الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique Et Populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère De L'enseignement Supérieur Et De La Recherche Sientifique

جامعة غرداية

Numéro d'inscription

Université De Ghardaïa

…/……./……

كلية العلوم والتكنولوجيا

Faculté De Science Et De La Technologie

قسم الآلية والكهروميكانيك

Département De Automatiques Et Electromechaniques

Mémoire De Fin D'études Présenté En Vue De L'obtention Partielle Des Eigences Du Diplome De

Master

Domaine D'étude: Science Et Technologie

Filière: Energie renouvelable en électrotechnique

Spécialité: Energie renouvelable en électrotechnique

Thème

Commande par mode glissant appliquée à une machine synchrone à aimants permanents pour systèmes photovoltaïques

Présentée par:

BENABDELHAFID MEROUA

Soutenue publiquement le: 13/06/2026

Membres du jury:

Zegaui Abdellah	**Pr**	Univ. Ghardaïa	**Président**
Alali Mohammed	**MAA**	Univ. Ghardaïa	**Examinateur**
Jilali El Arbi	**MCB**	Univ. Ghardaïa	**Examinateur**
Sellah Mourad	**MCB**	Univ. Ghardaïa	**Encadreur**

Année universitaire: 2026/2027

Résumé

Le présent travail traite de la commande par mode glissant appliquer à une machine synchrone à aimants permanents MSAP alimentée par un générateur photovoltaïque .L'objectif principal est de concevoir et d'évaluer une stratégie de commande robuste assurant des performances dynamiques , tout en garantissant une exploitation optimal de l'énergie solaire .La machine synchrone à aimants permanants se distingue par son rendement élevé , Sa densité de puissance importante et sa faible maintenance , ce qui en fait un choix privilégie pour les systèmes d'entrainement alimentés par des sources d'énergie renouvelables .ce pendant , les variations de l'irradiation solaire et les perturbations externes affecent la stabilité et la qualité de la puissances délivrée . Afin d'y remédier , la commande par mode glissant a été adoptée pour sa capacité à maintenir des performances stables malgré les incertitudes du système et les non-linéarités du modèle. L'étude a été menée par simulation sous MATLAB/Simulink ,permettant la modélisation complète du générateur photovoltaïque , des convertisseur statiques et de la machine synchrone , ainsi que l'implémentation de la commande proposée. Les résultats obtenus montrent que la commande par mode glissant offre régulation précise de la vitesse et du couple , une robustesse accrue face aux variations de l'ensoleillement, et une meilleure efficacité énergitique du système globale .

Mots clés : MSAP, Commande par mode glissant, Générateur photovoltaïque, Irradiation solaire, Vitesse.

Abstract

This work deals with the sliding mode control applied to a permanent magnet synchronous machine PMSM powered by a photovoltaic generator. The main objective is to design and evaluate a robust control strategy ensuring dynamic performance while guaranteeing the optimal use of solar energy.The permanent magnet synchronous machine is distinguished by its high efficiency,high power density,and low maintenance requirements,making it a preferred choice for drive systems powered by energy sources. However, variation in solar irradiation and external disturbances affect the stability and quality of delivered power .To overcome these issues,sliding mode control was adopted due to its ability to maintain stable performance despite system uncertainties and model non linearity. The study was carried out through simulation using MATLAB / SIMULINK ,enabling the complete modeling of the photovoltaic generator ,static converters ,and the synchronous machine,as well as the implementation of the proposed control strategy .The obtained results show that sliding mode control provides precise regulation of speed and torque ,increased robustness against solar irradiation variation , and improved energy efficiency of the overall system.

Keywords: PMSM,Slidingmode control,photovoltaicgenerator, Solar irradiation,Speed.

الملخص

يتناول هذا العمل تطبيق التحكم بالوضع الانزلاقي على آلة متزامنة ذاتمغناطيس دائم (PMSM) مزودة بالطاقة بواسطة مولد كهروضوئي. يتمثل الهدف الرئيسي في تصميم وتقييم استراتيجية تحكم متينة تضمن الأداء الديناميكي مع تحقيق الاستغلال الأمثل للطاقة الشمسية.

تتميز الآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم بكفاءتها العالية، وكثافة قدرتها المرتفعة، ومتطلبات الصيانة المنخفضة، مما يجعلها خيارًا مفضلًا لأنظمة القيادة المعتمدة على مصادر الطاقة المتجددة. ومع ذلك، فإن تغير الإشعاع الشمسي والاضطرابات الخارجية يؤثران على استقرار وجودة القدرة المقدمة.

وللتغلب على هذه المشكلات، تم اعتماد التحكم بالوضع الانزلاقي نظرًا لقدراته على الحفاظ على أداء مستقر رغم عدم يقين النظام ولاخطية النموذج.

أُنجزت هذه الدراسة من خلال المحاكاة باستخدام برنامجMATLAB / Simulink ، مما أتاح النمذجة الكاملة للمولد الكهروضوئي، والمبدلات الساكنة، والآلة المتزامنة، بالإضافة إلى تنفيذ استراتيجية التحكم المقترحة.

وتُظهر النتائج المتحصل عليها أن التحكم بالوضع الانزلاقي يوفر تنظيمًا دقيقًا للسرعة والعزم، ومتانة أكبر في مواجهة تغيرات الإشعاع الشمسي، وتحسينًا في الكفاءة الطاقوية للنظام ككل.

الكلمات المفتاحية

آلة متزامنة ذاتمغناطيس دائم، التحكم بالوضع الانزلاقي، المولد الكهروضوئي, الإشعاع الشمسي, السرعة .

Remerciements

Je rends grâce à dieu ,Seigneur des mondes ,qui m'a accordé l'aide ,la force et la patience nécessaire pour mener à bien ce travail scientifique .

J'exprime ma profonde gratitude et mes sincères remercîments à mes chers parents pour leur soutien constant et les nombreux sacrifices qu'ils ont consentis en vue de mon éducation et de ma formation ,leur accompagnement indéfectible a grandement contribué à l'aboutissement de ce mémoire.

J'adresse également mes vifs remerciements à mon encadrant monsieur SELLAH MOURAD maitre de conférences à l'Université de Ghardaïa ,pour son encadrement ,Ses orientation ,Son suivi scientifique rigoureux ainsi que pour ses précieux conseils issus de son expertise académique qui ont été déterminants dans la réalisation de ce travail .

Je tiens par ailleurs à remercier l'ensemble des enseignants du département de mécanique et d'électromécanique pour les efforts fournis dans ma formation scientifique.

Enfin , je remercie les honorables membres du jury d'avoir accepté d'examiner et de discuter ce travail et toutes les personnes qui ont contribué , de près ou de loin à la réalisation de ce travail et je prie Dieu de les récompenser dela meilleure des récompenses.

Sommaire

Introduction Générale _____ *1*

1. Modélisation du système étudié _____ *3*

1.1. Introduction _____ **3**

1.2. Présentation générale de la machine synchrone à aimants permanents _____ **3**

1.2.1. Constitution et principe de fonctionnement _____ 4

.1.2.2 Avantages‘ inconvénients et domaines d'application de la MSAP _____ 5

1.3. Modélisation mathématique de la MSAP _____ **6**

1.3.1. Modèle dans le repère abc _____ 7

1.3.2. Transformation de Park (repère d-q) _____ 8

1.3.3. Équations électriques dans le repère d-q _____ 10

1.3.4.Équation mécanique _____ 10

1.4. Modélisation du convertisseur statique (onduleur) _____ **11**

1.4.1. Structure de l'onduleur triphasé _____ 11

1.4.2. Principe de fonctionnement _____ 12

1.4.3. Modélisation mathématique _____ 13

1.5. Modélisation du générateur photovoltaïque _____ **14**

1.5.1. Principe de la cellule photovoltaïque _____ 14

1.5.2. Modèle électrique du générateur PV _____ 15

1.5.3. Influence de l'irradiation et de la température _____ 16

1.6. Conclusion _____ **18**

2. Commande par mode glissant de la MSAP _____ *20*

2.1. Introduction _____ **20**

2.2. Généralités sur la commande par mode glissant _____ **20**

2.2.1. Principe du mode glissant _____ 21

2.2.2. Avantages et inconvénients _____ 22

2.3. Conception de la commande par mode glissant de la MSAP _____ **24**

2.3.1. Choix des surfaces de glissement _____ 24

2.3.2. Condition d'atteignabilité _____ 24

2.3.3. Loi de commande _____ 25

2.3.4. Analyse de stabilité _____ 25

2.3.5. Application de l'algorithme Super- Twisting _____ 26

2.4. Implémentation de la commande _____ **27**

2.4.1. Schéma global de commande _____ 29

2.4.2. Paramètres de simulation _____ 29

2.5. Résultats de simulation et discussions _____ **31**

2.5.1. Réponse dynamique _____ 31

2.5.2. Robustesse face aux perturbations _____ 35

2.6. Conclusion _____ **38**

3. Commande MPPT basée sur les réseaux de neurones ____ *40*

3.1. Introduction ____ **40**

3.2. Généralités sur le MPPT ____ **40**

3.2.1. Principe de la poursuite du point de puissance maximale ____ 40

3.2.2. Méthodes de poursuite du point de puissance maximale ____ 42

3.2.3. Le convertisseur statique Hacheur survolteur (Boost) ____ 42

3.2.4. La commande MLI ____ 44

3.2.5. Étage d'adaptation pour générateur PV avec fonction MPPT ____ 45

3.2.6. Algorithme de Perturbation et Observation (P&O) ____ 46

3.3. Réseaux de neurones artificiels ____ **47**

3.3.1. Principe de fonctionnement ____ 47

3.3.2. Structure du réseau neuronal ____ 48

3.4. MPPT neuronal appliqué au générateur photovoltaïque ____ **49**

3.4.1. Architecture du MPPT neuronal ____ 50

3.5. Implémentation de la commande ____ **51**

3.5.1. Schéma global de commande ____ 51

3.5.2. Paramètres de simulation ____ 52

3.6. Résultats de simulation et analyse ____ **52**

3.7. Conclusion ____ **55**

4. Architecture du système global et validation ____ *57*

4.1. Introduction **57**

4.2. Description de l'architecture globale du système ____ **57**

4.2.1. Couplage générateur PV – Onduleur – MSAP ____ 59

4.2.2. Intégration de la commande SMC et du MPPT neuronal ____ 62

4.3. Simulation du système complet ____ **64**

4.3.1. Conditions de test (Variation cyclique de l'ensoleillement et de la température) ____ 67

4.3.2. Résultats obtenus ____ 67

4.4. Analyse et discussion des performances ____ **74**

4.4.1. Performances dynamiques ____ 74

4.4.2. Robustesse et stabilité ____ 75

4.5. Conclusion ____ **75**

5. Conclusion générale ____ *77*

5.1.Bilan des contributions ____ **77**

5.2.Principaux enseignements ____ **78**

5.3.Perspectives ____ **78**

Bibliographie ____ *79*

Annexes ____ *82*

Liste des figures

Figure 1.1Vue photographique d'un moteur synchrone à aimants permanents à géométrie cylindrique. 4

Figure 1.2Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents. 7

Figure 1.3Schéma équivalent du MSAP dans le repère « dq ». 10

Figure 1.4Vue réaliste d'un onduleur triphasé de tension (VSI) alimentant un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP). 12

Figure 1.5Schéma de l'onduleur de tension triphasée alimentant la MSAP. 12

Figure 1.6Principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque. 15

Figure 1.7Schéma électrique d'un générateur photovoltaïque basé sur le modèle à une diode. 15

Figure 1.8Influence de l'ensoleillement sur les courbes (I-V et P-V). ***Error! Bookmark not defined.***

Figure 2.1Phases du mode glissant (phase d'atteinte et phase de glissement). 21

Figure 2.2Phénomène de chattering autour de la surface de glissement. 23

Figure 2.3Schéma bloc de la commande par mode glissant Super-Twisting (SMC-ST) appliquée à la MSAP avec régulation de courant par hystérésis. 28

Figure 2.4Logigramme de l'algorithme de commande par mode glissant Super-Twisting (SMC-ST) pour la régulation de vitesse de la MSAP. 28

Figure 2.5Schéma global du système d'entraînement et de la commande de la MSAP sous MATLAB/Simulink. 29

Figure 2.6Évolution de la vitesse mécanique ωm et de la vitesse de référence ω_mref. 32

Figure 2.7Courants statoriques triphasés mesurés Isabc. 32

Figure 2.9Courant statorique de la phase a mesuré Isa et sa référence "Is"_"aref" . 33

Figure 2.8Courant statorique de la phase b mesuré Isa et sa référence Isare f 33

Figure 2.10Courant statorique de la phase c mesuré Isc et sa référence Iscre f . 33

Figure 2.11Couple électromagnétique Ce et couple de charge Cr . 35

Figure 2.12Couple électromagnétique Ce et couple de charge Cr. 36

Figure 2.13Évolution de la vitesse mécanique ωm et de la vitesse de référence ω_mref. 36

Figure 2.14Courants statoriques triphasés mesurés Isabc. 37

Figure 2.15Courant statorique de la phase A mesuré Isa et sa référen Is_"are f" . 37

Figure 2.16Courant statorique de la phase B mesuré Isb et sa référence Isbre f . 37

Figure 2.17ourant statorique de la phase C mesuré Isc et sa référence Iscre f . 38

Figure 3.1Caractéristiques courant–tension (I–V) et puissance–tension (P–V) d'un générateur photovoltaïque avec indication du point de puissance maximale (MPP). 41

Figure 3.2 Schéma du convertisseur DC-DC de type Boost. 43

Figure 3.3Principe de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) avec comparateur et signal triangulaire. 45

Figure 3.4Structure générale d'un système PV avec étage d'adaptation et MPPT. 45

Figure 3.5Logigramme de l'algorithme Perturbation et Observation (P&O). 47

Figure 3.6Schéma d'un neurone artificiel. 47

Figure 3.7Structure typique d'un réseau neuronal multicouche (MLP). 48

Figure 3.8Architecture du MPPT neuronal basé sur les mesures d'irradiation et de température pour la commande d'un convertisseur Boost.. 50

Liste des figures

Figure 3.9Architecture du contrôleur MPPT basé sur un réseau de neurones artificiels utilisant l'irradiation G et la température T comme entrées. La sortie du réseau est le rapport cyclique optimal Dopt du convertisseur Boost _____ *51*

Figure 3.10Bloc Simulink du réseau de neurones artificiels généré automatiquement après la phase d'apprentissage à l'aide de la fonction MATLAB gensim(net). _____ *51*

Figure 3.11Shema block simulink du MPPT neuronal basé sur les mesures d'irradiation et de température pour la commande d'un convertisseur Boost. _____ *52*

Figure 4.1Architecture globale du système photovoltaïque alimentant une MSAP avec commande hiérarchique basée sur le MPPT et le mode glissant d'ordre deux (Super-Twisting). _____ *58*

Figure 4.2 Modèle Simulink du circuit de puissance : générateur PV, convertisseur Boost, bus continu, onduleur triphasé et MSAP. _____ *65*

Figure 4.3 Modèle Simulink du circuit de commande : MPPT neuronal, régulateur PI du bus DC, contrôleur SMC-ST, transformation dq2abc, régulateur à hystérésis. _____ *65*

Figure 4.4Profil de l'irradiation solaire G(t) sur les 42 s de simulation. _____ *70*

Figure 4.5Profil de la température T(t) appliquée au générateur photovoltaïque. _____ *70*

Figure 4.6Évolution de la tension VP en sortie du champ photovoltaïque. _____ *71*

Figure 4.7Évolution du courant IPV délivré par le générateur PV. _____ *71*

Figure 4.8Rapport cyclique D généré par le réseau de neurones MPPT. _____ *72*

Figure 4.9Puissance PPV extraite du générateur photovoltaïque. _____ *72*

Figure 4.10Tension du bus continu VDC. _____ *73*

Figure 4.11Vitesse électrique mesurée ωeωe et vitesse de référence ωe∗. _____ *73*

Figure 4.12Couple électromagnétique Ce et couple de charge Cr. _____ *73*

Figure 4.13Courants statoriques triphasés ia, ib, ic de la MSAP. _____ *74*

Liste des tableaux

Tableau 2.1Paramètres de la machine et de la simulation. _____ *30*

Tableau 2.2Paramètres de l'algorithme Super- Twisting. _____ *30*

Tableau 3.1Comparaison de quelques méthodes MPPT. _____ *42*

Tableau 3.2 Architecture du réseau neuronal proposé. _____ *50*

Introduction Générale

L'énergie solaire photovoltaïque s'impose aujourd'hui comme l'une des sources d'énergie renouvelable lesplus prometteuses et stratégiquement importantes à l'échelle mondiale, particulièrement dans les régions bénéficiant d'un ensoleillement intense et régulier. Elle permet de convertir directement l'énergie solaire en électricité exploitable à l'aide de panneaux photovoltaïques, ouvrant ainsi la voie à des applications variées et durables. L'exploitation optimale de cette énergie nécessite cependant l'utilisation de systèmes de conversion performants, de stratégies de commande avancées et de machines électriques capables d'assurer une alimentation stable, continue et efficace.

Parmi ces machines, la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) suscite un intérêt particulier en raison de son rendement énergétique élevé, de sa densité de puissance importante et de ses performances dynamiques remarquables. Son alimentation à partir d'une source photovoltaïque implique néanmoins des contraintes techniques significatives : la variabilité de l'irradiation solaire, les fluctuations de tension et la nature non linéaire du système peuvent compromettre la stabilité et l'efficacité globale.

Pour relever ces défis, il est essentiel d'adopter des stratégies de commande avancées. La commande par mode glissant d'ordre deux, basée sur l'algorithme Super-Twisting, constitue une solution particulièrement adaptée aux systèmes non linéaires soumis à des perturbations externes. Cette approche robuste permet d'assurer un suivi précis de la référence, une convergence rapide, une grande insensibilité aux incertitudes paramétriques et une réduction significative du phénomène de chattering, contribuant ainsi à la fiabilité et à la durabilité du système.

L'objectif principal de ce mémoire consiste à appliquer cette commande par mode glissant d'ordre deux à la supervision d'une MSAP alimentée par un générateur photovoltaïque, afin d'optimiser les performances dynamiques du système tout en garantissant stabilité, robustesse et capacité d'adaptation aux variations environnementales.

Le mémoire est structuré en quatre chapitres, précédés d'une introduction et suivis d'une conclusion générale :

- **Chapitre 1 :** Modélisation détaillée de la MSAP, du convertisseur statique onduleur et du générateur photovoltaïque, servant de base à l'analyse dynamique du système.
- **Chapitre 2 :** Commande par mode glissant d'ordre deux appliquée à la MSAP, avec validation par simulation de la robustesse, de la précision et de la rapidité de réponse.
- **Chapitre 3 :** Technique de suivi du point de puissance maximale (MPPT) appliquée au générateur photovoltaïque, reposant sur une approche par réseaux de neurones, et démonstration de son efficacité à travers les simulations.
- **Chapitre 4 :** Proposition d'une architecture intégrée combinant la commande Super-Twisting de la MSAP et le générateur photovoltaïque piloté par le MPPT neuronal, validée par des résultats de simulation complets et cohérents.

La conclusion générale synthétise les principaux résultats et contributions de ce travail, mettant en évidence l'efficacité de l'architecture proposée et sa capacité à maintenir des performances optimales malgré les perturbations climatiques et les variations de charge, offrant ainsi une solution robuste et durable pour les systèmes photovoltaïques modernes.

1. Modélisation du système étudié

1.1. Introduction

L'intégration efficace des sources d'énergie renouvelable, notamment l'énergie solaire photovoltaïque, dans les systèmes d'entraînement électrique modernes représente un enjeu majeur pour la transition énergétique. Au cœur de ces systèmes, la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) se distingue par son rendement élevé, sa grande fiabilité et sa forte densité de puissance. Pour garantir des performances optimales, notamment en termes de dynamique et de robustesse, il est indispensable de développer des stratégies de commande avancées.

Cependant, la conception d'une loi de commande performante repose inévitablement sur une connaissance approfondie du comportement du système à piloter. La première étape cruciale de notre étude consiste donc à établir un modèle mathématique fidèle et complet de l'ensemble de la chaîne de conversion d'énergie, permettant de comprendre la dynamique du système et de prévoir son comportement. Il convient de noter que les machines électriques sont généralement modélisées par des équations non linéaires, ce qui complique leur analyse et nécessite le développement de stratégies de commande avancées pour gérer ces complexités.

Ce chapitre est entièrement consacré à la modélisation des différents composants de notre système. Nous commencerons par présenter la machine synchrone à aimants permanents, son principe de fonctionnement et ses domaines d'application. Ensuite, nous développerons son modèle mathématique dans différents repères pour en simplifier l'analyse. Nous poursuivrons avec la modélisation de l'onduleur de tension qui sert d'interface de puissance, ainsi que celle du générateur photovoltaïque, en tenant compte des facteurs environnementaux qui influencent sa production. L'ensemble de ces modèles constituera le fondement sur lequel les stratégies de commande, qui seront détaillées dans les chapitres suivants, seront élaborées et validées.

1.2. Présentation générale de la machine synchrone à aimants permanents

L'utilisation des aimants permanents remonte au début du XIXe siècle. Grâce aux progrès technologiques, les aimants modernes (alliages métalliques ou Terres rares comme le Néodyme-Fer-Bore) ont permis leur intégration comme inducteurs dans les machines synchrones. Cela confère à ces machines une induction de saturation élevée, une faible désaimantation, une densité de puissance supérieure et une énergie maximale stockée importante. La figure 1.1 illustre un moteur à aimants en géométrie cylindrique.

Dans la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), l'inducteur est remplacé par des aimants, éliminant les balais et les pertes rotoriques. La MSAP est utilisée dans les machines-outils, la robotique, les générateurs aérospatiaux et la traction électrique, bien que sa puissance soit généralement limitée à quelques dizaines de kilowatts pour éviter la dégradation magnétique. Ces propriétés rendent la MSAP idéale pour des

actionneursnécessitant haute densité de puissance et performances élevées, notamment dans les systèmes embarqués.



Figure 1.1Vue photographique d'un moteur synchrone à aimants permanents à géométrie cylindrique.

Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont des machines à courant alternatif dont la vitesse de rotation est directement proportionnelle à la fréquence d'alimentation [1].La vitesse synchrone est assurée par un champ rotorique généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. Les machines synchrones se divisent en rotors bobinés, à réluctance et à aimants permanents, cette dernière étant particulièrement intéressante grâce aux aimants performants offrant faible désaimantation, énergie stockée élevée, induction de saturation et champ coercitif supérieur. Ces caractéristiques rendent la MSAP très compétitive, même par rapport aux machines asynchrones en moyenne puissance [2].

1.2.1. Constitution et principe de fonctionnement

Le moteur synchrone se compose de deux parties principales : le rotor mobile, qui constitue l'inducteur, et le stator fixe portant les enroulements de l'induit, séparés par l'entrefer. Le stator des machines synchrones triphasées, à pôles saillants ou lisses, comporte trois enroulements identiques décalés de 120° électriques. Alimentés par un système triphasé équilibré, ils génèrent un champ magnétique tournant dont la vitesse dépend du nombre de paires de pôles et de la pulsation des courants statoriques [3]. Structurellement, le stator est un empilage de tôles magnétiques isolées, avec des encoches logeant les enroulements.

La relation entre la vitesse mécanique et la pulsation est donnée par l'équation (1.1):

$$\Omega = \frac{\omega}{p} \qquad 1.1$$

Avec :

- ω : Pulsation des courants statoriques [rad/s] ;
- p : Nombre de paires de pôles de la machine ;
- Ω : Vitesse de rotation mécanique de la machine [rad/s].

Le rotor, intégrant les aimants permanents, simplifie la machine en éliminant balais et collecteurs, supprimant ainsi les pertes rotoriques. Cependant, le flux rotorique n'est plus commandable [4] [5].

Sous l'effet du champ magnétique tournant de l'entrefer, l'enroulement du stator subit une force électromotrice (f.e.m.) $e(t)$, de valeur efficace E donnée par l'équation (1.2) :

$$E = K \cdot N \cdot \Phi \cdot f = K \cdot N \cdot \Phi \cdot p \cdot n_s = K' \cdot \Phi \cdot n_s \qquad 1.2$$

Où :

- E : Valeur efficace de la f.e.m. induite [V] ;
- K : Coefficient de Kapp, caractéristique de la machine ;
- N : Nombre de conducteurs par phase (1 spire = 2 conducteurs) ;
- Φ : Flux maximal à travers un enroulement [Wb] ;
- f : Fréquence du courant statorique [Hz] ;
- p : Nombre de paires de pôles ;
- n_s : Vitesse de rotation [tr/s] ;
- K' : Constante globale du moteur ($K' = K \cdot N \cdot p$).

Le fonctionnement des moteurs à aimants permanents repose sur l'interaction magnétique, seuls les enroulements statoriques sont alimentés, générant un champ tournant qui produit un couple électromagnétique orientant le rotor constitué d'aimants permanents. L'alimentation des différentes phases crée un pôle statorique qui attire le pôle opposé du rotor, provoquant sa rotation. Le déplacement angulaire du rotor est déterminé par la commutation des phases. Cette structure est largement utilisée par les constructeurs [5].

1.2.2. Avantages‹ inconvénients et domaines d'application de la MSAP

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) se distingue par de nombreux atouts qui la rendent particulièrement performante par rapport aux autres types de machines électriques. Son rendement élevé, sa structure compacte et robuste, son couple élevé, sa maintenance réduite et sa dynamique rapide en font un choix privilégié par rapport à la machine à courant continu (MCC) et à la machine asynchrone (MAS). Ces qualités expliquent sa large utilisation dans divers domaines tels que l'industrie, la robotique, l'électroménager, les véhicules électriques et les systèmes d'énergies renouvelables. Cependant, cette technologie présente également des limites : flux rotorique non commandable, coups de détente (cogging torque), sensibilité aux surcharges et coût élevé des aimants sont autant de contraintes à prendre en compte. Nous présentons ci-après un aperçu détaillé de ces avantages, inconvénients et applications.

A. Avantages des machines à aimants permanents

- **Maintenance réduite et couple élevé :** absence de balais et de collecteurs, ce qui les rend plus fiables et moins exigeants en entretien que la machine à courant continu (MCC).

- **Rendement élevé :** suppression des pertes rotoriques par effet Joule, contrairement à la machine asynchrone (MAS), améliorant l'efficacité énergétique [6][7].
- **Structure compacte et robuste :** les aimants permanents remplacent le rotor bobiné, offrant plus de stabilité et une meilleure compacité par rapport aux MAS.
- **Réponse dynamique rapide :** moment d'inertie faible permettant une accélération plus rapide que celle des MAS.
- **Autonomie d'excitation :** contrairement aux MAS, les MSAP n'ont pas besoin de source de courant externe pour le rotor.

B. Inconvénients des machines à aimants permanents

- **Flux rotorique non commandable :** contrairement à la machine à courant continu (MCC) ou à la machine asynchrone (MAS) avec excitation contrôlable, le flux dans la MSAP dépend uniquement des aimants permanents.
- **Coups de détente (cogging torque)** : ce phénomène est spécifique à la MSAP et n'existe pas dans les MCC ni les MAS classiques.
- **Limites de puissance :** les MSAP peuvent subir une désaimantation à fortes températures ou surcharges, alors que les MCC et MAS peuvent gérer plus facilement certaines surcharges grâce à un rotor bobiné.
- **Coût élevé des aimants à Terres rares :** contrairement aux MCC et MAS, la MSAP nécessite des matériaux coûteux pour certaines puissances.
- **Complexité pour grandes machines ou haute vitesse :** la conception d'une MSAP de très grande taille ou à très haute vitesse est plus délicate que celle d'une MCC ou d'une MAS équivalente [8].

C. Domaines d'application des machines à aimants permanents

Grâce à sa polyvalence, le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une vaste gamme de puissances, allant de quelques centaines de watts pour les servomoteurs à plusieurs mégawatts pour la propulsion navale [9] [6]. Ses applications principales incluent :

- **Équipements domestiques :** Machines à laver, électroménager haute performance.
- **Industrie automobile :** Propulsion de véhicules électriques et hybrides.
- Technologies de l'information : Entraînements de précision (lecteurs optiques, disques durs).
- **Outillage et santé :** Outils portatifs, robots chirurgicaux, fraises dentaires.
- **Robotique et servomécanismes :** Actionneurs de précision pour l'industrie.
- **Énergies renouvelables :** Génératrices pour éoliennes et systèmes photovoltaïques.
- **Transport et défense :** Propulsion de sous-marins, traction ferroviaire et aéronautique.
- **Industrie lourde :** Machines-outils à commande numérique (MOCN).

1.3. Modélisation mathématique de la MSAP

L'étude d'un système physique nécessite une modélisation pour comprendre son comportement et les mécanismes de fonctionnement. La modélisation de la machine

synchrone à aimants permanents (MSAP) facilite l'analyse et la simulation de ses applications de moyenne et haute puissance. Selon le niveau de simplification choisi, les phénomènes physiques peuvent être pris en compte partiellement ou totalement. Pour simplifier le modèle, on suppose un circuit magnétique non saturé, une f.e.m. sinusoïdale et on néglige les effets de température, d'hystérésis, de courants de Foucault, l'effet de peau, l'uniformité de l'entrefer et l'effet d'encoche. La figure 1.2 illustre la disposition des enroulements statoriques d'une MSAP triphasée.

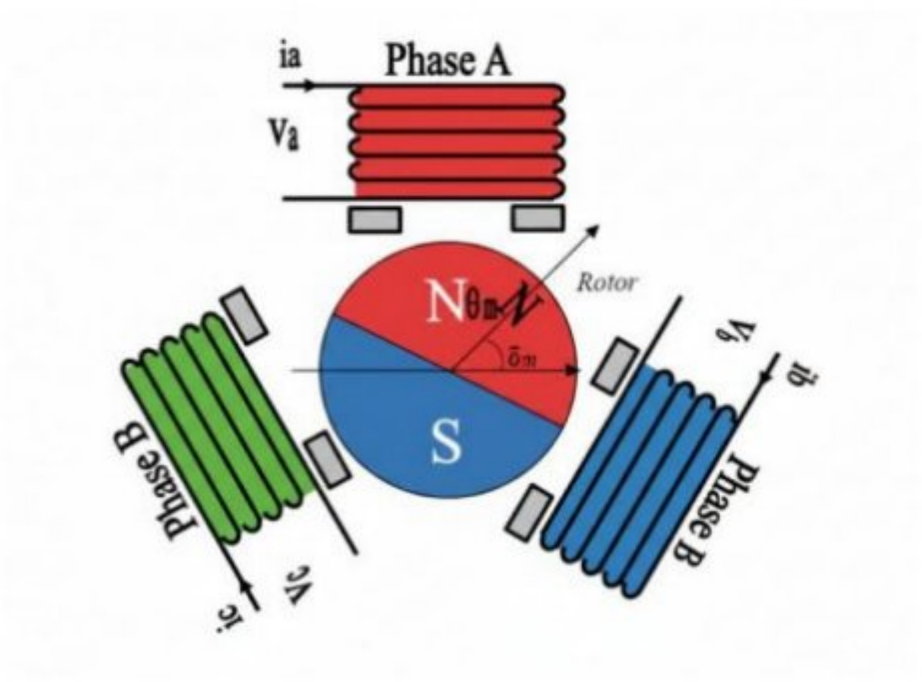


Figure 1.2Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.

1.3.1. Modèle dans le repère abc

Le comportement de la machine est défini par trois types d'équations : électriques, magnétiques et mécaniques. Les équations électriques du stator, pour une machine sans rotor amortisseur, l'équation (1.3)s'écrit comme suit :

$$\mathrm{V}_s = \mathrm{R}_s\mathrm{I}_s + \frac{d\psi_s}{dt} \qquad 1.3$$

Où les vecteurs et matrices sont définis par (1.4) :

$$\mathrm{V}_s = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}, \quad \mathrm{I}_s = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}, \quad \psi_s = \begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix}, \quad \mathrm{R}_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \qquad 1.4$$

- V_s : vecteur des tensions simples appliquées aux phases a, b, c (en V) ;
- I_s: vecteur des courants de phase (en A) ;
- ψ_s : vecteur des flux totaux traversant chaque phase (en Wb) ;
- $\mathrm{R}_s = R_s\mathrm{I}_3$. Avec R_s la résistance d'une phase (en Ω), I_3 la matrice identité d'ordre 3.

Les flux statoriques totalisent la contribution des courants statoriques et celle des aimants permanents (1.5) :

$$\psi_s = [L_{ss}]\mathrm{I}_s + \psi_f(\theta) \qquad 1.5$$

Avec $[L_{ss}]$ la matrice des inductances statoriques (en H) et $\psi_f(\theta)$ le vecteur des flux produits par les aimants à travers les enroulements.

Le flux dû aux aimants est sinusoïdal en fonction de la position électrique θ du rotor (1.6) :

$$\psi_f(\theta) = \psi_f \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad 1.6$$

Où ψ_f est l'amplitude du flux magnétique créé par les aimants (supposé constant).

La matrice d'inductance se décompose en une partie constante et une partie variant avec la position (due à la saillance éventuelle) (1.7) :

$$[L_{ss}] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad 1.7$$

Avec

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad 1.8$$

$$[L_{s2}(\theta)] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos 2\theta & \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos 2\theta \end{bmatrix} \quad 1.9$$

Dans ces expressions :

- L_s : l'inductance propre moyenne d'une phase (en H) ;
- M_s : l'inductance mutuelle moyenne entre deux phases (en H, généralement négative) ;
- L_{s2} : l'amplitude de la variation due à la saillance (en H) ;
- θ : la position électrique du rotor (en rad), reliée à la position mécanique θ_m par $\theta = p\,\theta_m$ où p est le nombre de paires de pôles.

Pour une machine à rotor lisse (aimants montés en surface), $L_{s2} = 0$ et la matrice $[L_{ss}]$ est constante.

1.3.2. Transformation de Park (repère d-q)

La dépendance explicite en θ rend le modèle dans le repère abc peu adapté à la commande. La transformation de Park (ou transformation directe en repère tournant dq) permet d'obtenir un modèle à coefficients constants en projetant les grandeurs statoriques sur un repère lié au rotor. A l'aide de la transformation de Park, on passe des

grandeurs statoriques réelles (tension, courant, flux) à leurs composantes fictives appelées les composantes d-q.

En choisissant une transformation conservant l'amplitude (facteur $2/3$), les courants et flux dans le repère (d, q)s'obtiennent par (1.10) et (1.11) :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad 1.10$$

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix} \quad 1.11$$

Les composantes d et q sont respectivement l'axe direct (aligné avec le flux rotorique) et l'axe en quadrature.

La transformation inverse (passage du repère d-q au repère abc) est donnée par (1.12) et (1.13) :

$$\begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad 1.12$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} \quad 1.13$$

La figure 1.3présente le schéma équivalent d'une MSAP dans le repère (d, q). Ce schéma met en évidence le couplage entre les axes d et q via les termes de vitesse $\omega_r \psi_q$ et$\omega_r \psi_d$.

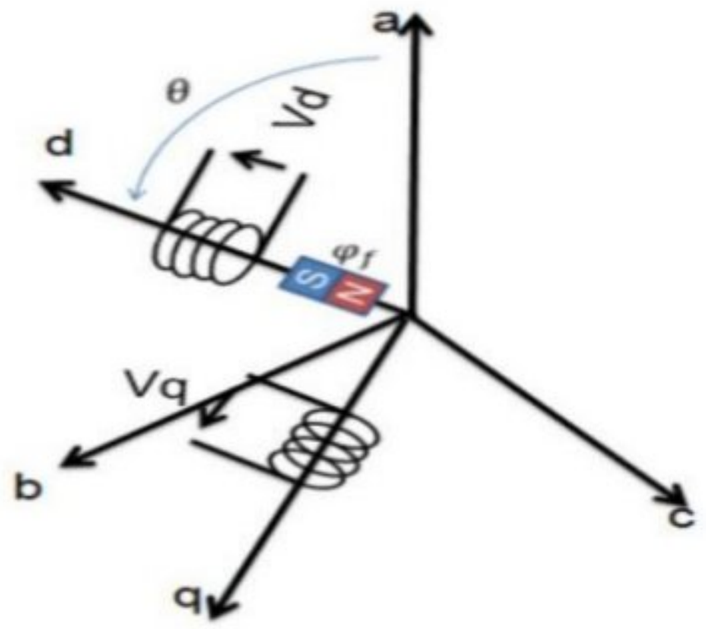


Figure 1.3Schéma équivalent du MSAP dans le repère « dq » [37].

1.3.3. Équations électriques dans le repère d-q

Appliquée aux équations de tension (1.3), la transformation de Park conduit aux équations électriques dans le repère(d, q)(1.14) :

$$\begin{aligned} v_d &= R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_r \psi_q \\ v_q &= R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_r \psi_d \end{aligned} \qquad 1.14$$

Où $\omega_r = d\theta/dt$ est la vitesse électrique du rotor (en rad/s). Les flux dq s'expriment simplement en fonction des courants et du flux des aimants (1.15) :

$$\begin{aligned} \psi_d &= L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q &= L_q i_q \end{aligned} \qquad 1.15$$

Avec les inductances synchrones définies par (1.16) :

$$\begin{aligned} L_d &= L_s + L_{s2} \\ L_q &= L_s - L_{s2} \end{aligned} \qquad 1.16$$

L_d, L_q sont respectivement les inductances synchrones directe et en quadrature (en H).

1.3.4.Équation mécanique

La partie mécanique du modèle relie le couple électromagnétique à la vitesse de rotation. L'équation du mouvement s'écrit (1.17) :

$$J\frac{d\omega_m}{dt} = \mathrm{C}_e - \mathrm{C}_\mathrm{r} - B\omega_m \qquad 1.17$$

Où :

- J est le moment d'inertie total ramené sur l'arbre (en kg·m²) ;
- ω_m est la vitesse mécanique du rotor (en rad/s), reliée à la vitesse électrique par $\omega_r = p\,\omega_m$;

- C_e est le couple électromagnétique (en Nm) ;
- C_r est le couple de charge (en Nm) ;
- B est le coefficient de frottement visqueux (en Nm·s/rad).

Le couple électromagnétique est donné par l'équation (1.18) :

$$C_e = \frac{3}{2} p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \qquad 1.18$$

Cette expression dérive de la puissance électromagnétique et de la conservation de l'énergie.

