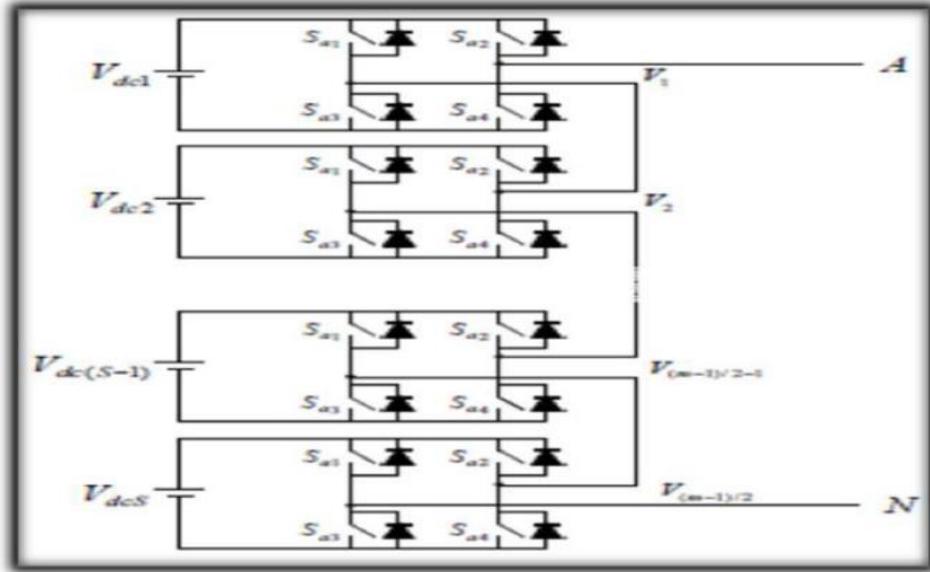


Figure I-5: Structure d'un convertisseur N niveaux en cascade

I.4 Application des convertisseurs multiniveaux

Les convertisseurs multiniveaux jouent un rôle central dans les systèmes de conversion d'énergie modernes grâce à leur capacité à générer des tensions à faible distorsion harmonique, avec un rendement élevé et une meilleure tenue aux tensions élevées.

Dans les entraînements électriques, ils sont largement utilisés pour l'alimentation des moteurs synchrones et asynchrones, notamment dans les variateurs de vitesse pour applications industrielles. La forme d'onde de sortie plus proche du sinus permet une réduction des pertes, une diminution du couple de crête et une meilleure durée de vie des machines.

Dans le domaine des énergies renouvelables, les convertisseurs multiniveaux sont employés dans les chaînes de conversion de l'énergie photovoltaïque et éolienne. Ils permettent une injection efficace dans le réseau électrique, avec une meilleure qualité de puissance. Les structures NPC sont notamment adaptées aux systèmes photovoltaïques connectés au réseau, grâce à leur faible taux de distorsion harmonique [10].

Enfin, ces convertisseurs sont présents dans les systèmes HVDC et les micro-réseaux pour la régulation dynamique de la tension, le filtrage harmonique et la gestion de l'énergie stockée [11].

I.5 Onduleur classique à 3 niveaux – Topologie TNPC (T-Type)

I.5.1 Structure de la topologie

L'onduleur à trois niveaux de type T, également appelé T-Type Neutral Point Clamped (TNPC), constitue une évolution de la structure NPC classique. Cette topologie repose sur une architecture à huit composants de puissance par branche monophasée : quatre transistors bipolaires à grille isolée (IGBT), notés T1 à T4, et quatre diodes de roue libre (D1 à D4), montées en antiparallèle avec les IGBT (Figure I-6).

Le bus continu (DC) est divisé en trois potentiels : DC+, neutre (N) et DC-. La borne de sortie alternative (AC) est connectée entre les interrupteurs, ce qui permet de générer une tension de sortie à trois niveaux distincts : $+\frac{V_{dc}}{2}$, 0 et $-\frac{V_{dc}}{2}$.

Une caractéristique importante de cette structure est la répartition asymétrique des contraintes de tension sur les interrupteurs. Les IGBT externes (T1 et T4) supportent la tension totale du bus continu ($\frac{V_{dc}}{2}$), tandis que les IGBT internes (T2 et T3), connectés au point neutre, ne supportent que la moitié de cette tension ($+\frac{V_{dc}}{2}$). Cette configuration permet l'utilisation de composants de tension plus faible pour les interrupteurs internes, ce qui contribue à réduire les pertes en conduction et à optimiser les coûts [12].

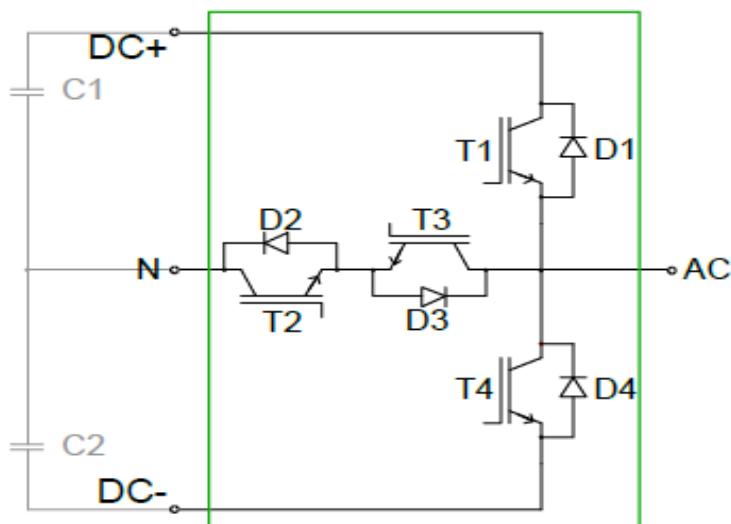


Figure I-6: Structure d'un onduleur classique à 3 niveaux NPC topologie T

I.5.2 Principe de fonctionnement

Le fonctionnement du convertisseur TNPC repose sur la commutation sélective des IGBT afin de produire les trois niveaux de tension en sortie. Trois états principaux peuvent être identifiés :

- $+\frac{V_{dc}}{2}$: les interrupteurs T1 et T2 sont activés, permettant au courant de circuler du bus DC+ vers la charge.
- 0 V (niveau neutre) : les interrupteurs T2 et T3 sont activés, mettant la sortie en relation avec le point neutre.
- $-\frac{V_{dc}}{2}$: les interrupteurs T3 et T4 sont activés, autorisant la circulation du courant de la charge vers le bus DC-.

Les diodes de roue libre assurent la continuité du courant durant les phases de commutation, en particulier pour les charges de nature inductive. Cette topologie se distingue également par une logique de commande relativement simple, qui peut être dérivée directement de celles employées pour les onduleurs NPC classiques, facilitant ainsi son intégration dans des systèmes industriels existants [13].

I.5.3 Les différents chemins de commutation pour T-NPC

Zone 1 :

Dans la zone de fonctionnement 1, la tension et le courant de sortie sont positifs, ce qui signifie que le courant circule vers la borne CA. La commutation s'effectue entre l'interrupteur T1 et le couple T2/D3. (Figure I.7).

Lorsque T1 est activé, le courant passe de la borne DC+ à AC via T1. Dès que T1 se désactive, le courant est redirigé vers les interrupteurs internes T2 et D3 : il circule alors de la borne N à AC en passant par T2 et la diode D3. T2 reste constamment activé, et dès que T1 entre en conduction, la diode D3 bloque la tension pour éviter tout risque de court-circuit dans la partie supérieure du circuit intermédiaire.

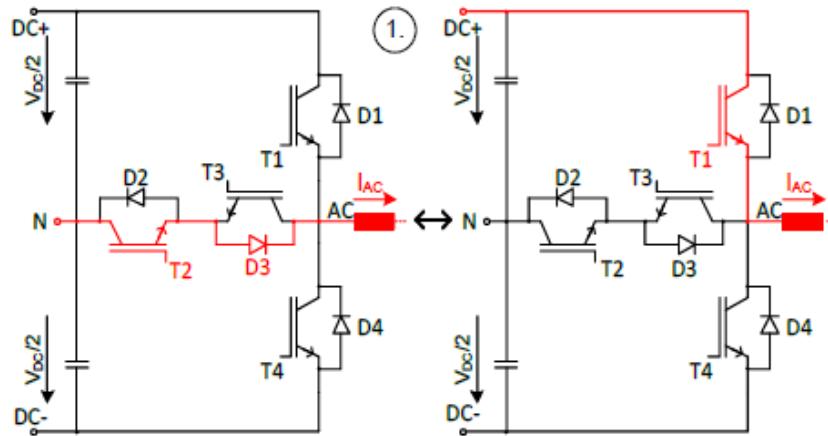


Figure I-7: Chemin de commutation pour la zone 1 d'exploitation TNPC

Zone 2 :

Dans la zone de fonctionnement 2 (Figure I-8) , le courant de sortie reste positif, mais cette fois, la tension devient négative . La commutation s'effectue entre les interrupteurs internes T2/D3 et la diode D4. Autrement dit, le courant alterne entre ces composants en fonction de l'état du circuit.

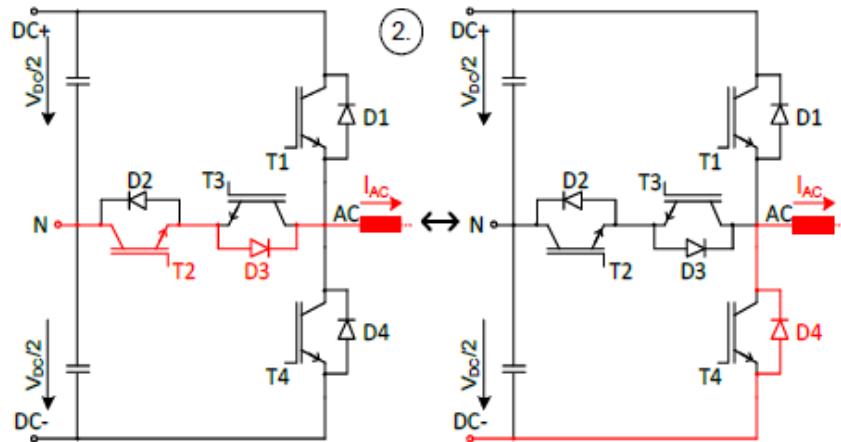


Figure I-8: Chemin de commutation pour la zone 2 d'exploitation TNPC

Zone 3 :

Dans la (Figure I-9) la zone de fonctionnement 3, le courant circule de la borne AC vers la liaison CC, avec une tension et un courant négatif. La commutation s'effectue entre l'interrupteur T4 et le couple T3/D2.

Tant que T4 est activé, T3 reste allumé en continu. La diode D2 joue un rôle essentiel en bloquant la tension pour éviter tout risque de court-circuit dans la partie négative de la liaison CC.

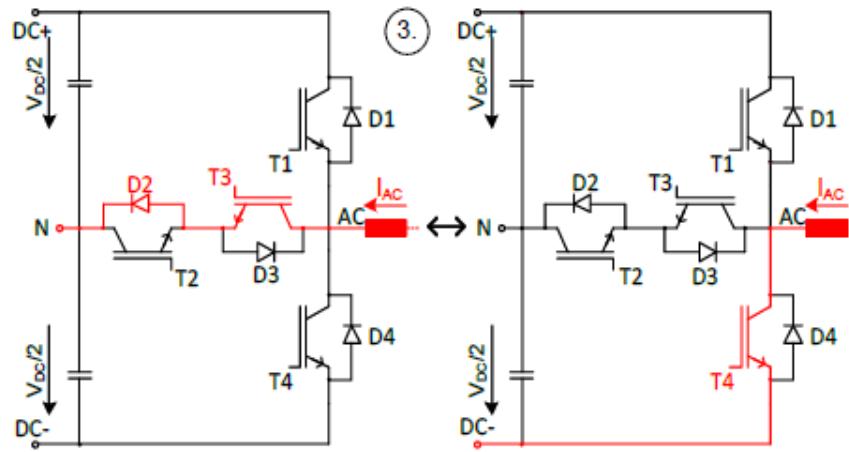


Figure I-9: Chemin de commutation pour la zone 3 d'exploitation TNPC

Zone 4 :

Dans la zone de fonctionnement 4, le courant de sortie est négatif, tandis que la tension reste positive (Figure I-10). La commutation s'effectue entre les interrupteurs internes T3/D2 et la diode D1, le courant alternant entre ces composants selon l'état du circuit.

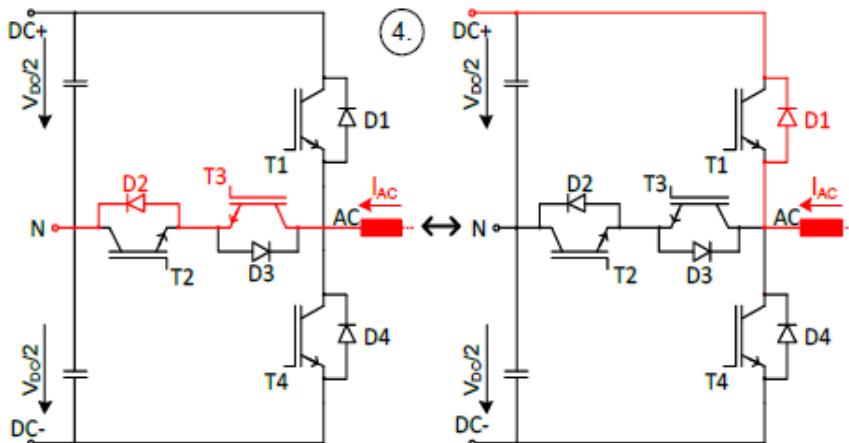


Figure I-10: Chemin de commutation pour la zone 4 d'exploitation TNPC

I.5.4 Avantages et inconvénients de la topologie

Avantages :

- Réduction des pertes de commutation, notamment sur les IGBT internes faiblement sollicités.
- Optimisation du coût des composants, grâce à l'utilisation d'interrupteurs internes à plus faible tension de claquage.
- Compatibilité logicielle avec les algorithmes de commande des onduleurs NPC traditionnels.
- Meilleure gestion thermique due à une répartition plus équilibrée des efforts entre les interrupteurs.

Inconvénients :

- Répartition asymétrique des pertes, pouvant induire une dégradation différenciée des composants.
- Complexité accrue de la commande en cas de déséquilibre dynamique entre les niveaux DC.
- Moins de souplesse d'adaptation par rapport à des variantes comme la topologie ANPC, notamment en conditions de charge ou de fréquence variables [14].

I.6 Conclusion

Ce chapitre introductif a permis de poser les bases théoriques nécessaires à la compréhension des structures multiniveaux, en mettant en évidence leurs principes de fonctionnement, leurs principales configurations topologiques, ainsi que leurs avantages techniques. Ces structures jouent un rôle clé dans l'amélioration des performances des systèmes de conversion d'énergie, en répondant aux exigences de rendement élevé, de faible distorsion harmonique et de robustesse des composants.

Parmi les différentes topologies analysées, la structure NPC à trois niveaux de type T (T-Type) se distingue par son architecture innovante, qui permet une réduction efficace des pertes de commutation, une meilleure répartition des tensions sur les interrupteurs, et une commande relativement simplifiée. Ces caractéristiques en font une solution particulièrement adaptée aux applications monophasées à moyenne puissance. L'étude détaillée de cette structure, sa modélisation, ainsi que l'analyse de ses performances feront l'objet des chapitres suivants.

Chapitre 2 : Étude, modélisation et simulation du convertisseur NPC type T monophasé

II. Chapitre : Étude, modélisation et simulation du convertisseur TNPC monophasé

II.1 Introduction

Le chapitre précédent a mis en lumière les différentes structures multiniveaux en électronique de puissance, en insistant particulièrement sur la topologie T-Type NPC à trois niveaux, reconnue pour son efficacité et sa simplicité de commande. Dans ce prolongement, le présent chapitre s'attache à une étude approfondie de cette architecture spécifique. Le convertisseur T-Type NPC se distingue par une amélioration notable du rendement énergétique, une réduction des pertes de commutation, ainsi qu'une gestion optimisée des tensions sur les interrupteurs. Ces caractéristiques en font une solution particulièrement bien adaptée aux applications basse et moyenne tension, notamment dans les systèmes photovoltaïques ou les entraînements monophasés [15]. Ainsi, ce chapitre s'inscrit dans la continuité du précédent en abordant successivement la structure du convertisseur T-Type, son fonctionnement en commutation, sa modélisation mathématique, les stratégies de modulation appliquée, ainsi qu'une analyse détaillée des résultats de simulation.

II.2 Présentation de la topologie T-Type NPC monophasée

II.2.1 Structure et constitution

Le convertisseur T-Type NPC monophasé est une variante de l'onduleur multiniveaux à trois niveaux, qui se distingue par une topologie optimisée pour la réduction des pertes et l'amélioration de la répartition des contraintes électriques. Il est constitué de quatre interrupteurs actifs (IGBT) et quatre diodes de roue libre, répartis sur deux branches, ainsi que d'un bus continu divisé en trois points : V_{dc+} , neutre (N), et V_{dc-} .

Composants principaux

- **IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor):**
 - Ce sont les interrupteurs principaux du convertisseur, notés généralement **T1 à T4**.
 - Ils assurent la commutation de la tension pour générer les trois niveaux :

$$+ \frac{V_{dc}}{2}, 0 \text{ et } - \frac{V_{dc}}{2}$$

- Les IGBT externes (T1 et T4) supportent toute la tension du bus DC, alors que les internes (T2 et T3) ne subissent qu'une moitié de cette tension.
- **Diodes de roue libre (D1 à D4) :**
 - Elles sont montées en antiparallèle avec chaque IGBT.
 - Leur rôle est d'assurer la circulation du courant en cas de commutation, notamment pour les charges inductives.
- **Bus DC (source continue):**
 - Alimenté par une source continue divisée en trois niveaux :
 - V_{dc+}
 - N (point milieu du bus)
 - V_{dc-}
 - Ces trois niveaux permettent de générer les tensions alternatives nécessaires à la sortie.