Ainsi, le modèle complet de la MSAP dans les repères (a, b, c) et (d, q) est défini par l'ensemble des paramètres $(R_s, L_d, L_q, \psi_f, p, J, B)$ et des variables $(v_{abc}, i_{abc}, \theta, \omega_m, C_r)$. La transformation de Park permet de passer d'une représentation à l'autre et constitue la base des stratégies de commande vectorielle. Ce modèle, bien que simplifié, reproduit fidèlement les principaux phénomènes dynamiques de la machine pour la plupart des applications de contrôle.

1.4. Modélisation du convertisseur statique (onduleur)

On appelle onduleur de tension un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue, c'est-à-dire par une source d'impédance interne négligeable ; sa tension U n'est pas affectée par les variations du courant i qui la traverse. La source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie. Le courant à la sortie et le courant à l'entrée dépendent de la charge placée du côté alternatif, ici la MSAP.

1.4.1. Structure de l'onduleur triphasé

La figure 1.4 illustre l'architecture d'un onduleur triphasé de tension (VSI) destiné à alimenter un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP). Cet onduleur convertit une tension continue V_{dc} en tensions alternatives triphasées pour le moteur. Il comprend trois bras identiques correspondant aux phases a, b et c, chacun doté de deux interrupteurs électroniques (IGBT ou MOSFET) en série, avec des diodes antiparallèles assurant la conduction inverse.

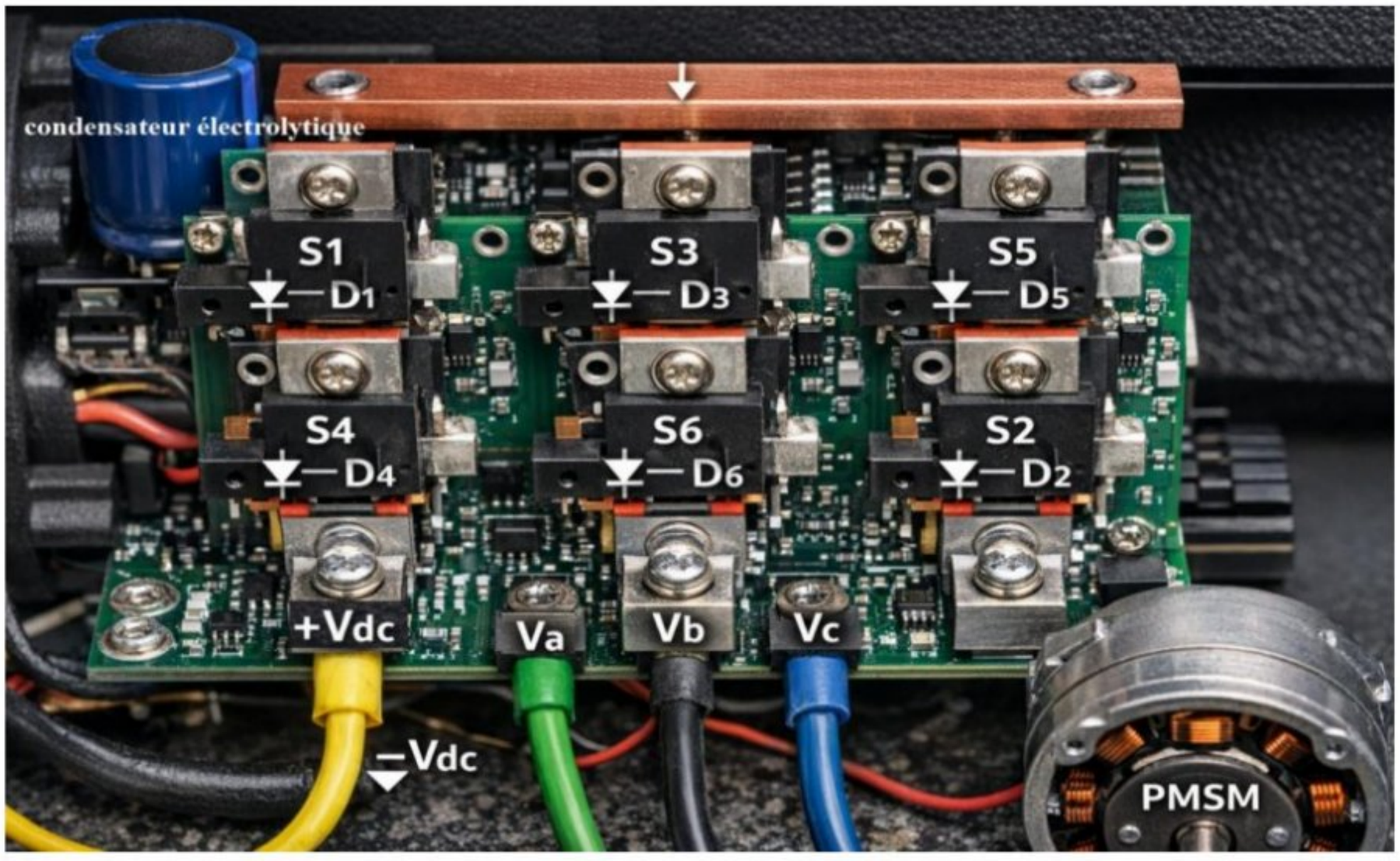


Figure 1.4Vue réaliste d'un onduleur triphasé de tension (VSI) alimentant un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP).

L'ensemble comporte donc six interrupteurs commandés et six diodes de roue libre. Les points milieux des bras fournissent les sorties triphasées Va,Vb,Vc, tandis que le bus continu, filtré par un condensateur, assure la stabilité de la tension. La commande des interrupteurs est complémentaire dans chaque bras pour éviter tout court-circuit du bus.

1.4.2. Principe de fonctionnement

L'onduleur de tension triphasé est un convertisseur statique permettant de transformer une tension continue V_{dc} en tensions alternatives triphasées dont la fréquence et l'amplitude peuvent être réglées par commande électronique des interrupteurs, comme illustré dans la figure 1.5.

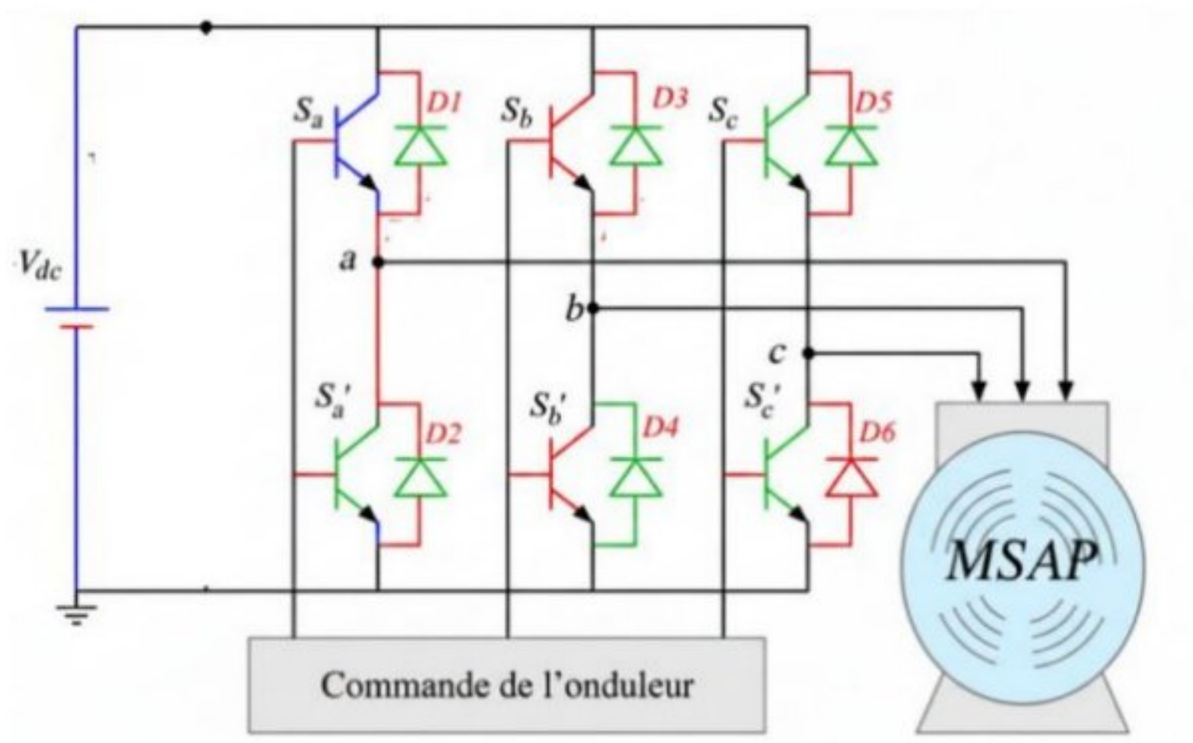


Figure 1.5Schéma de l'onduleur de tension triphasée alimentant la MSAP [10].

Pour simplifier l'étude, on suppose une commutation instantanée des interrupteurs, une chute de tension négligeable lorsqu'ils conduisent, et une charge triphasée équilibrée

couplée en étoile avec neutre isolé. Chaque bras de l'onduleur comprend deux interrupteurs commandés (généralement IGBT) montés en série entre les bornes + et − du bus continu. Pour éviter un court-circuit, les interrupteurs sont commandés de manière complémentaire : l'ouverture de l'un entraîne la fermeture de l'autre. On définit pour chaque bras $i = a, b, c$ une variable S_i.

$$S_i = \begin{cases} 1 & Si\ l'interrupteur haut\ du\ bras\ s'est\ fermé\ et\ le\ bas\ ouvert, \\ 0 & Si\ l'interrupteur haut\ du\ bras\ s'est\ ouvert\ et\ le\ bas\ fermé\ . \end{cases}$$

Les diodes antiparallèles assurent la conduction inverse et la continuité du courant dans les charges inductives lors des commutations.

L'onduleur présente $2^3 = 8$ combinaisons possibles des états des interrupteurs, correspondant à huit vecteurs de tension de sortie : deux nuls et six vecteurs actifs espacés de $60°$ dans le plan complexe. La tension de sortie n'est pas parfaitement sinusoïdale mais composée de créneaux. Pour obtenir une tension alternative réglable en amplitude et en fréquence, on utilise principalement la modulation de largeur d'impulsions (MLI ou PWM), sur laquelle nous nous concentrons ici, car elle permet de mettre en œuvre un contrôle en mode glissant basé sur le contrôle vectoriel (contrôle en flux/direct). Cette technique régule la valeur moyenne de la tension appliquée au moteur, assurant un contrôle précis du couple et de la vitesse [10].

1.4.3. Modélisation mathématique

Les tensions simples aux bornes de la charge sont reliées aux tensions de sortie de l'onduleur par rapport au point fictif o (milieu de la source continue) et à la tension du neutre n. En notant o le point fictif milieu de la source continue, on a les relations suivantes (1.19) [10], [11] :

$$\begin{aligned} V_{ao} &= V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} &= V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} &= V_{cn} + V_{no} \end{aligned} \qquad 1.19$$

Oùn est le neutre de la charge, V_{an}, V_{bn}, V_{cn} sont les tensions simples aux bornes de la machine, et V_{no} est la tension entre le neutre et le point fictif o.

La charge étant équilibrée et le neutre isolé, on a (1.20) :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \qquad 1.20$$

En sommant les équations (1.19) et en utilisant (1.20), on obtient (1.21) :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \qquad 1.21$$

En reportant (1.21) dans (1.19), on exprime les tensions simples en fonction des tensions de sortie de l'onduleur (1.22) :

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} &= -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} &= -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{aligned} \quad 1.22$$

Les tensions V_{ao}, V_{bo}, V_{co} sont déterminées par les états des interrupteurs et la tension continue V_{dc}. Si l'on suppose que la source continue est parfaite, on a $V_{io} = S_i V_{dc}$ (en prenant V_{dc} la tension du bus continu). Ainsi, en remplaçant, on obtient l'expression des tensions simples en fonction des grandeurs booléennes de commande (1.23) :

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{V_{dc}}{3}(2S_1 - S_2 - S_3) \\ V_{bn} &= \frac{V_{dc}}{3}(-S_1 + 2S_2 - S_3) \\ V_{cn} &= \frac{V_{dc}}{3}(-S_1 - S_2 + 2S_3) \end{aligned} \quad 1.23$$

Sous forme matricielle, cela s'écrit (1.24):

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad 1.24$$

1.5. Modélisation du générateur photovoltaïque

Le générateur photovoltaïque (PV) constitue la source principale d'énergie dans de nombreux systèmes solaires. La modélisation précise de son comportement est essentielle pour le dimensionnement et l'optimisation des systèmes PV [12], [13], [14].

1.5.1. Principe de la cellule photovoltaïque

Une cellule photovoltaïque convertit directement l'énergie lumineuse en énergie électrique via l'effet photovoltaïque. Lorsqu'un photon incident a une énergie supérieure à la bande interdite du semi-conducteur (généralement le silicium), il crée une paire électron-trou. Ces charges sont séparées par le champ interne de la jonction PN, générant un courant proportionnel à l'éclairement [12]. La figure 1.6 illustre ce principe de fonctionnement.

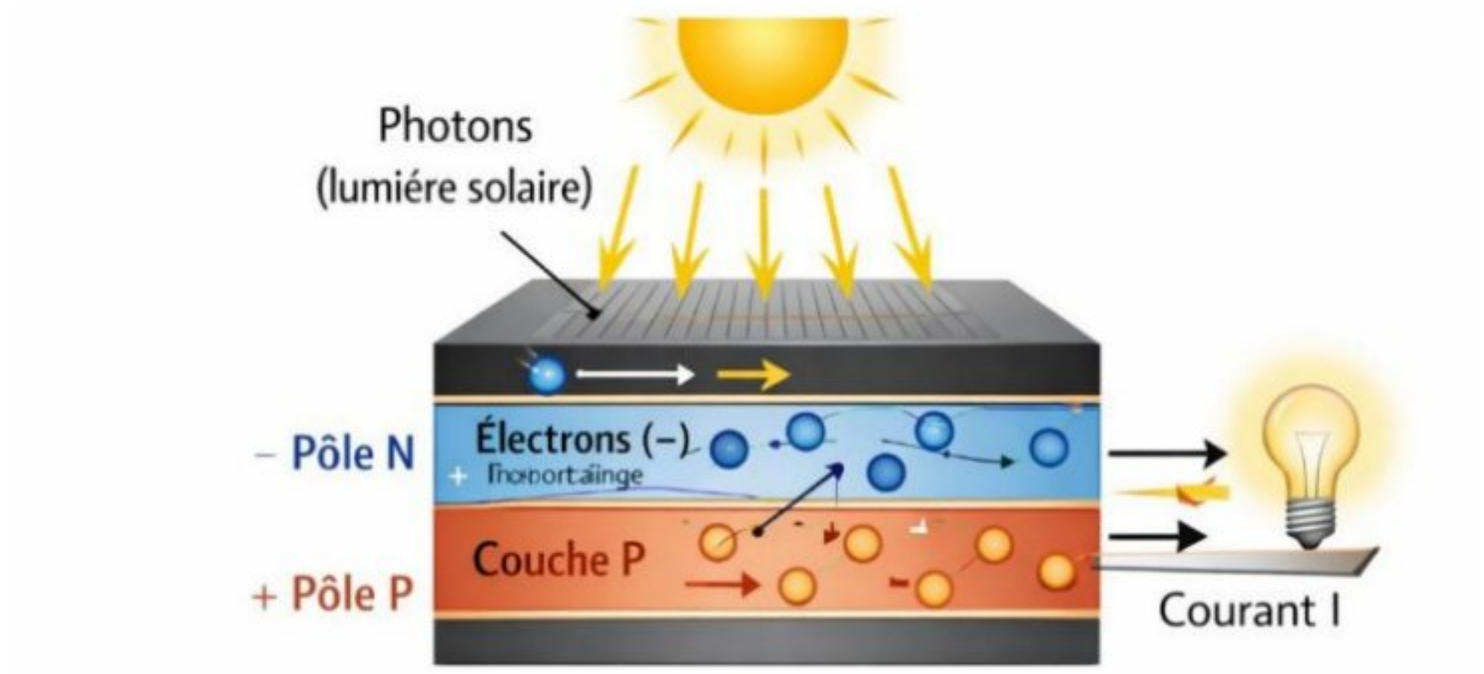


Figure 1.6Principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque [12].

Le modèle électrique simple représente la cellule par une source de courant (I_{ph}) en parallèle avec une diode, avec des pertes ohmiques modélisées par une résistance série R_s et une résistance shunt R_{sh} .

1.5.2. Modèle électrique du générateur PV

Le modèle à une diode décrit le comportement électrique d'une cellule. La relation courant-tension I(V) est donnée par [12] :

$$I = I_{ph} - I_{sat}\left[\exp\left(\frac{q(V + R_s I)}{nkT}\right) - 1\right] - \frac{V + R_s I}{R_{sh}} \qquad 1.25$$

où I est le courant, V la tension aux bornes, I_{ph} le photocourant, I_{sat} le courant de saturation, q la charge de l'électron, n le facteur d'idéalité, k la constante de Boltzmann, T la température, R_s la résistance série et R_{sh} la résistance shunt. Le schéma électrique correspondant est présenté sur la figure 1.7.

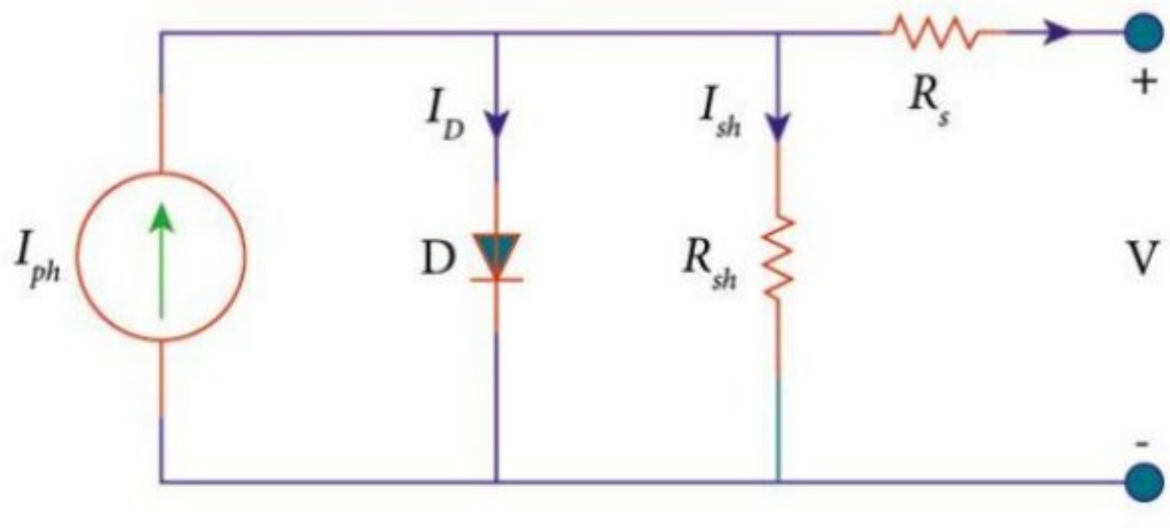


Figure 1.7Schéma électrique d'un générateur photovoltaïque basé sur le modèle à une diode [14].

Pour un module PV de N_s cellules en série et N_p branches en parallèle, les paramètres Équivalents sont [14]:

$$I_{ph,tot} = N_p I_{ph}, I_{sat,tot} = N_p I_{sat}, R_{s,tot} = \frac{N_s}{N_p} R_s \ , R_{sh,tot} = \frac{N_s}{N_p} R_{sh}, V_{tot} = N_s V.$$

1.5.3. Influence de l'irradiation et de la température

Les performances d'un module PV dépendent fortement de l'irradiation G et de la température T. Le photocourant varie proportionnellement à l'irradiation (1.26) [12] :

$$I_{ph} = \frac{G}{G_{ref}} I_{ph,ref}\left[1 + \alpha_T\left(T - T_{ref}\right)\right] \qquad 1.26$$

Avec :

- I_{ph} : photo-courant (A)
- G : irradiation (W/m²)
- G_{ref} : irradiation de référence (souvent 1000 W/m²)
- $I_{ph,ref}$: photo-courant de référence à G_{ref} et T_{ref} (A)
- α_T : coefficient de température du courant (A/K)
- T : température de la cellule (K)
- T_{ref} : température de référence (souvent 298 K)

La température affecte principalement la tension de circuit ouvert V_{oc} et le courant de saturation I_{sat} (1.27) et (1.28) :

$$I_{sat}(T) = I_{sat,ref}\left(\frac{T}{T_{ref}}\right)^3 \exp\left[\frac{qE_g}{nk}\left(\frac{1}{T_{ref}} - \frac{1}{T}\right)\right] \qquad 1.27$$

$$V_{oc}(T) = V_{oc,ref} + \beta_T\left(T - T_{ref}\right) \qquad 1.28$$

Avec :

- I_{sat}(T) : courant de saturation à la température T (A)
- $I_{sat,ref}$: courant de saturation à la température de référence T_{ref} (A)
- q : charge de l'électron (1.602×10^{-19} C)
- Eg : énergie de bande interdite du matériau (eV)
- n : facteur d'idéalité de la diode
- k : constante de Boltzmann (1.381×10^{-23} J/K)
- V_{oc} (T) : tension de circuit ouvert à la température T (V)
- $V_{oc,ref}$: tension de circuit ouvert à la température de référence T_{ref} (V)
- β_T : coefficient de température de la tension (V/K)

La figure 1.8 illustre les caractéristiques courant-tension (I-V) et puissance-tension (P-V) d'un module photovoltaïque sous différentes irradiations et températures. Le courant de sortie augmente avec l'éclairement, ce qui accroît la puissance maximale. En revanche, une élévation de la température réduit la tension de circuit ouvert, diminuant ainsi la puissance maximale disponible.

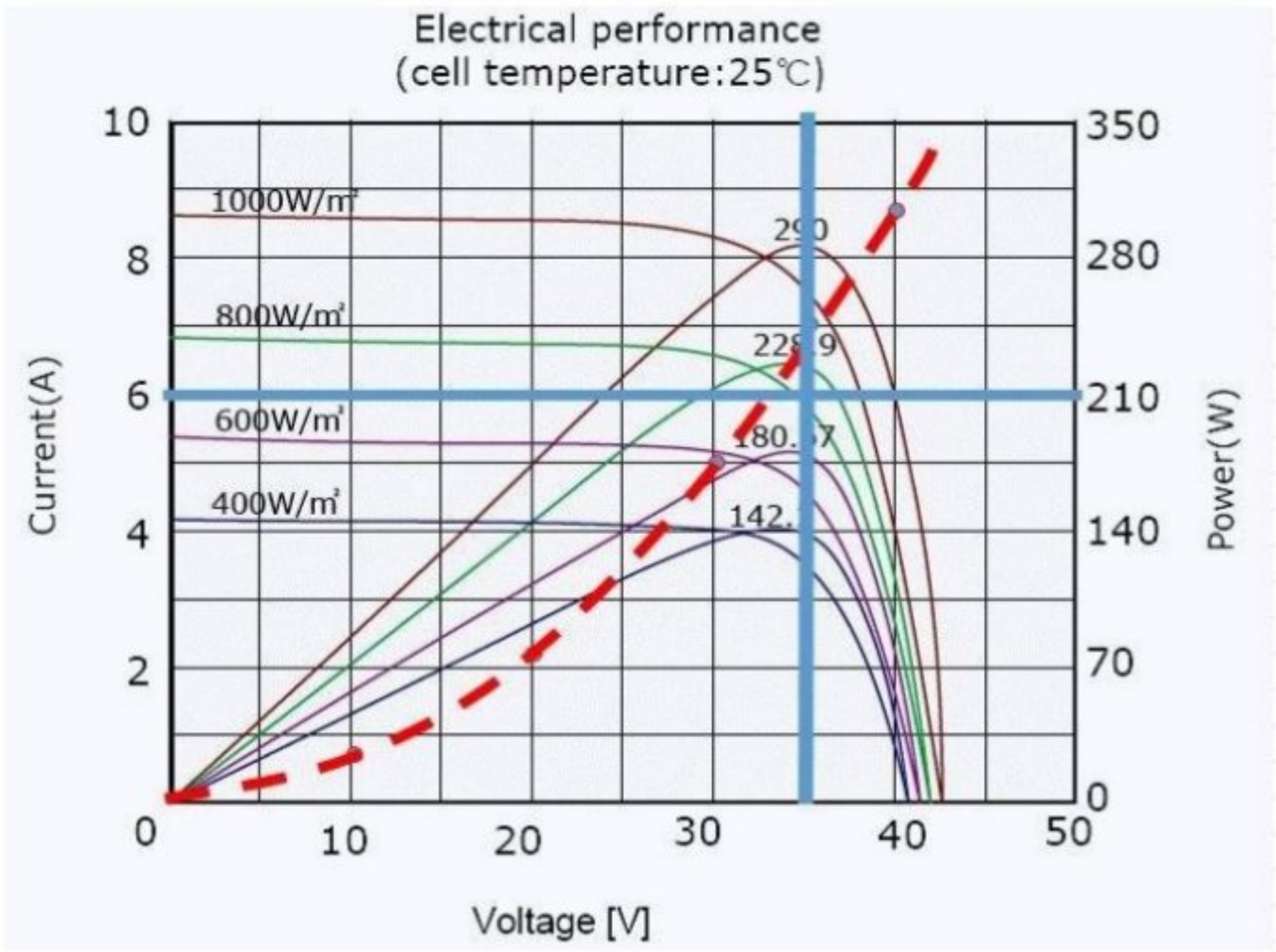


Figure 1.8Influence de l'ensoleillement sur les courbes (I-V et P-V) [15].

La courbe P-V, dérivée de la relation I-V, permet d'identifier le point de puissance maximale (MPP), garantissant la production énergétique optimale. L'analyse de ces courbes montre l'importance des systèmes de suivi du MPP (MPPT) et, le cas échéant, de dispositifs de refroidissement pour limiter les effets de la température sur la performance du module photovoltaïque [12],[13],[15].

1.6. Conclusion

Ce chapitre a présenté la modélisation mathématique des principaux éléments de la chaîne de conversion d'énergie photovoltaïque. La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) a été décrite dans sa constitution, son fonctionnement et ses avantages, avec une modélisation à la fois dans le repère naturel (a, b, c) et dans le repère tournant (d, q), plus adaptée à la synthèse des lois de commande. L'équation mécanique complète relie le couple électromagnétique à la vitesse et à la charge.

Le convertisseur statique, interface entre la source et la machine, a été modélisé à partir des états des interrupteurs, permettant de relier les tensions appliquées à la machine aux signaux de commande. Cette base sert aux stratégies de commande, notamment la modulation de largeur d'impulsions (MLI) et le contrôle par hystérésis.

Le générateur photovoltaïque a été représenté par le modèle à une diode, avec analyse de l'influence de l'irradiation et de la température sur le courant et la tension. Cette étude justifie l'usage des algorithmes de suivi du point de puissance maximale (MPPT) pour optimiser le rendement.

L'ensemble des modèles développés offre une représentation fidèle et exploitable du système, servant de support à la synthèse des commandes et à la validation par simulation, tout en conciliant précision et simplicité et en conservant les phénomènes dynamiques essentiels.

2. Commande par mode glissant de la MSAP

2.1. Introduction

La commande vectorielle classique de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), bien que largement utilisée, présente des limitations en termes de robustesse face aux incertitudes paramétriques, aux variations de charge et aux perturbations externes, principalement dues à la sensibilité des régulateurs de type Proportionnel-Intégral (PI) aux variations des paramètres et aux conditions de fonctionnement. Pour pallier ces inconvénients, des techniques de commande non linéaires et robustes ont été développées, parmi lesquelles la commande par mode glissant occupe une place de choix.

La commande par mode glissant (Sliding Mode Control ; SMC) est reconnue pour sa robustesse vis-à-vis des incertitudes du modèle et des perturbations, ainsi que pour sa simplicité d'implémentation. Elle repose sur le principe de forcer la trajectoire d'état du système à atteindre une surface de glissement choisie, puis à y évoluer de manière stable, assurant ainsi une dynamique désirée. Pour réduire le phénomène de broutement (chattering) inhérent à la SMC, des variantes avancées comme la commande Super-Twisting ont été développées, permettant de conserver la robustesse tout en améliorant la fluidité de la commande.

Dans ce chapitre, nous appliquons la commande par mode glissant, incluant la version Super-Twisting, à la MSAP afin d'améliorer sa robustesse et sa dynamique. Après un rappel des généralités sur la SMC (principe, avantages et limites), nous détaillons la conception de la loi de commande pour la MSAP : choix des surfaces de glissement, élaboration des commandes équivalente et discontinue, et analyse de stabilité par la méthode de Lyapunov. Ensuite, l'implémentation pratique dans un environnement de simulation est présentée, avec le schéma global et les paramètres utilisés. Enfin, les résultats sont analysés et discutés, en mettant l'accent sur la réponse dynamique et la robustesse face aux perturbations, avant une conclusion synthétisant les principaux apports de cette approche.

2.2. Généralités sur la commande par mode glissant

La commande par mode glissantest une technique de commande non linéaire issue de la théorie des systèmes à structure variable [16], [17]. Elle repose sur la définition d'une surface de glissement $S(\mathbf{x}, t) = 0$ dans l'espace d'état, vers laquelle la dynamique du système est contrainte de converger, puis de demeurer jusqu'à l'atteinte du point d'équilibre.

Le principe fondamental met en jeu deux phases distinctes :

- Phase d'atteinte : la trajectoire d'état converge vers la surface de glissement $S(\mathbf{x}, t) = 0$.

- Phase de glissement : le système évolue sur cette surface, sa dynamique étant alors régie par l'équation $S(\mathbf{x}, t) = 0$.

Ces deux phases sont illustrées sur la figure 2.1, qui montre la convergence vers la surface ainsi que le comportement du système le long de celle-ci.

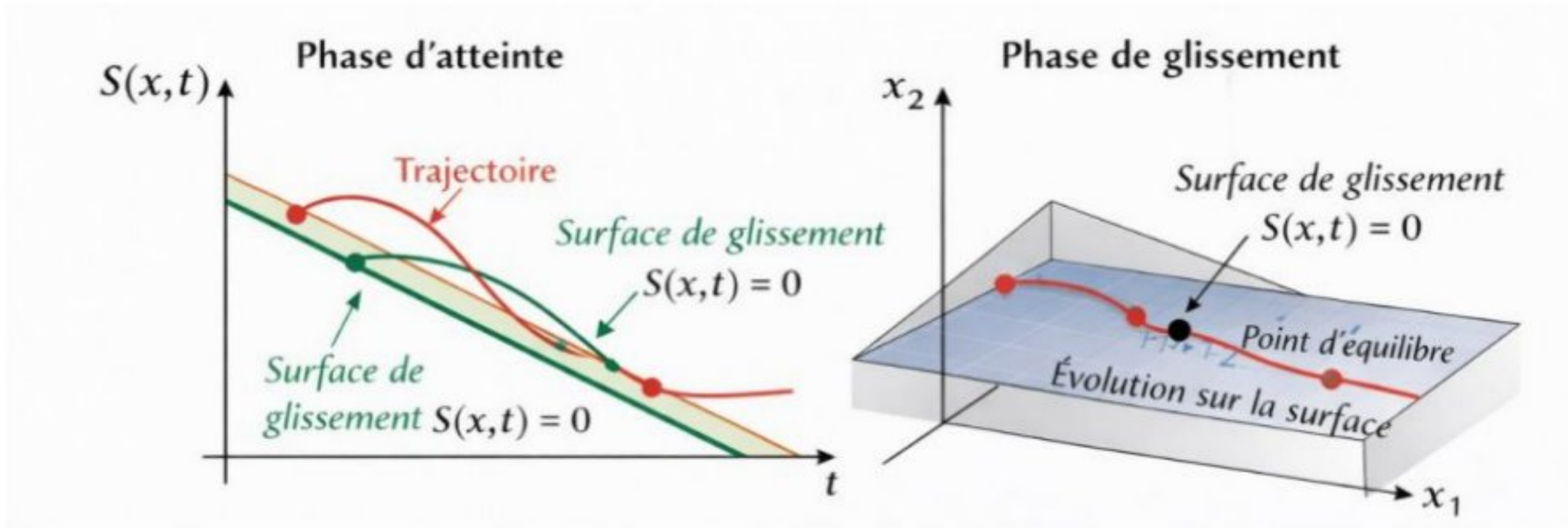


Figure 2.1Phases du mode glissant (phase d'atteinte et phase de glissement).

Une fois le régime de glissement établi, la dynamique devient insensible à une classe de variations paramétriques et de perturbations extérieures bornées, pourvu que les conditions d'atteignabilité et d'existence du mode glissant soient satisfaites [18].

2.2.1. Principe du mode glissant

Considérons un système dynamique non linéaire décrit par(2.1) :

$$\dot{\mathrm{x}}(t) = \mathrm{f}(\mathrm{x}, t) + \mathrm{g}(\mathrm{x}, t)\, u(t) \qquad 2.1$$

Où $\mathrm{x} \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état, u la commande, et f, g des fonctions non linéaires supposées bornées.

La synthèse d'une commande par mode glissant suit généralement les étapes suivantes :

A. Choix de la surface de glissement

La surface est choisie de manière à imposer la dynamique souhaitée lorsque $S(\mathrm{x}, t) = 0$. Pour un système d'ordre n, une forme couramment employée est une combinaison linéaire de l'erreur et de ses dérivées (2.2) [17] :

$$S(\mathbf{x}, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{n-1} e(t) \qquad 2.2$$

Où $\lambda > 0$ est un paramètre de réglage et $e(t)$ l'erreur de poursuite.

B. Condition d'atteignabilité

Pour garantir la convergence vers la surface, on impose une condition de stabilité au sens de Lyapunov. En prenant la fonction candidate (2.3) :

$$V = \frac{1}{2} S^2 \qquad 2.3$$

Il suffit d'assurer (2.4) :

$$S(\mathrm{x},t)\,\dot{S}(\mathrm{x},t) < 0 \qquad 2.4$$

Ce qui exprime la décroissance de la distance à la surface.

C. Loi de commande

La commande est usuellement composée de deux termes (2.5) :

$$u = u_{\mathrm{eq}} + u_n \qquad 2.5$$

Où u_{eq} est la commande équivalente maintenant la dynamique sur la surface, et u_n un terme discontinu forçant la trajectoire vers celle-ci. Ce dernier est souvent choisi de la forme (2.6) :

$$u_n = -K\,\mathrm{sign}(S), \quad K > 0 \qquad 2.6$$

La condition (2.4) est alors vérifiée si K est suffisamment grand pour dominer les incertitudes.

D. Analyse de stabilité

Pour étudier la stabilité du système, on considère la fonction de Lyapunov $V = \frac{1}{2}S^2$, où S représente la surface de glissement. La dérivée temporelle de V s'écrit : $\dot{V} = S\dot{S}$. En substituant la dynamique du système et la loi de commande définie par les équations (2.5) et (2.6), il est possible de montrer que : $\dot{V} < 0$ lorsque le système est en dehors de la surface de glissement.

Cette condition garantit que la trajectoire de l'état du système est forcée à converger vers la surface de glissement, assurant ainsi la stabilité asymptotique et la convergence de la commande.

2.2.2. Avantages et inconvénients

Les principaux atouts de la commande par mode glissant sont :

- Robustesse vis-à-vis des incertitudes paramétriques et des perturbations satisfaisant la condition de bornitude [18].
- Mise en œuvre relativement simple, ne nécessitant pas une connaissance précise du modèle.
- Adaptation naturelle aux systèmes non linéaires.
- Stabilité prouvable via une approche de Lyapunov [19].

Cependant, elle présente aussi des limitations :

- Phénomène de chattering (réticulation) dû à la discontinuité de la commande, pouvant exciter les dynamiques non modélisées et solliciter excessivement les actionneurs.
- Contraintes pratiques liées aux commutations à haute fréquence.

- Le phénomène de chattering reste la principale limitation pratique de la commande par mode glissant classique. Il est lié à la commutation discontinue de la fonction signe utilisée dans la loi de commande, ce qui engendre des oscillations rapides et de haute fréquence dans les signaux de commande et les grandeurs du système (voir figure 2.2). Ces oscillations peuvent provoquer des contraintes mécaniques et électriques, et réduire la précision de la commande.

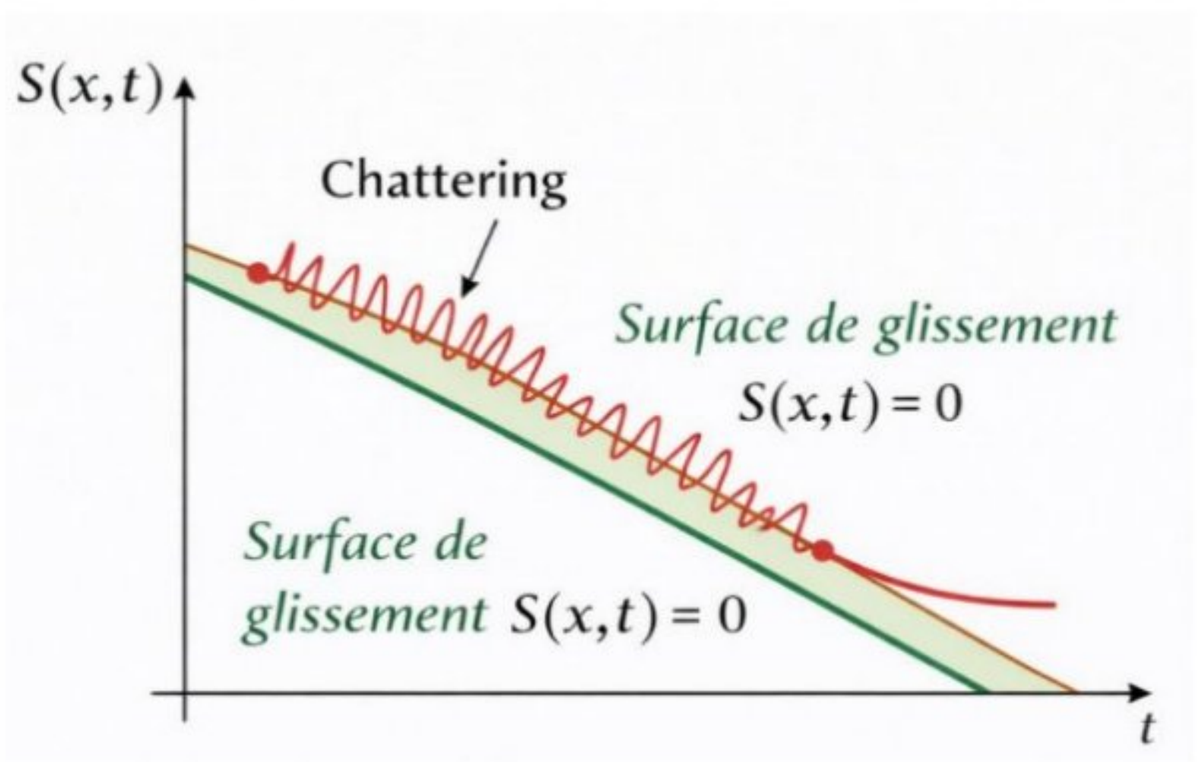


Figure 2.2 Phénomène de chattering autour de la surface de glissement .