Schéma électrique de la structure :

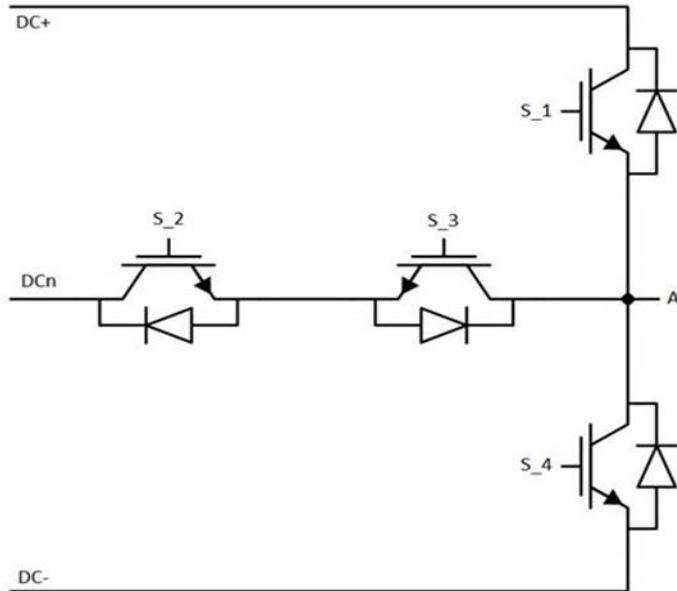


Figure II-1: Configuration d'un bras de commutation T-Type NPC monophasé

Description du schéma

- S1 (T1) : Interrupteur supérieur connecté à V_{dc+}
- S2 (T2) et S3 (T3) : Interrupteurs intermédiaires connectés au point neutre V_{dc0}
- S4 (T4) : Interrupteur inférieur connecté à V_{dc-}
- Diodes : Montées en antiparallèle avec chaque IGBT pour permettre la circulation du courant inverse, notamment en présence de charges inductives
- AC Output : Point de sortie alternatif situé entre les interrupteurs intermédiaires

Fonctionnement

La commutation des interrupteurs S1 à S4, en coordination avec les diodes, permet de contrôler précisément la forme d'onde de la tension de sortie, réduisant ainsi la distorsion harmonique et améliorant l'efficacité énergétique.

II.2.2 Fonctionnement en commutation

Le convertisseur T-Type NPC monophasé permet la génération d'une tension alternative à trois niveaux grâce à la coordination des quatre interrupteurs actifs et des diodes de roue libre. Le fonctionnement repose sur différents états de commutation, qui varient selon la polarité de la tension souhaitée en sortie et la direction du courant dans la charge.

II.2.2.1 États de commutation pour les trois niveaux de tension

Le bras monophasé du convertisseur peut produire trois niveaux de tension en sortie : $+\frac{V_{dc}}{2}$ (état haut), 0 V (état médian), et $-\frac{V_{dc}}{2}$ (état bas). Ces états sont obtenus selon la combinaison des interrupteurs fermés et ouverts comme indiqué (tableau II-1) ci-dessous [16]:

Tableau II-1: États de commutation fondamental du convertisseur trois niveaux T-NPC

V_{out}	T1	T2	T3	T4
$+\frac{V_{dc}}{2}$	1	1	0	0
0	0	1	1	0
$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	0	1	1

II.2.2.2 Analyse des modes de conduction

Le mode de conduction dépend de la combinaison des interrupteurs mais aussi de la direction du courant de charge. On distingue deux types de conduction :

- Conduction active : assurée par les interrupteurs (IGBT) en fonctionnement normal.
- Conduction naturelle : assurée par les diodes de roue libre lors de l'ouverture des interrupteurs, en particulier en présence de charges inductives.

Exemples :

- En mode $+\frac{V_{dc}}{2}$, le courant sort de V_{dc+} via T1 et T2.
- En mode 0 V, selon le sens du courant, il passe soit via T2 et T3, soit via D2 et D3.
- En mode $-\frac{V_{dc}}{2}$, le courant sort de V_{dc-} via T4 et T3.

II.2.2.3 Rôle des diodes de roue libre

Les diodes de roue libre D1 à D4 jouent un rôle essentiel dans la commutation en assurant la continuité du courant, notamment dans le cas de charges inductives. Elles évitent les surtensions dangereuses, réduisent les pertes de commutation et facilitent les transitions entre états sans perturber le fonctionnement du système.[16], [17].

II.3 Modélisation du convertisseur

II.3.1 Équations de fonctionnement

La modélisation du convertisseur T-Type NPC monophasé repose sur l'analyse de ses différents états de commutation. Pour chaque état, un modèle électrique équivalent est établi, permettant de dériver les équations d'état associées. Ces équations décrivent l'évolution temporelle des grandeurs électriques (courant, tension) dans le système en fonction de la commande appliquée et des paramètres de la charge [18].

Modèle électrique en chaque mode de commutation

Considérons une charge RL (résistive-inductif) connectée à la sortie du convertisseur. Le modèle se base sur les trois états principaux de commutation :

1. **État haut** : $V_{AC} = +\frac{V_{dc}}{2}$

- Interrupteurs T1 et T2 conduisent.
- La tension appliquée à la charge est $V_L = +\frac{V_{dc}}{2}$
- Equation du circuit:

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{1}{L} \left(\frac{V_{dc}}{2} - Ri(t) \right) \quad (II-1)$$

2. **État neutre** : $V_{AC} = 0$

- Interrupteurs T2 et T3 conduisent (ou conduction naturelle via D2-D3 selon le sens du courant).
- La tension appliquée à la charge est $V_L = 0$
- Equation:

$$\frac{di(t)}{dt} = -\frac{R}{L} i(t) \quad (II-2)$$

3. **État bas** : $V_{AC} = -\frac{V_{dc}}{2}$

- Interrupteurs T3 et T4 conduisent.

- La tension appliquée à la charge est $V_L = -\frac{V_{dc}}{2}$

- Equation du circuit:

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{1}{L} \left(-\frac{V_{dc}}{2} - Ri(t) \right) \quad (II-3)$$

Équations de l'état pour chaque intervalle de fonctionnement

Le convertisseur peut être modélisé dans le domaine temporel par un système d'équations différentielles dépendant du vecteur d'état $x(t)$. Pour une charge RL, on définit :

- $x(t) = i(t)$: courant dans l'inductance,
- $u(t)$: tension d'entrée appliquée (commutée entre $+\frac{V_{dc}}{2}$, 0 , $-\frac{V_{dc}}{2}$).

L'équation d'état générale du système devient :

$$\dot{x}(t) = \frac{1}{L} (u(t) - Rx(t)) \quad (II-4)$$

Selon l'état de commutation $u(t)$, on a :

- Si $u(t) = +\frac{V_{dc}}{2}$:

$$\dot{i}(t) = \frac{1}{L} \left(\frac{V_{dc}}{2} - Ri(t) \right) \quad (II-5)$$

- Si $u(t) = 0$:

$$\dot{i}(t) = -\frac{R}{L} i(t) \quad (II-6)$$

- Si $u(t) = -\frac{V_{dc}}{2}$:

$$\dot{i}(t) = \frac{1}{L} \left(-\frac{V_{dc}}{2} - Ri(t) \right) \quad (II-7)$$

II.3.2 Modèle dans le domaine temporel

II.3.2.1 Modélisation via équations différentielles

La modélisation du convertisseur T-Type NPC monophasé dans le domaine temporel repose sur l'application des équations différentielles issues des lois fondamentales de l'électrotechnique (loi d'Ohm et loi des mailles de Kirchhoff). Le système étant de type hybride et commuté, on distingue plusieurs sous-modèles linéaires correspondant à chaque état de commutation. Cette approche permet de représenter la dynamique du système dans chaque intervalle de commutation en utilisant un modèle linéaire à commutation discrète [18].

Hypothèses

- La charge est de type RL série (résistance + inductance).
- Le convertisseur fonctionne en mode monophasé symétrique à trois niveaux.
- Les interrupteurs sont idéaux (sans chute de tension ni délai).

Modélisation dynamique

Le comportement temporel du courant dans la charge est donné par l'équation différentielle :

$$L \frac{di(t)}{dt} + Ri(t) = V_{AC}(t) \quad (II-8)$$

où :

- $i(t)$: courant dans la charge,
- L : inductance,
- R : résistance,
- $V_{AC}(t)$: tension appliquée à la charge, issue de la commutation $(+\frac{V_{dc}}{2}, 0, -\frac{V_{dc}}{2})$.

II.3.2.2 Intégration dans un modèle de type blocs (par ex. Simulink)

La modélisation du convertisseur T-Type NPC dans l'environnement Simulink repose sur l'implémentation directe des équations différentielles décrites précédemment, en les représentant à l'aide de blocs fonctionnels. Cette approche permet de simuler le comportement dynamique du convertisseur sous différentes conditions de fonctionnement.

Structure du modèle Simulink

Le schéma de modélisation dans Simulink est généralement constitué des sous-blocs suivants :

1. Source continue (V_{dc})

Fournit la tension d'alimentation du convertisseur, divisée en trois niveaux :

$$V_{dc+}, V_{dc0}, V_{dc-}$$

2. Interrupteurs commandés (T1 à T4)

Modélisés par des blocs de type *IGBT* commandés par des signaux logiques (PWM ou SHEPWM).

3. Bloc logique de commande

Génère les signaux de commande des interrupteurs selon la stratégie choisie .

4. Bloc de charge RL

Représente le système récepteur (ex : moteur, filtre, etc.) :

$$V = \frac{di(t)}{dt} + R \cdot i(t) \quad (II-9)$$

II.4 Techniques de modulation utilisées

II.4.1 Modulation sinusoïdale –triangle

La modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (SPWM) est une technique de commande largement utilisée dans les convertisseurs de puissance, notamment les onduleurs. Elle repose sur la comparaison entre une onde sinusoïdale de référence et une ou plusieurs ondes triangulaires porteuses pour générer des impulsions de commande à largeur variable.

Cette méthode permet de synthétiser une tension de sortie qui approche une sinusoïde, tout en assurant un bon contrôle de la fréquence et de l'amplitude. Facile à implémenter, la

SPWM offre un compromis efficace entre complexité, qualité de signal et performance dans de nombreuses applications de conversion d'énergie.

II.4.1.1 Variantes de la modulation triangulo-sinusoidale (MTS)

La modulation triangulo-sinusoidale se décline en plusieurs variantes selon le nombre et le type de porteuses utilisées.

Afin de mieux visualiser les différentes entre ces variantes de SPWM, le tableau (II-2) suivant présente une comparaison synthétique de leurs principales caractéristiques.

Tableau II-2: Variantes et caractéristiques de la SPWM

Variantes	Nombre de porteuses	Type de porteuses	Avantages	Inconvénients
SPWM à une porteuse unipolaire	1	Triangulaire unipolaire	Structure simple, calcul facile	Faible qualité spectrale, taux d'harmonique élevé
SPWM à une seule porteuse bipolaire	1	Triangulaire bipolaire	Meilleure symétrie du spectre, moins d'harmoniques impairs	Pas adaptée à tous les types de convertisseurs
SPWM à deux porteuses unipolaires	2	Triangulaires identiques déphasées de 180°	Bonne répartition des commutations, réduction des harmoniques	Plus complexe à générer, nécessite une logique de sélection
SPWM à deux porteuses bipolaires	2	Triangulaire inversée	Très bon équilibre des commutations	Complexité de commande plus élevée
SPWM multi-porteuses (MTS)	N-1	Triangulaires décalées en phase	Taux d'harmoniques réduit, contrôle fin du niveau de tension	Utilisée surtout pour 5 niveaux ou plus

En tenant compte des critères de qualité de la tension, de complexité de commande et d'adéquation avec la structure TNPC, la variante à deux porteuses unipolaires a été choisie comme méthode de modulation adaptée à notre structure.

II.4.1.2 Modulation Triangulo-Sinusoïdale à deux porteuses unipolaires

La modulation triangulo-sinusoïdale à deux porteuses unipolaires constitue une méthode efficace pour le pilotage des convertisseurs à trois niveaux, en particulier les structures de type NPC. Elle repose sur l'utilisation de deux signaux triangulaires identiques, déphasés de 180° , et d'un signal de référence sinusoïdal. Cette disposition permet une répartition équilibrée des commutations, améliore la qualité spectrale de la tension de sortie et réduit la présence d'harmoniques, notamment pour les ordres pairs. Ce type de commande se distingue par sa simplicité de mise en œuvre et sa compatibilité avec les systèmes de commande numérique.

Cette méthode, basée sur l'utilisation de deux porteuses triangulaires unipolaires, peut être décrite de manière structurée en deux étapes principales.

Etape 1 : Détermination des tensions intermédiaires :

$$\begin{cases} v_{ref} > U_{p1} \Rightarrow V_1 = V_{dc} \\ v_{ref} \leq U_{p1} \Rightarrow V_1 = 0 \\ \\ v_{ref} > U_{p2} \Rightarrow V_0 = 0 \\ v_{ref} \leq U_{p2} \Rightarrow V_0 = -V_{dc} \end{cases} \quad (II-10)$$

Etape 2 : Détermination du signal V_2 et des ordres de commande des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_2 = V_{dc} \Rightarrow \text{Etat haut} \\ V_2 = 0 \Rightarrow \text{Etat median} \\ V_2 = -V_{dc} \Rightarrow \text{Etat bas} \end{cases} \quad (II-11)$$

II.4.2 Elimination sélective d'harmonique

La modulation par élimination sélective des harmoniques (SHEPWM) est une méthode avancée qui vise à supprimer certaines harmoniques indésirables tout en maintenant une tension fondamentale stable en sortie d'onduleurs. Cette stratégie repose sur la résolution numérique d'un

système d'équations transcendantes permettant d'identifier les angles de commutation optimaux. Récemment, l'utilisation d'algorithmes d'optimisation tels que l'optimisation par essaim de particules (EPSO) a permis une convergence rapide vers les solutions, réduisant ainsi efficacement la distorsion harmonique totale (THD) tout en conservant une fréquence de commutation modérée [19]. La technique a été continuellement améliorée, notamment dans les systèmes d'onduleurs multiniveaux, augmentant ainsi l'efficacité énergétique et la qualité de la tension produite [20].

Décomposition en série de Fourier :

Le principe fondamental de la décomposition en série de Fourier consiste à exprimer une fonction périodique comme une somme de fonctions sinusoïdales. Cette approche est particulièrement utile pour l'analyse des signaux de tension en sortie d'un convertisseur multiniveaux tel que le TNPC, dont les formes d'ondes sont discontinues et non sinusoïdales par nature.

La forme générale d'une série de Fourier pour une fonction périodique $S(t)$ de période T est donnée par :

$$S(t) = a_0 + \sum_{h=1}^{\infty} [a_h \cos(hwt) + b_h \sin(hwt)] \quad (II-12)$$

Où :

- a_0 Est le terme constant (Valeur moyenne),
- a_h Et b_h sont les coefficients de Fourier déterminées par intégration sur une période,
- h Est l'ordre harmonique (où $h \in N * (1,2,3, \dots)$)

Coefficients de Fourier

Pour un signal périodique $S(t)$, continu par morceaux sur l'intervalle $[0, T]$, les coefficients de la série de Fourier sont définis par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} a_0 = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} s(t) dt \\ a_h = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} s(t) \cos(hwt) dt \\ b_h = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} s(t) \sin(hwt) dt \end{cases} \quad (II-13)$$

Avec :

- T est la période du signal $s(t)$ (s),
- $w = 2\pi f$ Est la pulsation angulaire (rd/s),

Symétrie par rapport à la demi période

Dans ce mémoire, la méthode SHEPWM appliquée au convertisseur TNPC monophasé repose sur une symétrie par rapport à la demi-période, ce qui permet de simplifier la série de Fourier en annulant les composantes en cosinus ainsi que la moyenne du signal.

Les fonctions présentant cette symétrie satisfont la condition suivante :

$$s(t) = -s\left(t - \frac{T}{2}\right) \quad (II-14)$$

Dans ce cas, les coefficients de Fourier vont devenir :

$$\begin{cases} a_h = 0 \text{ pour } h \text{ pair} \\ a_h = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} s(t) \cos(hwt) dt \end{cases} \quad (II-15)$$

$$\begin{cases} b_h = 0 \text{ pour } h \text{ impair} \\ b_h = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} s(t) \sin(hwt) \end{cases} \quad (II-16)$$

Cette propriété de symétrie entraîne plusieurs conséquences importantes dans le développement en série de Fourier, à savoir :

- La valeur moyenne a_0 du signal est nulle.
- Tous les coefficients en cosinus a_h sont annulés.
- Seules les composantes sinusoïdales impaires b_h sont conservées.
- Le calcul des coefficients peut être limité à une demi-période.
- Cette simplification permet de formuler un système d'équations plus réduit et ciblé.

Méthode de Newton-Raphson

La méthode de Newton-Raphson est une technique d'analyse numérique très utilisée pour résoudre des équations algébriques non linéaires de la forme $f(x)=0$. Elle est basée sur le développement de Taylor et permet de déterminer la racine d'une fonction à partir d'une valeur initiale suffisamment proche de la solution.

Le principe repose sur une succession d'approximations données par les relations suivantes

:

$$\left\{ \begin{array}{l} x^{(1)} = x^0 - \frac{f(x^{(0)})}{f'(x^{(0)})} \\ \vdots \\ x^{(n)} = x^{(n-1)} - \frac{f(x^{(n-1)})}{f'(x^{(n-1)})} \\ x^{(n+1)} = x^{(n)} - \frac{f(x^{(n)})}{f'(x^{(n)})} \end{array} \right. \quad (II-17)$$

Cette méthode permet de corriger progressivement l'estimation de la racine jusqu'à atteindre une précision acceptable. L'algorithme repose sur l'égalité géométrique suivant :

$$f(x^{(n)}) = f'(x^{(n)}) * f(x^{(n)} - x^{(n+1)}) \quad (II-18)$$

Grâce à cette formulation, la méthode Newton-Raphson constitue un outil efficace pour résoudre les systèmes d'équations non linéaires issus de la modulation SHEPWM, notamment pour

la détermination des angles de commutation dans les onduleurs multiniveaux, commutation notes $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5$.