Pour réduire ou supprimer le chattering tout en conservant la robustesse intrinsèque du mode glissant, plusieurs algorithmes avancés ont été développés. Parmi les techniques utilisées dans le contrôle en mode glissant de premier ordre, on peut citer :

- Mode glissant d'ordre supérieur (HOSM – Higher Order Sliding Mode) : Cette technique agit sur les dérivées de la variable de glissement au lieu de la variable elle-même, ce qui permet d'obtenir une commande continue tout en maintenant la robustesse vis-à-vis des incertitudes. Les travaux fondateurs de Arie Levant ont formalisé cette approche et démontré son efficacité pour éliminer le chattering tout en garantissant la convergence en temps fini [20], [21].
- Algorithme Super-Twisting : Il s'agit d'un algorithme de second ordre particulièrement adapté aux systèmes de degré relatif un. Contrairement au mode glissant classique, la loi de commande générée est continue, ce qui réduit fortement les oscillations hautes fréquence. Cet algorithme assure une convergence en temps fini même en présence de perturbations bornées. Il constitue aujourd'hui l'une des solutions les plus employées en pratique industrielle [21].
- Mode glissant adaptatif : Dans cette approche, le gain de commutation est ajusté dynamiquement en fonction de l'amplitude de la surface de glissement. Cela permet d'éviter l'utilisation d'un gain excessivement élevé, souvent responsable du chattering, tout en conservant la robustesse [16].
- Mode glissant terminal (Terminal Sliding Mode) : Cette variante introduit une surface de glissement non linéaire permettant une convergence en temps fini avec une meilleure précision près de l'équilibre.

Ces avancées sont largement reconnues dans la littérature spécialisée, notamment dans les travaux de Vadim Utkin, pionnier de la théorie du mode glissant, ainsi que dans les recherches de Levant sur les modes glissants d'ordre supérieur. Parmi les diverses méthodes développées pour atténuer le chattering, cette étude se focalise sur l'algorithme Super-Twisting, choisi pour sa capacité à réduire significativement les oscillations de commande, sa robustesse face aux perturbations, et sa similitude structurelle avec le mode glissant de premier ordre.

2.3. Conception de la commande par mode glissant de la MSAP

La synthèse d'une commande par mode glissant pour la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) a pour objectif la régulation de la vitesse mécanique ω vers une référence ω_{ref}. Nous présentons d'abord l'approche classique du premier ordre, puis nous introduisons l'algorithme Super- Twisting afin d'éliminer le phénomène de chattering tout en conservant la robustesse.

2.3.1. Choix des surfaces de glissement

On définit l'erreur de poursuite de vitesse (2.7) :

$$e = \omega_{\text{ref}} - \omega \qquad 2.7$$

Où e est l'erreur (rad/s), ω_{ref} la vitesse de référence (rad/s) et ω la vitesse mesurée (rad/s).

Pour garantir une erreur statique nulle et imposer une dynamique désirée, on choisit une surface de glissement de type proportionnelle- intégrale (2.8) :

$$s = e + \lambda \int e\, dt, \qquad \lambda > 0 \qquad 2.8$$

Avec s la surface de glissement et λ un paramètre de réglage (s $^{-1}$) qui détermine la rapidité de convergence.

Dans l'implémentation numérique, l'intégrale est approchée par la méthode des rectangles (2.9) :

$$\begin{aligned} e_{\text{int}}(k) &= e_{\text{int}}(k-1) + e(k)\, T_s \\ s(k) &= e(k) + \lambda\, e_{\text{int}}(k) \end{aligned} \qquad 2.9$$

Où T_s est la période d'échantillonnage (s) et k l'indice temporel.

2.3.2. Condition d'atteignabilité

La convergence vers la surface est assurée par la condition de stabilité de Lyapunov. En prenant la fonction candidate (2.10) :

$$V = \frac{1}{2} s^2 \qquad 2.10$$

Sa dérivée temporelle est$\dot{V} = s\dot{s}$. La condition d'atteignabilité s'écrit (2.11) :

$$s\dot{s} < 0 \quad \forall s \neq 0 \tag{2.11}$$

Garantissant ainsi que la distance à la surface décroît.

2.3.3. Loi de commande

La dynamique mécanique de la MSAP est décrite par (2.12) :

$$J\frac{d\omega}{dt} = \mathrm{C}_e - \mathrm{C}_\mathrm{r} - F\omega \tag{2.12}$$

Avec J l'inertie (kg·m²), F le coefficient de frottement visqueux (N·m·s/rad), C_r le couple de charge (N·m) et C_e le couple électromagnétique. Pour une machine à pôles lisses, le couple s'exprime par (2.13) :

$$\mathrm{C}_e = \frac{3}{2} p\,\psi\, i_q \tag{2.13}$$

Où p est le nombre de paires de pôles, ψ le flux magnétique (Wb) et i_q le courant d'axe q (A).

En dérivant la surface (2.8) et en utilisant (2.12), on obtient (2.14) :

$$\dot{s} = \dot{e} + \lambda e = \dot{\omega}_{\mathrm{ref}} + \lambda e - \frac{1}{J}\left(\frac{3}{2} p\,\psi\, i_q - \mathrm{C}_\mathrm{r} - F\omega\right) \tag{2.14}$$

La commande équivalente $i_{q,\mathrm{eq}}$ est celle qui maintiendrait $\dot{s} = 0$ en l'absence d'incertitudes et de perturbations (2.15) :

$$i_{q,\mathrm{eq}} = \frac{2J}{3p\psi}\left(\dot{\omega}_{\mathrm{ref}} + \lambda e + \frac{F}{J}\omega - \frac{\mathrm{C}_\mathrm{r}}{J}\right) \tag{2.15}$$

Pour assurer la robustesse face aux variations paramétriques et au couple de charge inconnu, on ajoute un terme discontinu (2.16) :

$$i_{q,\mathrm{ref}} = i_{q,\mathrm{eq}} + K\,\mathrm{sign}(s) \tag{2.16}$$

Avec $K > 0$ suffisamment grand. En substituant (2.15) dans (2.16) et en négligeant le terme $-\mathrm{C}_\mathrm{r}/J$ qui sera compensé par la partie discontinue, on aboutit à la loi couramment implémentée (2.17) :

$$i_{q,\mathrm{ref}} = \frac{2J}{3p\psi}\left(\dot{\omega}_{\mathrm{ref}} + \lambda e + \frac{F}{J}\omega + K\,\mathrm{sign}(s)\right) \tag{2.17}$$

2.3.4. Analyse de stabilité

En injectant (2.17) dans (2.14), on obtient (2.18) :

$$\dot{s} = -\frac{3p\psi}{2J} K \operatorname{sign}(s) + \delta(t) \qquad 2.18$$

Où $\delta(t)$ regroupe les incertitudes (erreur sur$J$, F et le coupleT_L) et vérifie$|\delta(t)| \leq \Delta$. Alors (2.19) :

$$s\dot{s} = -\frac{3p\psi}{2J} K|s| + s\,\delta(t) \leq -\left(\frac{3p\psi}{2J} K - \Delta\right)|s| \qquad 2.19$$

En choisissant K tel que$\frac{3p\psi}{2J} K > \Delta$, on garantit $s\dot{s} < 0$ pour $s \neq 0$. La surface est donc atteinte en temps fini. Une fois $s = 0$, l'équation $\dot{e} + \lambda e = 0$ assure la convergence exponentielle de l'erreur vers zéro.

Cependant, la discontinuité de sign(s) provoque le phénomène de chattering. Pour y remédier, on utilise l'algorithme Super- Twisting.

2.3.5. Application de l'algorithme Super- Twisting

L'algorithme Super- Twisting (STA) constitue une forme avancée de mode glissant d'ordre supérieur, permettant de générer une commande continue tout en conservant la robustesse du système et en assurant une convergence en temps fini [22], [23]. Cette approche se distingue par sa capacité à réduire significativement le chattering tout en maintenant des performances dynamiques élevées.

Soit s la variable de glissement. La loi de commande correspondant à l'algorithme Super- Twisting (STA) est donnée par l'équation (2.20) :

$$\begin{aligned} u_1 &= k_1\sqrt{|s|}\,\operatorname{sign}(s) \\ \dot{u}_2 &= k_2 \operatorname{sign}(s) \\ u &= u_1 + u_2 \end{aligned} \qquad 2.20$$

Avec$k_1 > 0, k_2 > 0$ sont des gains positifs de contrôle qui déterminent la dynamique de convergence et la robustesse du système. Le terme u_1 assure une convergence rapide tandis que u_2 compense les perturbations constantes ou lentement variables. La commande u est continue car u_1 est continu et u_2 est obtenu par intégration.

En remplaçant le terme discontinu $K\operatorname{sign}(s)$ par $u_1 + u_2$ dans (2.15), on obtient la loi de commande STA pour la MSAP (2.21) :

$$i_{q,\text{ref}} = \frac{2J}{3p\psi}\left(\dot{\omega}_{\text{ref}} + \lambda e + \frac{F}{J}\omega + u_1 + u_2\right) \qquad 2.21$$

L'implémentation discrète, conforme au code fourni, est (2.22) :

$$\begin{aligned} u_1(k) &= k_1\sqrt{|s(k)|}\,\operatorname{sign}\big(s(k)\big) \\ u_2(k) &= u_2(k-1) + k_2 \operatorname{sign}\big(s(k)\big)\,T_s \end{aligned} \qquad 2.22$$

La stabilité de l'algorithme Super- Twisting peut être démontrée via la fonction de Lyapunov proposée par Moreno et Osorio [24]. En considérant la dynamique de s et en posant $z = u_2 - \delta(t)$, on aboutit à un système du second ordre dont la stabilité en temps fini est garantie si les gains vérifient (2.23):

$$k_1 > 0, \quad k_2 > \Delta, \quad k_1^2 > 4k_2 \qquad 2.23$$

Où Δ est la borne supérieure de la dérivée de la perturbation$\dot{\delta}(t)$. Sous ces conditions, s et $\dot{s}$ convergent vers zéro en temps fini, éliminant ainsi le chattering tout en conservant la robustesse.

2.4. Implémentation de la commande

La structure de commande proposée pour la MSAP est présentée à travers deux figures complémentaires. La figure 2.3 illustre le schéma bloc global de la commande, tandis que la figure 2.4 présente le logigramme détaillé de l'algorithme SMC-ST utilisé pour la régulation de vitesse.

Le schéma bloc (Figure 2.3) met en évidence la boucle externe de vitesse. La régulation est assurée par l'algorithme de commande par mode glissant Super-Twisting (SMC-ST), décrit dans la section précédente. Cet algorithme génère la référence du courant i_{qref} à partir de l'erreur de vitesse et de sa dérivée. La référence du couranti_{dref}est maintenue nulle, conformément à la stratégie de commande à flux orienté (FOC) appliquée à une machine à aimants permanents montés en surface.

Les références de courant dans le repère de Parksont ensuite transformées en références de courants triphasésà l'aide de la transformation inverse de Park (dq–abc), nécessitant la connaissance de la position électrique θ du rotor. Cette position est obtenue par intégration de la vitesse électrique mesurée ωe=p ω.

Le logigramme présenté à la figure 2.4détaille les différentes étapes de calcul de l'algorithme SMC-ST, notamment la formation de la surface de glissement, le calcul des termes Super-Twisting et la génération de la commande finale.

Enfin, les courants de phase mesurés sont comparés à leurs références respectives, et un régulateur à hystérésis génère directement les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur triphasé. Ce type de régulation se caractérise par sa simplicité, sa robustesse et sa rapidité dynamique, bien qu'il puisse induire une fréquence de commutation variable.

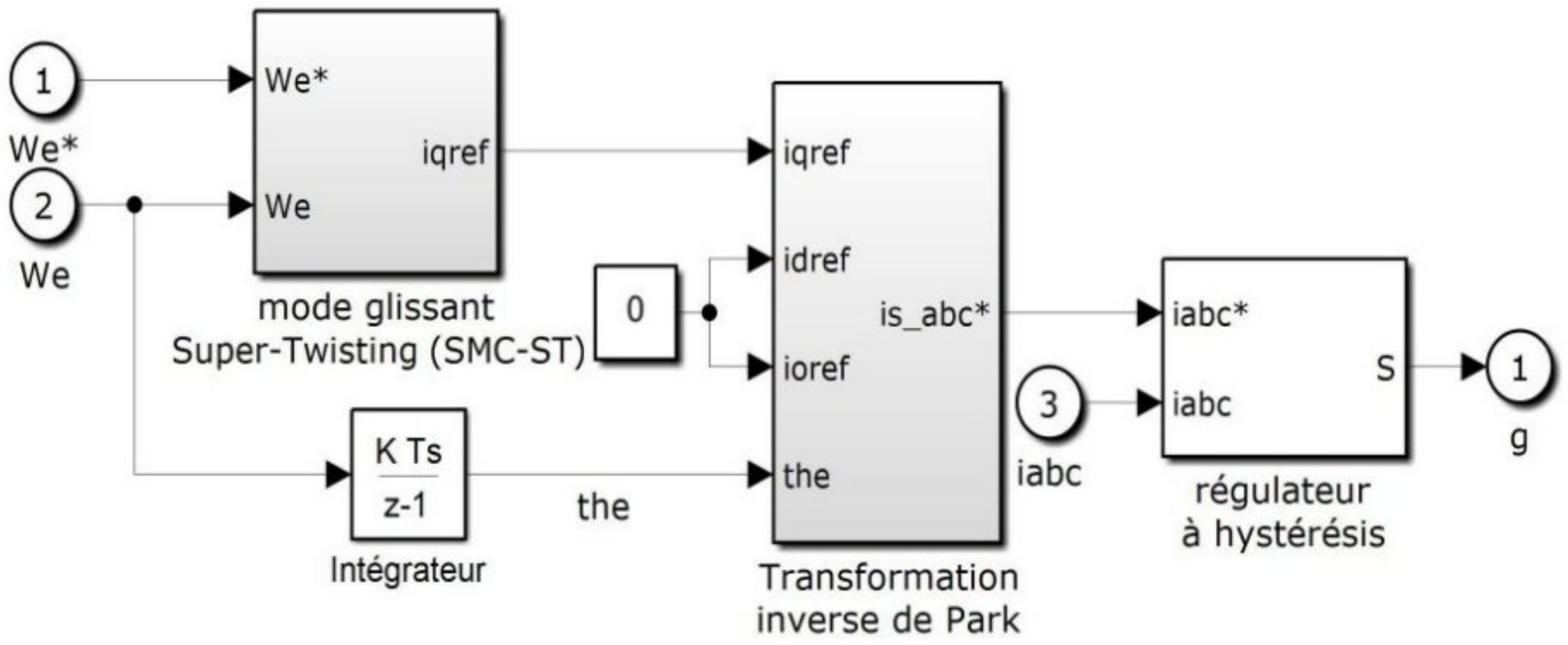


Figure 2.3 Schéma bloc de la commande par mode glissant Super-Twisting (SMC-ST) appliquée à la MSAP avec régulation de courant par hystérésis.

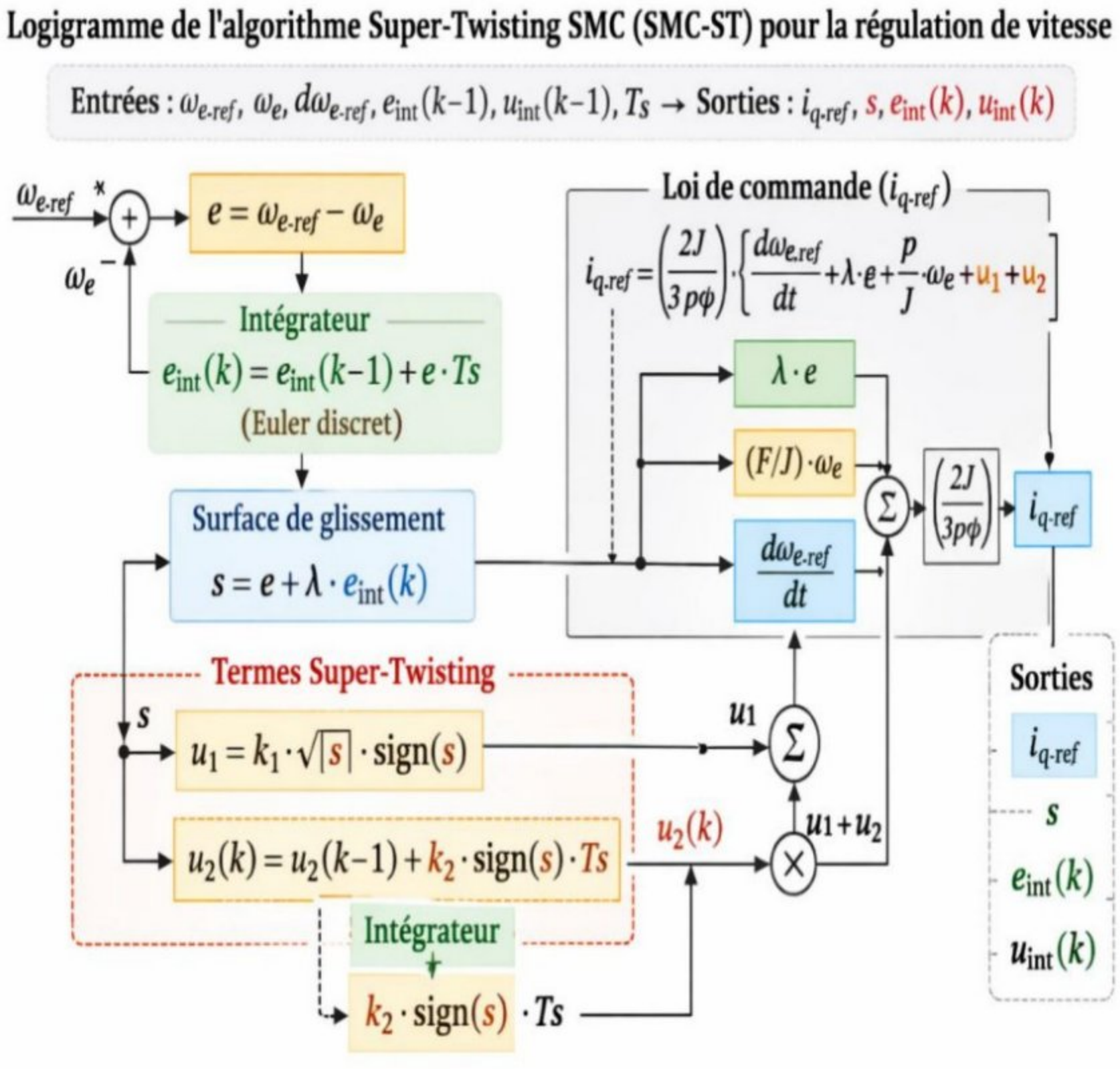


Figure 2.4 Logigramme de l'algorithme de commande par mode glissant Super-Twisting (SMC-ST) pour la régulation de vitesse de la MSAP [22].

2.4.1. Schéma global de commande

La figure 2.5 présente le schéma global du modèle de commande implémenté sous MATLAB/Simulink. Il regroupe la source de tension continue V_{DC} , l'onduleur triphasé, la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) ainsi que l'ensemble des blocs de commande. La tension continue V_{DC} alimente l'onduleur, qui convertit cette tension en un système triphasé variable appliqué aux bornes statoriques de la MSAP.

La structure de commande comprend une boucle externe de vitesse basée sur le régulateur par mode glissant Super-Twisting (SMC-ST), qui génère la référence du courant, i_{dref} tandis que est maintenu nul conformément à la stratégie de commande à flux orienté. Les références de courant sont transformées dans le repère triphasé afin de piloter l'onduleur via un contrôleur de courant à hystérésis. Les courants statoriques mesurés ainsi que la vitesse mécanique sont réinjectés dans les boucles de rétroaction, assurant ainsi la régulation dynamique du système.

Ce schéma global permet de représenter de manière intégrée l'interaction entre la source d'alimentation, l'étage de puissance, la machine électrique et l'algorithme de commande dans l'environnement de simulation.

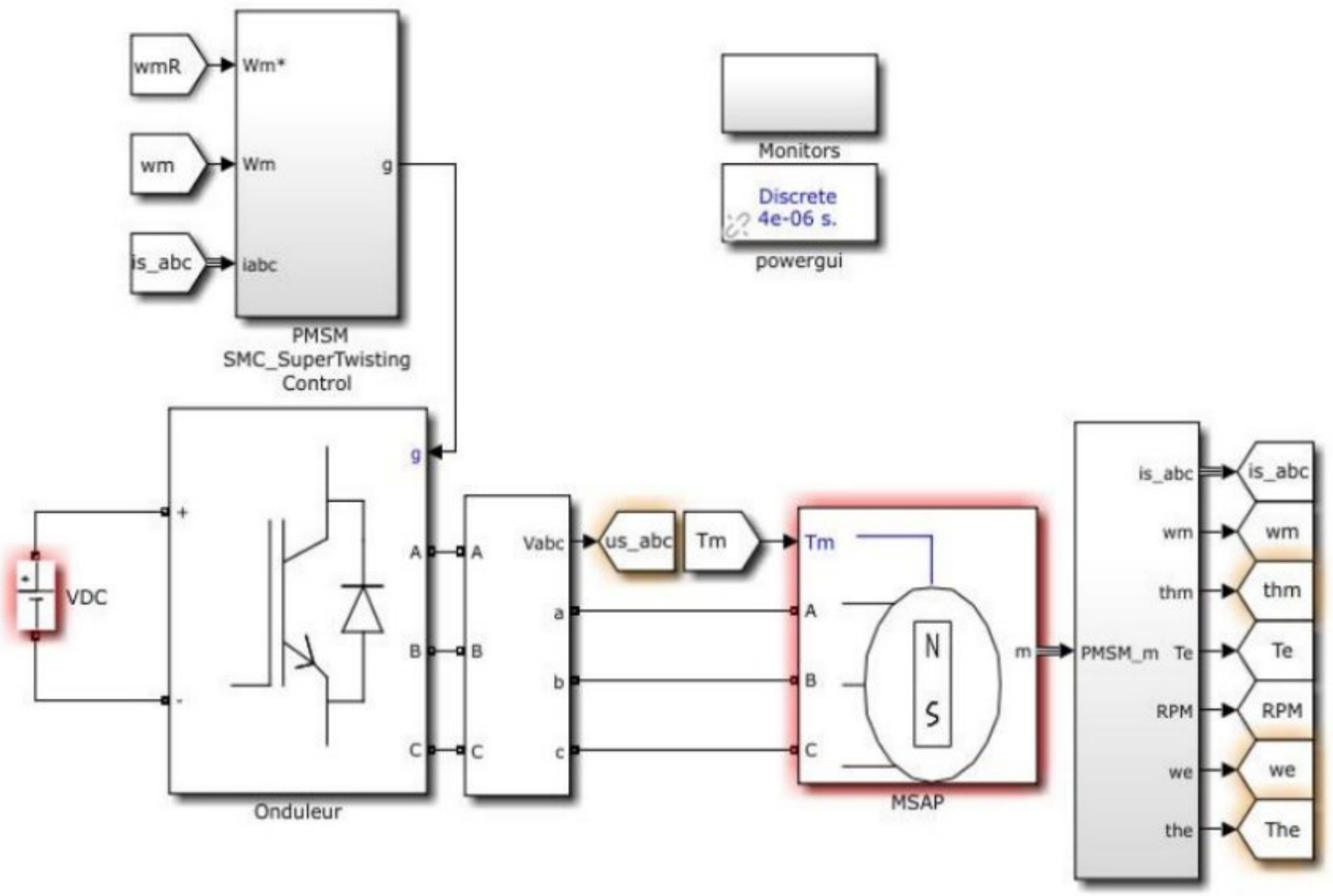


Figure 2.5Schéma global du système d'entraînement et de la commande de la MSAP sous MATLAB/Simulink.

2.4.2. Paramètres de simulation

Les paramètres de la machine proviennent d'un modèle réaliste prédéfini de MSAP disponible dans la bibliothèque MATLAB/Simulink (Preset Model). Ce choix garantit la cohérence physique des grandeurs nominales ainsi que la validité des constantes électromécaniques utilisées dans la simulation.

Les gains de l'algorithme Super-Twisting (λ, k1, k2) ont été réglés de manière à obtenir un compromis satisfaisant entre rapidité de réponse, robustesse vis-à-vis des perturbations et atténuation du phénomène de chattering. La période d'échantillonnage Ts est choisie suffisamment faible afin d'assurer une discrétisation précise de la loi de commande. La période Tc correspond à la fréquence de mise à jour du régulateur de courant. Les gains k1 et k2 respectent les conditions de stabilité théoriques de l'algorithme Super-Twisting.

Les paramètres de la machine et de la simulation sont regroupés dans le Tableau 2.1, tandis que les paramètres de l'algorithme Super-Twisting sont présentés dans le Tableau

Tableau 2.1Paramètres de la machine et de la simulation.

Paramètre	Symbole	Valeur	Unité
Fréquence de commutation	f_{sw}	5000	Hz
Période d'échantillonnage (commande)	T_s	$1/(50f_{sw})$	s
Période de calcul du courant	T_c	$1/(5f_{sw})$	s
Résistance statorique	R_s	0,11	Ω
Inductance cyclique	L_a	0,00097	H
Flux magnétique	ψ	0,1119	Wb
Inertie totale	J	0,0032	kg·m²
Coefficient de frottement	F	0,0002	N·m·s/rad
Nombre de paires de pôles	p	4	–
Couple nominal	T_n	26,13	N·m
Vitesse nominale (mécanique)	N	3000	tr/min
Tension continue du bus	V_{dc}	360	V
Vitesse mécanique nominale	ω_m	$2\pi N/60$	rad/s
Vitesse électrique nominale	ω_e	$p\,\omega_m$	rad/s
Puissance nominale	P_n	$T_n\,\omega_m$	W
Tension composée nominale	V_{LL}	$0{,}612\,V_{dc}$	V
Courant nominal de ligne	I_{Ln}	$P_n/(\sqrt{3}\,V_{LL})$	A

Tableau 2.2Paramètres de l'algorithme Super- Twisting.

Paramètre	Symbole	Valeur	Description
Taux de convergence	λ	5000 s^{-1}	Détermine la dynamique de l'erreur en régime glissant $(s = e + \lambda\int e)$

Paramètre	Symbole	Valeur	Description
Gain proportionnel	k_1	150	Amplitude du terme $\sqrt{\lvert s\rvert}\,\mathrm{sign}(s)$; assure la convergence rapide vers la surface
Gain intégral	k_2	500	Amplitude de l'action intégrale $\int \mathrm{sign}(s)dt$; compense les perturbations constantes et élimine l'erreur statique

2.5. Résultats de simulation et discussions

2.5.1. Réponse dynamique

Les performances de la commande par mode glissant de type Super-Twisting appliquée à la machine synchrone à aimants permanents ont été évaluées à travers deux scénarios distincts permettant d'analyser séparément la réponse dynamique et la robustesse face aux perturbations. Les grandeurs analysées sont la vitesse mécanique ωm , les courants statoriques triphasés mesurés Is_{abc} , leurs références Is_{abcref} , le couple électromagnétique développé C_e , le couple de charge appliqué Cr ainsi que la surface de glissement. La vitesse nominale est fixée à ω_{m_nom}=314,15 rad/s (correspondant à 3000 tr/min) et le couple nominal à C_{r_nom}=26,13 N\m.

Dans le premier scénario, un profil de vitesse de référence variable est appliqué tandis que le couple de charge est maintenu constant à sa valeur nominale Cr =26,13 N\m. Le profil de vitesse est défini sur un horizon temporel de 0 à 6 s, avec des changements par paliers toutes les 0,5 s. La séquence normalisée appliquée est :

$$\omega_{mref} = [0\ 314\ 314\ 157\ 157\ -157\ -157\ -314\ -314]$$

Ainsi, la vitesse évolue selon les plages suivantes :

- De 0 à 1 s : ω_{mref}=314 rad/s (repos).
- De 1 à 2 s :ω_{mref}=157 rad/s.
- De 2 à 3 s :ω_{mref}=-157 rad/s (inversion du sens de rotation).
- De 3 à 4 s : retour ω_{mref}=-314 rad/s.

Ce profil couvre l'ensemble des plages de fonctionnement : vitesse nulle, fonctionnement partiel positif, régime nominal positif et régime nominal négatif.

Comme la figure 2.6 le montre, la vitesse mécanique suit précisément ces variations successives avec un temps de réponse court à chaque transition. Les inversions de sens sont réalisées sans instabilité apparente.

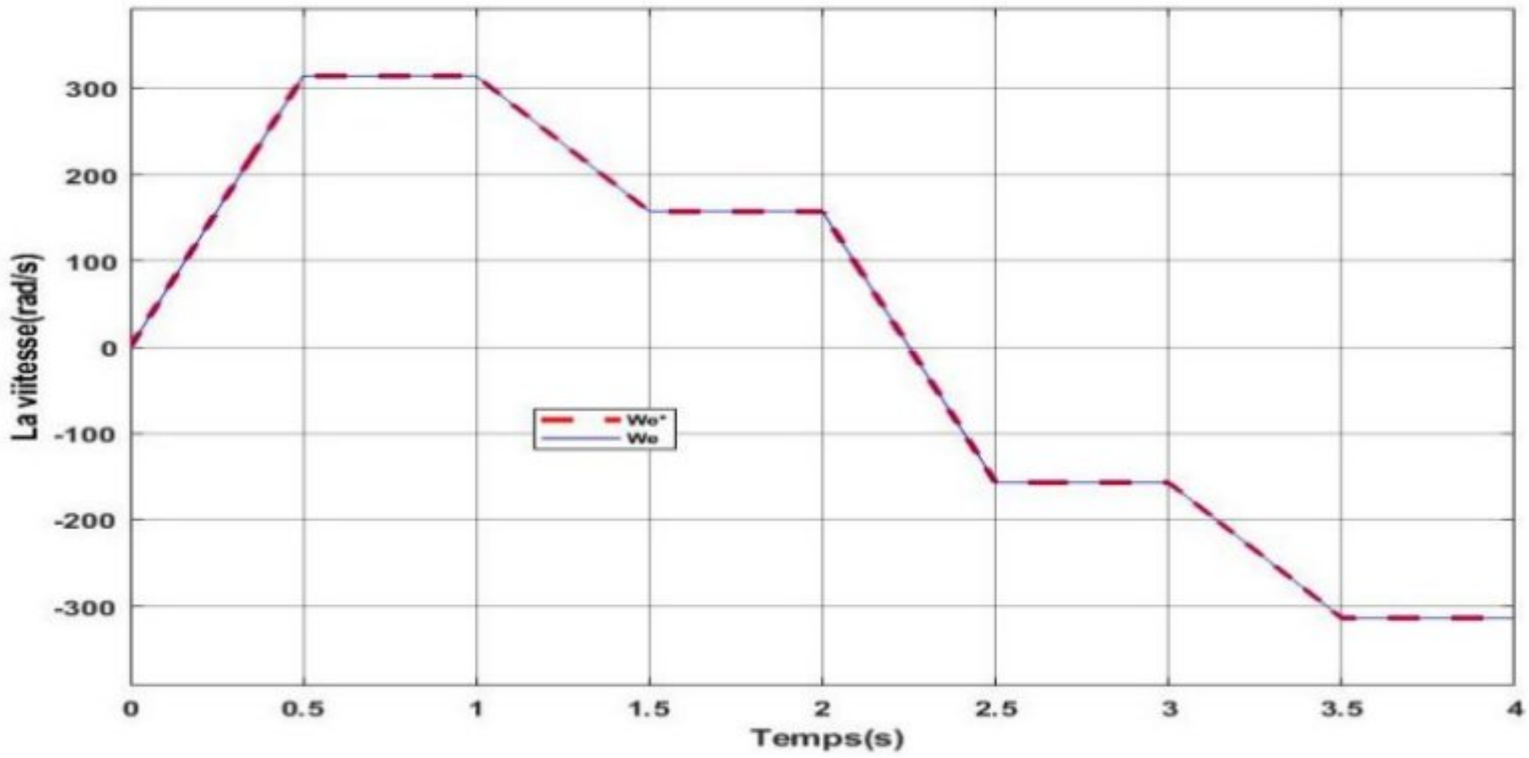


Figure 2.6Évolution de la vitesse mécanique ωm et de la vitesse de référence ω_mref.

Les figures 2.7 à 2.10 présentent l'évolution des courants statoriques triphasés. La figure 2.7 illustre les courants statoriques mesurés Isabc dans leur représentation triphasée globale, tandis que les Figures 2.8, 2.9 et 2.10 montrent respectivement les courants de chaque phase ainsi que leurs références correspondantes Is_{abcref}.

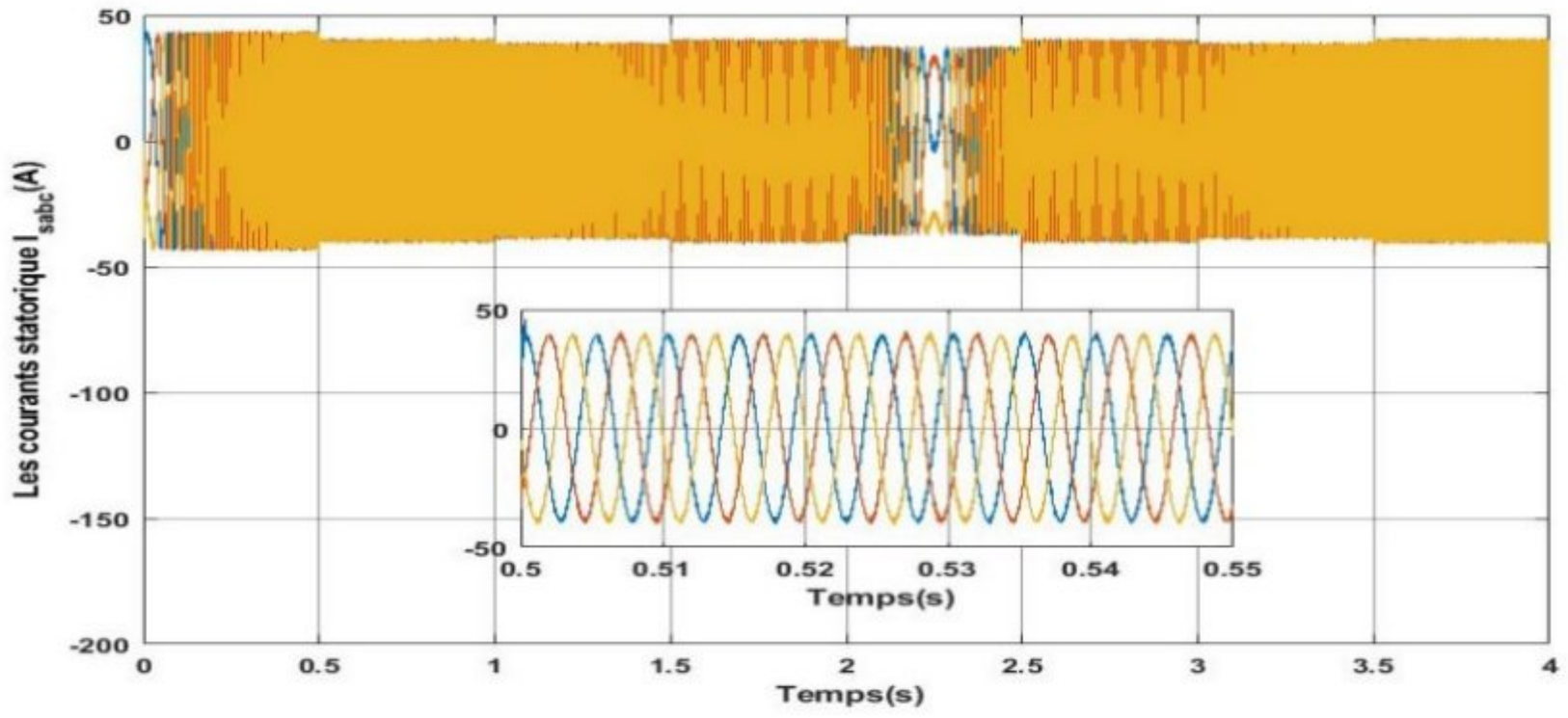


Figure 2.7Courants statoriques triphasés mesurés Isabc.