La figure suivante montre la tension générée sur un bras d'onduleur à trois niveaux :

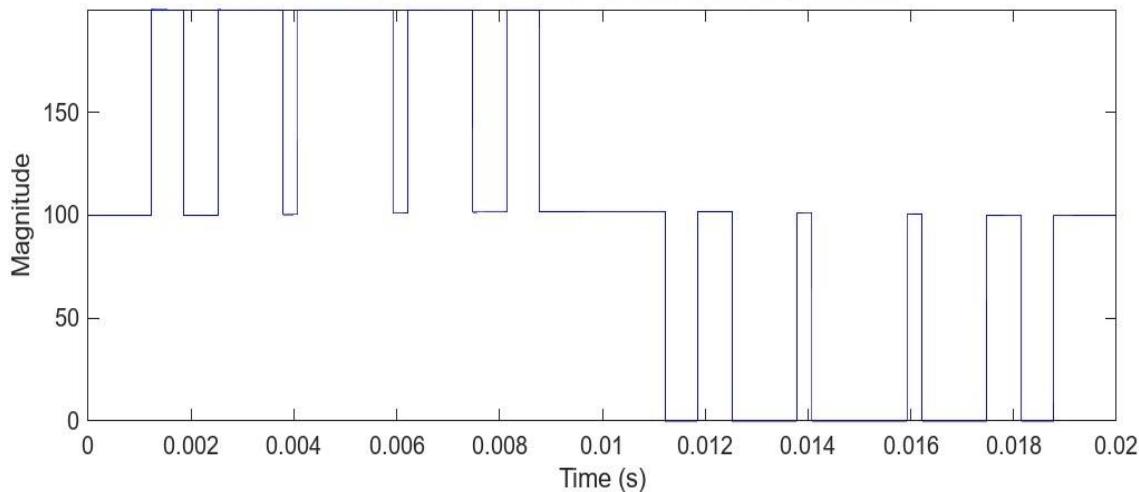


Figure II-2: Allure de la tension de sortie

La symétrie du signal V_s par rapport à la demi-période permet de ne conserver que les termes impairs en sinus dans la série de Fourier. Le coefficient de réglage est défini par la relation :

$$r = \frac{\sqrt{2}V_{eff}}{(V_{dc})}$$

Avec :

$$V_{eff} = 100V,$$

$$V_{dc} = 200V,$$

En appliquant les développements sur la demi-période, on obtient le système d'équations non linéaires suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \cos \alpha_1 - \cos \alpha_2 + \cos \alpha_3 - \cos \alpha_4 + \cos \alpha_5 = \frac{\pi}{4r} \\ \cos 3\alpha_1 - \cos 3\alpha_2 + \cos 3\alpha_3 - \cos 3\alpha_4 + \cos 3\alpha_5 = 0 \\ \cos 5\alpha_1 - \cos 5\alpha_2 + \cos 5\alpha_3 - \cos 5\alpha_4 + \cos 5\alpha_5 = 0 \\ \cos 7\alpha_1 - \cos 7\alpha_2 + \cos 7\alpha_3 - \cos 7\alpha_4 + \cos 7\alpha_5 = 0 \\ \cos 9\alpha_1 - \cos 9\alpha_2 + \cos 9\alpha_3 - \cos 9\alpha_4 + \cos 9\alpha_5 = 0 \end{array} \right. \quad (II-19)$$

Ce système est résolu numériquement par la méthode de Newton-Raphson, et les angles de commutation obtenus sont :

$$\alpha_1 = 22,0275^\circ, \alpha_2 = 33,3203^\circ, \alpha_3 = 45,4513^\circ, \alpha_4 = 68,1123^\circ, \alpha_5 = 73,3370^\circ.$$

II.5 Simulation du convertisseur T-Type

II.5.1 Paramètres de simulation

- Valeurs des composants

Tableau II-3: Valeurs des composants initiales de Simulation

Éléments	Valeurs
Tension continue Vdc	200 V
Condensateurs d'équilibrage C1&C2	1 mF
Résistance de charge R	100 Ω
Inductance de charge L	100 mH
Fréquence de modulation	2000 Hz
Fréquence de sortie	50Hz

- **Conditions initiales**

- Tension initiale dans la charge nulle : $V(0) = 0$
- Courant initial nul : $i(0) = 0$
- État initial des interrupteurs : ouverts

- **Choix du pas de simulation**

Le choix du pas de simulation revêt une importance particulière pour assurer la précision des transitions de commutation, en particulier dans le cas du pilotage PWM. Dans cette simulation, un pas de temps de 0,04 μ s a été retenu afin d'assurer une résolution temporelle adéquate face à une fréquence de commutation de 2 kHz. La résolution des équations différentielles a été confiée au solveur ode45, adapté aux systèmes non raides avec comportement dynamique continu.

II.5.2 Résultats et discussion

- **Modulation sinusoïdale –triangle**

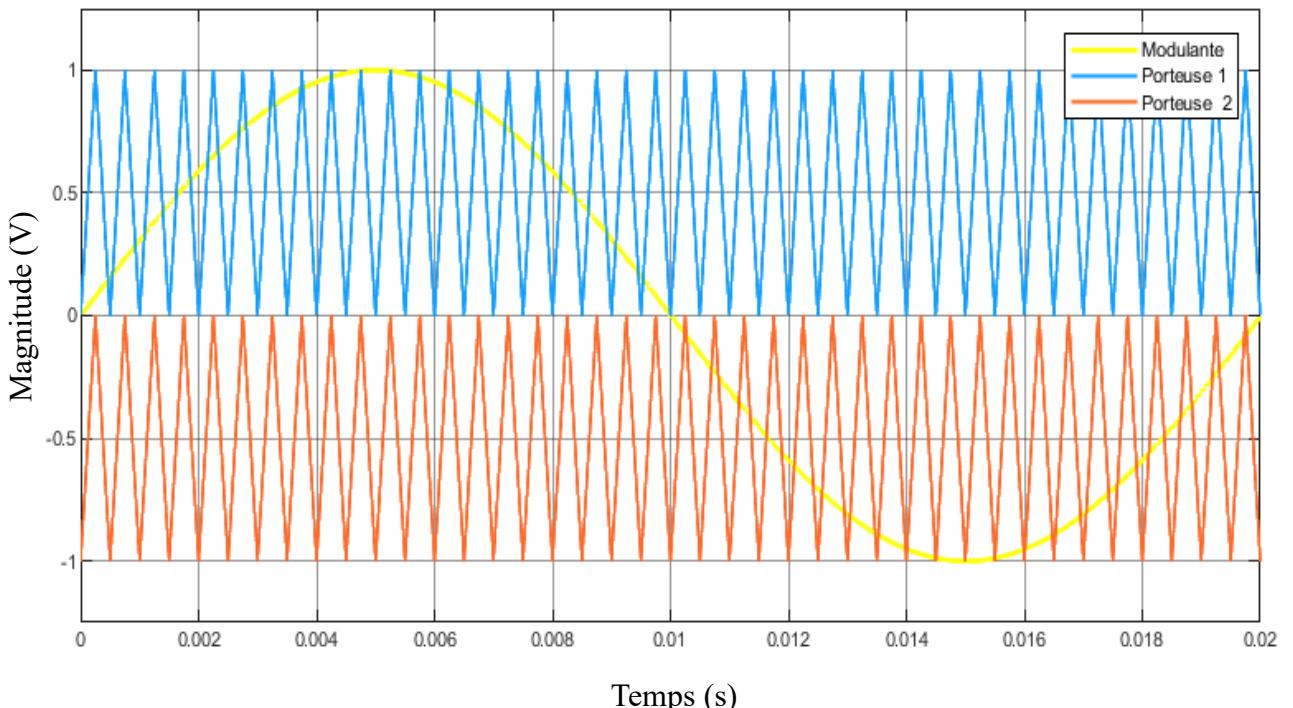


Figure II-3: Allure de la MLI sinusoïdale à deux porteuses unipolaires

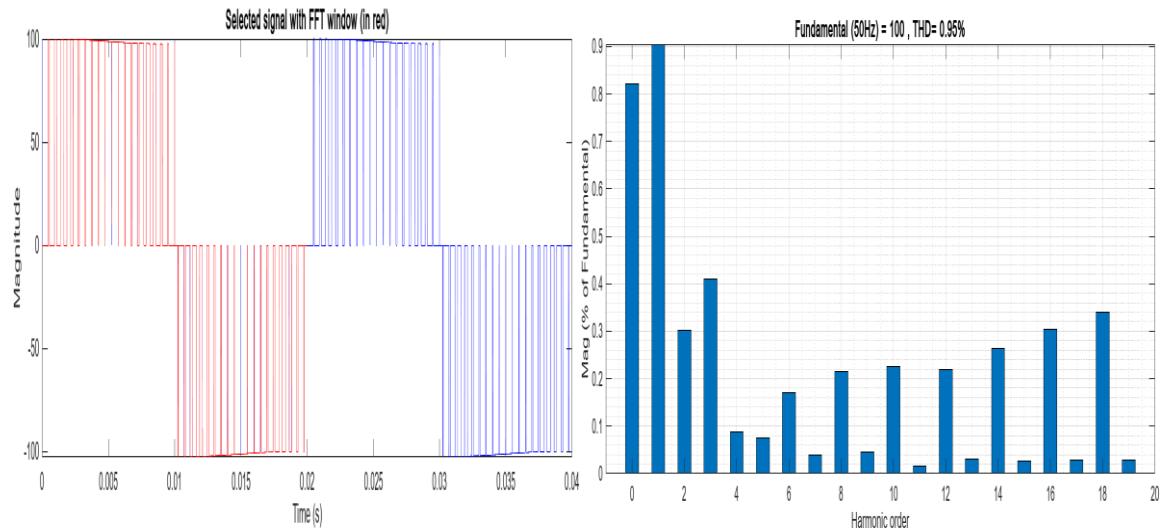


Figure II-4: Tension de charge et son analyse spectral FFT

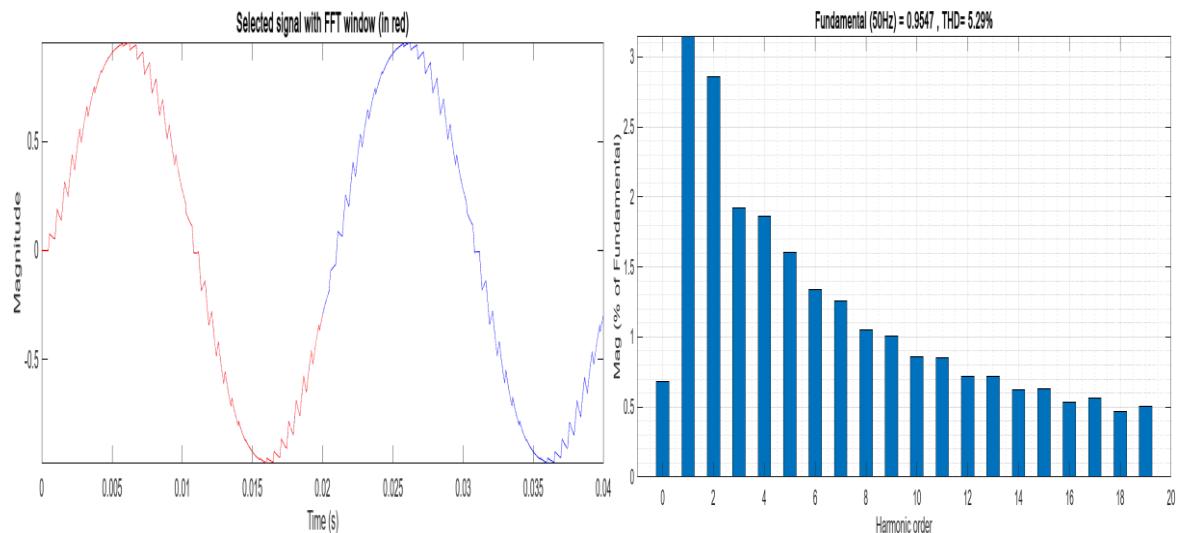
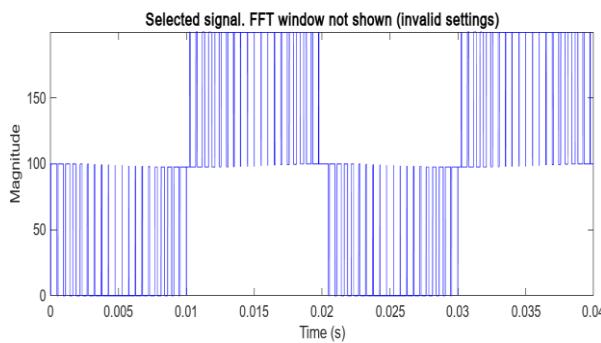


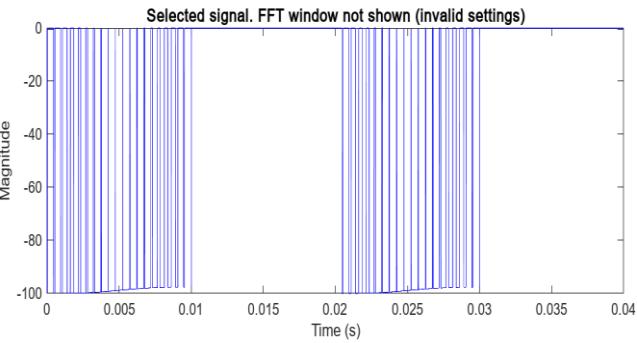
Figure II-5: Courant de charge et son analyse spectral FFT

Évolution des tensions aux bornes des composants

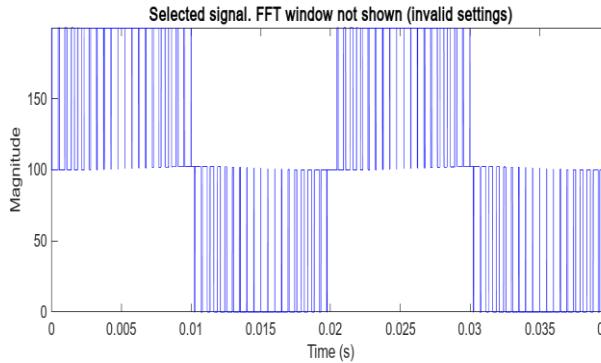
IGBT 1 :



IGBT 2:



IGBT 4 :



IGBT 3 :

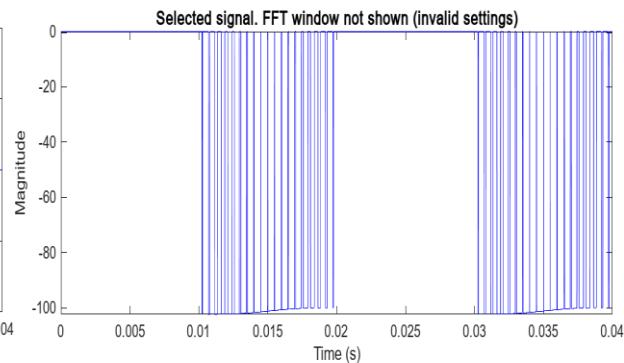


Figure II-6: Allure des tension des interrupteurs IGBTs

Interprétation

La modulation sinusoïdale utilisant deux porteuses unipolaires, lorsqu'elle est appliquée à un convertisseur T-NPC, permet de synthétiser une tension de sortie proche d'une sinusoïde idéale. L'analyse des résultats de simulation révèle une bonne répartition des temps de conduction entre les interrupteurs, ce qui garantit un fonctionnement équilibré et limite les pertes de commutation. Par ailleurs, les harmoniques de bas ordre sont efficacement atténuées, ce qui contribue à améliorer la qualité de la forme d'onde. Le courant absorbé par la charge reste quasi sinusoïdal, preuve d'un

filtrage naturel efficace dans la structure. Cette technique de modulation offre donc un bon compromis entre simplicité de commande, qualité de tension, et durabilité des composants, ce qui la rend particulièrement appropriée aux convertisseurs monophasés à trois niveaux dans des applications raccordées au réseau.