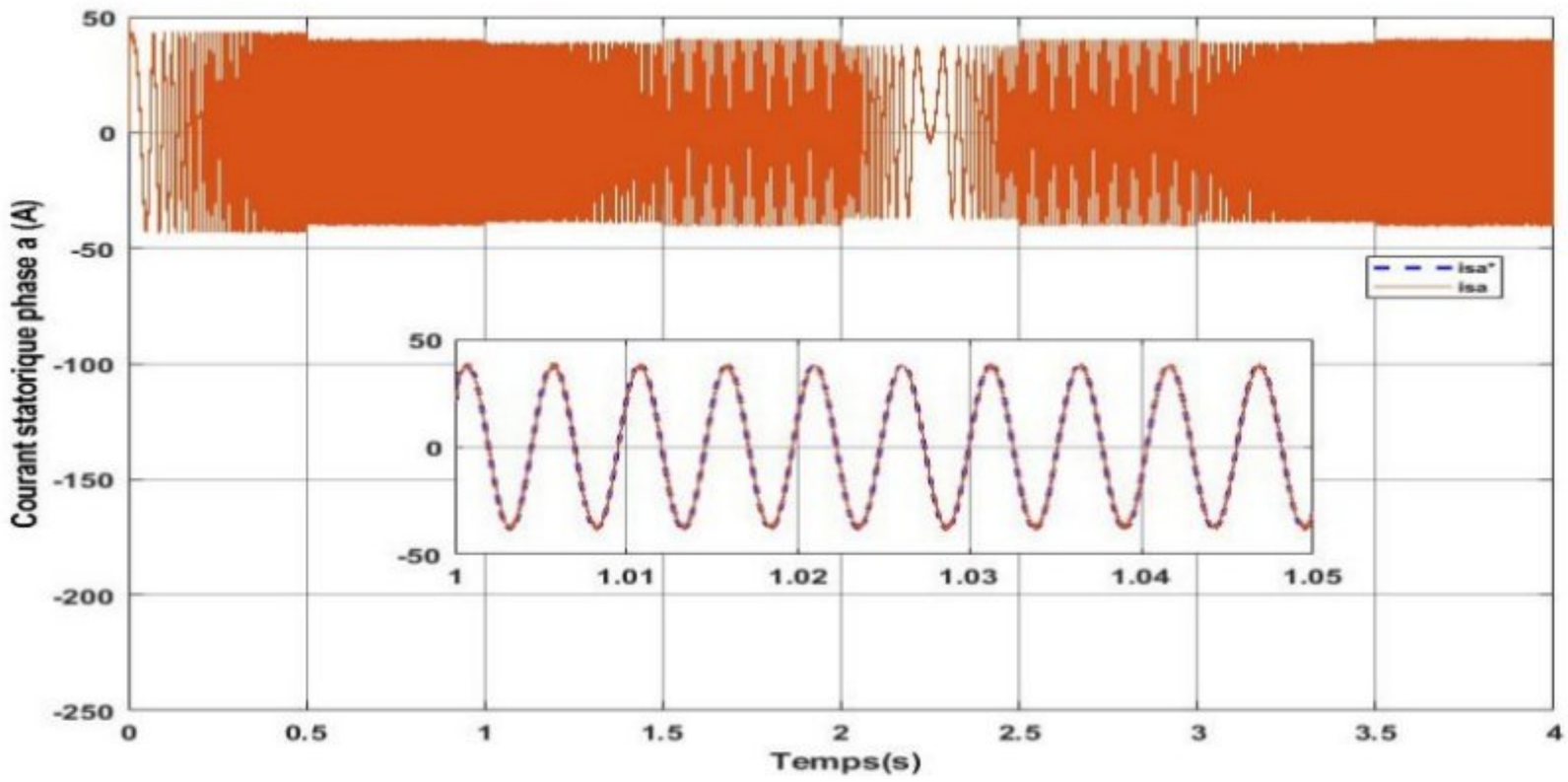


Figure 2.9Courant statorique de la phase a mesuré Isa et sa référence Isaref

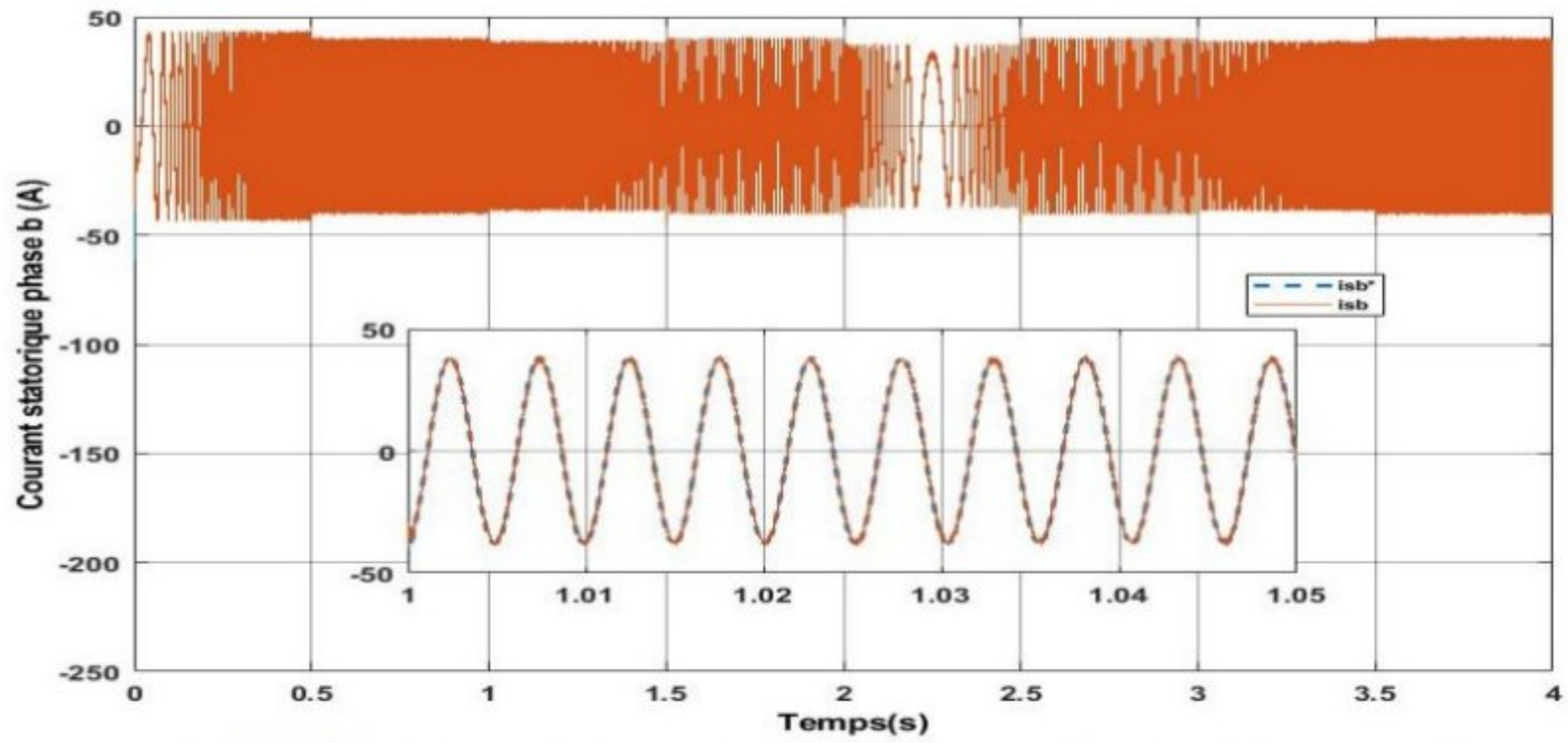


Figure 2.8Courant statorique de la phase b mesuré Isa et sa référence Isare f

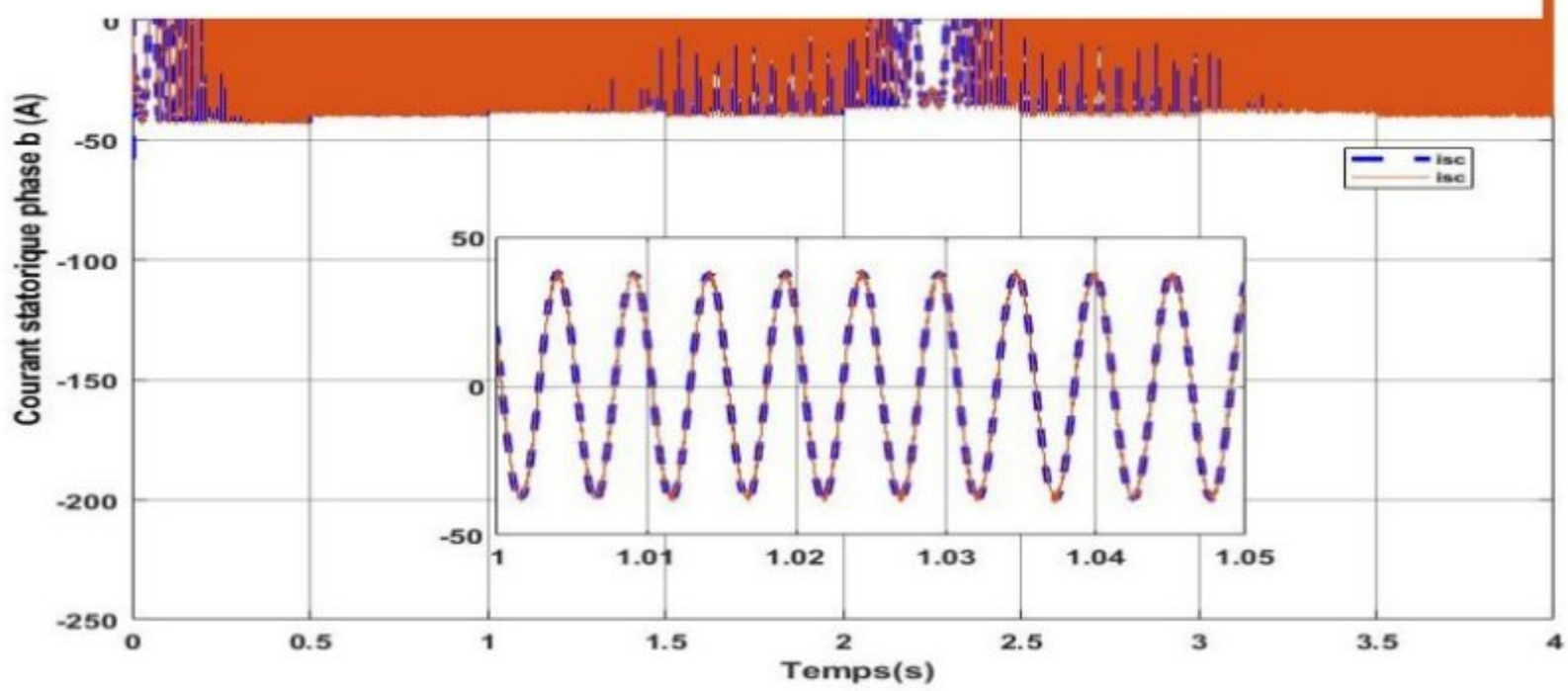


Figure 2.10Courant statorique de la phase c mesuré Isc et sa référence Iscre f .

On observe une concordance précise entre les courants mesurés et leurs signaux de référence, ce qui confirme la bonne performance de la boucle de régulation en courant. Lors des phases d'accélération, notamment entre 1 s et 2 s puis entre 2 s et 3 s, l'amplitude des courants augmente de manière transitoire afin de produire le couple

électromagnétique nécessaire à la variation rapide de la vitesse mécanique. Cette augmentation est directement liée à l'équation du couple électromagnétique de la MSAP, dans laquelle le couple est proportionnel au courant statorique (composante en quadrature dans le repère synchronisé).

Lors du passage en vitesse négative, entre 5 s et 6 s, une inversion de phase des courants est clairement observée. Ce phénomène traduit le changement du sens du champ tournant statorique et donc l'inversion du sens de rotation de la machine. La symétrie et l'équilibrage des trois phases sont conservés, ce qui indique une commande stable et correctement synchronisée.

Les courants restent bornés et ne présentent pas d'oscillations excessives sur l'ensemble des plages de fonctionnement, qu'il s'agisse des régimes à vitesse positive, négative ou nulle. Lorsque la vitesse de référence est égale à zéro, un courant statorique non nul peut néanmoins être observé. Ce comportement s'explique par plusieurs facteurs physiques et de commande :

- Même à vitesse nulle, la machine peut devoir développer un couple pour compenser le couple de charge appliqué. Dans ce cas, un courant statorique est nécessaire pour produire un couple électromagnétique équilibrant C_r .
- Durant les phases transitoires précédant l'arrêt, un courant subsiste brièvement afin d'assurer la décélération contrôlée de la machine.
- La structure de la commande par mode glissant impose une action continue autour de la surface de glissement. Même lorsque l'erreur de vitesse est nulle, un courant minimal peut subsister pour maintenir la stabilité et compenser les pertes internes (résistance statorique, frottements mécaniques).
- En présence d'un couple de charge constant non nul, le maintien de la vitesse à zéro correspond physiquement à un fonctionnement en mode couple pur (mode statique), nécessitant un courant continu équivalent dans le repère synchronisé.

Ainsi, la présence d'un courant statorique lorsque la vitesse de référence est nulle ne traduit pas une instabilité, mais correspond au comportement normal du système de commande assurant soit la compensation de charge, soit le maintien de la stabilité dynamique.

La figure 2.11 présente le couple électromagnétique Ce comparé au couple de charge constant C_r=26,13 N\m. Durant les phases d'accélération, C_e dépasse temporairement la valeur du couple de charge afin de produire l'accélération mécanique requise. En régime permanent, $C_e$converge vers Cr , assurant l'équilibre dynamique. Lors de l'inversion du sens de rotation, le couple électromagnétique devient négatif, confirmant le fonctionnement en mode générateur transitoire

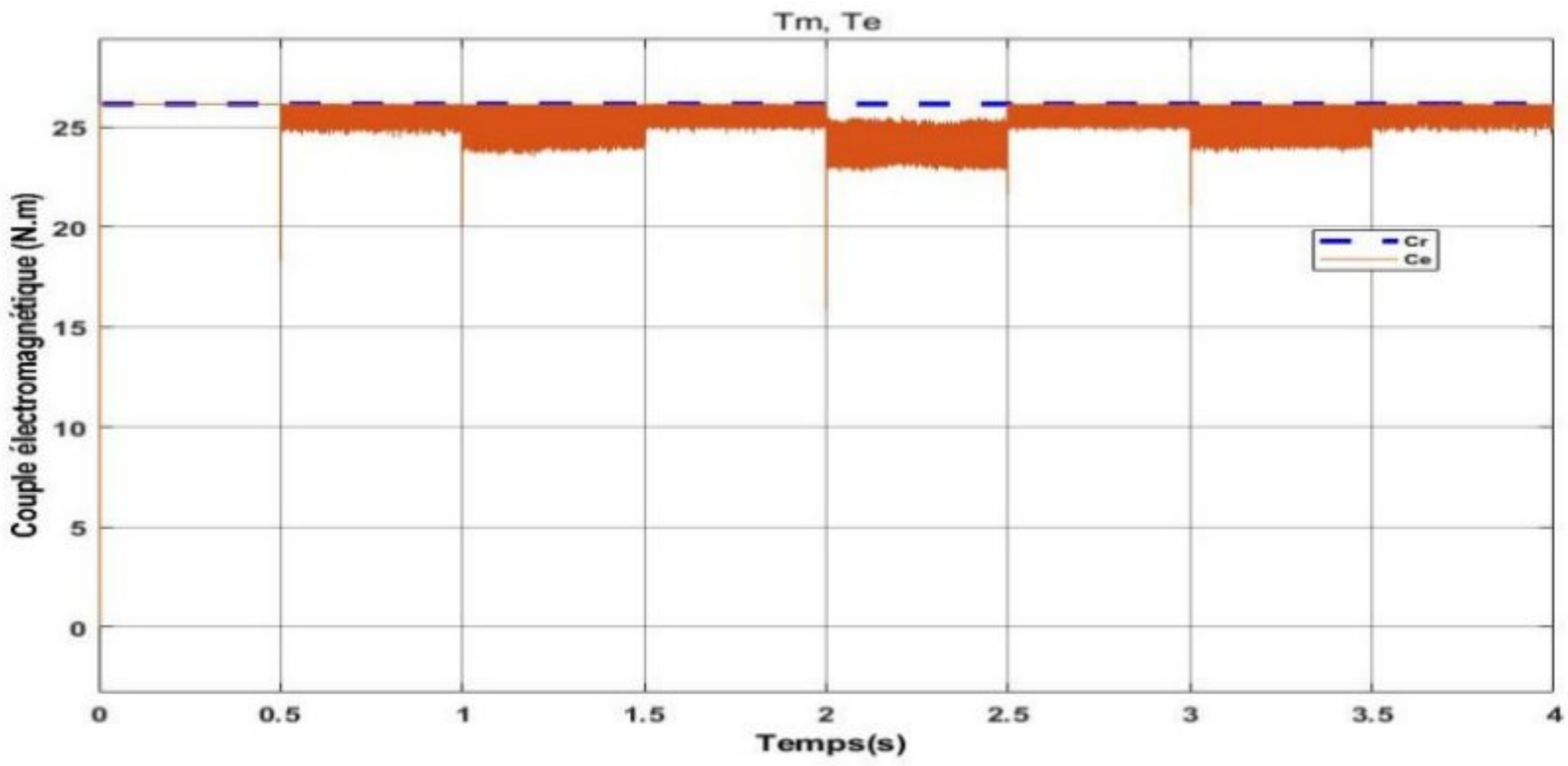


Figure 2.11Couple électromagnétique Ce et couple de charge Cr .

2.5.2. Robustesse face aux perturbations

Dans ce second essai, la vitesse de référence est maintenue constante à sa valeur nominale

$$\omega_{mref} = \omega_{m\_nom}=314,15 \text{ rad/s}$$

Tandis que le couple de charge Cr varie par paliers successifs couvrant les plages nulle, positive partielle, nominale positive, négative partielle et nominale négative, puis retourne à zéro. Le profil temporel utilisé est :

$$T= [0\ 0.5\ 1\ 1.5\ 2\ 2.5\ 3\ 3.5\ 4]$$

Avec

$$Cr= [0\ \ 0\ 5\ 5\ 5\ 10\ 10\ 0\ 0\ ] \text{ N.m}$$

Et C^{nom}=26,13 N\m. Cette configuration permet d'évaluer la robustesse du régulateur SMC-ST face à des perturbations de charge importantes et répétées

La figure 2.12 présente le couple électromagnétique $C_e$par rapport au couple de charge C_r . À chaque variation de charge, C_e s'ajuste instantanément pour compenser le couple appliqué et maintenir la vitesse constante. Lorsque la charge devient négative, le couple électromagnétique change de signe, assurant l'équilibre mécanique et confirmant la robustesse dynamique de la commande.

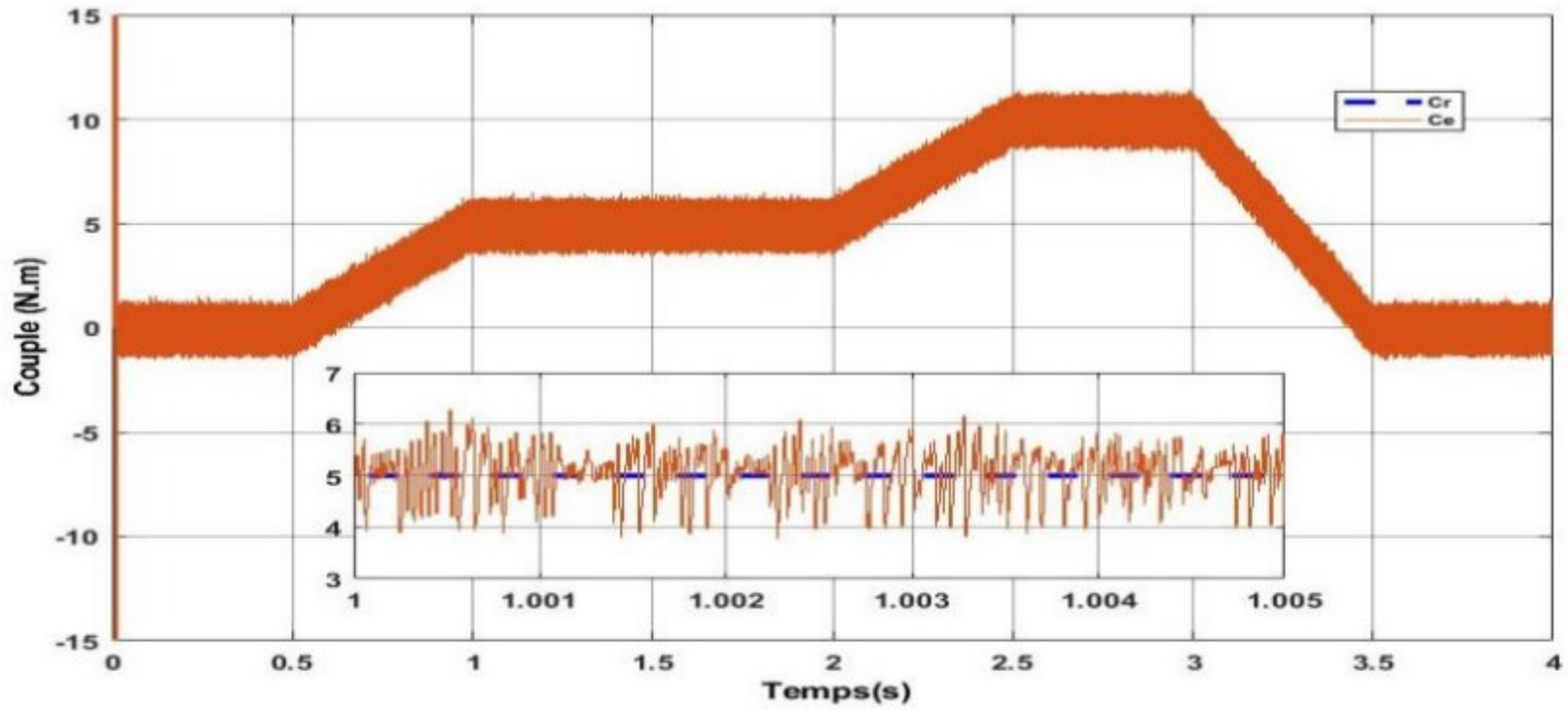


Figure 2.12Couple électromagnétique Ce et couple de charge Cr.

Comme l'illustre la figure 2.13, la vitesse mécanique ω_m reste très proche de sa valeur nominale malgré les variations brusques du couple de charge. Lors des passages de 0 à 5 N·m ou de 5 N·m à -10 N·m, de légères déviations transitoires apparaissent, mais elles sont rapidement compensées par le régulateur. Cette réponse rapide traduit une capacité de rejet des perturbations élevée. La déviation maximale observée (écart transitoire) est limitée, et la vitesse retrouve sa valeur nominale en quelques millisecondes, démontrant un temps de récupération très court.

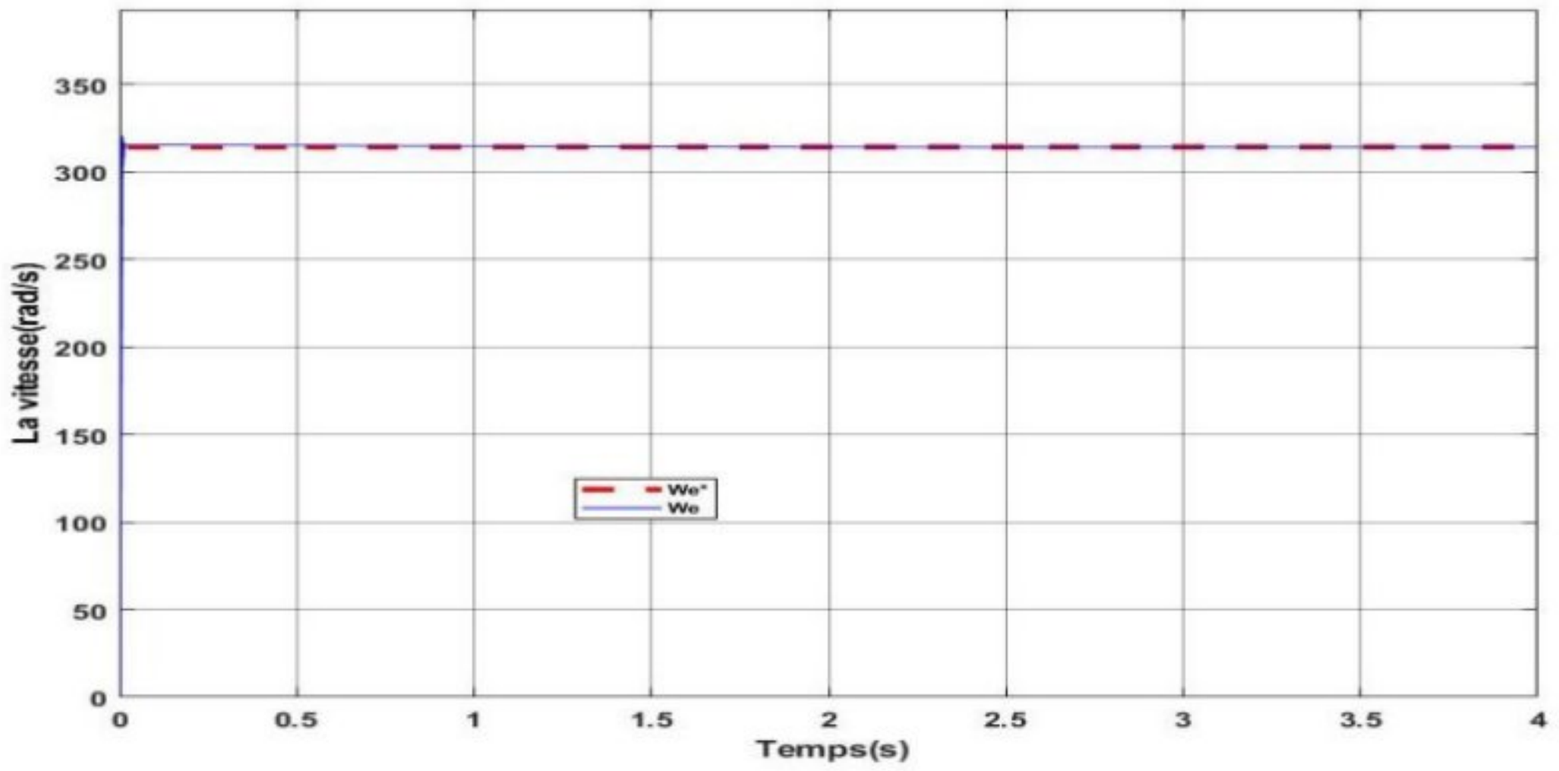


Figure 2.13Évolution de la vitesse mécanique ωm et de la vitesse de référence ω_mref.

Les courants statoriques triphasés Is_{abc}sont représentés dans la figure 2.14, et les courants de chaque phase avec leurs références dans les figure 2.15 à figure 2.17. Les amplitudes des courants s'adaptent immédiatement aux variations de charge, et la concordance entre courants mesurés et références reste excellente. Les déviations transitoires des courants sont faibles, ce qui confirme une erreur maximale transitoire limitée. Les courants restent symétriques et équilibrés, garantissant un fonctionnement électrique stable sur toutes les plages de charge.

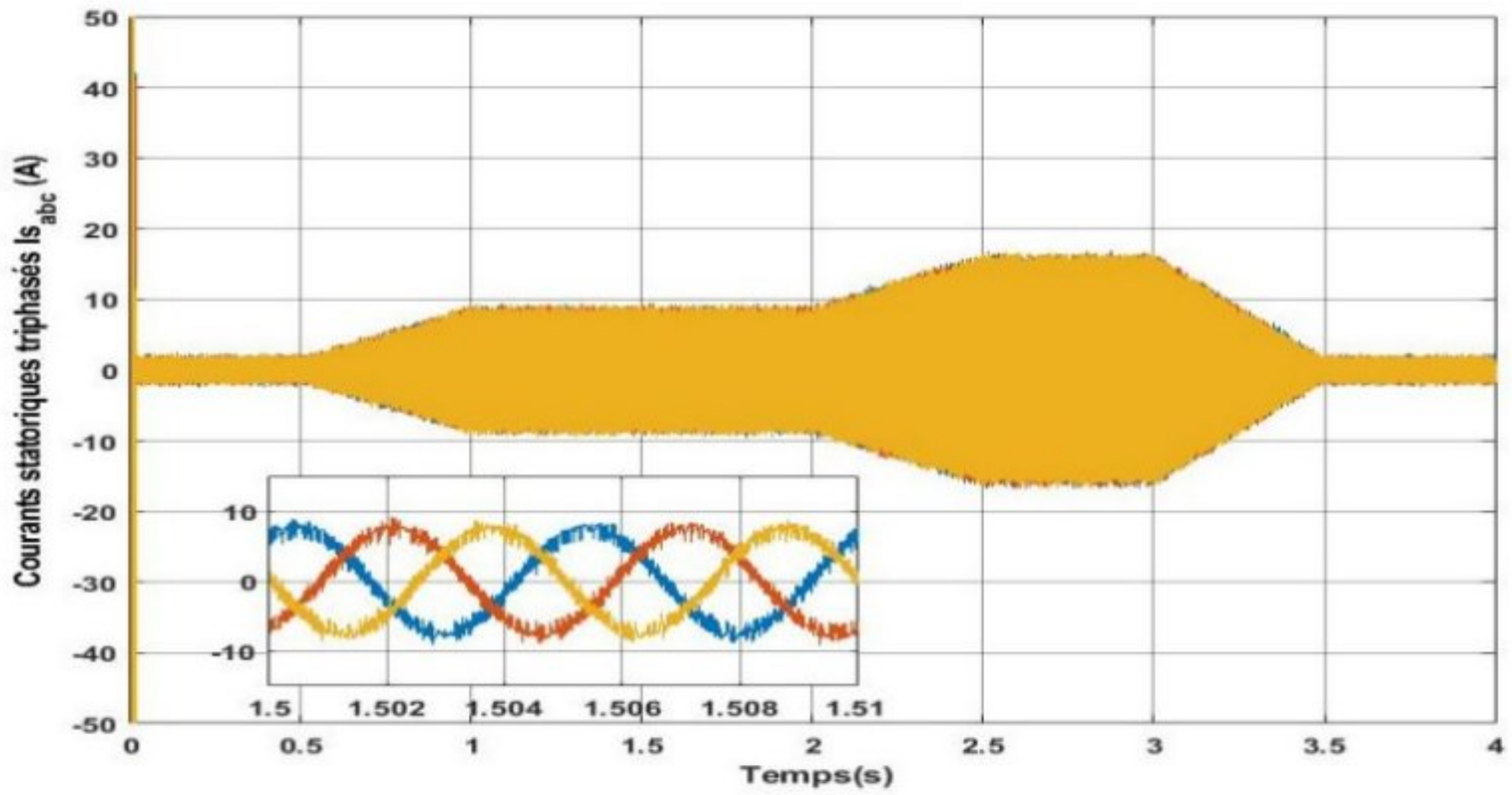


Figure 2.14 Courants statoriques triphasés mesurés Isabc.

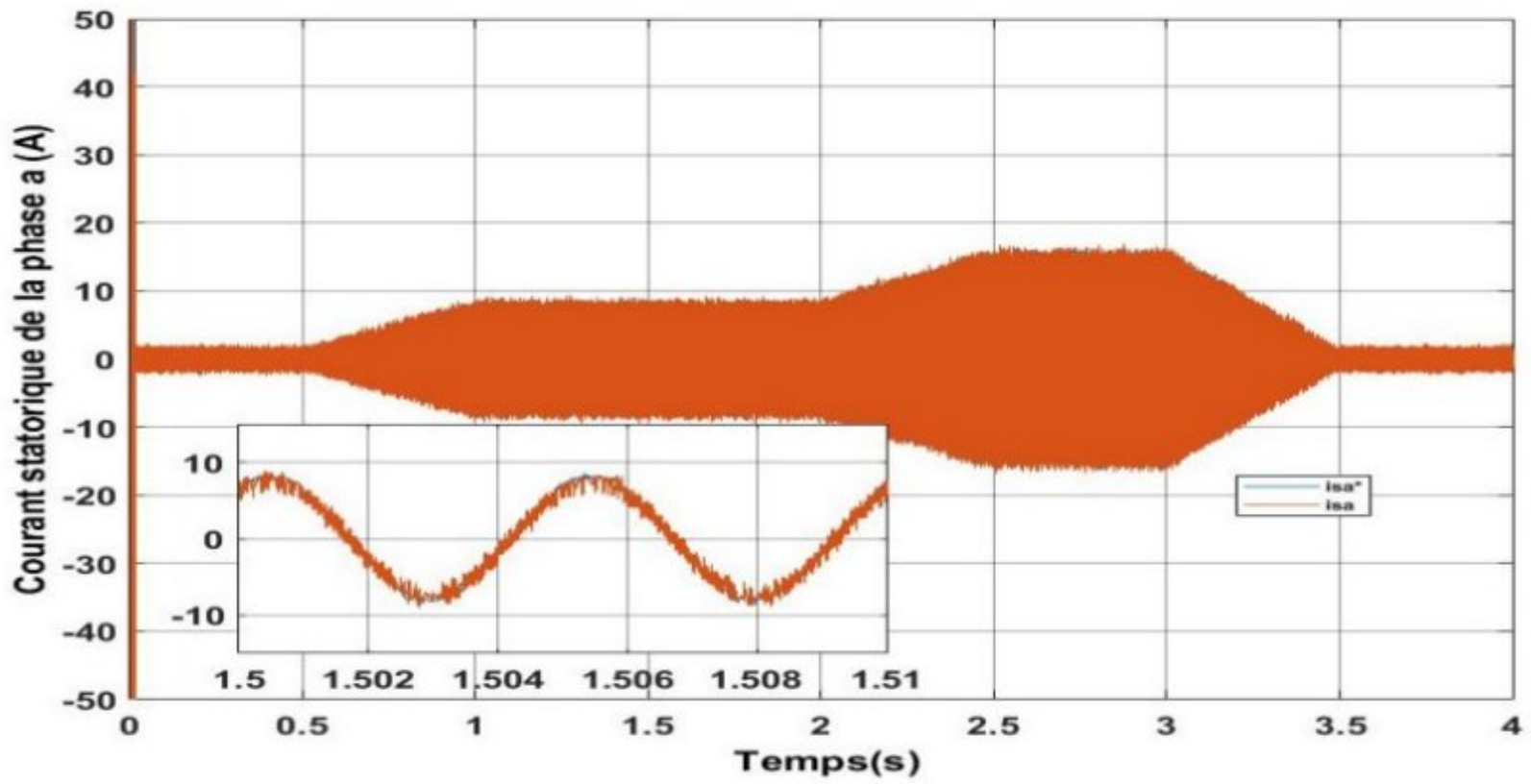


Figure 2.15 Courant statorique de la phase A mesuré Isa et sa référen Isare f .

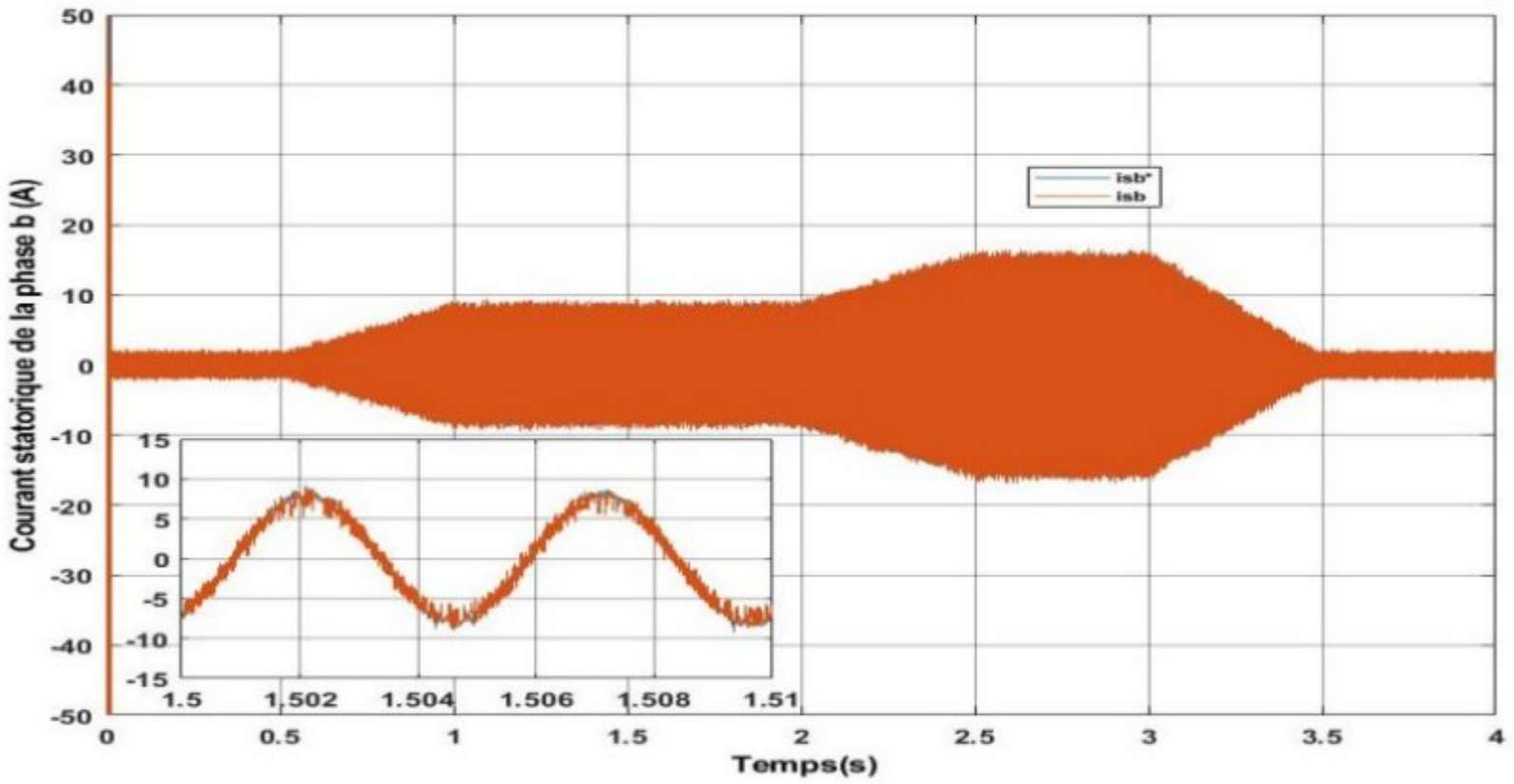


Figure 2.16 Courant statorique de la phase B mesuré Isb et sa référence Is_{bref} .