- **Elimination sélective d'harmonique**

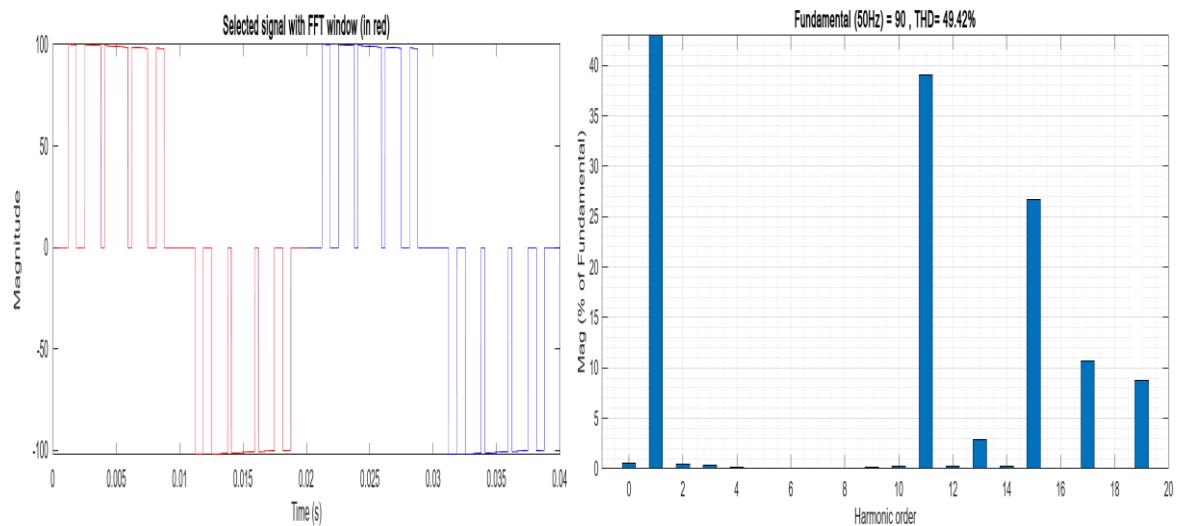


Figure II-7: Tension de charge et son analyse spectral FFT

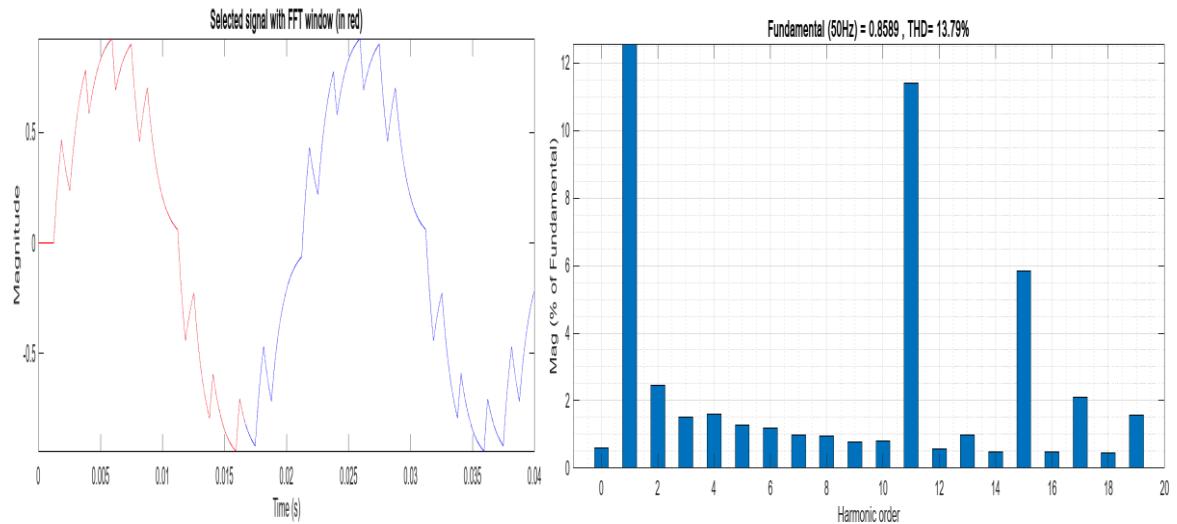


Figure II-8: Courant de charge et son analyse spectral FFT

Évolution des tensions aux bornes des composants

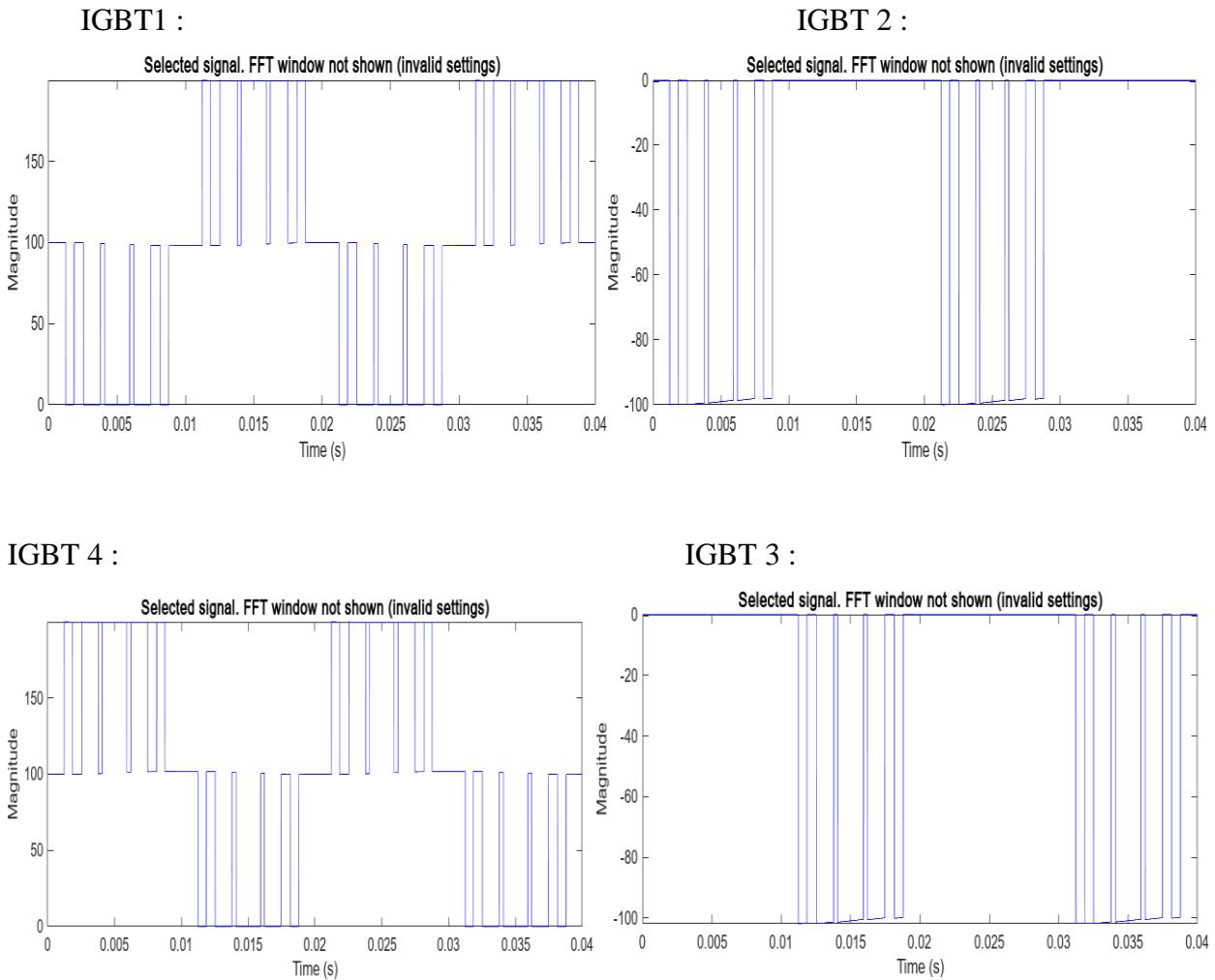


Figure II-9: Allure des tensions des interrupteurs IGBTs

Interprétation

L’application de la stratégie d’élimination sélective des harmoniques (SHEPWM) au convertisseur TNPC permet de supprimer de manière ciblée certaines composantes harmoniques indésirables, notamment celles des ordres 3, 5, 7 et 9, comme l’atteste l’analyse spectrale. La tension de sortie ainsi obtenue présente des niveaux bien définis, caractérisant une commutation optimisée selon des angles prédéterminés. Malgré une forme en paliers, le courant de charge reste globalement sinusoïdal grâce à la réponse filtrante de la charge inductive. L’un des avantages majeurs de cette modulation réside dans la réduction du nombre de commutations par cycle, ce qui

diminue considérablement les pertes de commutation et prolonge la durée de vie des composants. De ce fait, la SHEPWM s'avère être une méthode particulièrement efficace pour les systèmes où la réduction du THD est primordiale, comme dans les applications de conversion connectées au réseau.

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude détaillée de la topologie T-Type NPC monophasée à trois niveaux, en soulignant ses avantages structurels et fonctionnels. Après avoir exposé la constitution du convertisseur et ses états de commutation, nous avons développé une modélisation rigoureuse à la fois dans le domaine temporel et à travers des équations d'état adaptées aux charges RL.

Deux techniques de modulation ont été analysées en profondeur : la modulation sinusoïdale à deux porteuses unipolaires et la modulation par élimination sélective des harmoniques. La première offre une bonne qualité de tension avec une mise en œuvre simple, tandis que la seconde permet de supprimer efficacement des harmoniques spécifiques, au prix d'une complexité de calcul plus élevée.

Les résultats de simulation ont confirmé la capacité du convertisseur TNPC à fournir une tension de sortie proche d'une sinusoïde, avec un THD réduit. La stratégie SHEPWM s'est révélée plus performante sur le plan spectral, tandis que la SPWM reste plus souple en termes de pilotage. Ces observations valident le choix de la structure TNPC pour des applications exigeant à la fois une bonne qualité de l'onde et une efficacité énergétique optimisée.

Ce travail constitue une base solide pour l'intégration du convertisseur TNPC dans un système photovoltaïque connecté au réseau, sujet abordé dans le chapitre suivant.

Chapitre 3 : Application de TNPC à la connexion au réseau d'un générateur PV

III. Chapitre : Application de TNPC à la connexion au réseau d'un générateur PV

III.1 Introduction

L'intégration des systèmes photovoltaïques au réseau requiert des technologies de conversion performantes, capables d'assurer un transfert optimal de l'énergie solaire tout en respectant les exigences de stabilité et de qualité. Ce chapitre propose une étude approfondie d'une chaîne de conversion complète fondée sur un onduleur T-NPC monophasé à trois niveaux, couplé à un étage Boost.

Nous y présentons successivement le générateur photovoltaïque et son suivi du point de puissance maximale (MPPT) via l'algorithme Perturb and Observe, essentiels pour garantir un rendement maximal du champ PV. Nous détaillons ensuite l'étage Boost, piloté par un régulateur PI, destiné à éléver et stabiliser la tension du bus continu avant l'onduleur. La synchronisation réseau à travers la boucle PLL et la régulation du courant injecté sont également décrites, permettant ainsi une injection stable et bien adaptée au réseau électrique.

Enfin, le cœur de cette architecture est le convertisseur T-NPC. Sa structure à trois niveaux permet non seulement d'améliorer la qualité du courant injecté grâce à une meilleure forme d'onde, mais également de réduire les pertes de commutation et les contraintes sur les composants. Ces avantages font du T-NPC une solution particulièrement adaptée aux applications photovoltaïques connectées au réseau, cette approche démontre l'efficacité des topologies T-NPC pour l'injection d'énergie en milieu résidentiel ou industriel [21]. Le chapitre se conclura par la validation de cette configuration par des simulations détaillées.

III.2 Aperçu général du générateur PV et de la stratégie MPPT

III.2.1 Le panneau photovoltaïque

Principe de conversion de l'énergie solaire

Le fonctionnement d'un panneau photovoltaïque repose sur l'effet photoélectrique, phénomène par lequel l'énergie lumineuse est convertie directement en énergie électrique. Lorsqu'un photon issu du rayonnement solaire frappe une cellule photovoltaïque, il peut transmettre son énergie à un électron situé dans la couche semi-conductrice (généralement du silicium). Cet électron est alors libéré de sa liaison atomique, créant une paire électron-trou. Sous l'influence d'un champ électrique interne généré par une jonction PN, les électrons et les trous sont séparés et dirigés vers les bornes opposées de la cellule, produisant ainsi un courant électrique continu[22].

L'énergie produite par une cellule dépend de l'intensité de l'irradiation, de la température ambiante, et des propriétés du matériau semi-conducteur. Pour accroître la puissance générée, les cellules sont connectées en série et en parallèle pour former un module, puis un champ photovoltaïque. Ce système, une fois raccordé à une charge ou à un convertisseur, délivre une tension et un courant continus qu'il est possible de conditionner pour diverses applications, notamment la connexion au réseau électrique.

Modèle simplifié utilisé dans la simulation

Dans cette étude, le générateur photovoltaïque simulé est basé sur le module Trina Solar TSM-250PA05.08, un panneau couramment utilisé dans les systèmes photovoltaïques. Pour reproduire le comportement électrique du champ PV, sept modules identiques sont connectés en série, ce qui permet d'élever la tension totale au niveau souhaité pour l'alimentation du convertisseur.

Le tableau (III-1) résume les caractéristiques techniques principales d'un seul module utilisé dans la simulation :

Tableau III-1: Les caractéristiques techniques principales du PV

Caractéristiques	Valeurs
Modèle du panneau	Trina Solar TSM-250PA05.08
Tension à puissance maximale (Vmp)	31.0 V
Courant à puissance maximale (Imp)	8.06 A

Tension à vide (V_{oc})	37.6 V
Courant de court-circuit (I_{sc})	8.55 A
Puissance maximale (P_{max})	≈ 250 W
Nombre de modules en série	7
Tension totale à MPP ($7 \times V_{mp}$)	≈ 217 V
Courant total à MPP	8.06 A

Ces caractéristiques ont été intégrées dans le modèle PV sous Simulink, permettant une représentation simplifiée mais réaliste du comportement du générateur sous des conditions standards (irradiation 1000 W/m², température 25 °C).

III.2.2 La technique MPPT

Principe du suivi dynamique du point de puissance maximale

Le rôle d'un dispositif de Maximum Power Point Tracking (MPPT) est d'ajuster dynamiquement le point de fonctionnement d'un générateur photovoltaïque afin d'en extraire la puissance maximale disponible à tout instant. En effet, la courbe caractéristique P–V (puissance–tension) d'un panneau PV présente un maximum local appelé Point de Puissance Maximale (MPP), dépendant fortement des conditions d'ensoleillement et de température. Le principe du MPPT est donc d'imposer au générateur une tension de fonctionnement optimale, qui varie en fonction de l'environnement, afin de maximiser l'énergie convertie.

Malgré la diversité des techniques de suivi MPPT disponibles telles que Perturb and Observe (P&O), Incremental Conductance (IncCond), Hill Climbing, Fractional Open-Circuit Voltage, et Fuzzy Logic, chacune adaptée à des scénarios spécifiques (vitesse de variation de l'irradiance, précision, stabilité, etc.), nous avons opté dans cette étude pour la méthode Perturb and Observe (P&O). Ce choix est motivé par sa simplicité de mise en œuvre, sa compatibilité avec des variations

modérées d'ensoleillement, et son intégration aisée dans des architectures de commande numérique [23].

Visualisation et analyse des courbes V_{pv} / I_{pv}

Afin de mettre en évidence la variation du point de puissance maximale selon les conditions d'ensoleillement, les courbes caractéristiques **I–V** (courant en fonction de la tension) et **P–V** (puissance en fonction de la tension) du générateur photovoltaïque ont été simulées pour différents niveaux d'irradiance. Ces courbes permettent de visualiser clairement le déplacement du point MPP et justifient l'intérêt d'un suivi dynamique par la stratégie MPPT.

La figure suivante illustre ces courbes, obtenues à partir d'un champ photovoltaïque composé de 7 modules Trina Solar en série, sous différentes irradiances (1 kW/m^2 , 0.5 kW/m^2 et 0.1 kW/m^2) :

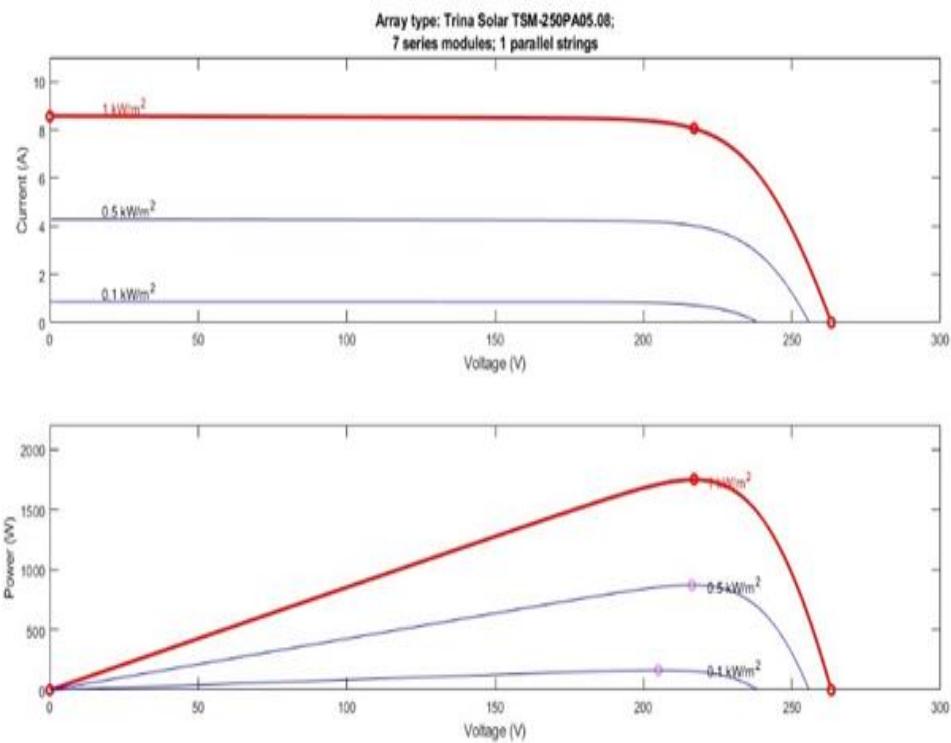


Figure III-1: Schéma des courbes I-V et P-V utilisées pour le suivi MPPT

III.2.3 L'algorithme P&O

Fonctionnement du Perturb and Observe (P&O)

L'algorithme Perturb and Observe est l'une des méthodes les plus largement utilisées pour le suivi du point de puissance maximale (MPPT) dans les systèmes photovoltaïques. Son principe repose sur l'observation des variations de la puissance délivrée par le générateur PV en réponse à une perturbation intentionnelle de la tension. À chaque itération, l'algorithme modifie légèrement la tension d'entrée du convertisseur (en perturbant la tension de fonctionnement) et mesure la nouvelle puissance. Si cette perturbation entraîne une augmentation de la puissance, la perturbation est poursuivie dans le même sens. En revanche, si la puissance diminue, la direction de la perturbation est inversée.

Ce processus itératif permet de converger progressivement vers le point de puissance maximale (MPP). Bien que simple à mettre en œuvre, le P&O présente une sensibilité aux variations rapides de l'irradiance, pouvant entraîner une oscillation autour du MPP. Toutefois, dans des conditions climatiques modérées et relativement stables, cette méthode offre un bon compromis entre efficacité, stabilité et simplicité algorithmique. Elle est donc particulièrement adaptée aux architectures embarquant des microcontrôleurs ou des systèmes de commande temps réel.

L'organigramme ci-dessous illustre clairement les étapes de fonctionnement de l'algorithme P&O, tel qu'implémenté dans notre simulation.

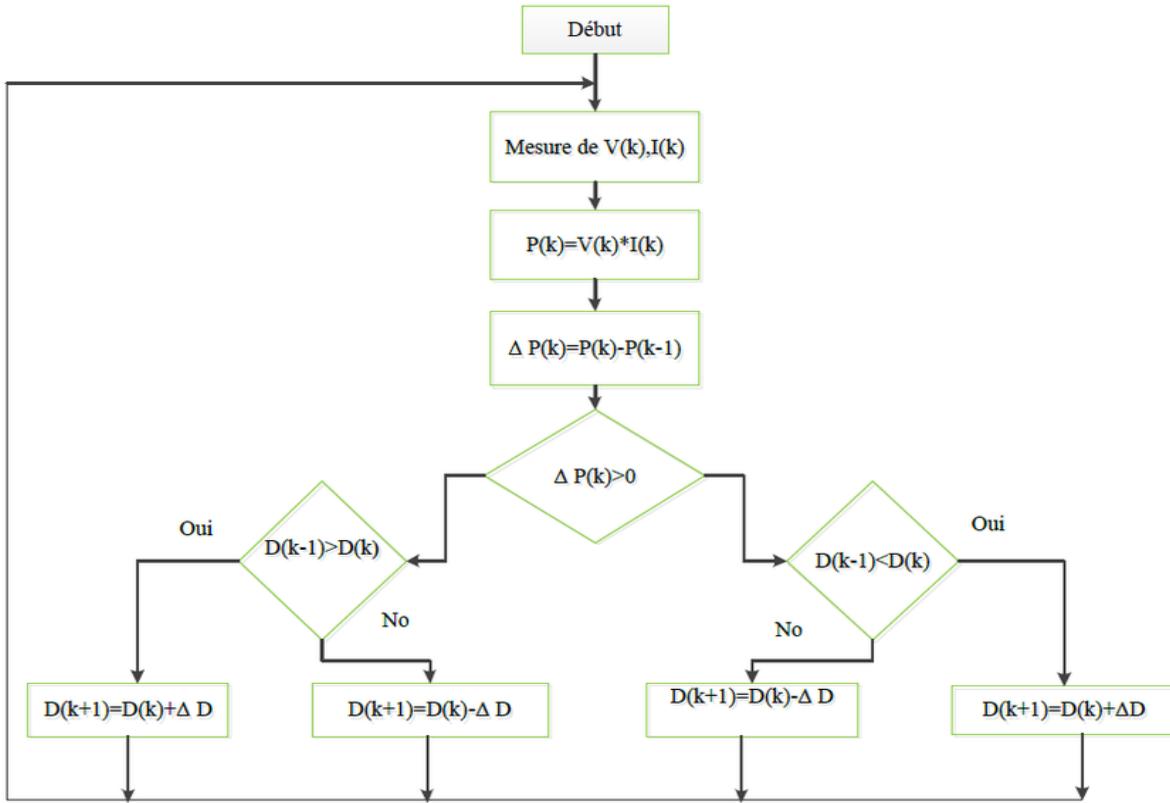


Figure III-2: Organigramme de la méthode Perturb & Observe

Intégration dans l'architecture globale

L'algorithme P&O est utilisé pour calculer en temps réel la tension de référence V_{ref} , correspondant au point de puissance maximale du générateur PV. Cette tension est transmise à la boucle de régulation qui pilote l'étage d'adaptation en amont du convertisseur réseau.

La section suivante détaille cet étage d'adaptation : le convertisseur Boost, qui élève la tension du générateur PV pour permettre son exploitation optimale dans l'étage de conversion réseau.

III.3 Étape d'adaptation : Le convertisseur Boost

III.3.1 Principe de fonctionnement du Boost

Le convertisseur Boost est un convertisseur continu-continu de type élévateur, utilisé ici pour augmenter la tension générée par le champ photovoltaïque afin de l'adapter aux exigences du convertisseur TNPC et de l'injection au réseau. Ce type de convertisseur est particulièrement adapté dans les systèmes PV où la tension délivrée par les panneaux est inférieure à la tension requise par les étages de conversion ou de stockage.

Le principe de fonctionnement repose sur le contrôle du rapport cyclique D appliqué à l'interrupteur (MOSFET) via un signal PWM. Lors de la phase de conduction, l'énergie est stockée dans l'inductance L . Lorsque le transistor est bloqué, cette énergie est transférée vers la charge (ou ici, le bus DC du TNPC) à travers la diode, augmentant ainsi la tension de sortie. La relation tension d'entrée / tension de sortie idéale est donnée par :

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{1 - D} \quad (III-1)$$

où D est le rapport cyclique (duty cycle). Ce fonctionnement en mode de conduction continue (CCM) est stabilisé par la commande PI qui ajuste dynamiquement D selon l'écart entre la tension mesurée V_{DC} et la consigne V_{ref} fournie par l'algorithme MPPT.

III.3.2 Structure du circuit utilisé en simulation

La structure utilisée dans la simulation MATLAB/Simulink est représentée dans la figure ci-dessous. Elle se compose des éléments suivants :

- Un condensateur d'entrée C_{in} , représentant la capacité de filtrage côté PV,
- Une inductance L assurant le stockage d'énergie,
- Une diode de roue libre,
- Un transistor de commutation (MOSFET) piloté par un signal PWM (BPWM),

- Un condensateur de sortie C_{out} , jouant le rôle de tampon et stabilisateur de tension.

Les valeurs numériques utilisées dans cette simulation sont données dans le tableau

Suivant :

Tableau III-2: Les valeurs des composants du Convertisseur Boost

Composants	Valeurs utilisées	Remarques
Condensateur d'entrée C_{in}	500 μ F	Tension initiale : 214.14 V
Inductance L	1 mH	Mode de conduction continue
Diode	Idéale (sans perte)	Bloc standard Simulink
Transistor MOSFET	Commande BPWM	Signal PWM généré par la régulation PI
Condensateur de sortie C_{out}	1 mF	Tension initiale : 400 V

Ces valeurs ont été choisies pour assurer un bon compromis entre stabilité de la tension, faible ondulation et rapidité de réponse dans la régulation dynamique.

III.3.3 Commande en boucle fermée par PI

Régulation de la tension de bus DC à l'aide d'un régulateur PI

Pour garantir la stabilité de la tension continue V_{DC} en sortie du convertisseur Boost, une commande en boucle fermée a été mise en place à l'aide d'un régulateur Proportionnel-Intégral (PI). Ce dernier compare la tension mesurée à une tension de référence V_{ref} issue de l'algorithme MPPT, et génère un signal de commande correspondant au rapport cyclique. Ce rapport est ensuite comparé à une porteuse triangulaire afin de générer un signal PWM qui commande l'interrupteur du Boost.

La figure suivante illustre la chaîne complète de commande du Boost, incluant le MPPT, le régulateur PI, la génération du rapport cyclique et la commande PWM.

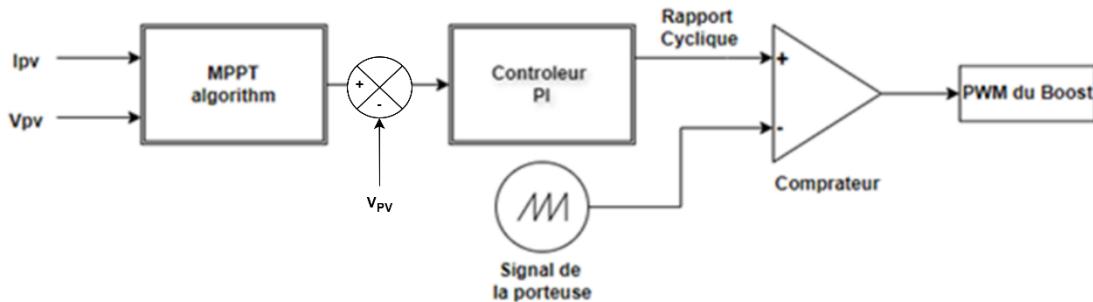


Figure III-3: Structure de contrôle MPPT pour le convertisseur Boost

Choix des paramètres et limitation de la tension

Les choix techniques pour la commande ont été définis comme suit :

- Gain proportionnel $P = 0.5$: compromis entre rapidité et stabilité (réduction des dépassemens).
- Gain intégral $I = 20$: correction rapide des erreurs persistantes.
- Fréquence PWM : 10 kHz (porteuse triangulaire, période = 100 μ s) : bon équilibre entre qualité du signal et pertes de commutation.

III.4 Connexion au réseau

III.4.1 Synchronisation réseau : boucle PLL

La synchronisation de l'injection au réseau nécessite que la phase et la fréquence de la tension injectée soient alignées sur celles du réseau. Pour ce faire, une boucle à verrouillage de phase (PLL)

est utilisée afin d'estimer en continu l'angle de phase réseau et en extraire un signal $\cos(\theta)$ servant de référence.

Le dispositif met en œuvre une transformation Clarke pour obtenir les composantes α et β de la tension réseau, puis utilise une PLL structurée autour d'un régulateur PI qui agit sur l'erreur de phase. Contrairement aux boucles classiques fournissant $\sin(\theta)$, notre implémentation délivre directement $\cos(\theta)$, ce qui facilite la génération des références de commande injectées. L'estimation de θ est intégrée et continuellement corrigée pour verrouiller la phase sur le réseau.

Cette structure assure une synchronisation fiable même en présence de perturbations, garantissant ainsi la conformité aux normes de qualité d'énergie. Ce type de PLL a démontré de bonnes performances dans la littérature récente (notamment dans la revue de techniques IPT PLL, SOGI PLL et SRF PLL) [24].

La figure suivante montre le schéma de la PLL tel qu'implémenté dans notre simulation :

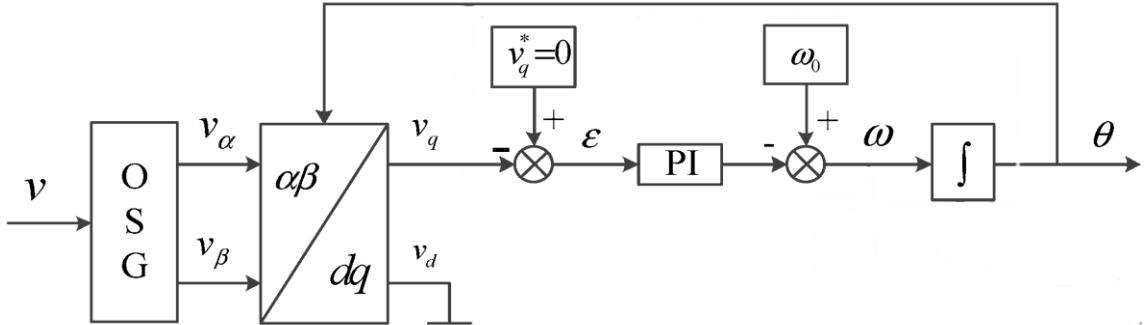


Figure III-4: La structure d'une boucle à verrouillage de phase monophasé (PLL)

III.4.2 Commande du courant injecté

L'injection d'un courant sinusoïdal parfaitement synchronisé avec la tension du réseau est une exigence essentielle pour tout onduleur photovoltaïque connecté au réseau. Cette synchronisation garantit non seulement la qualité de l'énergie injectée, mais elle permet également d'éviter les déséquilibres et les perturbations sur le réseau électrique. Pour y parvenir, on établit

une commande qui compare en temps réel le courant injecté par le convertisseur à un courant de référence sinusoïdal, synchronisé à la tension réseau grâce à la boucle PLL. La différence entre les deux signaux est corrigée à l'aide d'un régulateur, ce qui permet de maintenir une injection de courant propre, avec un bon facteur de puissance et une distorsion harmonique minimale. Ce principe est largement utilisé dans les systèmes de conversion à base de sources renouvelables [25].

La figure suivante illustre le schéma de la régulation du courant injecté tel qu'implémenté dans notre simulation.

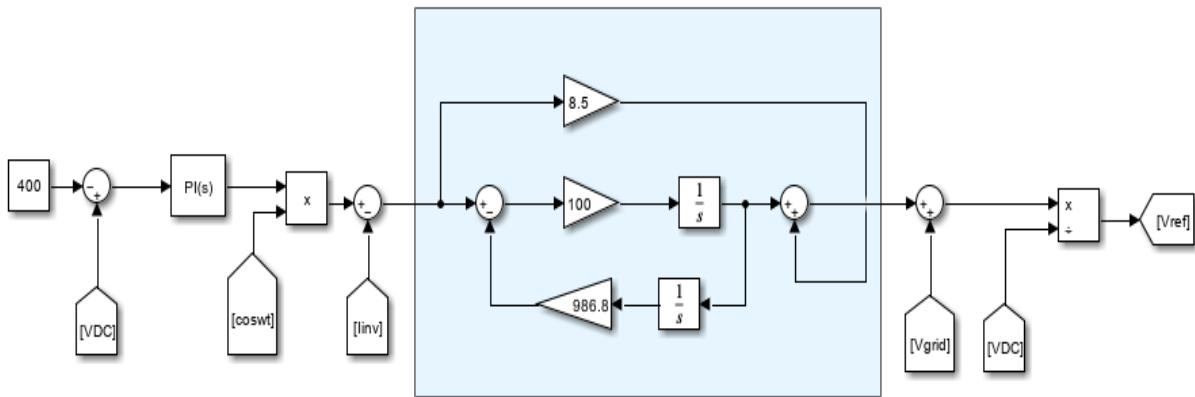


Figure III-5: Schéma fonctionnel de la régulation du courant injecté avec contrôleur PI indirect et normalisation par V_{grid}/V_{DC}

Le régulateur utilisé dans notre commande est de type PI (proportionnel-intégral), dont les paramètres ont été choisis pour assurer une réponse rapide et stable :

- gain proportionnel $K_p = 8.5$
 - gain intégral $K_i = 986.8$

Ces valeurs permettent de corriger efficacement l'erreur entre le courant injecté et sa consigne. La sortie du PI est multipliée par le signal $\cos(\theta)$ issu de la PLL, ce qui permet de générer une tension de référence qui doit être ajustée en fonction de la tension du réseau (V_{grid}) et de la tension d'entrée DC (V_{DC}) afin d'assurer un transfert optimal de puissance. Cette tension est ensuite utilisée pour générer les signaux de commande de l'onduleur.

La commande des interrupteurs du convertisseur TNPC est assurée par une modulation sinusoïdale par largeur d'impulsion (SPWM). Cette stratégie compare le signal de référence avec une porteuse triangulaire pour produire des impulsions adaptées, garantissant une bonne qualité de la forme d'onde injectée et une répartition équilibrée de la commutation. L'illustration suivante montre le schéma de la SPWM utilisé dans notre simulation.

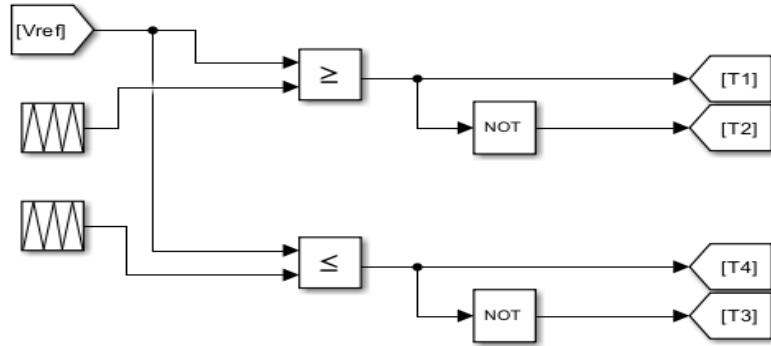


Figure III-6:Structure de génération de V_{ref} pour la commande du convertisseur TNPC

III.4.3 Filtre de sortie LCL

Dans les systèmes d'onduleurs connectés au réseau, la commutation rapide des interrupteurs génère des harmoniques de haute fréquence qui dégradent la qualité du courant injecté. Pour limiter ces perturbations, un filtre est inséré entre la sortie de l'onduleur et le point de couplage réseau. Le filtre LCL, composé de deux inductances séparées par un condensateur, constitue une solution efficace grâce à sa capacité à atténuer fortement les harmoniques autour de la fréquence de découpage tout en conservant une faible impédance à la fréquence fondamentale. Il agit comme un passe-bas dont la pente d'atténuation est plus élevée qu'un filtre LC simple, ce qui le rend particulièrement adapté aux convertisseurs à découpage rapide.

Dans notre simulation, la topologie du filtre LCL comprend une inductance côté convertisseur, une seconde inductance côté réseau, et un condensateur connecté entre les deux. Cette configuration permet de séparer les dynamiques propres à l'onduleur de celles du réseau, améliorant ainsi la stabilité et la qualité du courant injecté. La figure suivante illustre la structure

classique d'un filtre LCL, telle qu'utilisée dans la majorité des applications de conversion d'énergie connectées au réseau. (Une image générique représentant un filtre LCL sera insérée ici pour illustrer la configuration étudiée.)

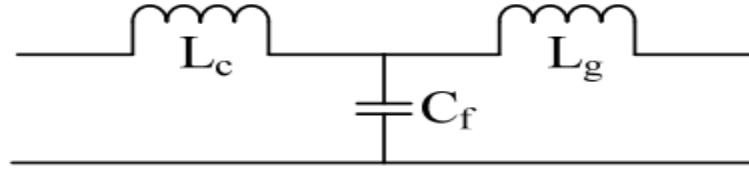


Figure III-7: Schéma du filtre LCL

Pour le dimensionnement de ce filtre, plusieurs équations théoriques ont été prises en compte afin d'assurer un fonctionnement stable et conforme aux exigences en matière de qualité de l'énergie. Les paramètres principaux retenus sont :

- la fréquence de découpage $f_{PWM} = 10KHz$
- la tension réseau $V_{grid} = 230V$
- la tension continue du bus $V_{DC} = 400V$
- un courant injecté de $I_{rms} \approx 14.8A$

La capacité du filtre et les inductances sont choisies de manière à ce que la fréquence de résonance du filtre reste bien inférieure à la moitié de la fréquence de découpage, afin d'éviter tout phénomène de résonance non désiré.

Les relations utilisées sont les suivantes :

- Inductance totale recommandée:

$$L_{total} = \frac{V_{grid}}{4\pi f_{PWM} I_{rms}} \quad (III-2)$$

- Fréquence de résonance du filtre :

$$f_{total} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_g + L_c}{L_g L_c C_f}} \quad (III-3)$$

Dans notre cas, les valeurs simulées sont :

- $L_g = L_c = 5.2mH$
- $C_f = 6.23\mu F$
- $f_{SPWM} = 10kHz$

L'application numérique donne:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{10.4 \times 10^{-3}}{(5.2 \times 10^{-3})^2 \cdot 6.23 \times 10^{-6}}} \approx 3957Hz \quad (III-4)$$

Cette fréquence de résonance reste bien inférieure à la moitié de la fréquence de découpage (5000 Hz), ce qui garantit une bonne stabilité du système. De plus, la répartition symétrique des inductances permet un équilibre entre la réduction des harmoniques côté onduleur.

Ainsi, le filtre LCL mis en œuvre dans notre simulation assure à la fois une atténuation efficace des harmoniques de haute fréquence et un fonctionnement stable de l'onduleur connecté au réseau.

III.4.4 Modélisation de la charge RL (réseau)

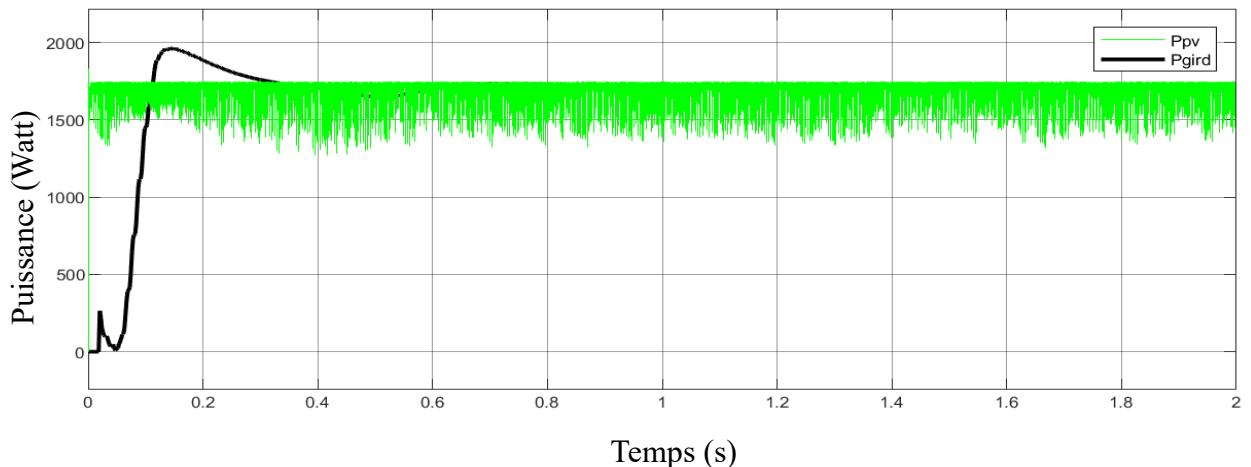
Dans le cadre de la connexion d'un système photovoltaïque au réseau via un onduleur TNPC, la charge RL est utilisée pour représenter de manière équivalente l'impédance du réseau électrique. En effet, dans un environnement de simulation, il est courant de remplacer la complexité du réseau réel par une charge résistive-inductrice (RL) simplifiée. Cette charge permet non seulement de simuler la consommation d'énergie active (via la résistance), mais aussi les effets de déphasage dus à l'inductance, typiques du comportement du réseau. Elle joue également un rôle crucial dans l'analyse de la stabilité, la qualité du courant injecté, et le respect des contraintes de synchronisation imposées par le gestionnaire de réseau.