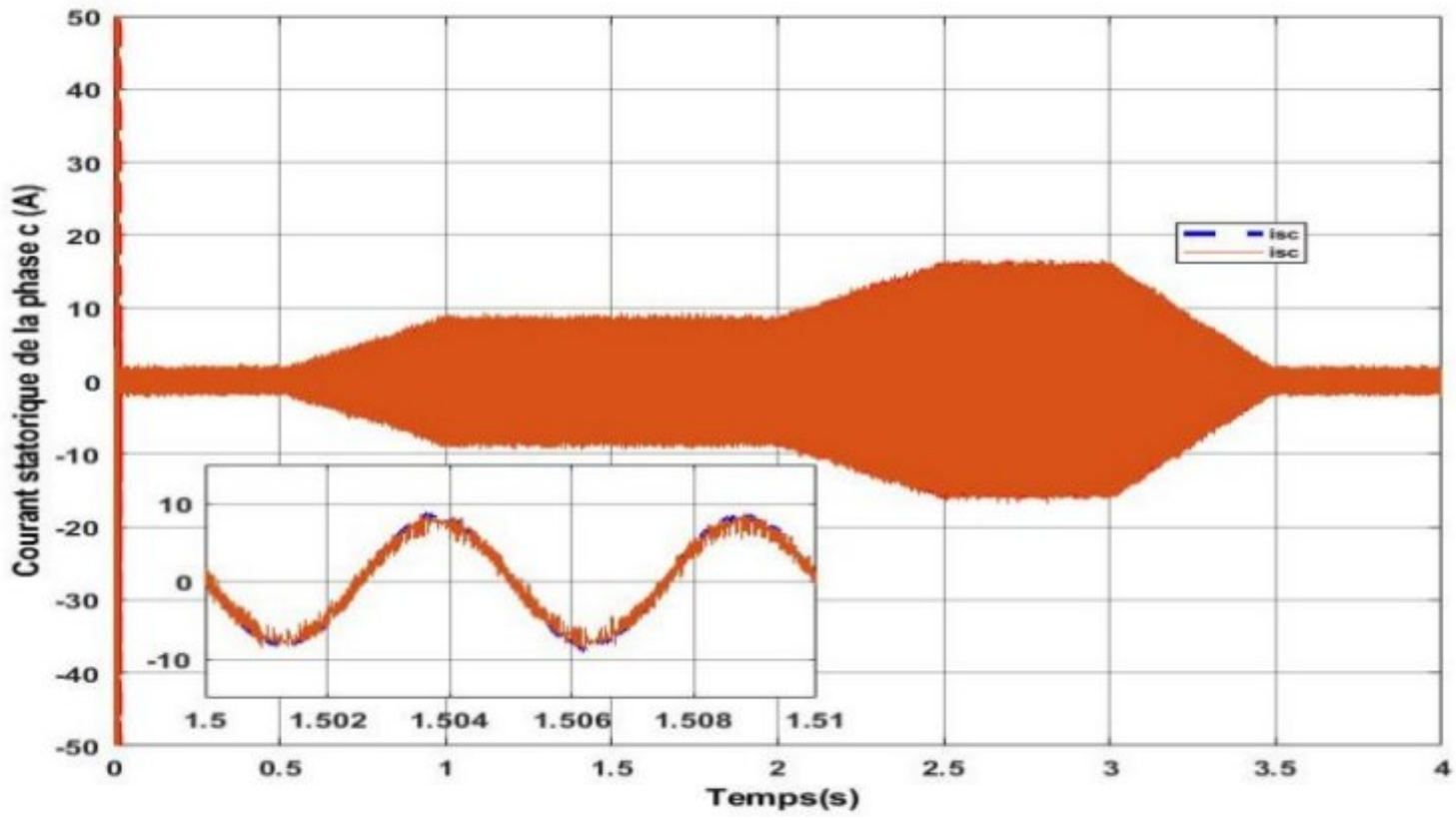


Figure 2.17 Courant statorique de la phase C mesuré Isc et sa référence Is_{cref} .

2.6. Conclusion

Le présent chapitre a présenté l'étude et la mise en œuvre d'une commande par mode glissant de type Super-Twisting (SMC-ST) appliquée à une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) dans le but d'améliorer à la fois la dynamique et la robustesse du système. L'approche SMC-ST, fondée sur le principe de convergence vers une surface de glissement, a permis de réguler la vitesse mécanique de la MSAP tout en maintenant une robustesse élevée face aux incertitudes paramétriques et aux perturbations externes, en particulier les variations rapides de couple de charge. L'algorithme Super-Twisting a montré son efficacité pour réduire le phénomène de chattering, assurant ainsi une commande continue et stable.

L'étude a mis en évidence un suivi précis de la vitesse de référence, même lorsque les profils variaient, incluant des vitesses nulles, partielles, nominales ou inversées, avec des temps de réponse courts à chaque transition. La commande a démontré une grande capacité de rejet des perturbations, la vitesse revenant rapidement à sa valeur nominale après les variations brusques de couple de charge. L'erreur transitoire, tant pour la vitesse que pour les courants statoriques triphasés, est restée limitée, confirmant l'efficacité de la régulation. La surface de glissement est restée stable, la dynamique du système étant bornée et exempte d'oscillations parasites, assurant ainsi une convergence en temps fini et une robustesse notable de la commande. De plus, les courants mesurés se sont révélés conformes aux références, garantissant un fonctionnement électrique équilibré et symétrique sur l'ensemble des plages de charge, y compris en régime de vitesse nulle ou inversée.

Ces observations montrent que la commande SMC-ST répond aux exigences de performance élevées attendues pour les applications industrielles à forte variabilité de charge et nécessitant une précision dynamique, offrant un compromis optimal entre robustesse, rapidité de réponse et limitation du chattering, tout en restant simple à implémenter dans un environnement de simulation et, potentiellement, dans un système réel. La commande par mode glissant Super-Twisting constitue une solution efficace

pour la régulation de la MSAP, garantissant une performance élevée en suivi de vitesse, en rejet de perturbations et en stabilité du système, tout en minimisant les limitations inhérentes aux commandes linéaires classiques.

3. Commande MPPT basée sur les réseaux de neurones

3.1. Introduction

La caractéristique courant–tension d'un module photovoltaïque est fortement non linéaire et présente un point de puissance maximale (MPP), qui varie avec l'irradiation et la température [25]. Pour exploiter pleinement l'énergie du générateur, des techniques de suivi du MPP (MPPT) sont nécessaires [26]. Parmi les méthodes classiques, on trouve Perturb and Observe (P&O), la conductance incrémentale et les méthodes basées sur la tension ou le courant. Ces techniques sont simples, mais peuvent générer des oscillations autour du MPP et répondre lentement aux variations rapides des conditions atmosphériques [27].

Pour améliorer la précision et la rapidité du suivi, des approches basées sur l'intelligence artificielle, notamment les réseaux de neurones artificiels (ANN), ont été développées [28]. Ces réseaux, inspirés du cerveau humain, peuvent estimer directement les conditions optimales et déterminer le MPP avec grande précision.

Ce chapitre présente l'étude d'une commande MPPT neuronale appliquée à un générateur photovoltaïque, en introduisant d'abord les principes généraux du MPPT, puis les notions fondamentales des ANN, et enfin l'architecture du contrôleur et les résultats de simulation.

3.2. Généralités sur le MPPT

Les générateurs photovoltaïques présentent des caractéristiques électriques non linéaires, sensibles à l'irradiation et à la température. La puissance délivrée varie selon le point de fonctionnement. Pour chaque condition, un point de puissance maximale (MPP) existe, correspondant à la puissance maximale [25]. Comme ce point évolue avec l'environnement, un système de suivi du MPP (MPPT) est nécessaire pour exploiter pleinement l'énergie du générateur.

3.2.1. Principe de la poursuite du point de puissance maximale

La puissance électrique délivrée par un générateur photovoltaïque est donnée par la relation suivante :

$$P = V \times I \qquad 3.1$$

Où :

- V est la tension du générateur photovoltaïque
- I est le courant fourni par le générateur
- P est la puissance produite

La caractéristique courant–tension (I–V) d'un module photovoltaïque présente une forme non linéaire. En multipliant la tension par le courant, on obtient la caractéristique puissance–tension (P–V) qui permet d'identifier le point de puissance maximale.

La condition du point de puissance maximale est obtenue lorsque :

$$\frac{dP}{dV} = 0 \qquad 3.2$$

En développant la dérivée de la puissance (3.3) :

$$\frac{dP}{dV} = I + V\frac{dI}{dV} \qquad 3.3$$

La condition du MPP devient alors (3.4) :

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \qquad 3.4$$

Cette relation constitue la base théorique de plusieurs algorithmes de poursuite du point de puissance maximale utilisés dans les systèmes photovoltaïques [29].

La figure 3.1 montre que la puissance maximale est obtenue au point MPP, situé entre la tension de circuit ouvert V_{oc} et le courant de court-circuit I_{sc}.

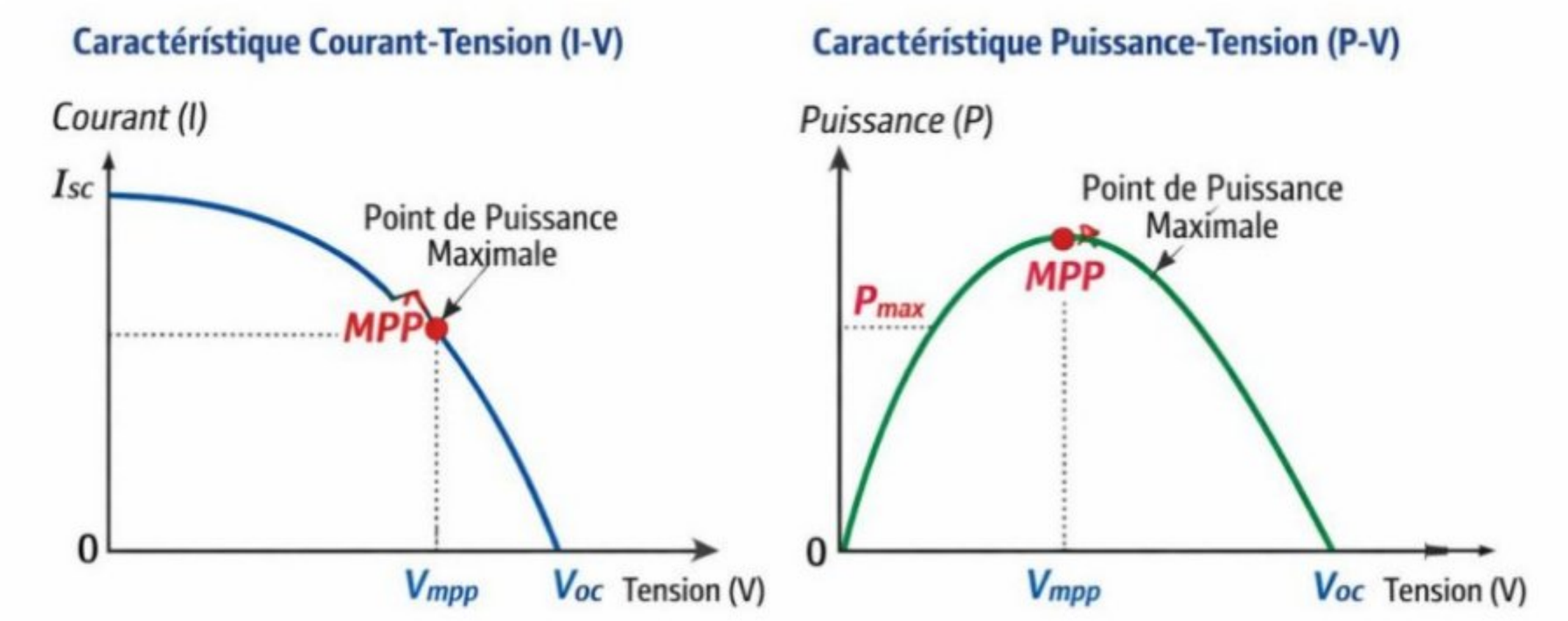


Figure 3.1Caractéristiques courant–tension (I–V) et puissance–tension (P–V) d'un générateur photovoltaïque avec indication du point de puissance maximale (MPP) [30].

La puissance maximale d'un générateur photovoltaïque dépend fortement de l'irradiation et de la température : l'augmentation de l'irradiation élève le courant et la puissance, tandis qu'une hausse de température réduit la tension et diminue la puissance maximale [30]. Sans MPPT, le générateur fonctionne souvent loin du MPP, entraînant des pertes d'énergie. L'utilisation d'un algorithme MPPT permet d'optimiser le rendement. Sa mise en œuvre nécessite généralement deux éléments principaux :

- **Un dispositif matériel (hardware)** : généralement un convertisseur statique DC–DC (Boost, Buck ou Buck–Boost) qui permet d'adapter l'impédance entre le générateur photovoltaïque et la charge.
- **Un algorithme de commande (software)** : qui calcule le point de fonctionnement optimal et ajuste le rapport cyclique du convertisseur afin de maintenir le fonctionnement du générateur au voisinage du MPP.

La structure générale d'un système MPPT comprend le générateur photovoltaïque, un convertisseur DC–DC, un capteur de tension et de courant, ainsi qu'un contrôleur MPPT chargé d'ajuster dynamiquement le point de fonctionnement du générateur pour maintenir l'extraction de la puissance maximale quelles que soient les conditions environnementales.

3.2.2. Méthodes de poursuite du point de puissance maximale

De nombreuses techniques de suivi du point de puissance maximale (MPPT) ont été développées et se répartissent en deux grandes catégories :

A. Méthodes conventionnelles :

- Perturb and Observe (P&O)
- Conductance incrémentale
- Tension fractionnelle
- Courant fractionnel

B. Méthodes intelligentes :

- Logique floue
- Réseaux de neurones artificiels (ANN)
- Algorithmes génétiques

Ces méthodes permettent d'ajuster le point de fonctionnement du générateur photovoltaïque pour maximiser la puissance extraite, les méthodes intelligentes offrant une meilleure adaptation aux variations environnementales et au comportement non linéaire du système.

Le tableau 3.1 présente une comparaison entre certaines méthodes MPPT.

Tableau 3.1.Comparaison de quelques méthodes MPPT.

Méthode	Avantages	Inconvénients
P&O	Simple et facile à implémenter	Oscillations autour du MPP
Conductance incrémentale	Bonne précision	Calcul plus complexe
Fraction V_{oc}	Implémentation simple	Moins précise
Réseaux de neurones	Très rapide et précis	Nécessite apprentissage

Dans ce travail, nous nous intéressons à la technique MPPT basée sur les réseaux de neurones artificiels (ANN), choisie pour sa capacité à modéliser le comportement non linéaire des générateurs photovoltaïques et à s'adapter rapidement aux variations des conditions environnementales. Cette approche permet d'améliorer à la fois la précision et la réactivité du suivi du point de puissance maximale, garantissant ainsi un rendement énergétique optimal du système.

3.2.3. Le convertisseur statique Hacheur survolteur (Boost)

Dans les systèmes photovoltaïques, l'adaptation entre le générateur et la charge se fait généralement via un convertisseur DC–DC, le plus utilisé étant le hacheur survolteur (Boost) pour sa simplicité et sa capacité à augmenter la tension de sortie [31]. Il se compose essentiellement d'une inductance L , d'un interrupteur électronique S

(MOSFET ou IGBT), d'une diode D et d'un condensateur de filtrage C alimentant la charge.

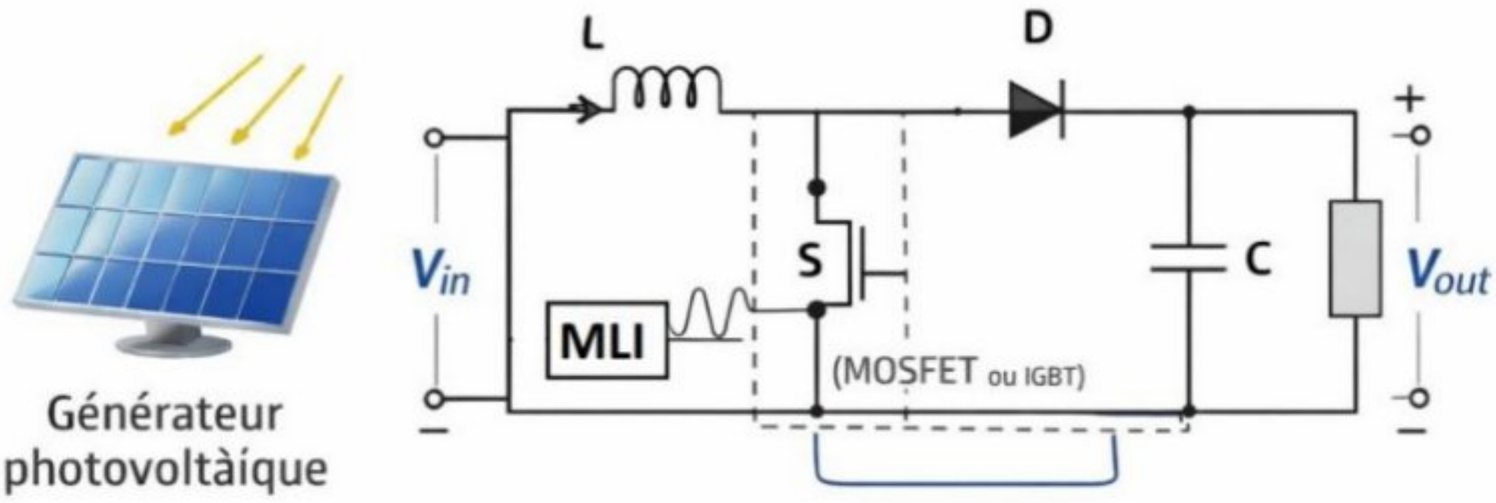


Figure 3.2Schéma du convertisseur DC-DC de type Boost .

Le convertisseur Boost fonctionne par commutation périodique de l'interrupteur électronique, commandé par un signal de modulation de largeur d'impulsion (MLI ou PWM). Son fonctionnement se décrit en deux phases :

- **Phase 1 :** interrupteur fermé, la source alimente l'inductance L, qui emmagasine de l'énergie, tandis que la charge est alimentée par le condensateur C.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in}}{L} \qquad 3.5$$

Où :

- V_{in} est la tension d'entrée du convertisseur
- L est l'inductance
- i_L est le courant dans l'inductance

- **Phase 2 :** interrupteur ouvert – la diode conduit et l'énergie stockée dans l'inductance est transférée vers la charge et le condensateur.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in} - V_o}{L} \qquad 3.6$$

En régime permanent et en mode de conduction continue (CCM), la tension de sortie est donnée par l'équation 3.7:

$$V_o = \frac{V_{in}}{1 - D} \qquad 3.7$$

Où:

- V_o est la tension de sortie
- V_{in} est la tension d'entrée
- D est le rapport cyclique du signal MLI (PWM)

D est le rapport cyclique du signal PWM, qui est défini par (3.8) :

$$D = \frac{T_{on}}{T} \qquad 3.8$$

Où :

- T_{on} est le temps de conduction de l'interrupteur
- T est la période de commutation

Dans un système photovoltaïque, le convertisseur Boost ajuste l'impédance vue par le générateur. L'algorithme MPPT modifie le rapport cyclique pour déplacer le point de fonctionnement vers le point de puissance maximale, optimisant ainsi l'extraction d'énergie et le rendement global du système [32].

3.2.4. La commande MLI

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) est la technique de commande la plus utilisée pour contrôler les convertisseurs DC–DC et DC–AC dans les systèmes photovoltaïques. Elle permet de contrôler la tension moyenne appliquée à la charge en ajustant le rapport cyclique D du signal de commande.

La tension moyenne de sortie d'un convertisseur est proportionnelle au rapport cyclique D (3.9) :

$$V_{out} = D \cdot V_{ref} \qquad 3.9$$

Où V_{ref} est la tension de référence et D est défini comme (3.10) :

$$D = \frac{T_{on}}{T} \qquad 3.6$$

Avec :

- T_{on} : durée pendant laquelle l'interrupteur est fermé
- T : période de commutation

En ajustant dynamiquement le rapport cyclique D, on peut contrôler la tension et le courant de sortie du convertisseur, ce qui est essentiel pour la poursuite du point de puissance maximale dans les systèmes PV.

La MLI est une technique de commande qui permet de générer une tension de sortie moyenne contrôlée à partir d'une source continue. Elle repose sur la comparaison entre :

- Un signal de référence (V_{ref}), correspondant à la tension souhaitée,
- Un signal triangulaire ou en dents de scie (V_{tri}), de fréquence fixe correspondant à la fréquence de commutation du convertisseur.

Le comparateur génère alors le signal de commande du commutateur (figure 3.3) [33] :

$$\text{Si } V_{\text{ref}} > V_{\text{tri}} \Rightarrow \text{ S fermé (ON)}$$
$$\text{Si } V_{\text{ref}} < V_{\text{tri}} \Rightarrow \text{ S ouvert (OFF)}$$

Ainsi, la largeur de l'impulsion T_{on} varie proportionnellement à V_{ref} , assurant un contrôle précis de la tension et du courant de sortie. Ce principe est largement utilisé pour les convertisseurs Boost dans les systèmes PV afin de maximiser l'énergie extraite des panneaux solaires.

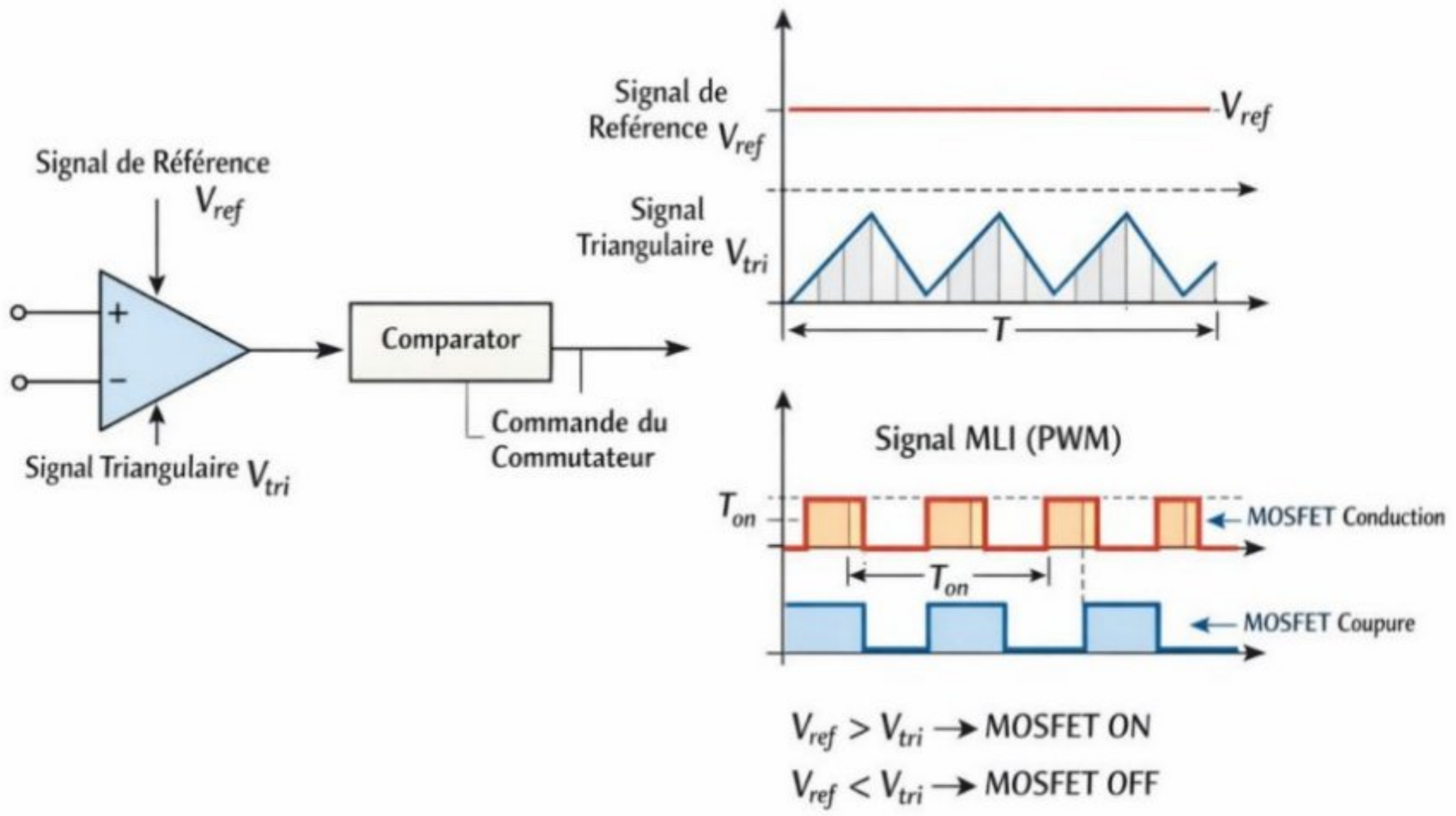


Figure 3.3Principe de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) avec comparateur et signal triangulaire [33].

3.2.5. Étage d'adaptation pour générateur PV avec fonction MPPT

L'étage d'adaptation ajuste l'impédance vue par le générateur photovoltaïque pour maximiser la puissance extraite. Il se compose généralement d'un convertisseur DC–DC (Boost, Buck ou Buck–Boost) commandé par un algorithme MPPT.

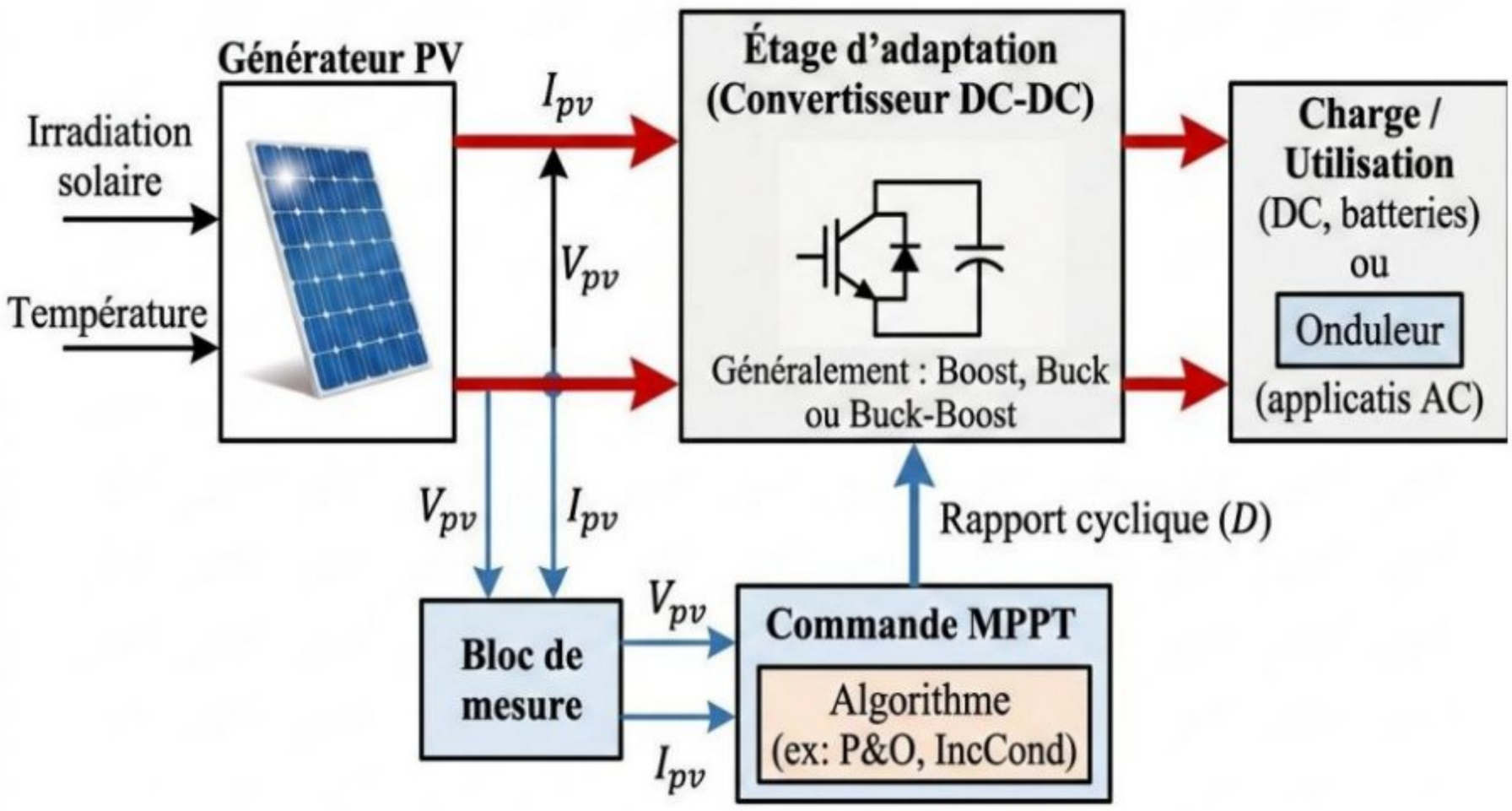


Figure 3.4.Structure générale d'un système PV avec étage d'adaptation et MPPT.

Le générateur photovoltaïque peut être représenté par une source de courant I_{ph} en parallèle avec une diode et une résistance série R_s . La puissance délivrée au convertisseur dépend de la tension aux bornes du générateur. L'étage d'adaptation ajuste cette tension afin de maintenir le fonctionnement au point de puissance maximale (MPP). En régime stationnaire, la relation tension–courant du convertisseur est donnée par :

$$V_{PV} = V_o \cdot (1 - D) \qquad 3.11$$

Où :

- V_{PV} : tension aux bornes du générateur PV
- V_o : tension de sortie du convertisseur
- D : rapport cyclique appliqué par la commande MLI

L'algorithme MPPT ajuste le rapport cyclique D pour maintenir la tension V_{PV} au point de puissance maximale V_{MPP}. L'étage d'adaptation permet ainsi d'extraire la puissance maximale, de réguler la tension et le courant, et d'améliorer le rendement global. L'association de la MLI et de cet étage constitue la base matérielle pour l'implémentation des algorithmes MPPT dans les systèmes photovoltaïques.

3.2.6. Algorithme de Perturbation et Observation (P&O)

La méthode P&O consiste à perturber la tension de référence et à analyser la variation de puissance pour localiser le sommet de la courbe P(V).

Le signe de la variation de puissance ΔP consécutif à une variation de tension ΔV permet de localiser le point de fonctionnement :

- Si $\Delta P/\Delta V > 0$: Le système opère à gauche du PPM. La tension doit être augmentée pour converger vers le maximum.
- Si $\Delta P/\Delta V < 0$: Le système a dépassé le PPM. La tension doit être diminuée.

Bien que simple et efficace, cette technique peut provoquer des oscillations autour du PPM et diverger lors de changements rapides d'irradiation.

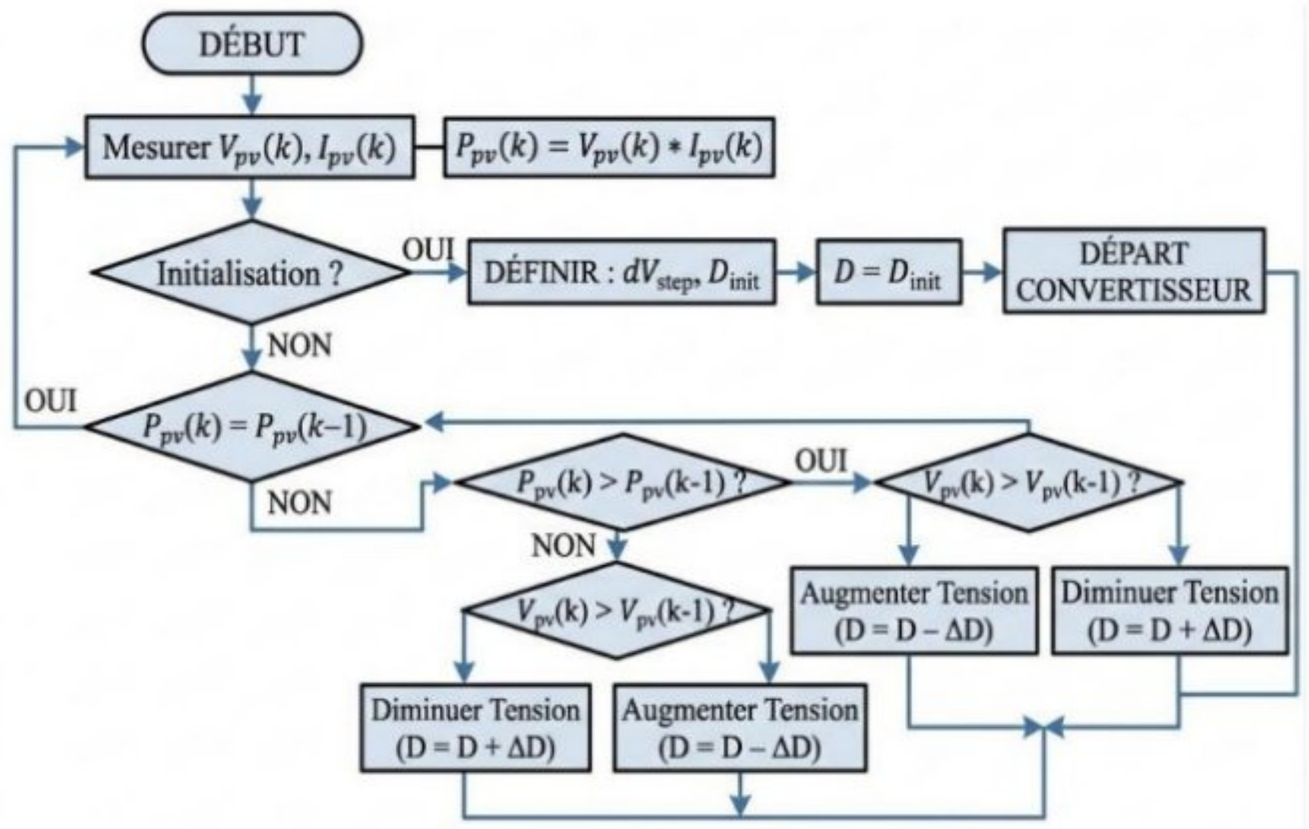


Figure 3.5Logigramme de l'algorithme Perturbation et Observation (P&O).

3.3. Réseaux de neurones artificiels

Les réseaux de neurones artificiels (ANN) sont des systèmes inspirés du cerveau humain, capables d'apprendre à partir de données et de modéliser des relations non linéaires complexes [34]. Ils sont utilisés dans le contrôle intelligent, la reconnaissance de formes, la prédiction de séries temporelles et la commande de systèmes non linéaires, notamment pour le suivi du point de puissance maximale (MPPT) des générateurs photovoltaïques [35].

3.3.1. Principe de fonctionnement

Un neurone artificiel reçoit des signaux d'entrée, les combine avec des poids, ajoute un biais, puis applique une fonction d'activation pour générer sa sortie (figure 3.6).

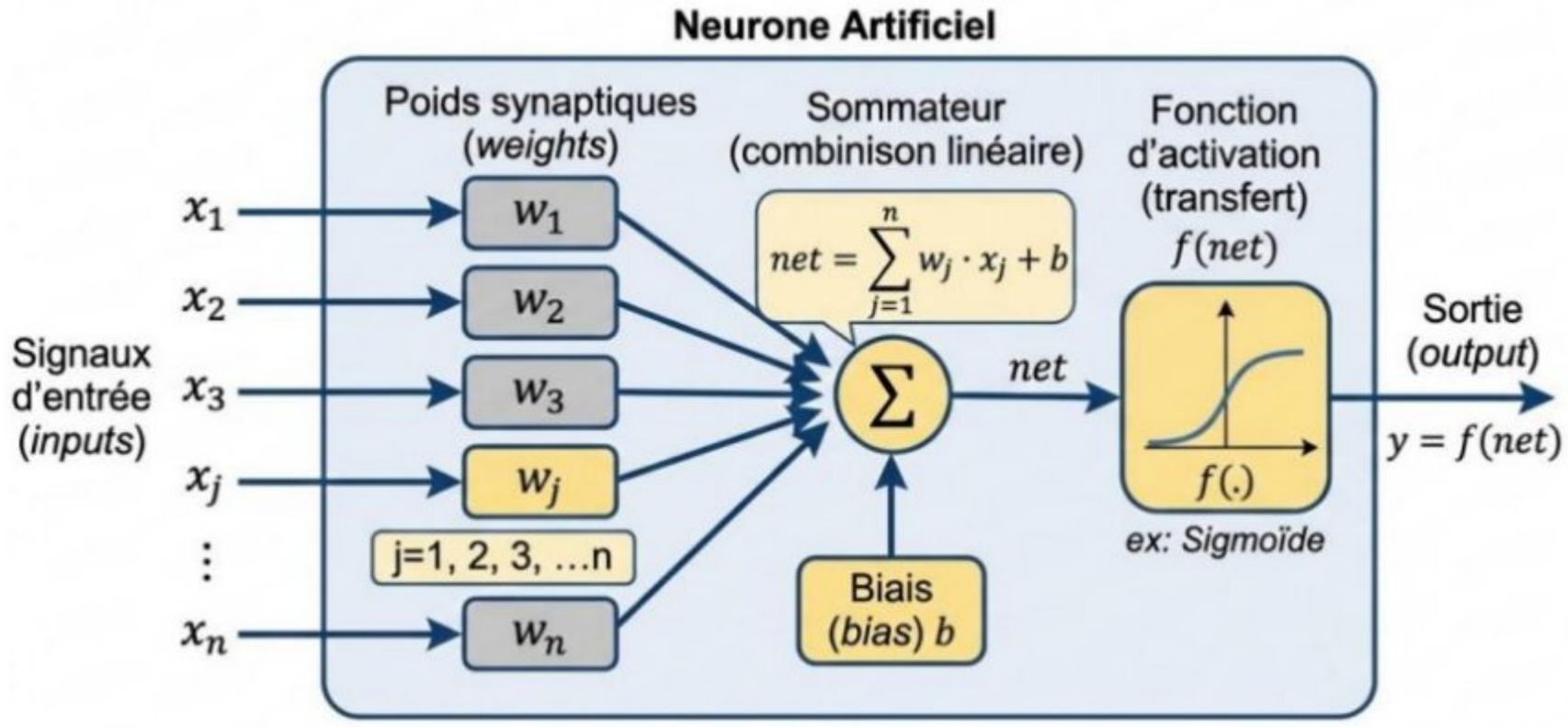


Figure 3.6Schéma d'un neurone artificiel .

Mathématiquement, la sortie d'un neurone y peut être exprimée comme :

$$y = f\left(\sum_{i=1}^{n} w_i\, x_i + b\right) \qquad 3.7$$

Où :

- x_i : entrées du neurone
- w_i : poids synaptiques associés à chaque entrée
- b : biais du neurone
- f : fonction d'activation (linéaire ou non linéaire)
- n : nombre d'entrées

La fonction d'activation introduit la non-linéarité dans le réseau, les plus courantes étant :

- Sigmoïde : $f(x) = \frac{1}{1+e^{-x}}$
- Tangente hyperbolique : $f(x) = \tanh(x)$
- ReLU : $f(x) = \max(0, x)$

Dans un réseau multicouche, les signaux circulent des neurones d'entrée vers les couches cachées puis la sortie, chaque couche appliquant une combinaison linéaire suivie de la fonction d'activation. Le réseau ajuste ses poids et biais pour minimiser l'erreur, ce qui le rend particulièrement efficace pour le suivi du point de puissance maximale dans les systèmes photovoltaïques, où les relations tension–courant–environnement sont fortement non linéaires [34], [35].