Le choix des paramètres R et L de cette charge doit être cohérent avec les caractéristiques du réseau cible, ainsi qu'avec la puissance attendue à injecter. Dans notre cas, la tension nominale du réseau est de 230 V à 50 Hz, et la puissance active fournie par le générateur photovoltaïque est de l'ordre de 1760 W. En considérant une charge purement résistive équivalente, on peut estimer la valeur de la résistance R selon la relation :

$$R = \frac{V_{rms}^2}{P} = \frac{230^2}{1760} = 30\Omega \quad (III-5)$$

Nous avons utilisé une valeur proche, soit $R = 29.5 \Omega$, ce qui assure un transfert de puissance active représentatif. Quant à l'inductance L , elle permet de simuler les effets du réseau vis-à-vis des harmoniques et du déphasage. Une valeur de $L = 5 \text{ mH}$ a été retenue, suffisante pour introduire une composante réactive modérée tout en maintenant un bon niveau de stabilité et de convergence dans la simulation.

La conservation de la puissance permet de valider que l'énergie produite par le générateur PV est bien transmise à la charge sans pertes significatives. Dans notre simulation, une comparaison entre la puissance extraite via le MPPT et celle absorbée par la charge RL confirme cette cohérence. La figure suivante illustre clairement cette correspondance entre production et consommation.



III-8: Schéma de validation de la conservation de puissance (P_{PV} , P_{Grid})

III.5 Simulation complète de l'architecture

III.5.1 Schéma global de simulation

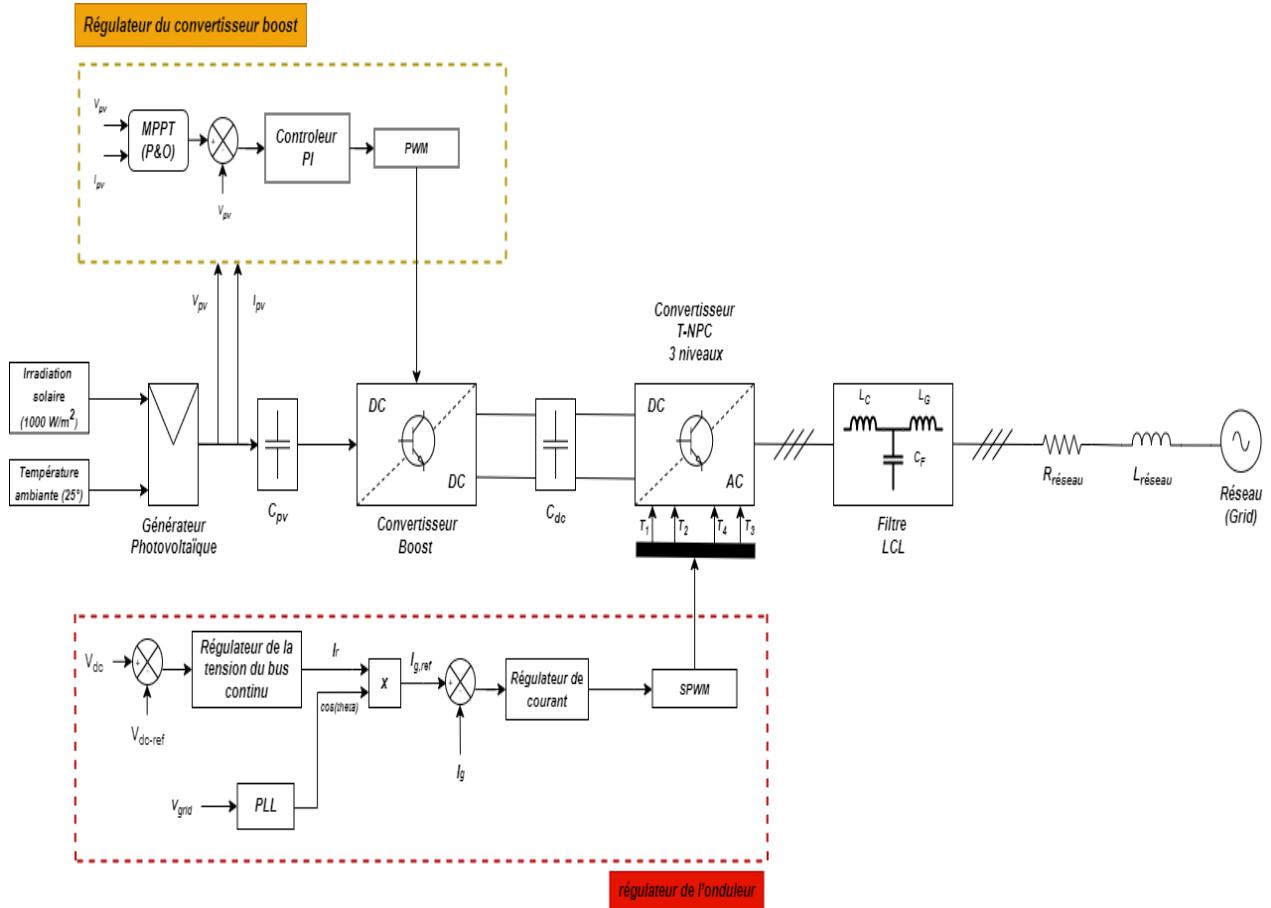


Figure III-9: Schéma globale représentant la simulation

III.5.2 Résultats de simulation

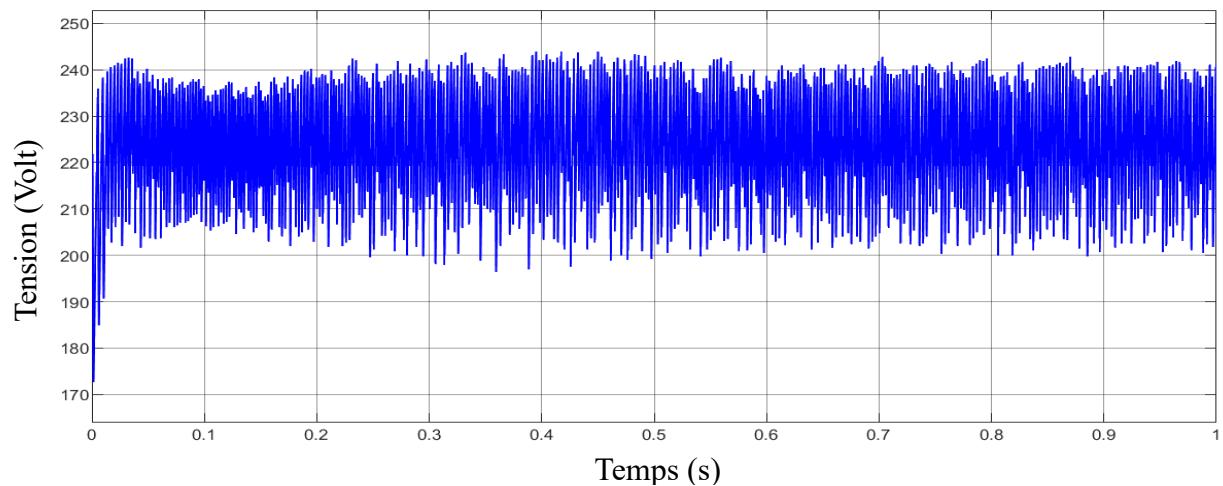


Figure III-10: Allure de la tension générée par le panneau photovoltaïque

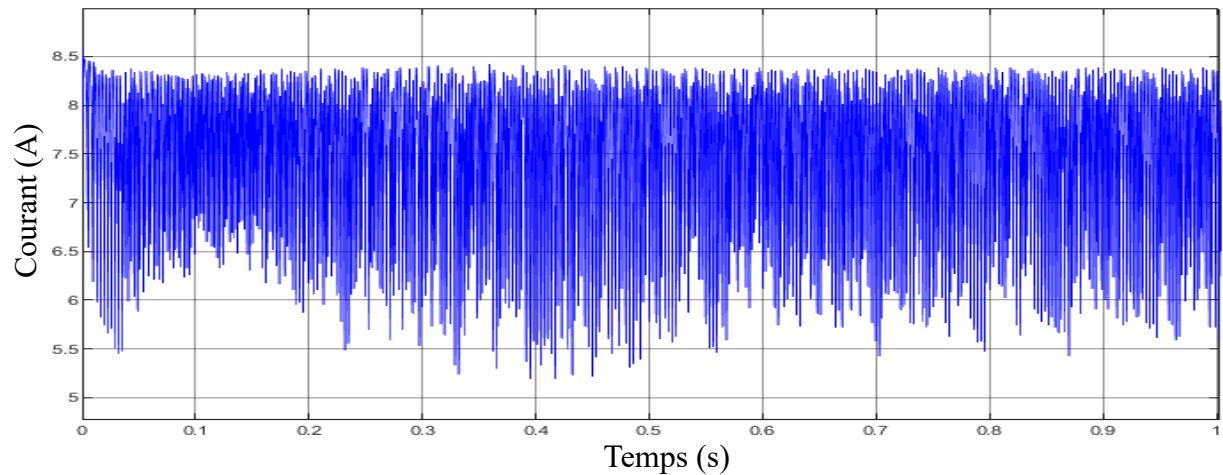


Figure III-11: Allure du courant générée par le panneau photovoltaïque

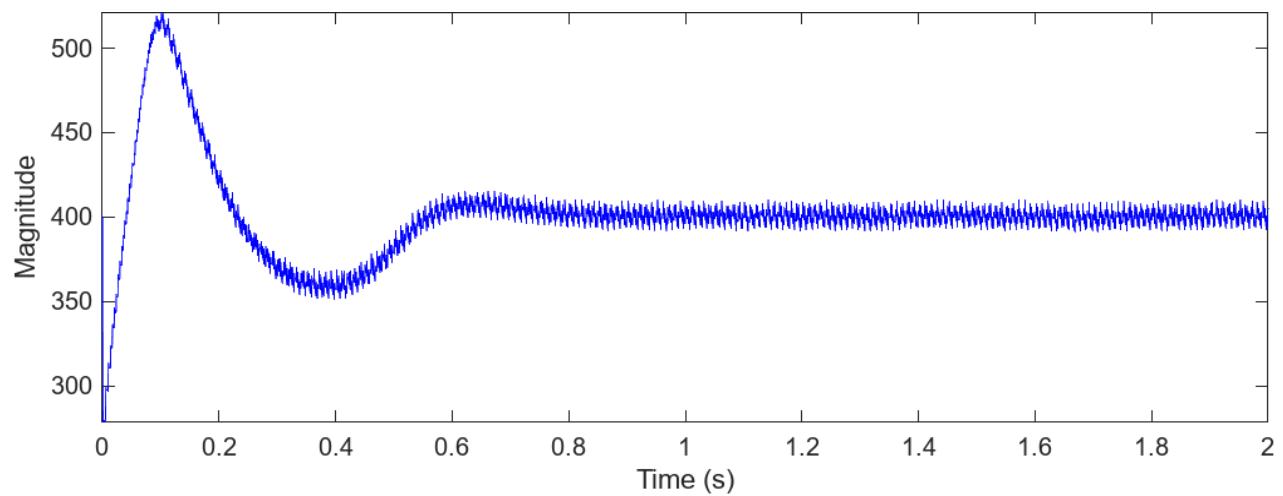


Figure III-12: Schéma de la tension VDC en sortie du Boost

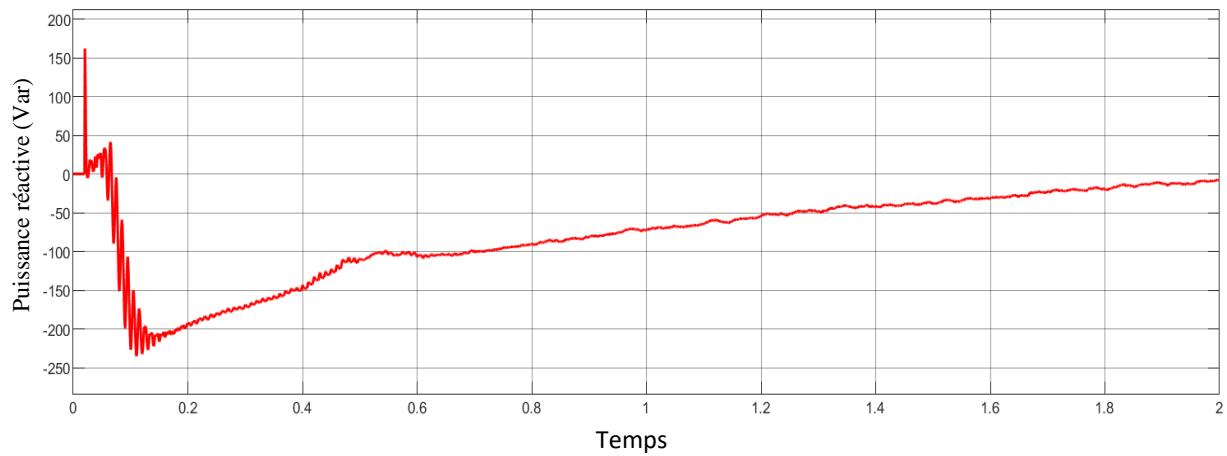


Figure III-13: Allure de puissance réactif (Q_{Grid}) au niveau du réseau

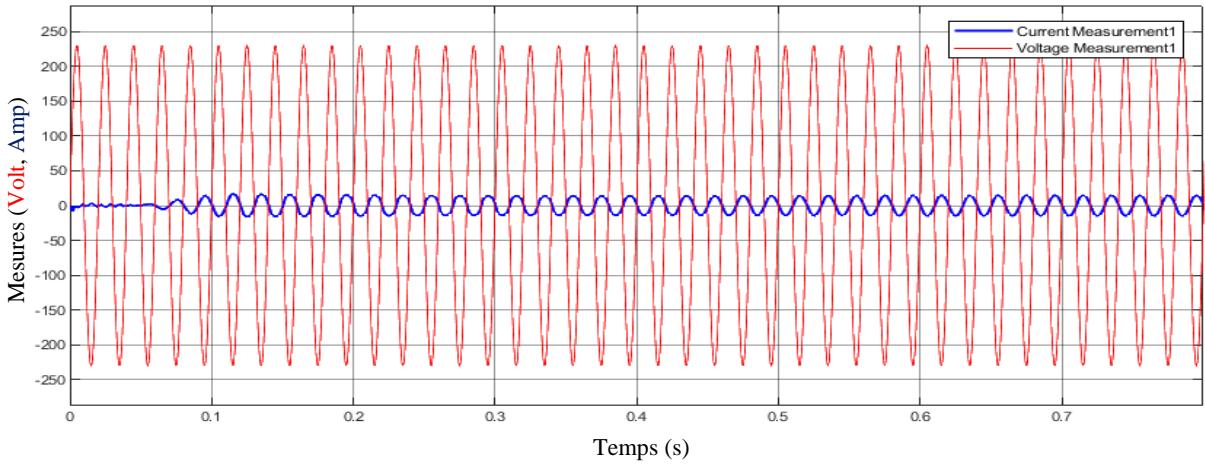


Figure III-14: Allure de la tension et du courant (V_{grid} , I_{grid})

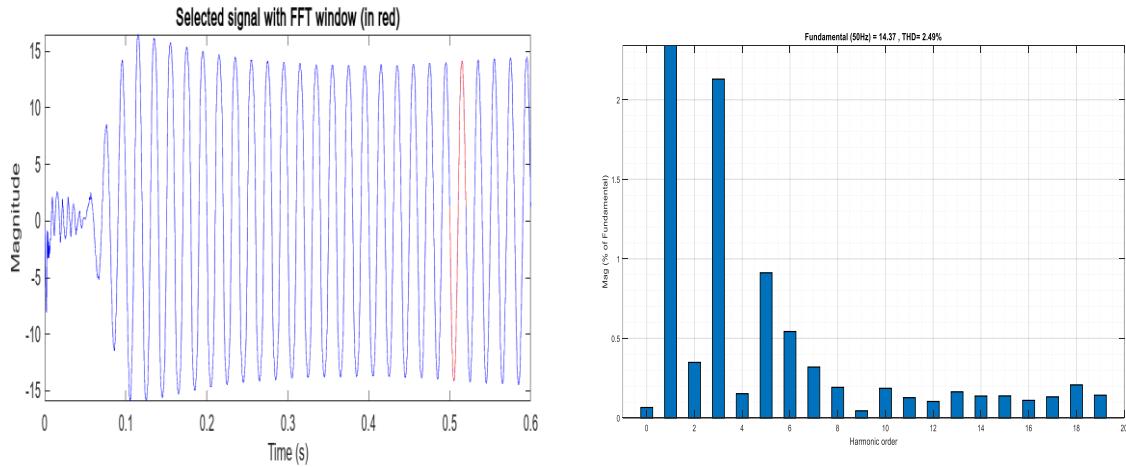


Figure III-15: Allure du courant I_{grid} détaillé et son analyse spectrale FFT

III.5.3 Discussion et interruption des performances

La courbe de (figure III-10) montre une tension globalement stabilisée autour d'une valeur moyenne proche de 217 V, ce qui correspond à la tension de MPP attendue pour un champ de 7 modules Trina Solar en série. On observe cependant des fluctuations rapides (ondulations haute fréquence), qui sont dues à :

-
- La dynamique de la commande MPPT (suivi par perturbation),
 - L'effet de la commande du convertisseur Boost en découpage.