3.3.2. Structure du réseau neuronal

La structure d'un réseau de neurones détermine sa capacité à modéliser des relations non linéaires. Pour le suivi du point de puissance maximale d'un générateur photovoltaïque, on utilise généralement un réseau multicouche (MLP) (figure 3.7) [36].

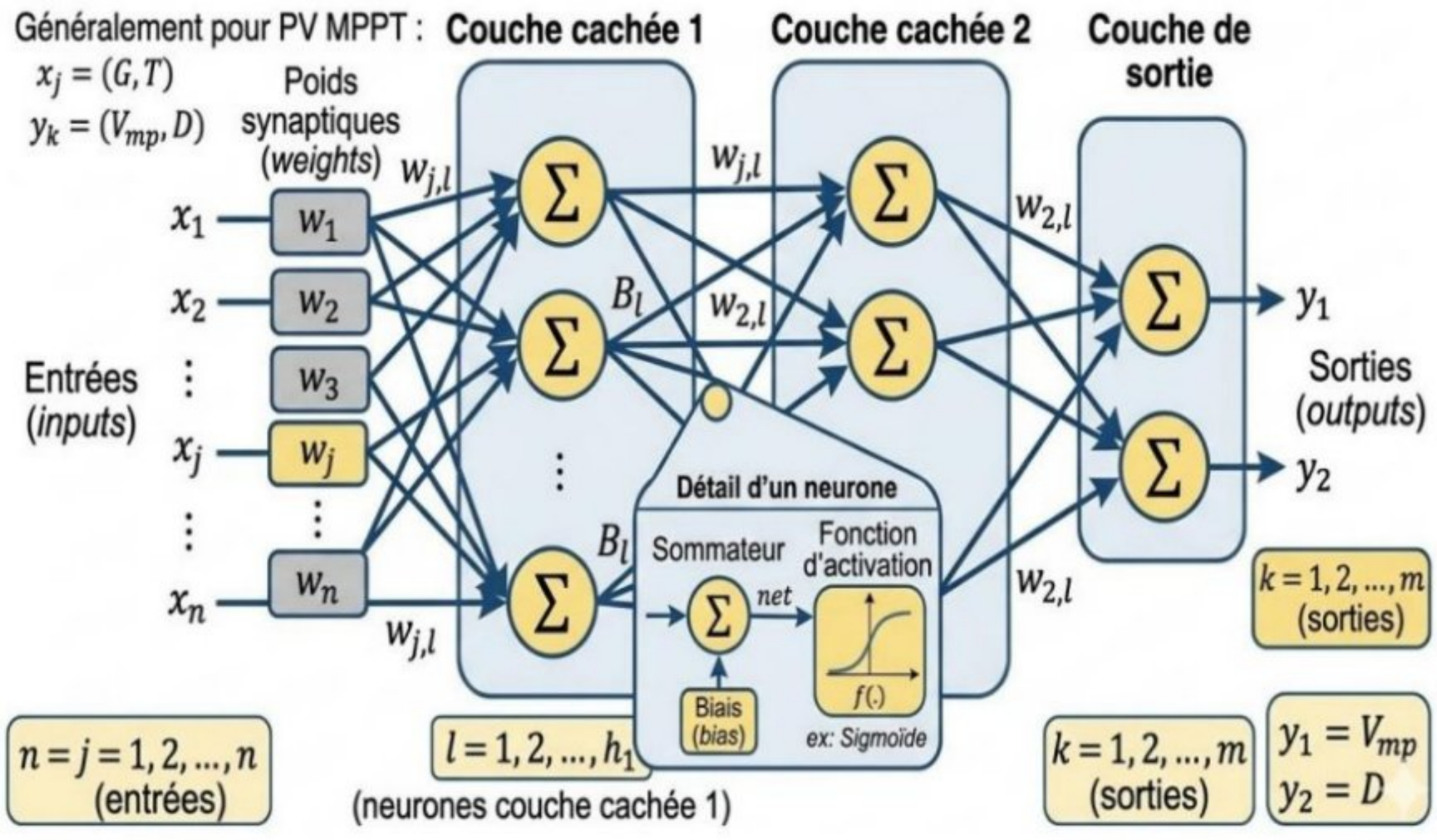


Figure 3.7Structure typique d'un réseau neuronal multicouche (MLP) .

Un MLP (Multi-Layer Perceptron) typique comprend trois types de couches :

- **Couche d'entrée :** reçoit les variables du générateur PV (tension V_{PV}, courant I_{PV}, irradiation G) et transmet les signaux aux couches suivantes.
- **Couches cachées :** effectuent des transformations non linéaires via une combinaison linéaire des entrées pondérées par les poids et biais, suivie d'une fonction d'activation.

$$h_j = f\left(\sum_{i=1}^{n} w_{ij}\, x_i + b_j\right) \qquad 3.8$$

Où :

  - x_i : entrées provenant de la couche précédente
  - w_{ij} : poids associés aux neurones
  - b_j : biais du neurone j
  - h_j : sortie du neurone j dans la couche cachée
- **Couche de sortie :** Couche de sortie : génère la valeur de sortie du réseau, par exemple V_{MPP} ou le rapport cyclique D du convertisseur.

$$y_k = f_{out}\left(\sum_{j=1}^{m} w_{jk}^{out}\, h_j + b_k^{out}\right) \qquad 3.9$$

Où :

  - h_j : sorties des neurones de la couche cachée
  - w_{jk}^{out} : poids entre couche cachée et couche de sortie
  - b_k^{out} : biais du neurone de sortie
  - y_k : sortie du réseau
  - f_{out} : fonction d'activation de la couche de sortie

Dans le MPPT, les entrées représentent l'état du générateur et les conditions environnementales, les poids et biais ajustent l'influence de chaque entrée, les fonctions d'activation introduisent la non-linéarité nécessaire, et la sortie fournit la valeur optimale permettant au générateur de fonctionner au point de puissance maximale [36].

3.4. MPPT neuronal appliqué au générateur photovoltaïque

Dans cette étude, le suivi du point de puissance maximale (MPPT) du générateur photovoltaïque est assuré par un réseau de neurones artificiels (RNA). Contrairement aux méthodes classiques basées sur la tension et le courant du générateur, le réseau utilise directement l'irradiation solaire G et la température T comme entrées. Il estime le rapport cyclique optimal D_{opt} du convertisseur Boost pour maintenir le fonctionnement au MPP. Les données d'apprentissage proviennent de l'algorithme classique Perturb and Observe (P&O).

3.4.1. Architecture du MPPT neuronal

L'architecture générale du contrôleur MPPT basé sur le réseau de neurones artificiels est présentée à la figure 3.8. Le système est composé d'un réseau neuronal multicouche associé à un convertisseur DC-DC de type Boost connecté au générateur photovoltaïque.

Le réseau neuronal traite les mesures environnementales et prédit le rapport cyclique optimal permettant d'extraire la puissance maximale disponible du générateur photovoltaïque.

Le réseau neuronal proposé est un perceptron multicouche (MLP) comportant deux couches cachées. Les caractéristiques principales du réseau sont résumées dans le Tableau 3.1.

Tableau 3.2 Architecture du réseau neuronal proposé.

Entrées	Couches	Couche cachée 1	Couche cachée 2	Fonction d'apprentissage	Fonction de performance
2	3	15 neurones	10 neurones	trainlm	MSE

Le réseau neuronal reçoit deux entrées correspondant à l'irradiation G et à la température T . Les couches cachées utilisent la fonction d'activation sigmoïde hyperbolique (tansig), tandis que la couche de sortie fournit la valeur estimée du rapport cyclique D.

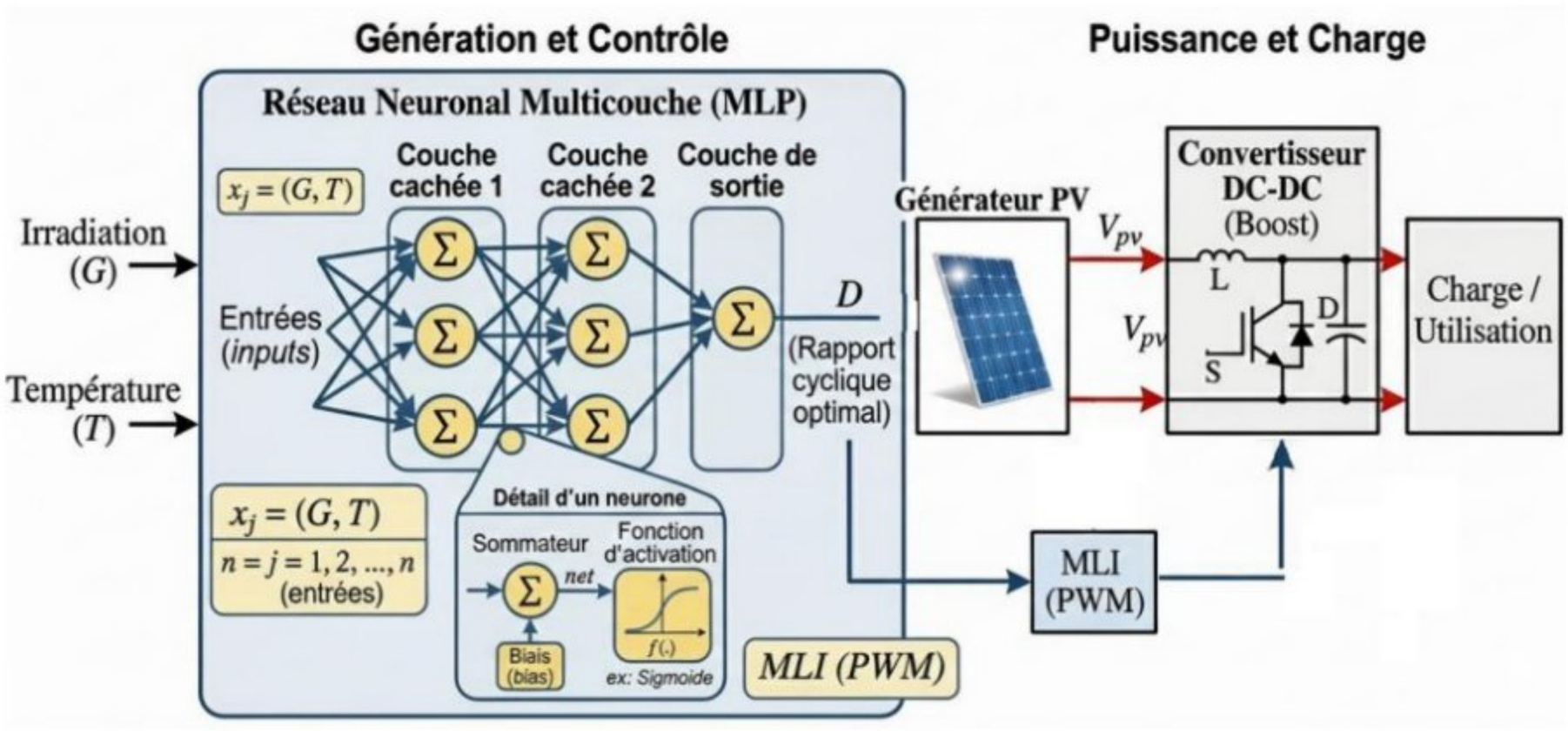


Figure 3.8Architecture du MPPT neuronal basé sur les mesures d'irradiation et de température pour la commande d'un convertisseur Boost..

Le réseau neuronal reçoit deux entrées correspondant à l'irradiation G et à la température T . Les couches cachées utilisent la fonction d'activation sigmoïde hyperbolique (tansig), tandis que la couche de sortie fournit la valeur estimée du rapport cyclique D.

La sortie du neurone est donnée par l'expression suivante (3.18):

$$D = f\left(\sum_{i=1}^{2} w_i\, x_i + b\right) \qquad 3.10$$

Où :

- x_i représente les entrées du réseau (G, T)
- w_i correspond aux poids synaptiques
- b représente le biais
- $f(\cdot)$ est la fonction d'activation

L'architecture globale du contrôleur MPPT basé sur le réseau de neurones artificiels est illustrée à la figure3.9. Le réseau neuronal permet d'estimer en temps réel le rapport cyclique optimal afin d'assurer le fonctionnement du générateur photovoltaïque au point de puissance maximale.

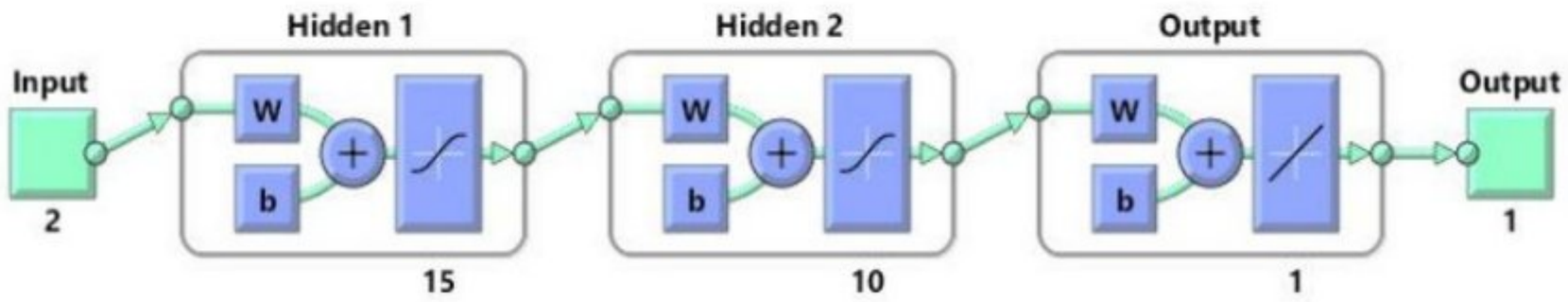


Figure 3.9Architecture du contrôleur MPPT basé sur un réseau de neurones artificiels utilisant l'irradiation G et la température T comme entrées. La sortie du réseau est le rapport cyclique optimal Dopt du convertisseur Boost

3.5. Implémentation de la commande

3.5.1. Schéma global de commande

Le réseau de neurones artificiels entraîné est automatiquement converti en un bloc Simulink à l'aide de la fonction gensim (net) de MATLAB (Figure 3.10). Ce bloc reçoit en entrée les mesures d'irradiation solaire G et de température T, et fournit en sortie le rapport cyclique optimal D_{opt}destiné à commander le convertisseur Boost.

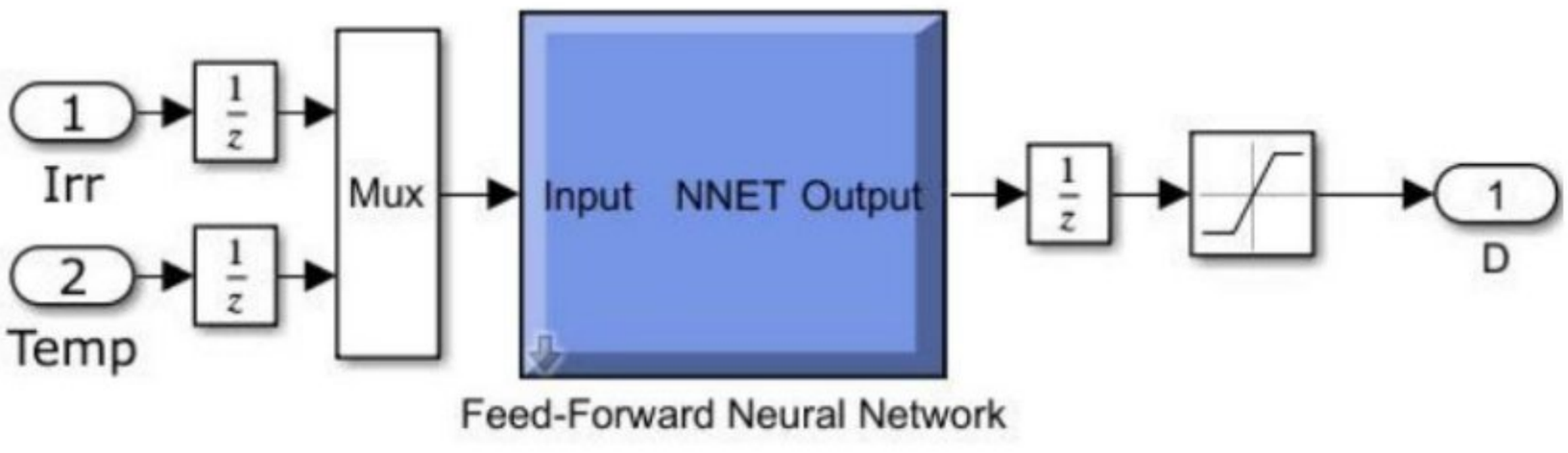


Figure 3.10Bloc Simulink du réseau de neurones artificiels généré automatiquement après la phase d'apprentissage à l'aide de la fonction MATLAB gensim(net).

La figure 3.11 montre le schéma Simulink du contrôleur MPPT par réseau neuronal. Le réseau traite les mesures environnementales et fournit le rapport cyclique optimal au convertisseur Boost pour extraire la puissance maximale du module photovoltaïque.

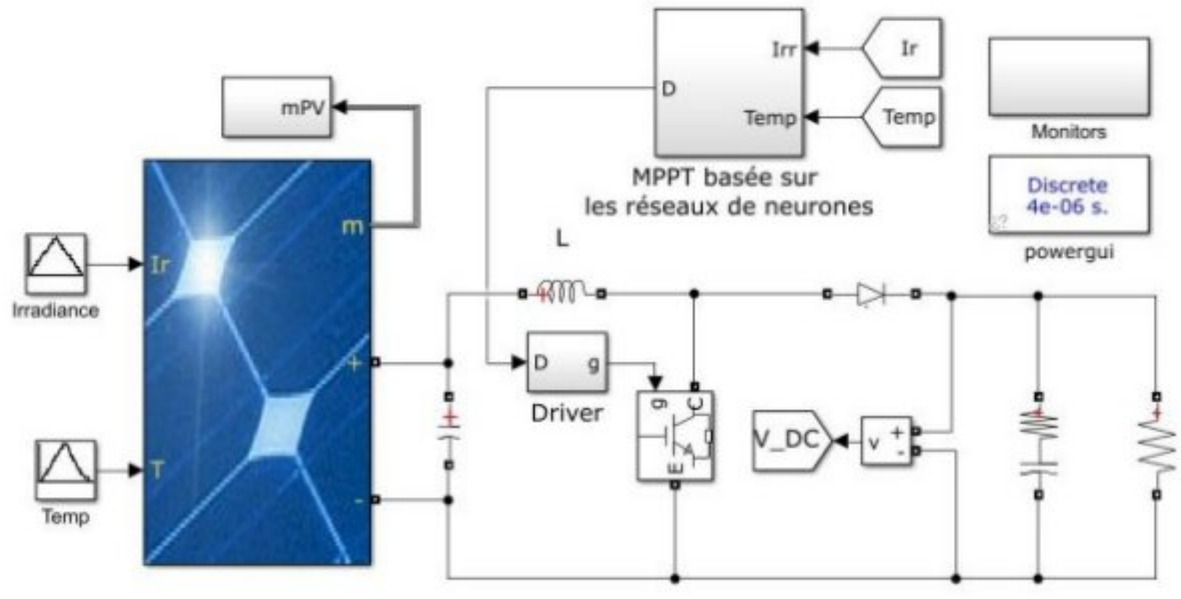


Figure 3.11Shema block simulink du MPPT neuronal basé sur les mesures d'irradiation et de température pour la commande d'un convertisseur Boost.

3.5.2. Paramètres de simulation

Les paramètres du générateur photovoltaïque et du convertisseur utilisés lors des simulations sont détaillés dans l'Annexe.

3.6. Résultats de simulation et analyse

La simulation du système photovoltaïque, équipé d'un contrôleur MPPT basé sur un réseau de neurones, a été réalisée sur un horizon temporel de 42 secondes. La puissance maximale théorique du générateur photovoltaïque est calculée à partir de la puissance maximale par module :

$P_{\text{max,module}} = 213.15\,\text{W}, \quad N_s = 6$ (modules en série), $\quad N_p = 6$ (modules en parallèle)

$$P_{\text{max,PV}} = P_{\text{max,module}} \times N_s \times N_p \approx 7.67\,\text{kW}$$

Cette valeur représente la puissance maximale atteignable par le générateur dans des conditions standard (STC). L'objectif principal de la simulation est de valider que le contrôleur neuronal MPPT est capable de suivre cette puissance maximale via le réglage optimal du rapport cyclique D_{opt} du convertisseur Boost, tout en minimisant les fluctuations observées avec les méthodes classiques P&O et INC/Cond, qui présentent généralement des oscillations autour du point de puissance maximale.

Les profils temporels d'entrée constituent les conditions de fonctionnement du système. Le profil d'irradiation solaire $G(t)$ est constitué de paliers croissants puis décroissants, variant de 0 à 1000 W/m² (Figure 3.19).

Le profil de température ambiante $T(t)$ varie entre 0°C et 45°C (Figure 3.20). Ces variations influencent la tension V_{pv} et le courant I_{pv}, et donc la puissance instantanée, mais le contrôleur neuronal ajuste en permanence D_{opt} (Figure 3.21) de manière fluide et stable, sans les fluctuations typiques des méthodes P&O et INC/Cond. Cette stabilité permet d'atteindre la puissance maximale disponible à chaque instant et d'assurer une extraction d'énergie quasi optimale, même lorsque les conditions environnementales changent rapidement.

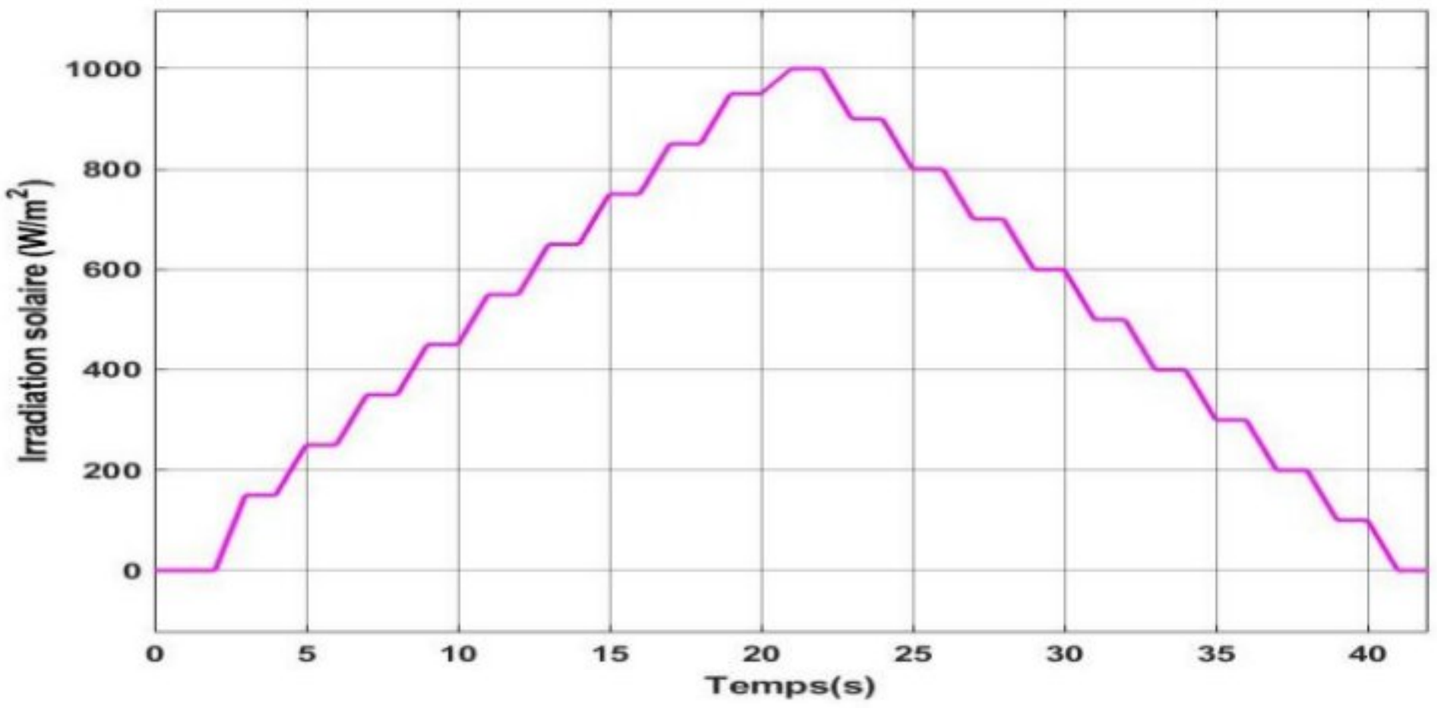


Figure 3.12 Évolution temporelle de l'irradiation solaire.

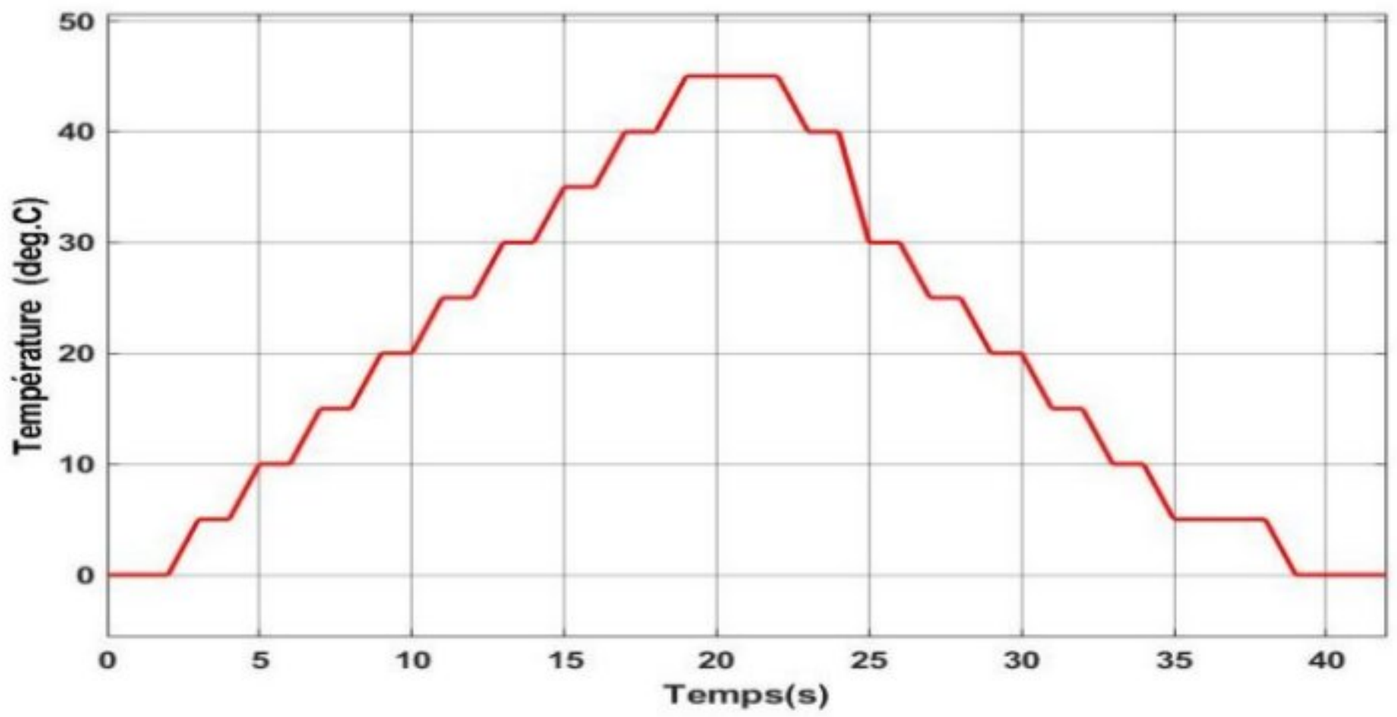


Figure 3.13 Évolution temporelle de la température.

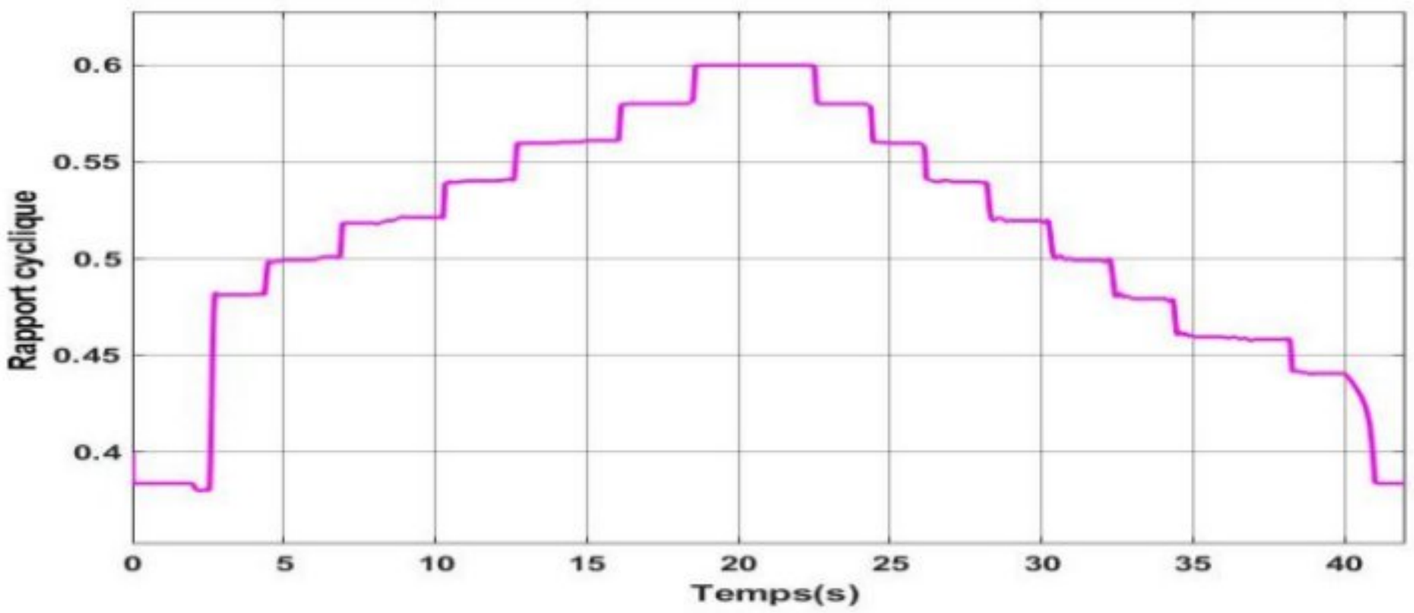


Figure 3.14 Prédiction du rapport cyclique (Dopt) par le réseau neuronal.

L'évolution de la tension V_{pv} (Figure 3.15) montre que le système conserve une bonne stabilité malgré les variations de G et T, avec seulement de petites fluctuations limitées, ce qui indique que le fonctionnement reste proche du point de puissance maximale. Le courant I_{pv} (Figure 3.16) suit étroitement l'irradiation solaire, augmentant avec G et

diminuant lorsque celle-ci baisse, conformément aux caractéristiques physiques d'un générateur photovoltaïque.

La puissance extraite P_{pv} (Figure 3.17) varie avec les profils G et T mais reste proche de la puissance maximale théorique de 7.67 kW dans les conditions optimales. L'absence de fluctuations importantes dans le rapport cyclique D_{opt} traduit une réponse dynamique rapide et précise du contrôleur neuronal, contrastant avec les méthodes classiques P&O et INC/Cond, qui présentent généralement des oscillations autour du point de puissance maximale et une extraction moins optimale.

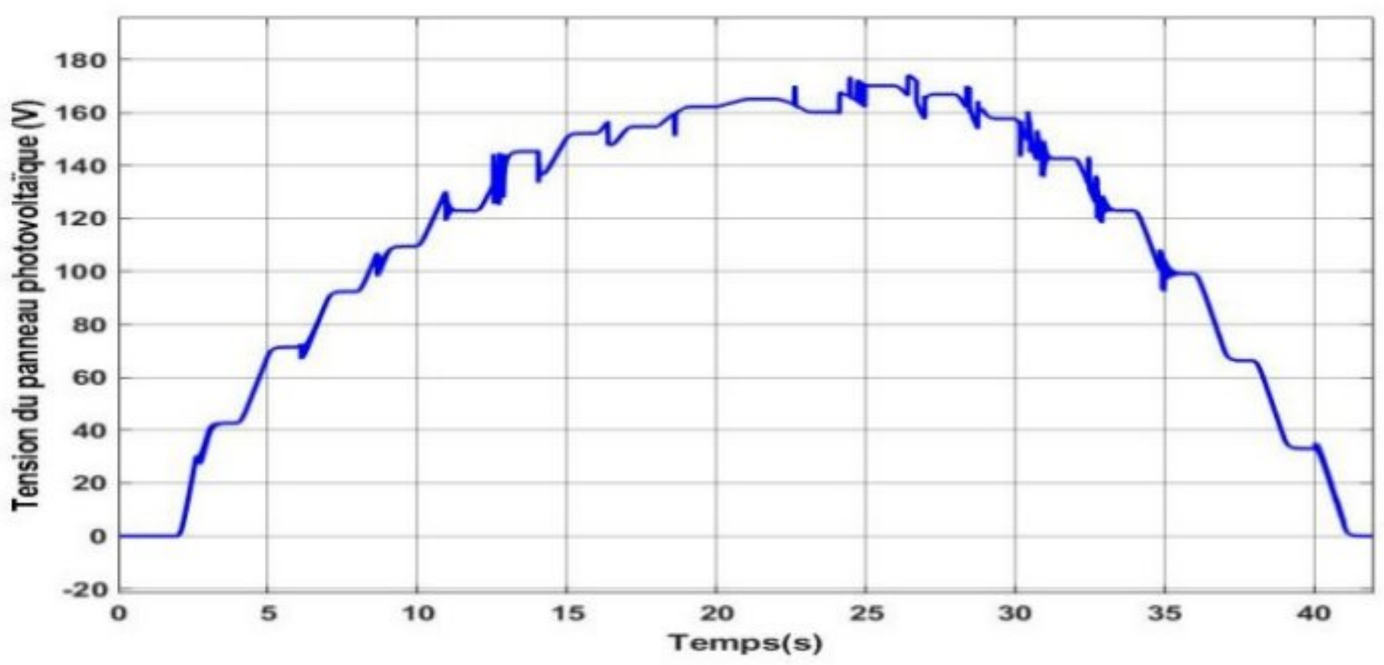


Figure 3.15.Évolution de la tension du panneau photovoltaïque (Vpv).

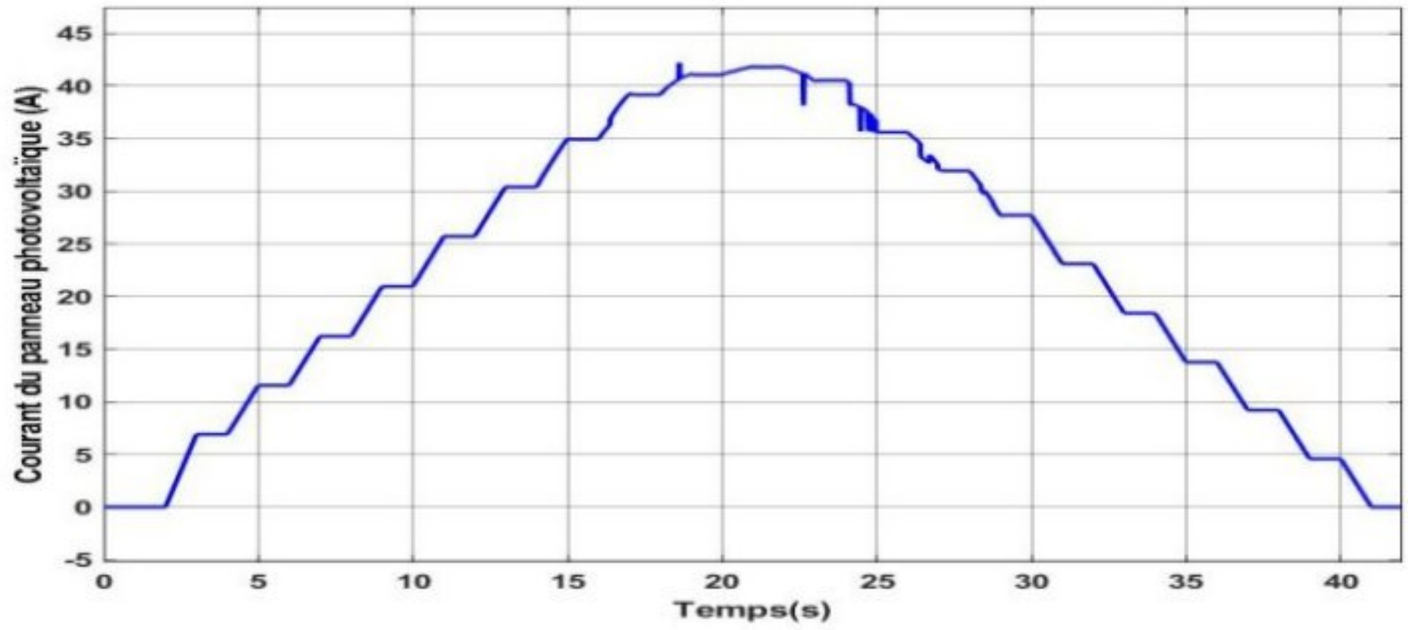


Figure 3.16Évolution du courant photovoltaïque(Ipv)

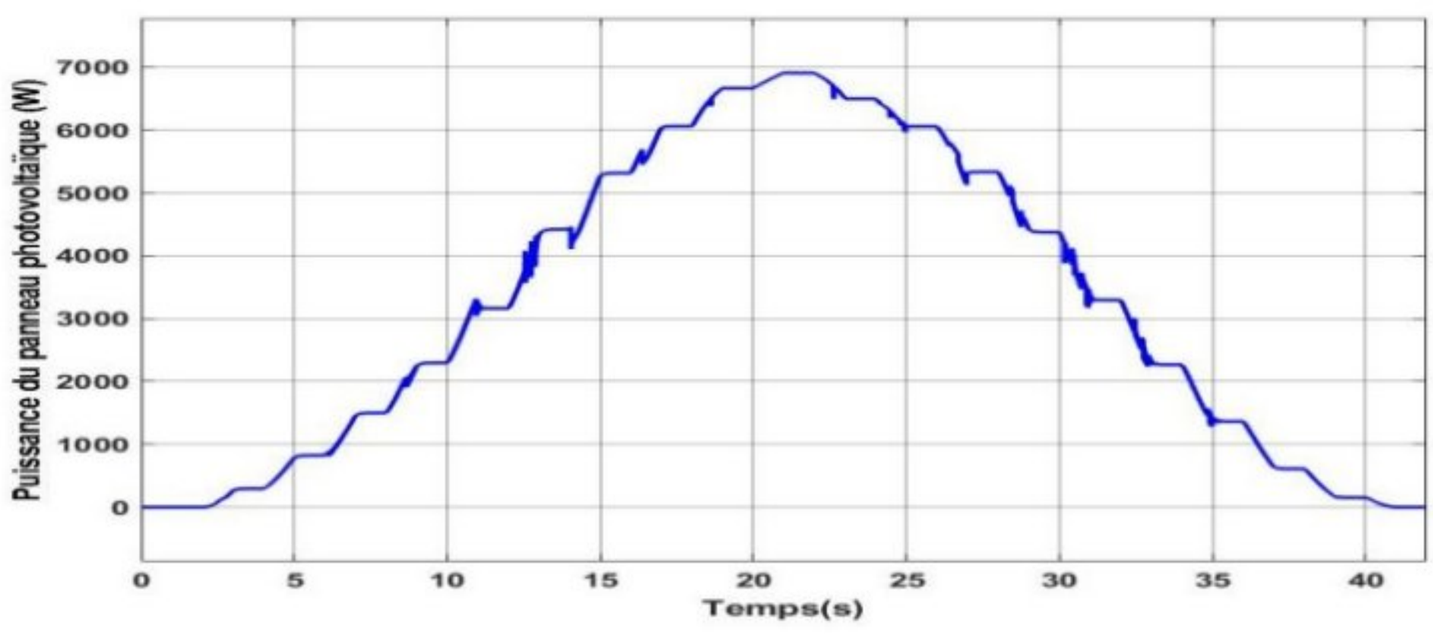


Figure 3.17 Évolution de la puissance photovoltaïque(Ppv).