Le courant PV I_{pv} (figure III-11) suit également une forme ondulée avec une variabilité visible, mais centrée autour d'une valeur moyenne relativement constante. Ces oscillations sont synchrones avec celles de V_{pv} et traduisent :

- Le comportement en commutation du Boost,
- Et les ajustements du MPPT.

La figure (III-12) montre l'évolution de la tension VDC en sortie du convertisseur Boost. Dans l'intervalle [0 s – 0.8 s], on observe une phase transitoire marquée par un dépassement initial au-dessus de 500 V, suivi d'une chute, puis d'un retour progressif vers la consigne. Ce comportement traduit l'action du régulateur PI dans un régime sous-amorti, sans saturation forte, dans l'intervalle [0.8 s – 2 s], la tension se stabilise autour de 400 V avec de faibles ondulations. Cela confirme que la régulation assure un maintien efficace de la tension du bus continu, garantissant un fonctionnement stable du convertisseur TNPC.

La puissance réactive (Q_{grid}) au niveau du réseau (Figure III-13) présente une forte oscillation initiale suivie d'une diminution progressive. À partir de 0.4 s, elle augmente lentement vers zéro, indiquant un équilibrage progressif entre la source et la charge, cela témoigne d'un système en cours de stabilisation.

La figure (III-14) représente la tension du réseau (V_{grid}) et le courant injecté (I_{grid}). Dans l'intervalle [0 s – 0.2 s], on observe une phase transitoire durant laquelle le courant augmente progressivement, accompagné de légères oscillations. Ce comportement traduit le démarrage de la régulation de courant, l'établissement de la consigne issue du MPPT, ainsi que l'adaptation de la commande via le régulateur PI, dans l'intervalle [0.2 s – 0.7 s], le courant I_{grid} se stabilise sous une forme sinusoïdale, bien synchronisée avec V_{grid} . Cette synchronisation en fréquence et en phase confirme le bon fonctionnement de la boucle PLL, tandis que la stabilité d'amplitude

témoigne de l'efficacité de la commande et du filtre LCL pour assurer une injection conforme aux exigences du réseau.

La figure (III-15) présente l'analyse fréquentielle du courant injecté. On y observe une composante fondamentale dominante à 50 Hz, accompagnée d'harmoniques d'ordre impair (3, 5, 7) de faible amplitude. Les composantes au-delà du 9e ordre sont efficacement atténuées, ce qui reflète le bon fonctionnement du filtre LCL en sortie. Le taux de distorsion harmonique (THD) affiché est de **2.49 %**, ce qui reste largement inférieur à la limite généralement acceptée de 5 % pour les systèmes connectés au réseau. Ce résultat confirme que l'ensemble formé par le régulateur de courant, la modulation PWM et le filtre LCL permet une injection conforme aux exigences de qualité de l'énergie.

III.6 Conclusion

Ce chapitre a présenté la mise en œuvre d'une chaîne de conversion photovoltaïque connectée au réseau, intégrant un système de suivi du point de puissance maximale, un étage d'élévation de tension et un onduleur TNPC monophasé à trois niveaux. L'approche adoptée a permis d'assurer une conversion optimale de l'énergie solaire en énergie électrique injectée dans le réseau, en respectant les contraintes de stabilité et de qualité.

La régulation de la tension continue à l'aide d'un convertisseur Boost associé à un régulateur PI a permis de maintenir un niveau de tension adéquat pour le bon fonctionnement de l'onduleur. L'algorithme MPPT, appliqué en amont, a quant à lui assuré le suivi dynamique du point de puissance maximale, garantissant ainsi une extraction efficace de l'énergie produite.

Le convertisseur TNPC s'est révélé être un élément clé de cette architecture. Grâce à sa structure trois niveaux, il a permis une meilleure qualité de la forme d'onde du courant injecté, tout en réduisant les pertes de commutation et les contraintes sur les composants. Sa contribution est essentielle pour assurer une injection efficace, stable et conforme aux exigences du réseau.

Conclusion générale

Conclusion générale et perspectives

Tout au long de ce travail, nous avons étudié en détail une solution technique devenue essentielle en électronique de puissance : le convertisseur T-Type NPC monophasé à trois niveaux. Cette étude s'inscrit directement dans l'actualité de la transition énergétique, où l'énergie photovoltaïque joue désormais un rôle majeur dans la production d'électricité propre.

La simulation complète d'un système photovoltaïque connecté au réseau a permis de vérifier que le convertisseur étudié répond efficacement aux besoins réels des systèmes modernes. Grâce à cette étude, nous avons pu constater l'importance de trouver un bon équilibre entre l'efficacité énergétique, la qualité du courant produit, et la simplicité de mise en œuvre du dispositif. Ces trois critères sont en effet primordiaux pour la réussite et la durabilité d'une installation photovoltaïque raccordée au réseau.

Nous avons particulièrement montré que l'utilisation des stratégies avancées de commande telles que la modulation sinusoïdale (SPWM) à deux porteuses et l'élimination sélective des harmoniques (SHEPWM) contribue clairement à améliorer les performances globales du convertisseur. Ces techniques permettent notamment de réduire les pertes électriques et d'éliminer efficacement les harmoniques indésirables, ce qui est crucial pour respecter les contraintes imposées par les réseaux électriques.

Ce travail nous a également permis de comprendre que la réussite d'une chaîne de conversion photovoltaïque ne dépend pas seulement des performances individuelles de chaque élément, mais aussi de leur bon fonctionnement ensemble. L'association réussie d'un algorithme MPPT adapté, d'un étage d'adaptation Boost correctement réglé, d'une synchronisation réseau fiable (via une boucle PLL), et d'un filtre performant (LCL) a clairement permis au convertisseur TNPC d'atteindre des résultats satisfaisants.

Bien que les résultats obtenus soient encourageants, ce mémoire ouvre plusieurs pistes importantes à explorer pour prolonger ce travail dans le futur. Tout d'abord, il serait pertinent d'étudier plus en détail la configuration « sans Boost », où le générateur photovoltaïque serait directement connecté au convertisseur TNPC, afin d'évaluer l'impact direct de cette simplification sur les performances globales du système.

Conclusion générale et Perspectives

Par ailleurs, l'élargissement de notre étude vers un convertisseur T-Type NPC triphasé constitue une autre étape logique, surtout dans des applications industrielles de plus grande puissance. Cette extension permettrait de mieux apprécier les performances et contraintes spécifiques des systèmes triphasés connectés au réseau.

Enfin, explorer des techniques modernes comme la SVPWM serait utile afin d'améliorer davantage les performances et la simplicité de commande du convertisseur.

Ces perspectives offrent un large potentiel d'innovation et de développement, qui pourraient renforcer davantage l'efficacité et l'adaptabilité des systèmes photovoltaïques connectés au réseau. Ces améliorations futures permettront de mieux répondre aux exigences énergétiques et environnementales qui continueront d'évoluer dans les années à venir.

Références bibliographie

- [1] S. Nyamathulla et D. Chittathuru, « A Review of Multilevel Inverter Topologies for Grid-Connected Sustainable Solar Photovoltaic Systems », *Sustainability*, vol. 15, n° 18, Art. n° 18, janv. 2023, doi: 10.3390/su151813376.
- [2] A. Tiwari, V. Kumar, R. Agarwal, M. Amir, M. A. Alharbi, et S. M. Muyeen, « Five-Level MLI-Based Grid-Connected Photovoltaic Systems: A Review on Control Methodologies, Modulation Strategies and Recent Developments », *IEEE Open J. Power Electron.*, vol. 6, p. 78-108, 2025, doi: 10.1109/OJPEL.2024.3515288.
- [3] Y. Alharbi, A. Darwish, et X. Ma, « A Review of Model Predictive Control for Grid-Connected PV Applications », *Electronics*, vol. 14, n° 4, Art. n° 4, janv. 2025, doi: 10.3390/electronics14040667.
- [4] R. Mishan, X. Fu, C. Hingu, et P. Fajri, « Analyzing frequency spectrum and Total Harmonic Distortion for high switching frequency operation of GaN-based filter-less multilevel cascaded H-bridge inverter », *E-Prime - Adv. Electr. Eng. Electron. Energy*, vol. 11, p. 100906, mars 2025, doi: 10.1016/j.prime.2025.100906.
- [5] A. M. Jamil, S. A. Khan, M. A. Hussain *et al.*, « Practical Implementation and Comparative Analysis of SPWM Techniques Using Fuzzy Logic Control on FPGA-Based Seven-Level Inverter for Power Quality Enhancement », *IEEE Conference Publication*, 2024. [En ligne]. Disponible sur : <https://ieeexplore.ieee.org/document/10872665> (consulté le 5 juin 2025).
- [6] M. Farhadi, M. Abapour, et M. Sabahi, « Failure analysis and reliability evaluation of modulation techniques for neutral point clamped inverters—A usage model approach », *Eng. Fail. Anal.*, vol. 71, p. 90-104, janv. 2017, doi: 10.1016/j.englfailanal.2016.06.010.
- [7] L. Kou, C. Liu, G. Cai, J. Zhou, Q. Yuan, et S. Pang, « Fault diagnosis for open-circuit faults in NPC inverter based on knowledge-driven and data-driven approaches », *IET Power Electron.*, vol. 13, n° 6, p. 1236-1245, 2020, doi: 10.1049/iet-pel.2019.0835.
- [8] S. Mita *et al.*, « Power Loss Modelling of GaN HEMT-based 3L-ANPC Three-Phase Inverter for different PWM Techniques », in *2022 24th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'22 ECCE Europe)*, sept. 2022, p. P.1-P.10. Consulté le: 5 juin 2025. [En ligne]. Disponible sur: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/9907640>
- [9] M. Mathews, B. Ramesh, et T. Sreedhar, « Minimization of THD in Nine Level Cascaded H-Bridge Inverter Using Artificial Neural Network », 25 mai 2022, *arXiv*: arXiv:2205.13366. doi: 10.48550/arXiv.2205.13366.
- [10] S. Shrestha, R. Subedi, S. Sharma, S. Phuyal, et I. Tamrakar, « A Comparative Analysis of Transformer-less Inverter Topologies for Grid-Connected PV Systems: Minimizing

Références bibliographie

Leakage Current and THD », 14 janvier 2025, *arXiv*: arXiv:2501.08103. doi: 10.48550/arXiv.2501.08103.

[11] S. Khanal et V. R. Disfani, « A Novel Optimal Modulation Strategy for Modular Multilevel Converter Based HVDC Systems », in *2019 IEEE 2nd International Conference on Renewable Energy and Power Engineering (REPE)*, nov. 2019, p. 10-14. doi: 10.1109/REPE48501.2019.9025110.

[12] R. A. Ghaderloo, Y. Shen, C. Singhabahu, R. Resalayyan, et A. Khaligh, « Dead-time Compensation Method for Bus-clamping Modulated Voltage Source Inverter », in *2023 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, oct. 2023, p. 2825-2830. doi: 10.1109/ECCE53617.2023.10362634.

[13] A. Di Cataldo, G. Aiello, D. Patti, G. Scelba, M. Cacciato, et F. Gennaro, « Design of a Modular GaN-Based Three-Phase and Three-Level ANPC Inverter », in *2024 ELEKTRO (ELEKTRO)*, mai 2024, p. 1-7. doi: 10.1109/ELEKTRO60337.2024.10556857.

[14] H. Zolfaghari, H. Karimi, et H. Momeni, « Multilevel Inverter Real-Time Simulation and Optimization Through Hybrid GA/PSO Algorithm », 6 décembre 2024, *arXiv*: arXiv:2110.13817. doi: 10.48550/arXiv.2110.13817.

[15] J. Rodríguez, L. Franquelo, S. Kouro *et al.*, "Multilevel inverters for grid-connected photovoltaic applications: Examining emerging trends," *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 5, no. 3, pp. 32–41, Sep. 2018, doi: 10.1109/MPEL.2018.2874509

[16] « (PDF) T-Type Multilevel Converter Topologies: A Comprehensive Review », *ResearchGate*, doi: 10.1007/s13369-018-3506-6.

[17] D. F. D. Tan et O. Ojo, « Editorial IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics », *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 7, n° 1, p. 2-3, mars 2019, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2893508.

[18] N. X. Doan et N. V. Nguyen, « Improved Model Predictive Control for Asymmetric T-Type NPC 3-Level Inverter », *Electronics*, vol. 10, n° 18, Art. n° 18, janv. 2021, doi: 10.3390/electronics10182244.

[19] A. M. Jamil, M. A. Hussain, S. A. Khan *et al.*, "A comprehensive review on selective harmonic elimination techniques and its permissible standards in electrical systems," *IEEE Access*, vol. 12, pp. May 2025, doi: 10.1109/ACCESS.2024.3436079.

[20] P. R. Bana, K. P. Panda, R. T. Naayagi, P. Siano, et G. Panda, « Recently Developed Reduced Switch Multilevel Inverter for Renewable Energy Integration and Drives Application: Topologies, Comprehensive Analysis and Comparative Evaluation », *IEEE Access*, vol. 7, p. 54888-54909, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2913447.

Références bibliographie

- [21] P. Anjaneya Vara Prasad et C. Dhanamjayulu, « An Overview on Multi-Level Inverter Topologies for Grid-Tied PV System », *Int. Trans. Electr. Energy Syst.*, vol. 2023, n° 1, p. 9690344, 2023, doi: 10.1155/2023/9690344.
- [22] B. Parida, S. Iniyar, et R. Goic, « A review of solar photovoltaic technologies », *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 15, n° 3, p. 1625-1636, avr. 2011, doi: 10.1016/j.rser.2010.11.032.
- [23] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "A review of maximum power point tracking techniques for photovoltaic systems," in *Proc. 2005 IEEE Int. Conf. on Industrial Technology*, Hong Kong, Dec. 2005, pp. 1–6. doi: 10.1109/ICIT.2005.1600721.
- [24] Z. Tao et D. Dezhi, « An improved IPT-PLL technology for single-phase grid-connected inverters in complex power grid conditions », *Sci. Rep.*, vol. 14, n° 1, p. 12169, mai 2024, doi: 10.1038/s41598-024-62702-y.
- [25] N. D. Nguyen, D. T. Nguyen et Q. T. Tran, « Current PI Control of the Single-Phase Grid Inverter », ResearchGate, [document en ligne], disponible sur : <https://www.researchgate.net/publication/356018268> (consulté le 15 juin 2025).

ANNEXES

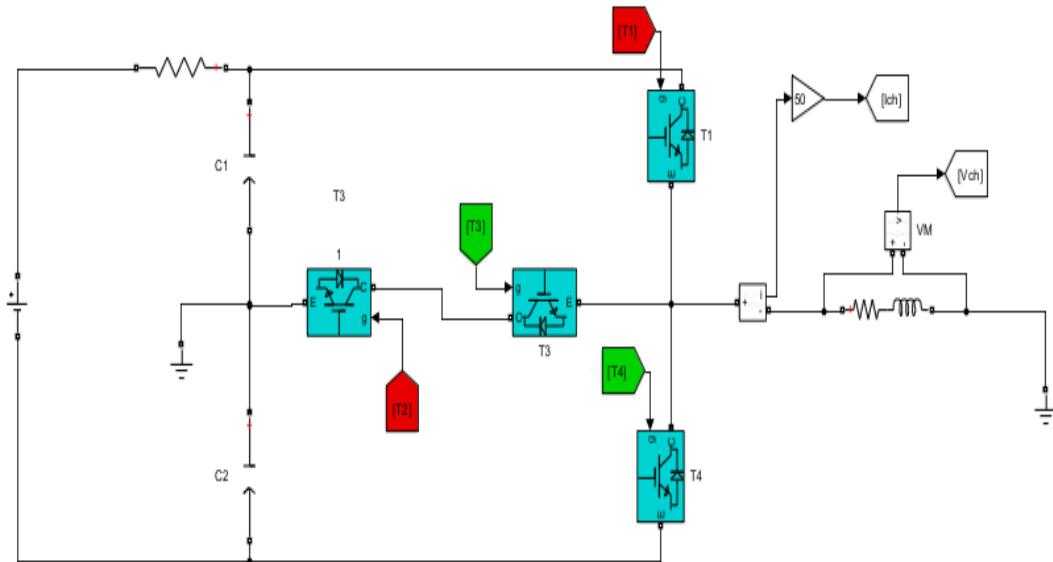


Schéma bloc de la structure TNPC

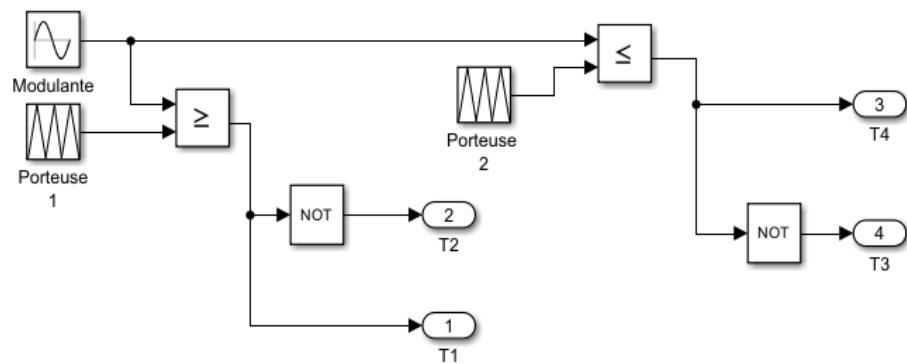
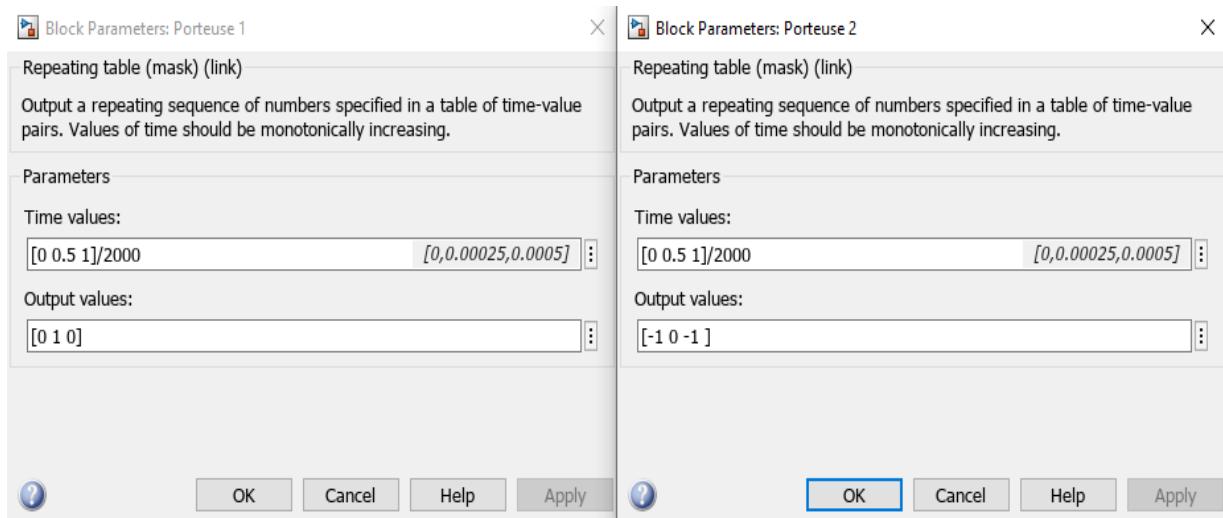


Schéma bloc de la commande SPWM

ANNEXES



Paramètre des porteuses pour la commande SPWM

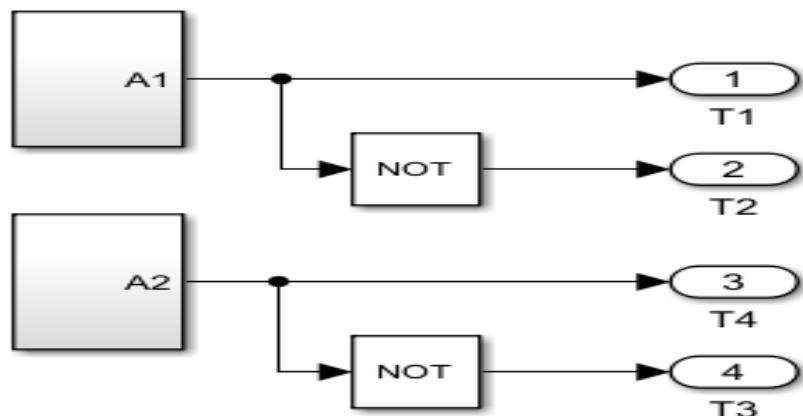


Schéma bloc des signaux de commande SHEPWM

ANNEXES

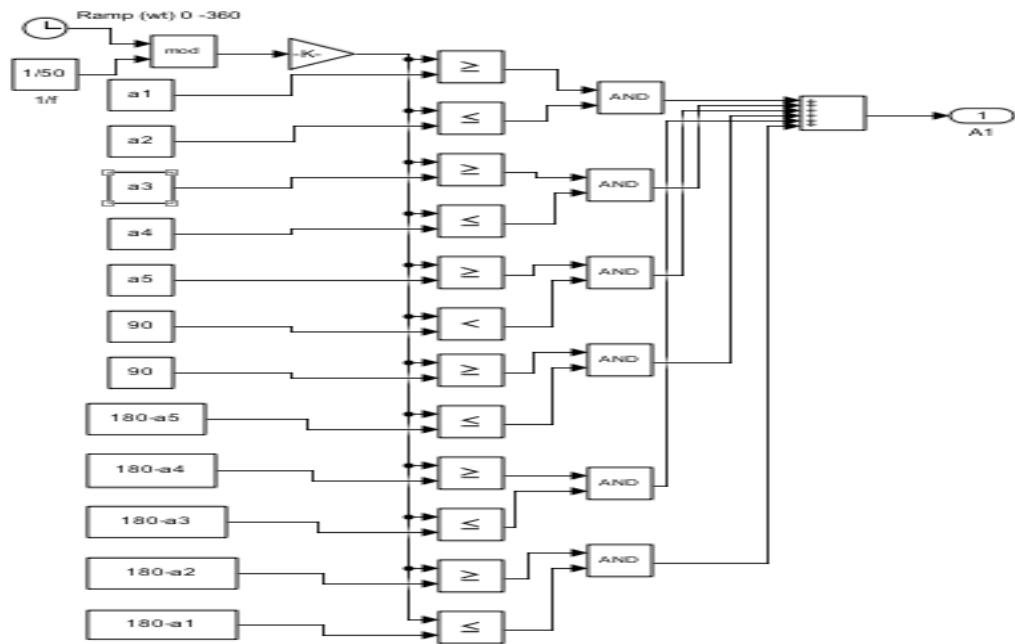


Schéma bloc du signal de commande A1

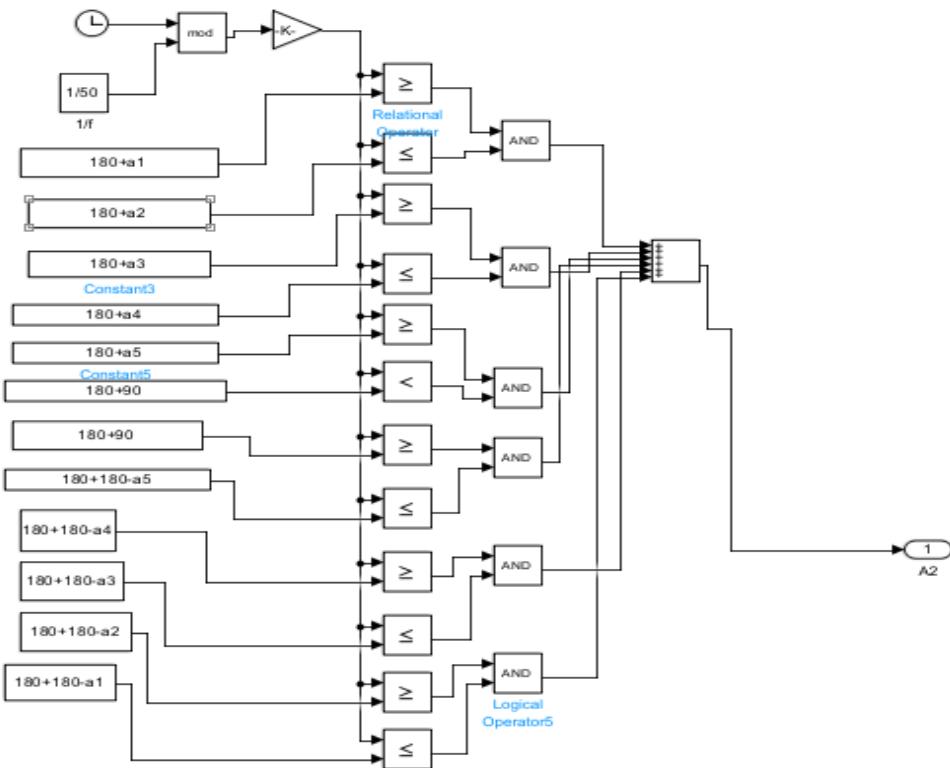


Schéma bloc du signal de commande A2

ANNEXES

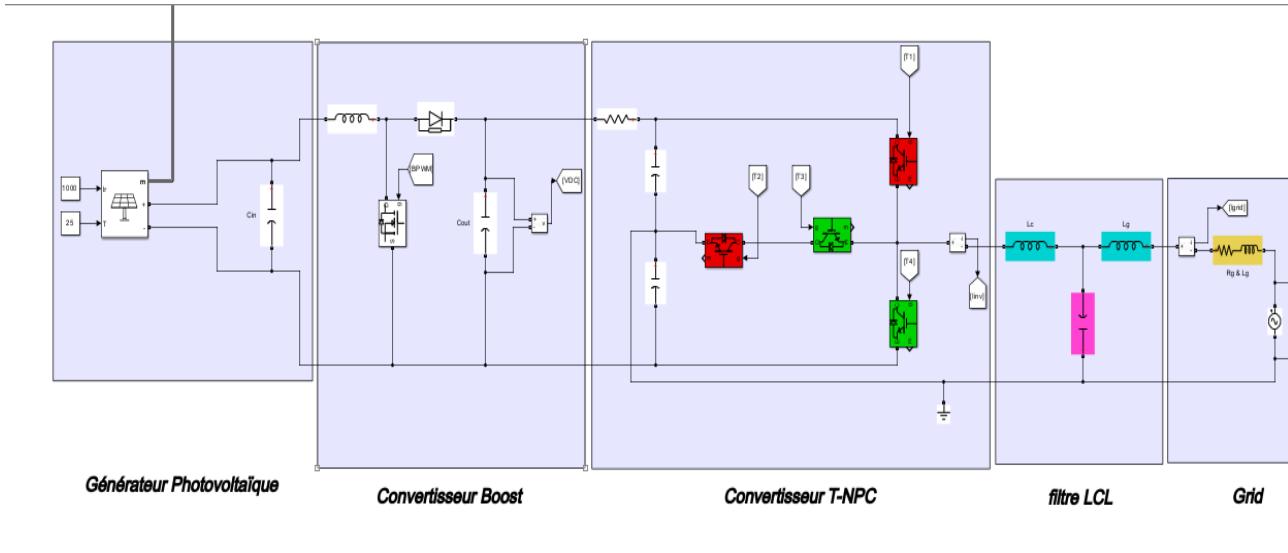


Schéma bloc de la simulation de l'application du T-NPC à la connexion au réseau d'un générateur PV

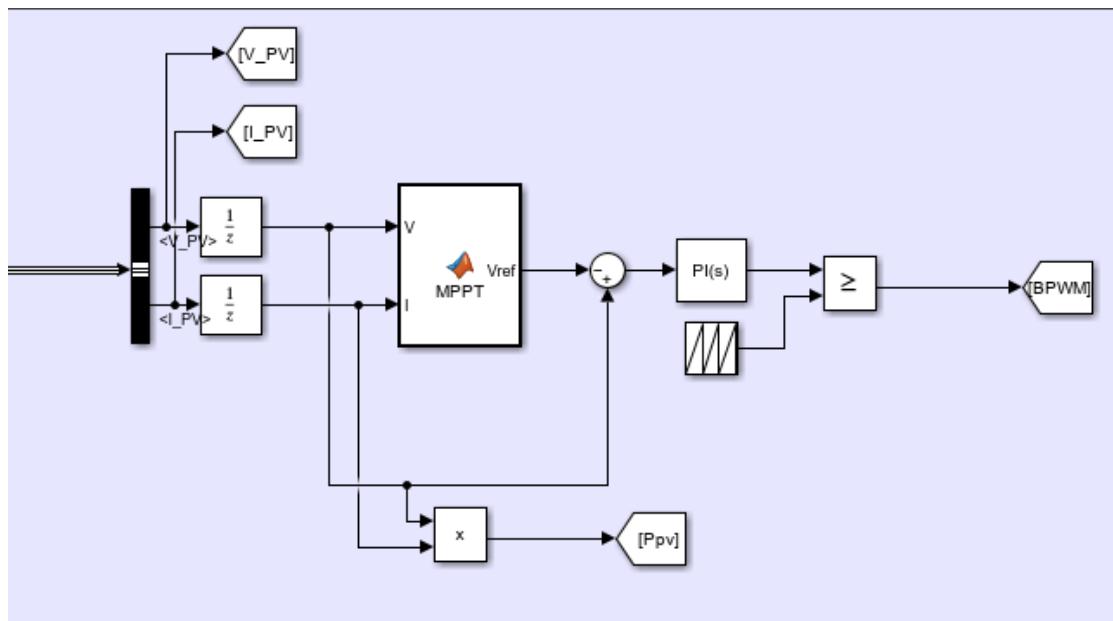


Schéma bloc de la technique MPPT & régulation du boost

ANNEXES

```

1  function Vref = MPPT(V, I)
2
3      Vref_max = 230;
4      Vref_min = 180;
5      Vref_init = 217;
6      deltaVref_max = 0.5;
7      deltaVref_min = 0.2;
8
9      persistent Volt Polt Vrefolt
10     if isempty(Volt)
11         Volt = 0;
12         Polt = 0;
13         Vrefolt = Vref_init;
14     end
15     P = V * I;
16     dV = V - Volt;
17     dP = P - Polt;
18
19     if dP == 0
20         if dP > 0
21             if dV > 0
22                 Vref = Vrefolt + deltaVref_max;
23             else
24                 Vref = Vrefolt - deltaVref_min;
25             end
26         else
27             if dV > 0
28                 Vref = Vrefolt - deltaVref_min;
29             else
30                 Vref = Vrefolt + deltaVref_max;
31             end
32         end
33     else
34         Vref = Vrefolt;
35     end
36
37     Vref = max(min(Vref, Vref_max), Vref_min);
38
39     Vrefolt = Vref;
40     Volt = V;
41     Polt = P;
42 end

```

Programme de l'algorithme Perturbe & Observe

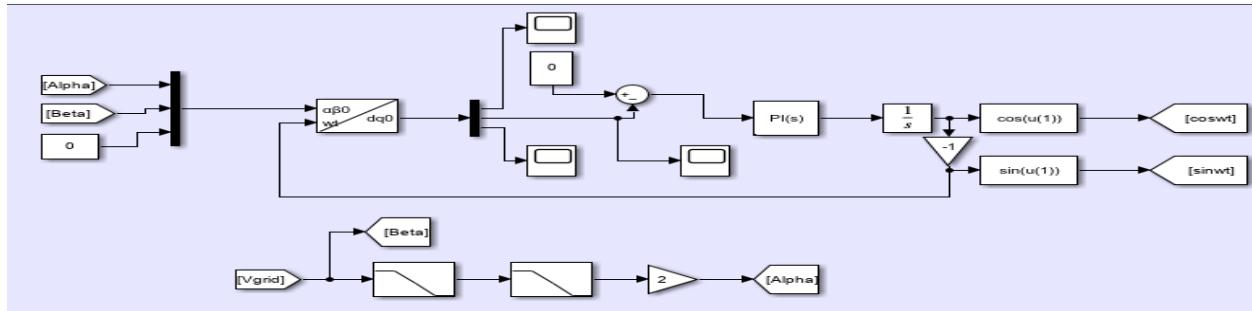


Schéma bloc de la boucle PLL (phase -locked loop)

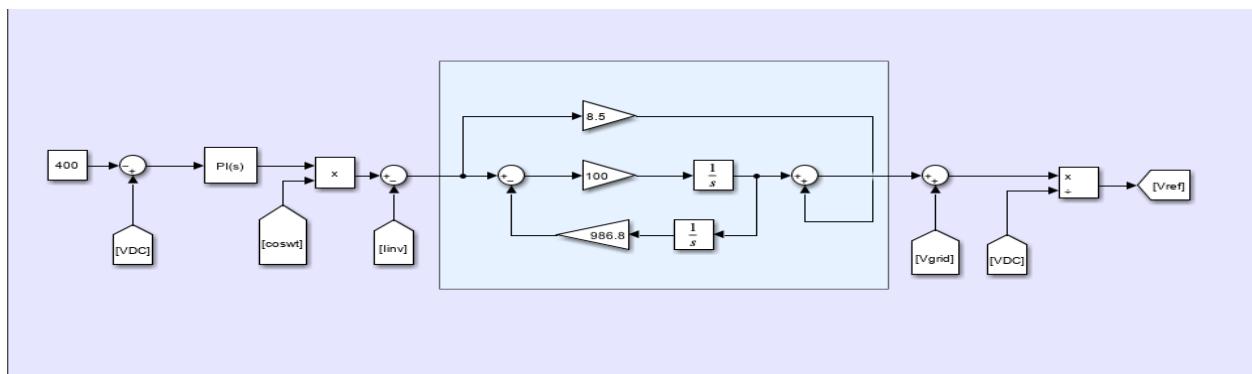


Schéma bloc de la régulation du courant injecté au réseau

RÉSUMÉ

Ce mémoire porte sur l'étude, la modélisation et la simulation d'un convertisseur T-Type NPC monophasé à trois niveaux, appliqué à une chaîne de conversion photovoltaïque connectée au réseau. L'objectif principal est d'assurer une conversion optimale de l'énergie solaire en électricité de qualité, en respectant les normes de raccordement. Deux techniques de modulation ont été étudiées : la modulation sinusoïdale à deux porteuses unipolaires (SPWM) et l'élimination sélective des harmoniques (SHEPWM). Le système complet intègre également un algorithme MPPT (Perturb & Observe), un convertisseur Boost, une régulation du courant injecté au réseau et un filtre LCL. Les résultats obtenus montrent un bon rendement, un courant injecté sinusoïdal et un THD conforme aux normes.

Mots-clés : Convertisseur T-Type NPC, énergie photovoltaïque, SPWM, SHEPWM, MPPT, Boost, réseau électrique, régulation de courant, filtre LCL, simulation MATLAB/Simulink.

ABSTRACT

This thesis focuses on the study, modeling, and simulation of a single-phase three-level T-Type NPC inverter applied to a grid-connected photovoltaic system. The main objective is to ensure optimal solar energy conversion while maintaining power quality and compliance with grid standards. Two modulation techniques were analyzed: sinusoidal pulse-width modulation with dual unipolar carriers (SPWM) and selective harmonic elimination (SHEPWM). The complete system includes a Perturb & Observe MPPT algorithm, a Boost converter, current injection control to the grid, and an LCL filter. Simulation results demonstrate high efficiency, sinusoidal current injection, and a THD level within acceptable limits.

Keywords: T-Type NPC inverter, photovoltaic energy, SPWM, SHEPWM, MPPT, Boost, power grid, current control, LCL filter, MATLAB/Simulink simulation.

المؤخص

يتناول هذا البحث دراسة، نمذجة ومحاكاة لمحولات طاقة من نوع T-Type NPC ثلاثي المستويات وأحادي الطور، مخصصة لربط أنظمة الطاقة الشمسية بشبكة الكهرباء. الهدف من هذا العمل هو تحقيق تحويل فعال للطاقة الشمسية إلى طاقة كهربائية ذات جودة، مع احترام معايير الربط بالشبكة. تم تحليل تقنيتين في التحكم هما: التحكم بعرض النبضة الجيبية باستخدام ناقلتين أحاديتين (SPWM)، وتقنية الإزالة الانقائية للتواقيع (SHEPWM). يتضمن النظام خوارزمية MPPT من نوع Perturb & Observe، محول Boost، تنظيم تيار الحقن في الشبكة، ومرشح LCL. أظهرت نتائج المحاكاة كفاءة جيدة، تياراً شبهاً جيبياً ومستوى منخفض من التشوه التواقي (THD) متوافقاً مع المعايير التقنية.

الكلمات المفتاحية: محول NPC، T-Type NPC، الطاقة الكهروضوئية، الشبكة، Boost، SPWM، SHEPWM، MPPT.

الكهربائية، تنظيم التيار، مرشح LCL، محاكاة MATLAB/Simulink.