Enfin, la tension de sortie du convertisseur Boost V_{out} (Figure 3.18) est maintenue à un niveau stable, atteignant environ 400–410 V dans les conditions nominales, assurant une alimentation fiable de la charge malgré les variations de puissance d'entrée. Cette stabilité relative, combinée à un D_{opt} sans fluctuations significatives, démontre l'efficacité du MPPT basé sur le réseau neuronal par rapport aux méthodes classiques.

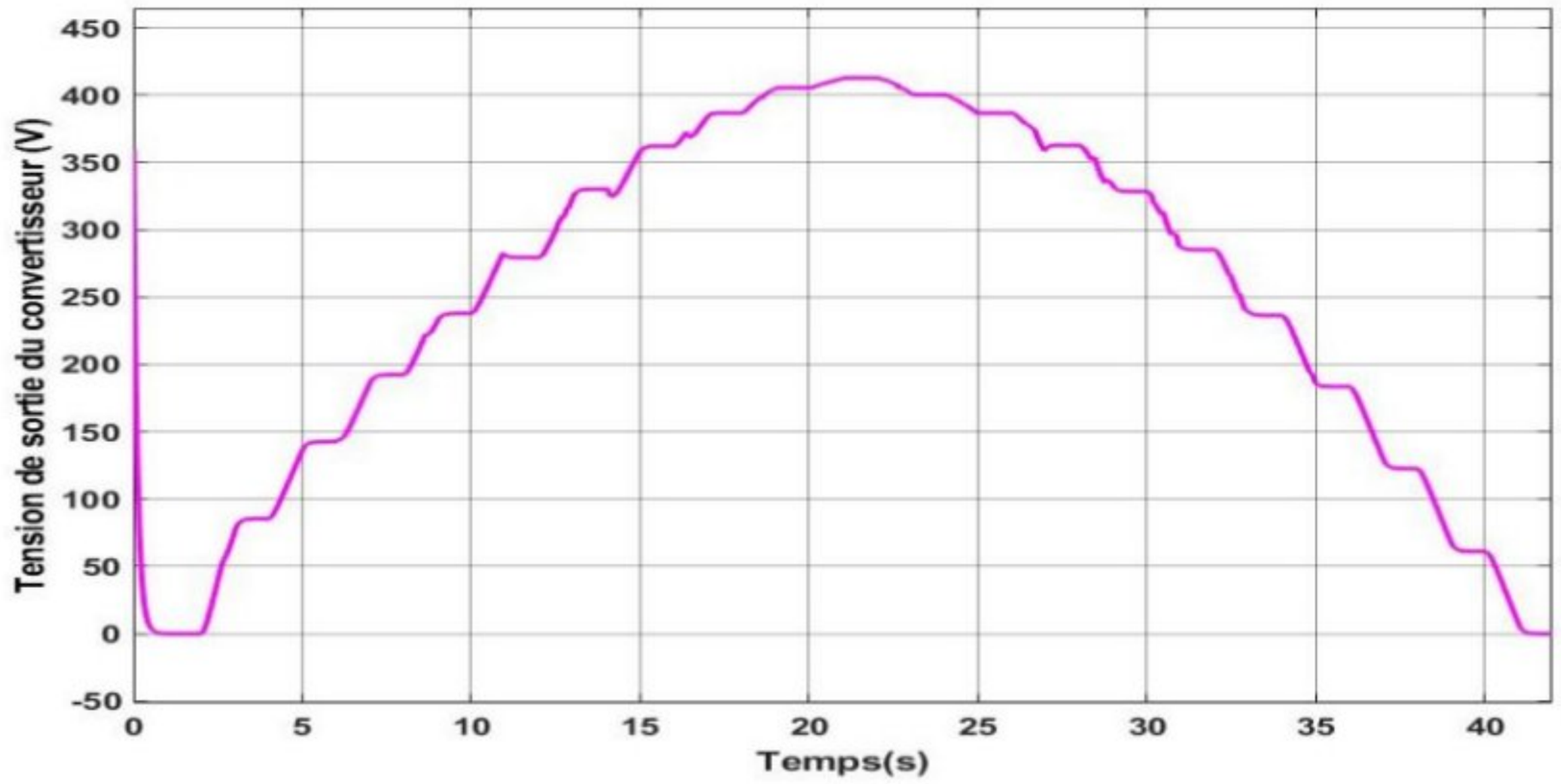


Figure 3.18Tension de sortie du convertisseur Boost aux bornes de la charge (Vout)

3.7. Conclusion

Le chapitre a présenté une étude détaillée sur l'implémentation d'un système de suivi du point de puissance maximale (MPPT) pour un générateur photovoltaïque en utilisant les réseaux de neurones artificiels (RNA). Après avoir rappelé les principes fondamentaux du MPPT et les limites des méthodes classiques telles que Perturb and Observe (P&O) et l'incrémentation de conductance, l'attention a été portée sur l'utilisation des RNA pour améliorer la rapidité et la précision du suivi du point de puissance maximale.

L'architecture proposée, basée sur un perceptron multicouche (MLP) avec deux couches cachées, utilise comme entrées l'irradiation solaire et la température, et fournit en sortie

Le rapport cyclique optimal pour le convertisseur Boost. La phase d'apprentissage, réalisée à partir de données générées par la méthode P&O, a permis au réseau d'atteindre une précision très élevée, confirmée par les indicateurs de performance (MSE, RMSE, R^2 proche de l'unité) et par l'analyse de régression entre les valeurs prédictives et les valeurs de référence.

Les résultats de simulation montrent que le contrôleur neuronal ajuste en temps réel le rapport cyclique du convertisseur Boost pour suivre le MPP de manière fluide et stable, même face à des variations rapides d'irradiation et de température. La puissance extraite reste proche de la valeur maximale théorique, avec une tension de sortie stable, démontrant l'efficacité et la robustesse de l'approche neuronale par rapport aux méthodes classiques.

En conclusion, l'utilisation des réseaux de neurones artificiels pour le MPPT constitue une solution prometteuse pour optimiser l'extraction de l'énergie photovoltaïque, en

combinant précision, rapidité et adaptabilité aux conditions environnementales dynamiques. Cette approche ouvre la voie à des systèmes photovoltaïques plus performants et fiables dans les applications réelles.

4. Architecture du système global et validation

4.1. Introduction

Les chapitres précédents ont posé les fondements théoriques et les outils de modélisation nécessaires à la conception d'un système de conversion d'énergie photovoltaïque associé à un entraînement électrique. Le premier chapitre a établi les modèles mathématiques de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), de l'onduleur de tension et du générateur photovoltaïque. Le deuxième chapitre a développé une commande robuste par mode glissant de type Super- Twisting (SMC- ST) appliquée à la MSAP, mettant en évidence ses performances en poursuite de vitesse et son rejet efficace des perturbations. Le troisième chapitre a quant à lui introduit une technique de suivi du point de puissance maximale (MPPT) basée sur un réseau de neurones artificiels, permettant d'extraire la puissance maximale du générateur photovoltaïque en fonction des conditions environnementales.

L'objectif de ce dernier chapitre est d'intégrer l'ensemble de ces composants et lois de commande dans une architecture globale cohérente, puis de valider par simulation le comportement du système complet. Il s'agit ainsi de vérifier que l'association du MPPT neuronal, du convertisseur Boost, de l'onduleur de tension et de la MSAP commandée par mode glissant fonctionne de manière stable et performante, même sous des variations d'irradiation, de température et de couple de charge.

Dans un premier temps, nous décrirons l'architecture globale proposée, en précisant le couplage entre le générateur photovoltaïque, l'étage d'adaptation DC- DC, l'onduleur et la MSAP, ainsi que l'intégration des deux commandes (SMC- ST pour la vitesse et MPPT neuronal pour le rapport cyclique). Ensuite, nous présenterons les conditions de test et les résultats de simulation obtenus sur un horizon temporel représentatif. Enfin, nous analyserons les performances dynamiques, la robustesse et la stabilité de l'ensemble, avant de tirer les principales conclusions de ce travail.

4.2. Description de l'architecture globale du système

L'architecture globale du système étudié, illustrée à la figure 3.1, correspond à une chaîne de conversion d'énergie photovoltaïque alimentant une machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Cette structure intègre à la fois des étages de puissance et une stratégie de commande hiérarchique, permettant de découpler la gestion énergétique de la dynamique électromécanique. Une telle organisation est particulièrement adaptée aux systèmes photovoltaïques, caractérisés par une source intermittente et non linéaire.

Comme le montre la figure 3.1, le système débute par un générateur photovoltaïque dont les performances dépendent directement des conditions climatiques, notamment l'irradiation solaire et la température. Les grandeurs électriques V_{PV} et I_{PV} issues du générateur sont exploitées par un algorithme de suivi du point de puissance maximale (MPPT), chargé d'optimiser en temps réel la puissance extraite. Le signal de commande

généré, sous forme de rapport cyclique, pilote le convertisseur Boost afin d'imposer le point de fonctionnement optimal du générateur.

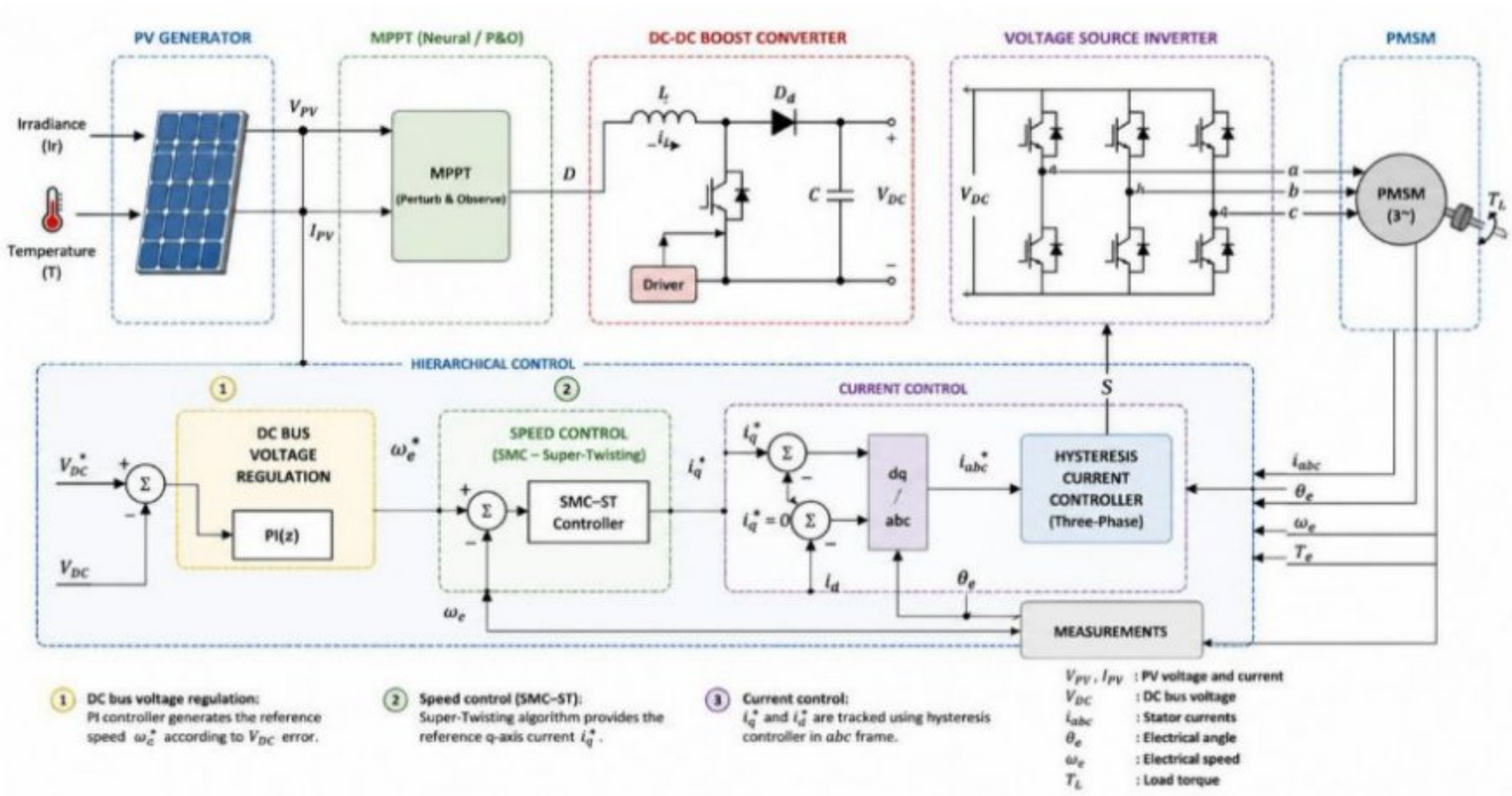


Figure 4.1Architecture globale du système photovoltaïque alimentant une MSAP avec commande hiérarchique basée sur le MPPT et le mode glissant d'ordre deux (Super-Twisting).

Le convertisseur DC–DC de type Boost, illustré à la figure 4.1, joue un rôle essentiel dans l'adaptation de la tension entre le générateur photovoltaïque et le bus continu. Au-delà de sa fonction d'élévation de tension, il constitue un élément clé pour la gestion du flux de puissance, en maintenant la tension V_{DC} à un niveau compatible avec les exigences de l'onduleur. Cette tension représente une variable critique, traduisant en temps réel l'équilibre entre l'énergie produite par le générateur et celle absorbée par la charge.

Pour garantir la stabilité de cet équilibre énergétique, une boucle externe de régulation du bus DC est mise en œuvre. Cette boucle compare la tension mesurée V_{DC} à une référence V_{DC}^* et traite l'écart via un correcteur PI discret. La sortie de ce régulateur fournit une référence de vitesse électrique ω_e^* pour la machine. Cette approche transforme la régulation de l'énergie en une commande de vitesse, tirant parti de l'inertie du système électromécanique comme moyen de stockage temporaire d'énergie. Ainsi, toute variation de puissance côté photovoltaïque se traduit par une modification de la vitesse de référence, assurant automatiquement l'équilibre entre production et consommation, et évitant des instabilités du bus telles que des surtensions ou des chutes de tension.

La régulation interne du système repose sur une boucle de contrôle de vitesse, utilisant une commande robuste par mode glissant d'ordre deux, dite Super-Twisting. Cette stratégie exploite l'écart entre la vitesse de référence et la vitesse réelle pour définir une surface de glissement intégrant à la fois l'erreur et son intégrale. L'algorithme Super-Twisting produit une loi de commande continue, réduisant le phénomène de chattering tout en garantissant une convergence rapide et une grande robustesse face aux

perturbations, notamment les variations de couple de charge ou les incertitudes paramétriques. La sortie de ce contrôleur fournit la référence du courant de couple i_q^*, directement liée à la production du couple électromagnétique.

La commande interne des courants s'appuie sur une stratégie de commande vectorielle classique, où le courant direct i_d^* est fixé à zéro pour maximiser le couple produit. Les références de courant dans le repère tournant (d,q) sont ensuite projetées dans le repère triphasé (abc) en fonction de la position rotorique. Un contrôleur de courant à hystérésis assure le suivi précis et rapide de ces références, générant directement les signaux nécessaires pour piloter les interrupteurs de l'onduleur.

L'onduleur triphasé, alimenté par le bus DC, convertit l'énergie continue en énergie alternative adaptée à la machine asynchrone à pôles répartis (MSAP), qui transforme cette énergie électrique en énergie mécanique tout en étant soumise à un couple de charge variable. Les grandeurs mesurées – courant, vitesse, position et couple – sont réinjectées dans les différentes boucles de commande, assurant ainsi un fonctionnement en boucle fermée et une régulation dynamique précise.

Il apparaît que l'architecture illustrée à la figure 4.1 repose sur une hiérarchie de commande en deux niveaux : la boucle externe assure la gestion globale de l'énergie, tandis que la boucle interne garantit la dynamique et la robustesse de la machine. Cette organisation fonctionnelle permet de maximiser l'extraction de puissance photovoltaïque tout en assurant une réponse rapide et stable du système, même face à des perturbations externes.

4.2.1. Couplage générateur PV – Onduleur – MSAP

Le couplage entre le générateur photovoltaïque, l'onduleur de tension et la machine synchrone à aimants permanents constitue l'ossature de la chaîne de puissance. Ce couplage doit garantir la compatibilité électrique et énergétique entre les différents étages tout en permettant la mise en œuvre des stratégies de commande décrites précédemment.

Le générateur photovoltaïque est dimensionné pour fournir la puissance nominale nécessaire à la MSAP. Compte tenu d'une puissance nominale de la machine $P_n = 8208{,}98$ W (calculée à partir du couple et de la vitesse nominaux), le générateur est constitué de modules Soltech 1STH- 215 P, avec 6 modules en série et 6 branches en parallèle. Dans les conditions standards (irradiation $G = 1000$ W/m^2, température $T = 25$ °C), la tension et le courant délivrés par le générateur sont respectivement $V_{\mathrm{PV}} = 175$ V et $I_{\mathrm{PV}} = 30$ A. Ces valeurs sont issues du dimensionnement effectué en égalant la puissance crête du générateur à la puissance nominale de l'entraînement.

Le convertisseur Boost est placé en sortie du générateur. Il a pour fonctions d'élever la tension V_{PV} vers un bus continu régulé à $V_{DC} = 360\ V$ et d'adapter l'impédance vue par le générateur afin que le MPPT puisse imposer le point de puissance maximale. En

régime permanent et en mode de conduction continue, la relation entre les tensions d'entrée et de sortie du Boost s'écrit :

$$V_{\mathrm{DC}} = \frac{V_{\mathrm{PV}}}{1 - D} \qquad 4.1$$

Où D est le rapport cyclique de l'interrupteur. On en déduit l'expression du rapport cyclique nominal :

$$D = 1 - \frac{V_{\mathrm{PV}}}{V_{\mathrm{DC}}} \qquad 4.2$$

L'application numérique donne :

$$D = 1 - \frac{175}{360} = 0{,}5139.$$

Le dimensionnement de l'inductance L est réalisé à partir de l'ondulation de courant dans l'inductance. En fixant un taux d'ondulation $\Delta I_L / I_{L,\max} = 2\,\%$ et en utilisant la formule classique $\Delta I_L = \frac{V_{\mathrm{PV}} D}{L f_{\mathrm{sw}}}$, on obtient :

$$L = \frac{V_{\mathrm{PV}} D}{\Delta I_L f_{\mathrm{sw}}} \qquad 4.3$$

Avec $f_{\mathrm{sw}} = 5000$ Hz et $\Delta I_L = 0{,}02 \times I_{L,\max}$. Le courant maximal dans l'inductance $I_{L,\max}$ est approximativement égal à $I_{\mathrm{PV}}/(1 - D) \approx 30/0{,}4861 = 61{,}7$ A. Ainsi $\Delta I_L = 1{,}234$ A. Numériquement :

$$L = \frac{175 \times 0{,}5139}{1{,}234 \times 5000} \approx 0{,}0146 \text{ H}.$$

Toutefois, le dimensionnement final retenu, basé sur une approche plus conservative, conduit à $L = 0{,}0300$ H, ce qui assure une ondulation plus faible (environ 1 %) et un fonctionnement en conduction continue sur une large plage.

La capacité de filtrage C est choisie pour limiter l'ondulation de tension de sortie ΔV_{DC}. La formule établie pour le convertisseur Boost est :

$$C = \frac{V_{\mathrm{PV}} D}{\Delta V_{\mathrm{DC}} (1 - D) Z_{\min} f_{\mathrm{sw}}} \qquad 4.4$$

En fixant $\Delta V_{\mathrm{DC}} = 2\,\%$ de V_{DC}, soit $\Delta V_{\mathrm{DC}} = 7{,}2$ V, et avec $Z_{\min} = V_{\mathrm{DC}}^2 / P_n = 360^2 / 8209 \approx 15{,}8\ \Omega$, on calcule :

$$C = \frac{175 \times 0{,}5139}{7{,}2 \times 0{,}4861 \times 15{,}8 \times 5000} \approx 2{,}082 \times 10^{-4}\ \text{F} = 208{,}2\ \mu\text{F}.$$

Le bus continu ainsi constitué alimente un onduleur de tension triphasé classique (six interrupteurs IGBT avec diodes antiparallèles). La tension composée maximale que peut délivrer l'onduleur est donnée par :

$$V_{LL,\max} = 0{,}612\, V_{\text{DC}}$$

Numériquement, $V_{LL,\max} = 0{,}612 \times 360 = 220{,}32$ V, ce qui correspond exactement à la tension ligne nominale de la MSAP, calculée à partir de la puissance nominale et du courant nominal : $V_{LL} = \frac{P_n}{\sqrt{3} I_{Ln}} = \frac{8209}{\sqrt{3} \times 21{,}51} \approx 220{,}3$ V. La cohérence de ces valeurs confirme le bon dimensionnement de l'étage de puissance.

La machine synchrone à aimants permanents utilisée est une machine à aimants montés en surface (rotor lisse), ce qui implique une égalité des inductances synchrones directe et en quadrature : $L_d = L_q = L_a = 0{,}00097$ H. La résistance statorique par phase est $R_s = 0{,}11\ \Omega$. Le flux magnétique produit par les aimants est $\psi = 0{,}1119$ Wb. Le nombre de paires de pôles est $p = 4$. Le couple électromagnétique s'exprime alors par la relation classique issue de la transformation de Park :

$$\mathrm{C}_e = \frac{3}{2} p \left(\psi_d i_q - \psi_q i_d\right) \qquad 4.5$$

Avec $\psi_d = L_d i_d + \psi$ et $\psi_q = L_q i_q$, et en imposant la commande à flux orienté $i_d = 0$, cette expression se réduit à :

$$\mathrm{C}_e = \frac{3}{2} p\, \psi\, i_q \qquad 4.6$$

En substituant les valeurs numériques, on obtient la constante de couple :

$$\frac{3}{2} p\psi = 1{,}5 \times 4 \times 0{,}1119 = 0{,}6714\ \text{Nm/A}.$$

Pour atteindre le couple nominal $\mathrm{C}_n = 26{,}13$ Nm, le courant de référence en quadrature doit être $i_{qref} = \mathrm{C}_n / 0{,}6714 \approx 38{,}9$ A. Ce courant reste inférieur aux capacités de l'onduleur et de la source, ce qui garantit une marge de sécurité.

L'équation mécanique du système relie le couple électromagnétique à la vitesse mécanique ω_m et au couple de charge C_r :

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = \mathrm{C}_e - \mathrm{C}_\mathrm{r} - F\omega_m \qquad 4.7$$

où $J = 0{,}0032$ kg·m^2 est l'inertie totale ramenée sur l'arbre et $F = 0{,}0002$ N·m·s/rad le coefficient de frottement visqueux. La vitesse mécanique nominale est $\omega_m = 2\pi N/60$

avec $N = 3000$ tr/min, soit $\omega_m = 314{,}16$ rad/s. La vitesse électrique correspondante est $\omega_e = p\,\omega_m = 1256{,}6$ rad/s.

Le couplage entre l'onduleur et la MSAP est régi par les équations électriques de la machine dans le repère (d, q). En régime permanent et pour une commande $i_d = 0$, la tension statorique nécessaire est approximativement $v_q \approx R_s i_q + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi = R_s i_q + \omega_e \psi$. À la vitesse nominale, $\omega_e \psi = 1256{,}6 \times 0{,}1119 \approx 140{,}6$ V. La chute de résistance est $R_s i_q \approx 0{,}11 \times 38{,}9 \approx 4{,}3$ V. La tension de phase nécessaire est donc d'environ 145 V (valeur efficace), ce qui correspond à une tension composée d'environ $145 \times \sqrt{3} \approx 251$ V en pleine onde. Cependant, l'onduleur alimenté sous $V_{\mathrm{DC}} = 360$ V peut fournir une tension composée maximale de $0{,}612 \times 360 = 220$ V en modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale. Cette valeur est légèrement inférieure à 251 V, ce qui suggère que la commande devra éventuellement utiliser une surmodulation ou que le point de fonctionnement nominal a été choisi avec une marge. En pratique, les calculs initiaux indiquent $V_{LL} = 220{,}32$ V comme tension ligne nominale, ce qui signifie que la machine peut fonctionner à flux affaibli au- delà d'une certaine vitesse, ou que la tension de bus est suffisante pour atteindre la vitesse nominale sans affaiblissement. Le dimensionnement présenté est donc cohérent avec les caractéristiques constructrices.

Enfin, le couplage mécanique entre la MSAP et la charge extérieure est modélisé par le couple de charge C_r, qui sera utilisé dans les essais de robustesse. La transmission est supposée directe (pas de réducteur), de sorte que la vitesse de la charge est identique à la vitesse mécanique de la machine.

Synthèse des grandeurs de couplage. Les valeurs correspondant à l'ensemble des paramètres dimensionnants de chaque composant de la chaîne de puissance sont présentées dans le tableau figurant en annexe.

4.2.2. Intégration de la commande SMC et du MPPT neuronal

La stratégie de commande hiérarchique du système repose sur deux niveaux complémentaires : un contrôleur neuronal pour l'extraction de la puissance maximale du générateur photovoltaïque, et une commande robuste par mode glissant d'ordre deux (Super- Twisting) pour la régulation de la machine synchrone à aimants permanents. L'articulation entre ces deux niveaux est assurée par une boucle externe de régulation du bus continu, qui transforme un problème de gestion énergétique en une référence de vitesse pour la machine.

Le générateur photovoltaïque présente une caractéristique puissance- tension fortement non linéaire, dont le point de puissance maximale (MPP) se déplace en fonction de l'irradiation solaire G et de la température T. Pour suivre ce point de manière rapide et

précise, on utilise un réseau de neurones artificiels (RNA) de type perceptron multicouche. Le réseau comporte une couche d'entrée à deux neurones (G et T), deux couches cachées (respectivement 15 et 10 neurones) avec fonction d'activation

sigmoïde hyperbolique (tansig), et une couche de sortie à un neurone linéaire délivrant le rapport cyclique optimal D_{opt} du convertisseur Boost. L'apprentissage supervisé a été réalisé à l'aide de l'algorithme de Levenberg- Marquardt, à partir de données générées par la méthode Perturb & Observe. Après entraînement, les performances du réseau sont caractérisées par une erreur quadratique moyenne (MSE) de $1{,}3152 \times 10^{-6}$, un coefficient de corrélation $R = 0{,}99974$ et un coefficient de détermination$R^2 = 0{,}99948$, confirmant une excellente capacité de prédiction. Ainsi, pour toute condition environnementale (G, T) , le réseau fournit instantanément le rapport cyclique D_{opt} maintenant le générateur au voisinage du MPP, sans oscillations ni temps de recherche.

La tension du bus continu V_{DC} est une image directe de l'équilibre entre la puissance produite par le générateur PV et celle consommée par la machine. Pour maintenir cette tension à une valeur de référence $V_{\text{DC}}^{*} = 360$ V , on implémente une boucle de régulation externe. L'erreur $\varepsilon_V = V_{\text{DC}}^{*} - V_{\text{DC}}$ est traitée par un correcteur PI discret dont la fonction de transfert s'écrit $C_{\text{PI}}(z) = K_p + \frac{K_i}{1-z^{-1}}$. La sortie de ce correcteur constitue la référence de vitesse électrique ω_e^{*} de la MSAP. En régime établi, cette boucle assure que l'énergie excédentaire ou manquante se traduit par une accélération ou un ralentissement de la machine, stabilisant ainsi V_{DC} à la valeur souhaitée.

La MSAP est régulée par un contrôleur robuste de type Super- Twisting. On définit l'erreur de vitesse électrique $e = \omega_e^{*} - \omega_e$, où $\omega_e = p\,\omega_m$. La surface de glissement choisie intègre l'erreur pour annuler l'erreur statique :

$$s = e + \lambda \int e\, dt \qquad 4.8$$

avec $\lambda = 5000\ \text{s}^{-1}$. En dérivant cette surface et en utilisant l'équation mécanique de la machine ainsi que l'expression du couple électromagnétique $\text{C}_e = \frac{3}{2}\, p\, \psi\, i_q$, on obtient la dynamique de s. La loi de commande Super- Twisting s'écrit :

$$u_1 = k_1 \sqrt{|s|}\, \text{sign}(s), \qquad \dot{u}_2 = k_2 \text{sign}(s) \qquad 4.9$$

avec $k_1 = 150$ et $k_2 = 500$. La commande équivalente ainsi complétée par les termes u_1 et u_2 fournit la référence de courant en quadrature :

$$i_{qref} = \frac{2J}{3p^2\psi}\left(\dot{\omega}_e^{*} + \lambda e + \frac{F}{J}\,\omega_e + u_1 + u_2\right) \qquad 4.10$$

Numériquement, avec $J = 0{,}0032\ \text{kg·m}^2$, $p = 4$, $\psi = 0{,}1119$ Wb , $F = 0{,}0002$ N·m·s/rad, le facteur de gain vaut :

$$\frac{2J}{3p^2\psi} = \frac{2 \times 0{,}0032}{3 \times 16 \times 0{,}1119} = \frac{0{,}0064}{5{,}3712} \approx 1{,}191 \times 10^{-3}.$$

L'action discontinue de la fonction signe, intégrée dans u_2, est filtrée par l'intégrateur ce qui élimine le phénomène de chattering tout en conservant la robustesse. La convergence en temps fini est garantie si les gains satisfont $k_1 > 0$, $k_2 > \Delta$ (borne de la perturbation), et $k_1^2 > 4k_2$, condition vérifiée ici.

Conformément à la stratégie de commande à flux orienté (FOC), le courant direct est maintenu nul, $i_{dref} = 0$, ce qui maximise le couple pour un courant donné. Les références i_{dref} et i_{qref} sont transformées dans le repère triphasé (abc) par la transformation de Park inverse, qui nécessite la position électrique θ (obtenue par intégration numérique de ω_e). Un contrôleur à hystérésis triphasé compare ces références de courant aux courants mesurés i_{abc} et génère directement les signaux de commande des six interrupteurs de l'onduleur. Cette méthode de régulation se distingue par sa simplicité, sa rapidité dynamique et sa robustesse face aux variations des paramètres de la machine.

Synthèse des paramètres de commande. Les valeurs correspondant à l'ensemble des grandeurs liées à l'intégration des commandes sont présentées dans le tableau ... figurant en annexe ....

Cette intégration permet donc une gestion énergétique optimale par le MPPT neuronal, une stabilisation du bus continu par la boucle PI externe, et une régulation robuste de la vitesse par l'algorithme Super- Twisting. Les trois niveaux fonctionnent en cascade avec des dynamiques distinctes : la boucle de courant est la plus rapide (période $T_c = 40\ \mu s$), suivie de la boucle de vitesse (période $T_s = 4\ \mu s$), la boucle de régulation du bus continu étant la plus lente. Cette séparation garantit la stabilité et permet d'atteindre les performances attendues.

4.3. Simulation du système complet

Afin de valider le comportement de l'architecture proposée, un modèle complet du système a été implémenté dans l'environnement MATLAB/Simulink. Ce modèle intègre à la fois le circuit de puissance (générateur photovoltaïque, convertisseur Boost, bus continu, onduleur triphasé et MSAP) et les boucles de commande (MPPT neuronal, régulation du bus DC, commande SMC- ST, transformation de Park et régulateur à hystérésis), en utilisant l'ensemble des paramètres définis dans les sections précédentes.

La figure 4.2 illustre ce schéma Simulink complet, représentant la simulation globale du système, permettant d'observer l'interaction entre tous les composants électriques et les boucles de contrôle, et ainsi de valider le comportement dynamique et énergétique de l'architecture proposé.

Architecture du système global et validation

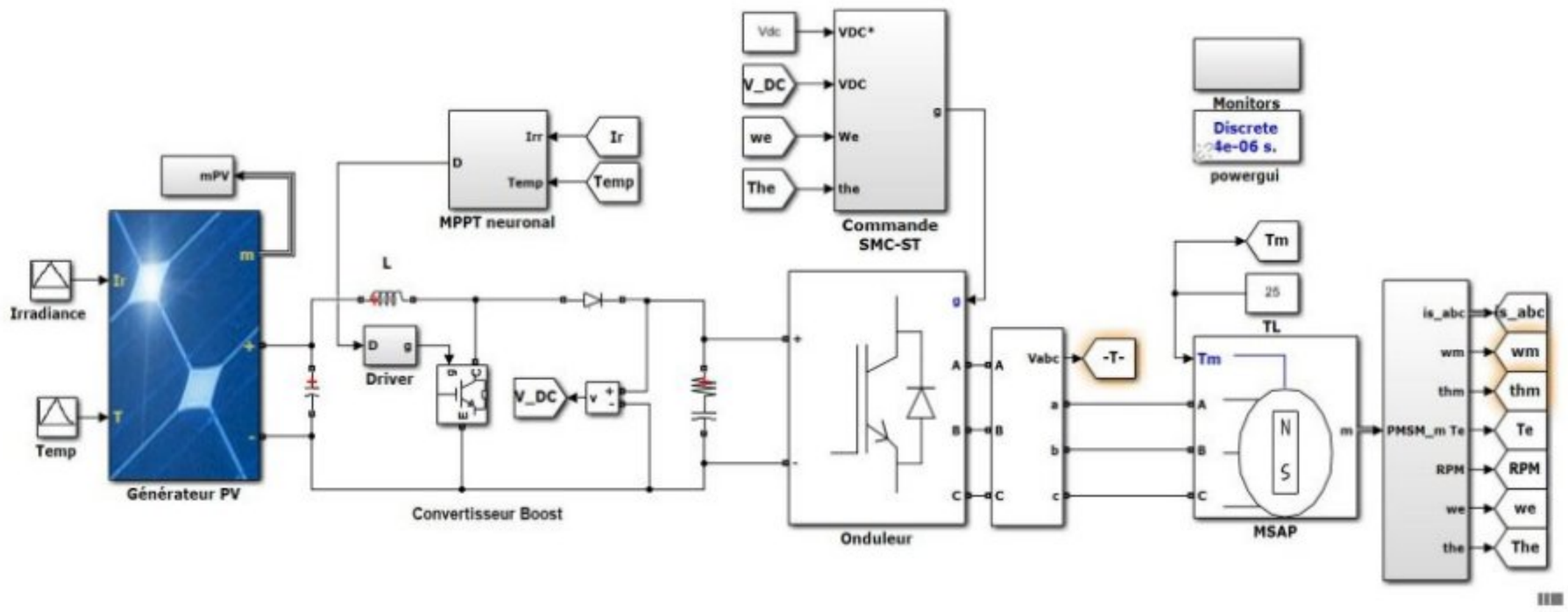


Figure 4.2 Modèle Simulink du circuit de puissance : générateur PV, convertisseur Boost, bus continu, onduleur triphasé et MSAP.

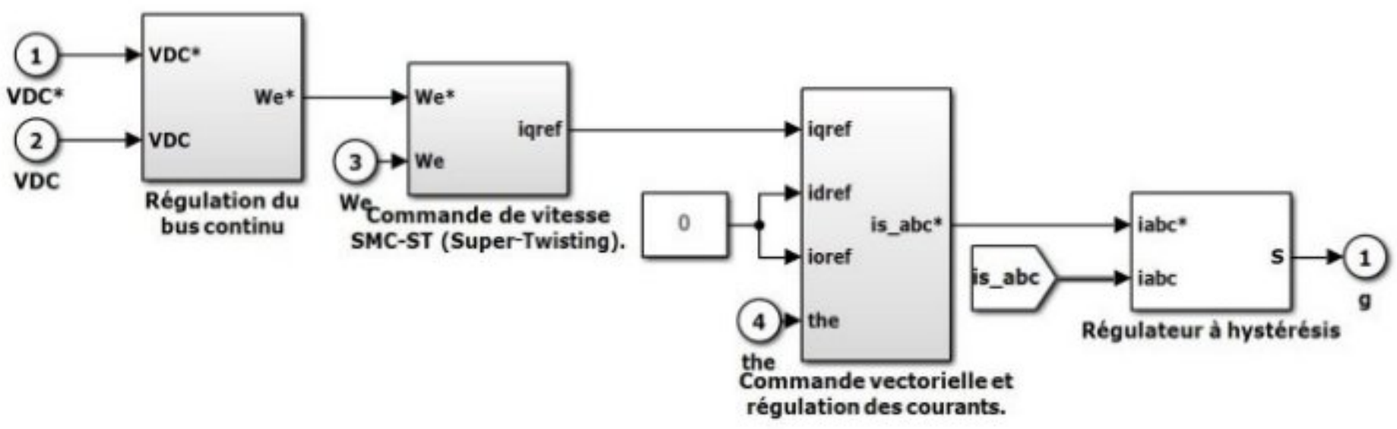
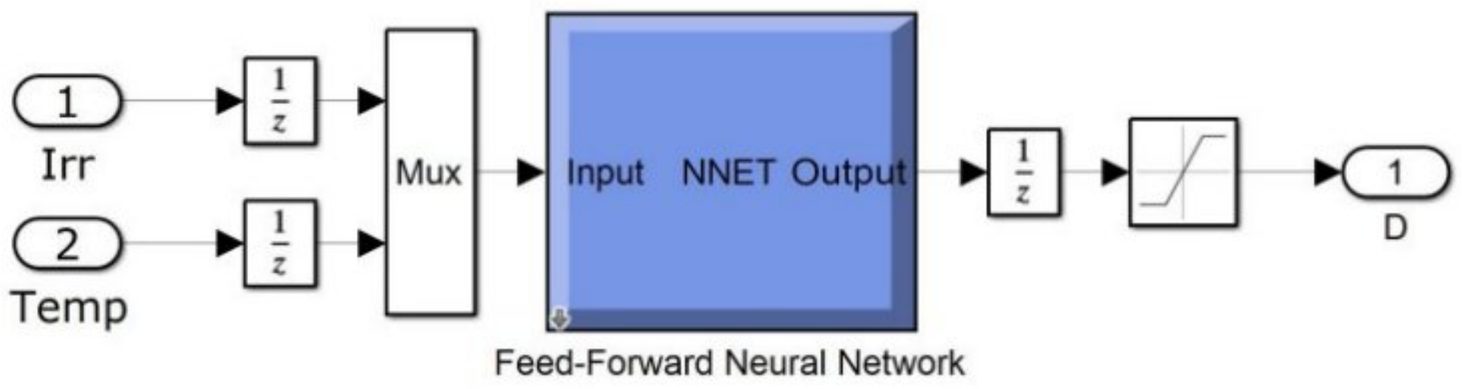
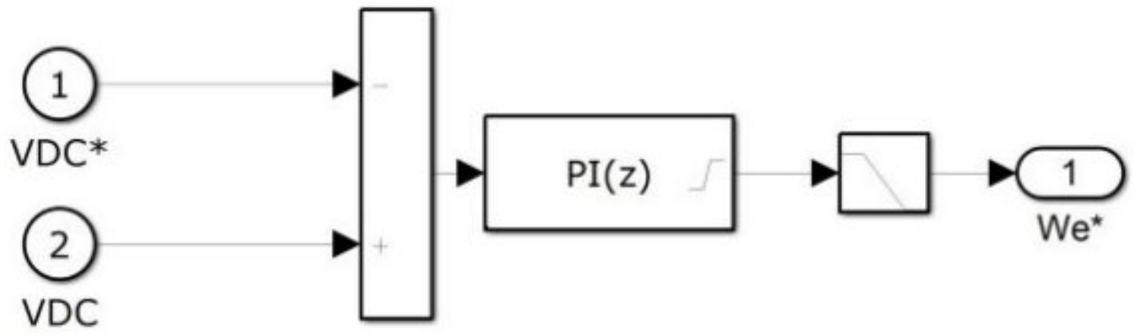


Figure 4.3 Modèle Simulink du circuit de commande : MPPT neuronal, régulateur PI du bus DC, contrôleur SMC-ST, transformation dq2abc, régulateur à hystérésis.

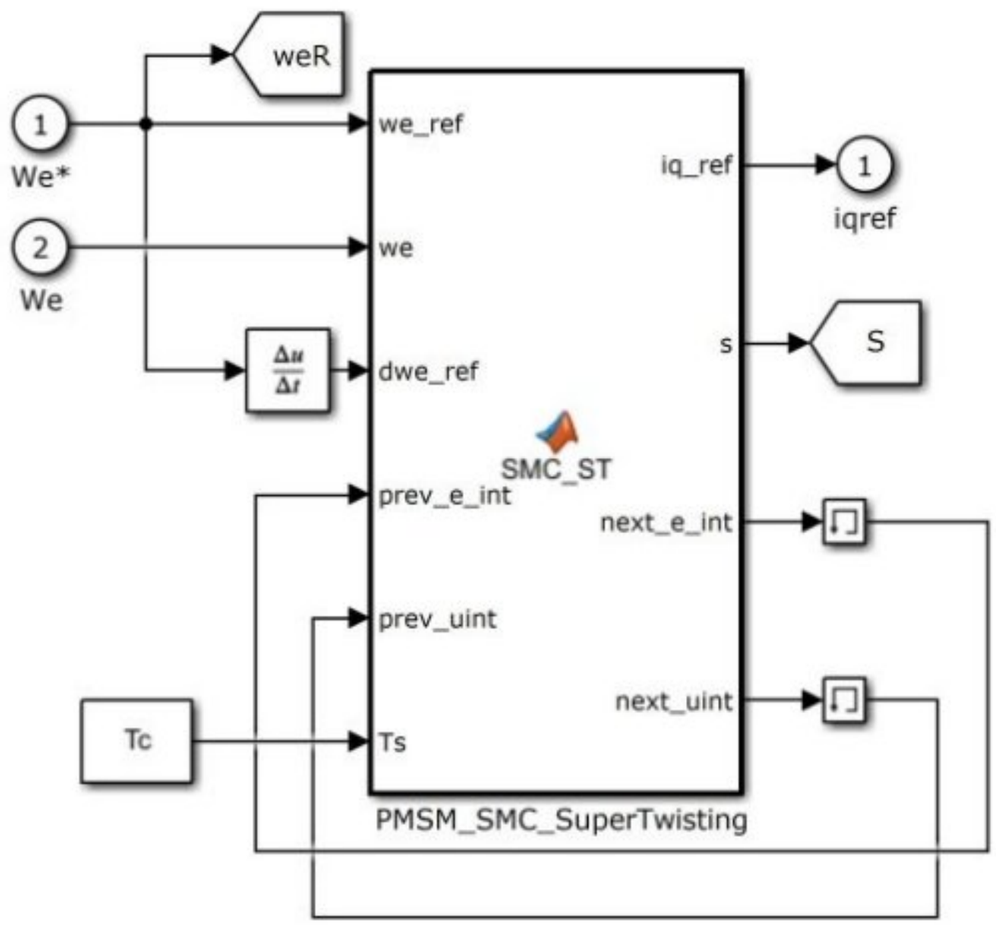
Le bloc Neural Network (généré par la commande MATLAB gensim) reçoit les signaux d'irradiation G et de température T. Il calcule instantanément le rapport cyclique optimal D_{opt} . Ce signal est envoyé à un générateur MLI (comparateur entre une onde triangulaire et un signal de référence) qui commande l'IGBT du convertisseur Boost.



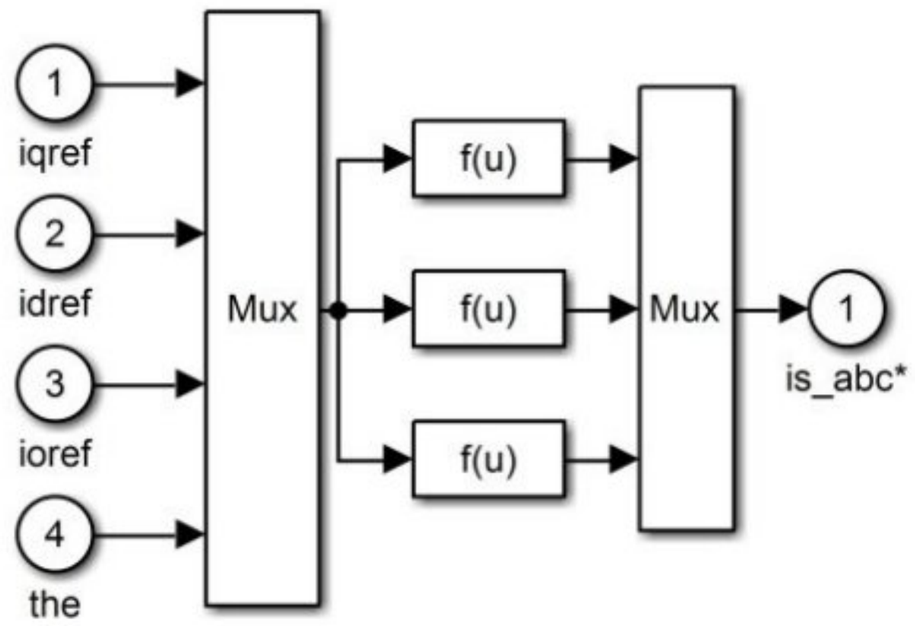
La tension mesurée V_{DC} est comparée à la référence $V_{DC}^{*} = 360$ V. L'erreur alimente un correcteur PI discret (bloc Discrete PI), dont la sortie est limitée et constitue la référence de vitesse électrique ω_e^{*}.



Le bloc SMC_ST est une fonction MATLAB embarquée (MATLAB Function) qui implémente l'algorithme décrit par les équations du chapitre 2. Il reçoit ω_e^*, la vitesse mesurée ω_e, la dérivée de la référence $\dot{\omega}_e^*$ (calculée par un bloc Derivative), ainsi que les états précédents. Il délivre le courant de référence i_{qref}. Le courant direct est imposé nul ($i_{dref} = 0$).



Les références i_{dref} et i_{qref} sont transformées dans le repère (a, b, c) par un bloc dq2abc qui utilise la position électrique θ (obtenue par intégration de ω_e). Les courants de référence triphasés i_{abcref} sont comparés aux courants mesurés i_{abc} dans un régulateur à hystérésis (trois blocs Relay avec seuils haut/bas). Les six signaux de commande résultants pilotent directement les IGBT de l'onduleur.



4.3.1. Conditions de test (Variation cyclique de l'ensoleillement et de la température)

Ce premier test soumet le générateur photovoltaïque à des séquences de variation progressive de l'irradiation et de la température, représentatives d'une journée typique (lever, montée en puissance, maximum, déclin, puis extinction). Sur l'horizon de 42 s, l'irradiation $G(t)$ croît par paliers d'une seconde de 0 à 1000 W/m² jusqu'à $t = 21$ s, puis décroît symétriquement jusqu'à 0 à $t = 42$ s. La température $T(t)$ suit une tendance similaire, avec des paliers croissants de 0 à 45 °C, un plateau entre 20 et 22 s, puis une décroissance symétrique. Un couple de charge constant $C_r = 10$ Nm (environ 38 % du couple nominal) est appliqué pendant toute la durée, afin d'isoler l'effet des variations environnementales sur la régulation du bus continu et la réponse du MPPT neuronal. L'objectif est de vérifier la capacité du réseau de neurones à fournir instantanément le rapport cyclique optimal D_{opt} permettant d'extraire la puissance maximale du générateur PV, malgré les variations rapides (paliers chaque seconde) de l'irradiation et de la température. On s'attachera en particulier à observer le maintien de la tension du bus continu V_{DC} proche de sa référence 360 V, l'absence d'oscillations et d'erreur statique du MPPT neuronal, l'évolution adéquate du rapport cyclique D en réponse aux conditions changeantes, et la stabilité de la vitesse de la machine.

4.3.2. Résultats obtenus

La figure 4.4montre l'évolution de l'irradiation solaire $G(t)$ appliquée au générateur photovoltaïque durant les $42\ s$ de simulation. L'irradiation augmente progressivement jusqu'à atteindre sa valeur maximale de $1000\ W/m^2$, avant de décroître symétriquement. Ce profil reproduit les conditions réelles d'une journée typique et permet d'évaluer la capacité du système à fonctionner sous des variations rapides des conditions climatiques. L'absence de discontinuités importantes garantit également une transition progressive entre les différents régimes de fonctionnement.

La figure 4.5présente le profil de température $T(t)$ imposé au générateur photovoltaïque. La température évolue de manière similaire à l'irradiation, avec une augmentation

progressive suivie d'une diminution symétrique. Cette variation thermique influence directement les caractéristiques électriques du générateur photovoltaïque, notamment la tension de sortie, connue pour décroître lorsque la température augmente. L'association des profils d'irradiation et de température permet ainsi de soumettre le système à des conditions de fonctionnement réalistes et contraignantes.

La figure 4.6 illustre l'évolution de la tension photovoltaïque V_{PV}. On observe que cette tension reste relativement stable malgré les variations de l'irradiation, ce qui traduit le bon fonctionnement de l'algorithme MPPT neuronal. Lorsque l'irradiation augmente, la tension varie légèrement afin de maintenir le générateur au voisinage du point de puissance maximale. Une légère diminution de V_{PV} apparaît aux températures élevées, ce qui est cohérent avec le comportement physique des cellules photovoltaïques. L'absence d'oscillations importantes démontre également la rapidité et la précision du réseau de neurones dans l'estimation du rapport cyclique optimal.

La figure 4.7montre l'évolution du courant photovoltaïque I_{PV} délivré par le générateur. Contrairement à la tension, le courant suit directement les variations de l'irradiation solaire. Lorsque $G(t)$ augmente, le courant croît progressivement jusqu'à atteindre sa valeur maximale, puis diminue lors de la décroissance de l'irradiation. Cette évolution confirme le comportement attendu d'un générateur photovoltaïque, dont le courant est fortement dépendant de l'ensoleillement. La réponse obtenue reste fluide et sans fluctuations importantes, ce qui confirme la stabilité de la commande MPPT neuronale.

La figure 4.8présente le rapport cyclique D généré par le réseau de neurones MPPT. On remarque que le rapport cyclique s'adapte continuellement aux variations climatiques afin d'imposer au convertisseur Boost le point de fonctionnement optimal. Durant les phases de forte irradiation, le rapport cyclique se stabilise autour de sa valeur nominale, tandis qu'il varie rapidement lors des transitions entre différents niveaux d'irradiation et de température. Cette capacité d'adaptation rapide confirme l'efficacité du réseau neuronal par rapport aux méthodes classiques MPPT, souvent affectées par des oscillations autour du point optimal.

La figure 4.9montre l'évolution de la puissance photovoltaïque P_{PV} extraite du générateur. La puissance augmente progressivement avec l'irradiation jusqu'à atteindre une valeur maximale proche de la puissance nominale du système, puis décroît symétriquement. La courbe obtenue suit parfaitement le profil d'irradiation, ce qui démontre que le MPPT neuronal assure une extraction efficace de l'énergie disponible. On constate également l'absence d'oscillations significatives autour du point de puissance maximale, traduisant une meilleure stabilité et une réduction des pertes énergétiques par rapport aux méthodes conventionnelles telles que Perturb & Observe.

La figure 4.10présente la tension du bus continu V_{DC} ainsi que sa référence $V_{DC}^{*} = 360\,V$. Malgré les variations importantes de puissance produite par le générateur photovoltaïque, la tension du bus continu reste très proche de sa valeur de référence. Les faibles écarts observés lors des transitions traduisent uniquement le temps de

réponse dynamique du système. Cette performance confirme l'efficacité de la boucle externe de régulation PI, qui assure un équilibre énergétique permanent entre la puissance produite et la puissance consommée par la MSAP. La stabilité du bus DC constitue un indicateur essentiel de la robustesse globale de l'architecture proposée.

La figure 4.11illustre l'évolution de la vitesse électrique mesurée ω_e et de sa référence ω_e^* . On observe une poursuite rapide et précise de la consigne, sans dépassement important ni oscillations persistantes. Même lors des variations rapides de puissance photovoltaïque, la vitesse reste stable grâce à la robustesse du contrôleur Super-Twisting. L'erreur statique est pratiquement nulle, ce qui confirme les excellentes performances dynamiques de la commande par mode glissant d'ordre deux.

La figure 4.12montre l'évolution du couple électromagnétique C_e et du couple de charge C_r. Le couple électromagnétique suit correctement le couple de charge imposé afin de maintenir l'équilibre mécanique du système. Durant les phases transitoires, de faibles variations apparaissent afin de compenser rapidement les changements énergétiques liés aux variations d'irradiation. L'absence d'oscillations importantes met en évidence l'efficacité du contrôleur SMC-ST dans la réduction du phénomène de chattering tout en conservant une forte robustesse face aux perturbations.

La figure 4.13 présente les courants statoriques triphasés i_a, i_b et i_c de la MSAP. Les trois courants sont équilibrés, sinusoïdaux et déphasés de $120°$, ce qui confirme le bon fonctionnement de l'onduleur et de la commande vectorielle. L'amplitude des courants varie en fonction de la puissance fournie par le générateur photovoltaïque, tout en conservant une forme régulière et stable. Cette qualité des courants traduit une bonne synthèse des tensions de l'onduleur ainsi qu'une commande efficace des courants statoriques.

L'ensemble des résultats obtenus confirme la cohérence et l'efficacité de l'architecture proposée. Le MPPT neuronal assure une extraction optimale de la puissance photovoltaïque avec une grande rapidité de réponse et sans oscillations significatives. La boucle de régulation du bus continu garantit la stabilité énergétique du système, tandis que la commande Super-Twisting permet une régulation robuste et précise de la MSAP. Les performances dynamiques observées démontrent ainsi la capacité du système à fonctionner de manière stable et performante malgré les variations importantes des conditions climatiques.

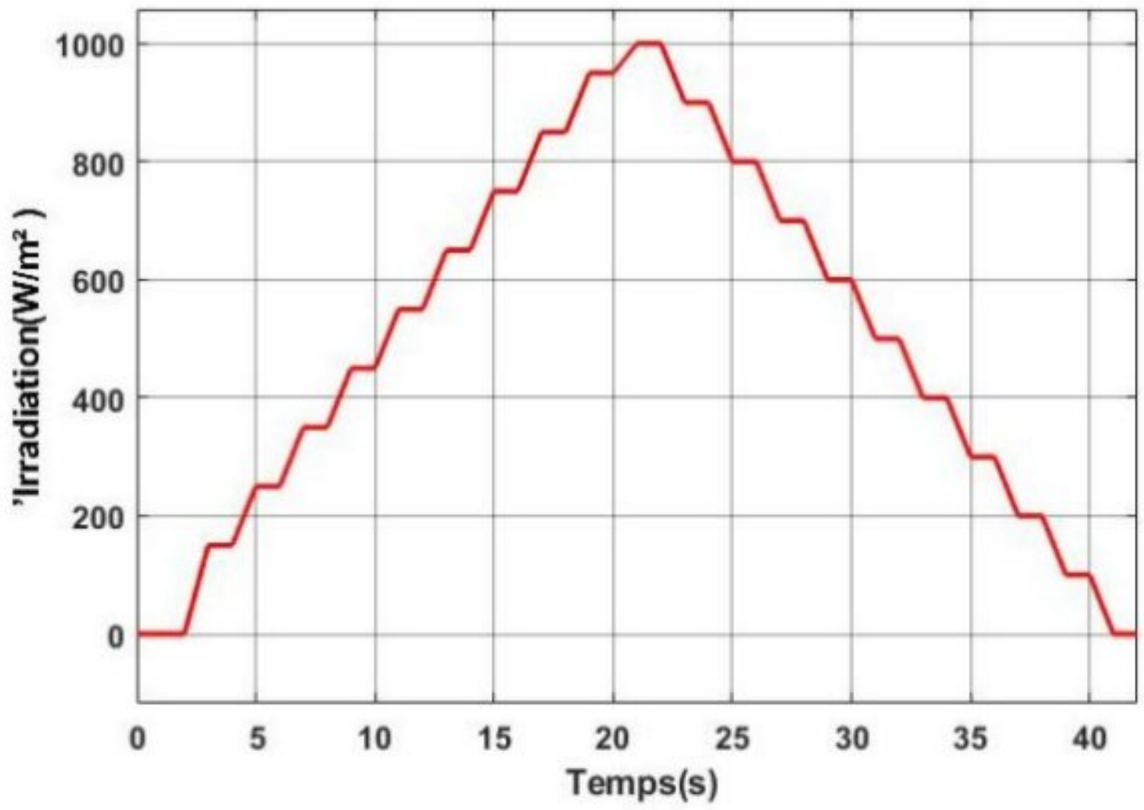


Figure 4.4Profil de l'irradiation solaire G(t) sur les 42 s de simulation.

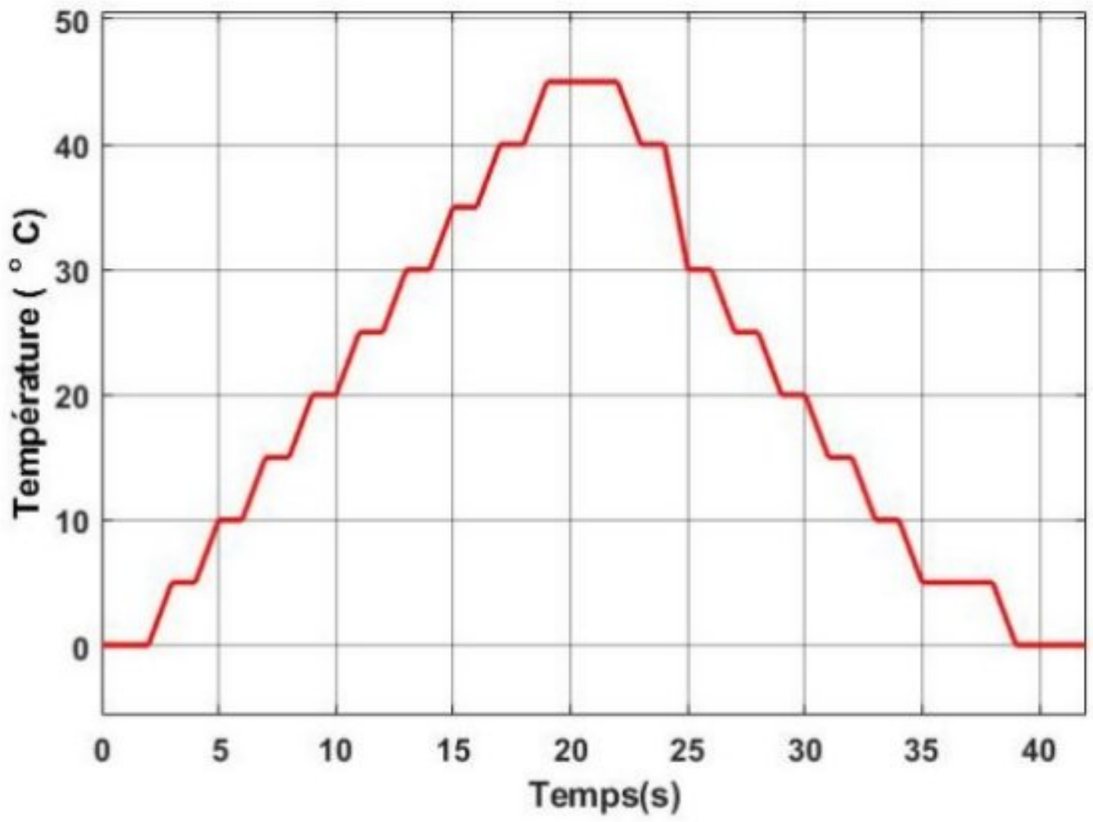


Figure 4.5Profil de la température T(t) appliquée au générateur photovoltaïque.

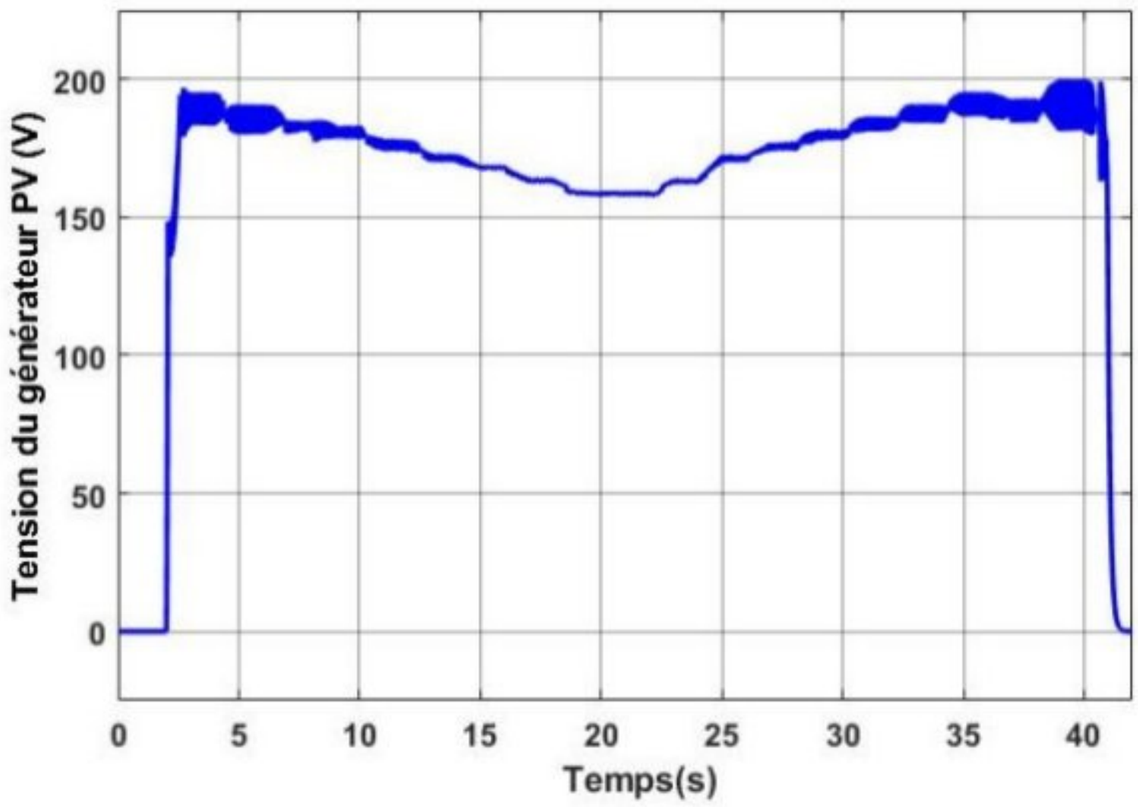


Figure 4.6Évolution de la tension VP en sortie du champ photovoltaïque.

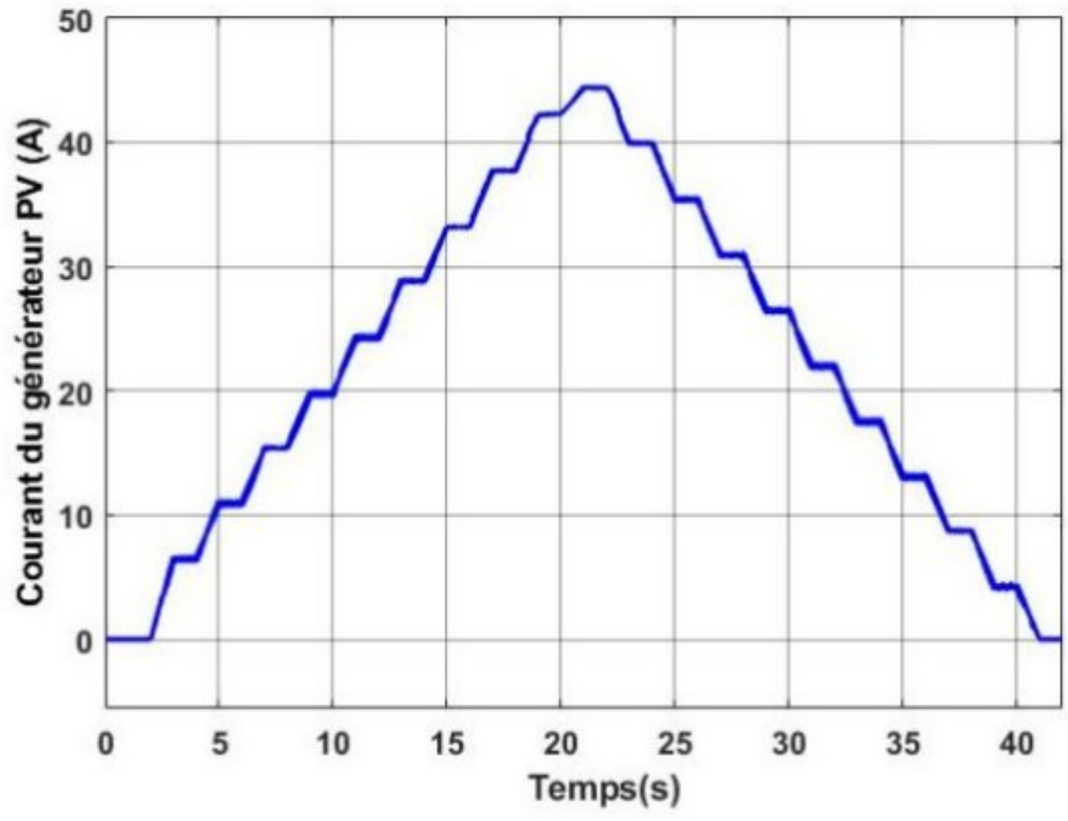


Figure 4.7Évolution du courant IPV délivré par le générateur PV.

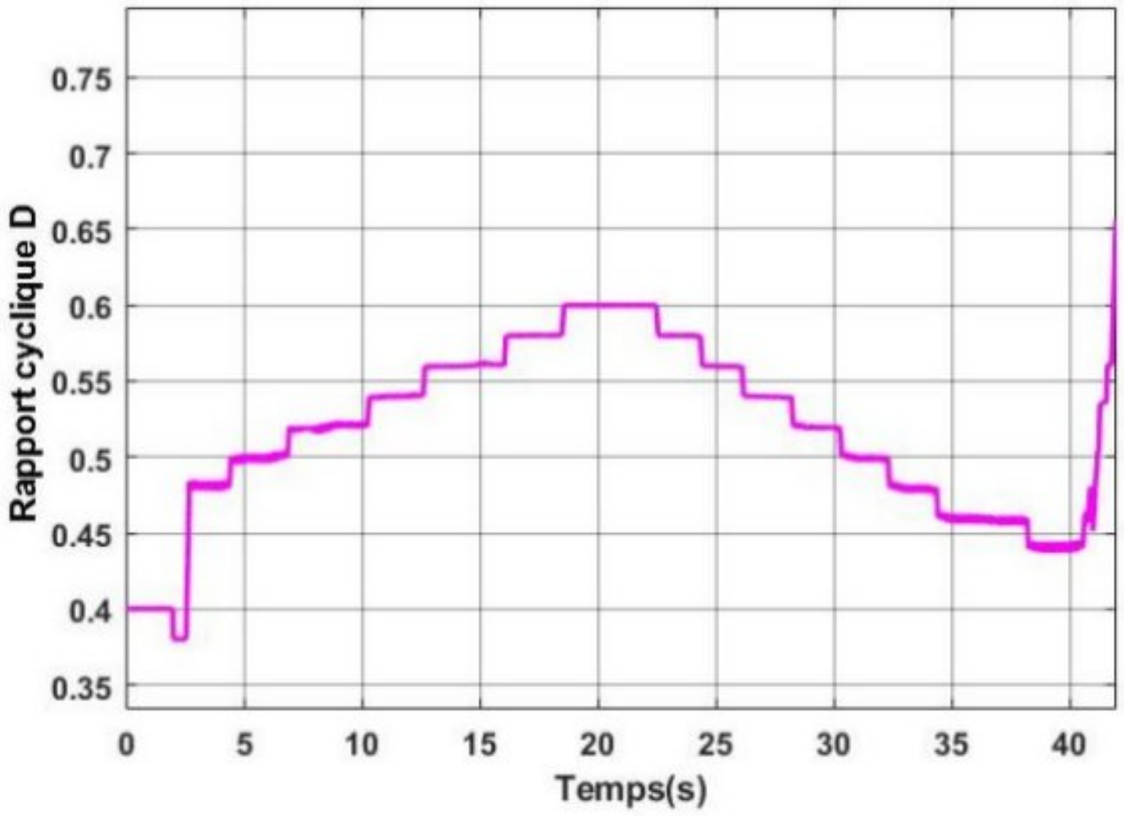


Figure 4.8Rapport cyclique D généré par le réseau de neurones MPPT.

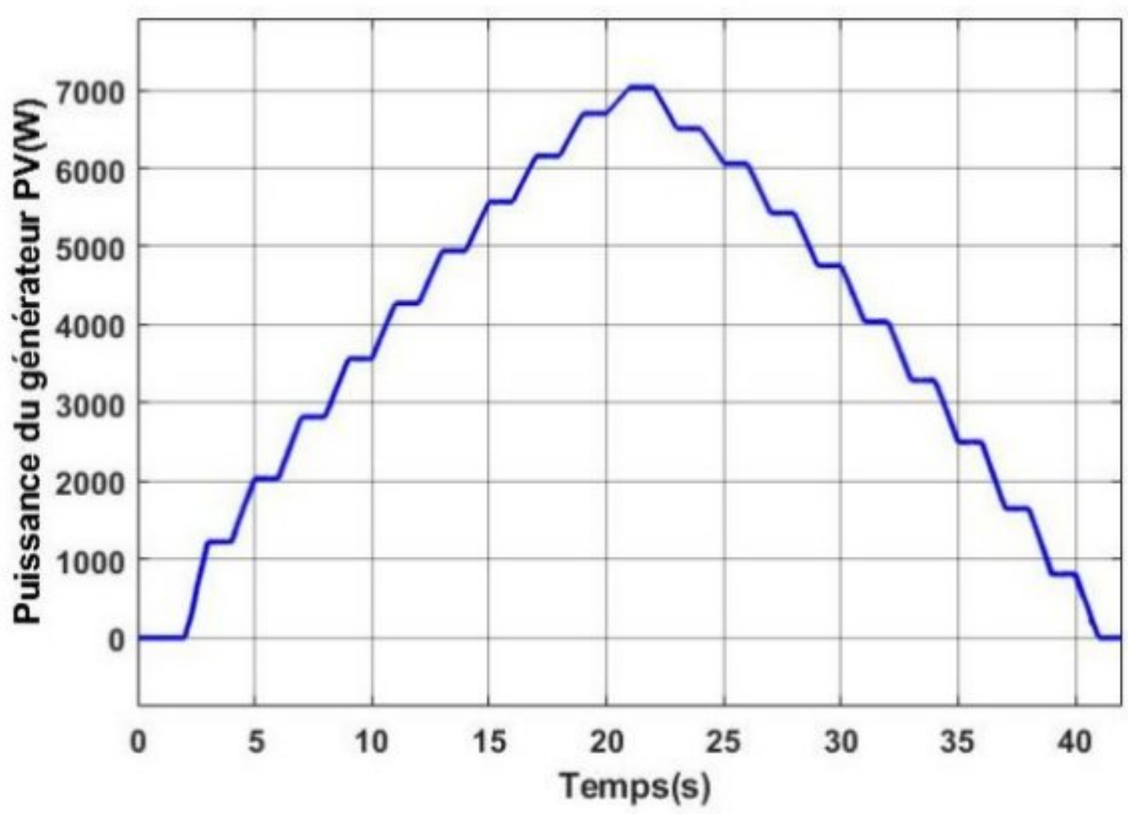


Figure 4.9Puissance PPV extraite du générateur photovoltaïque.

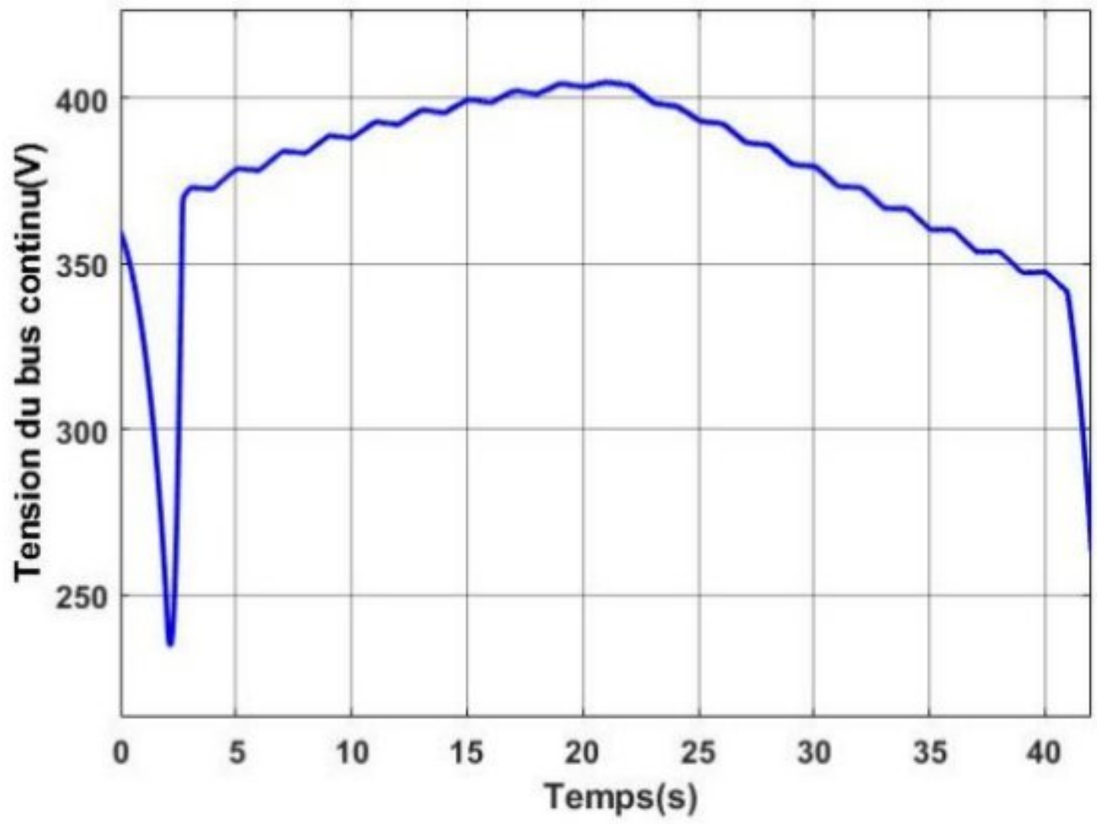


Figure 4.10Tension du bus continu VDC.

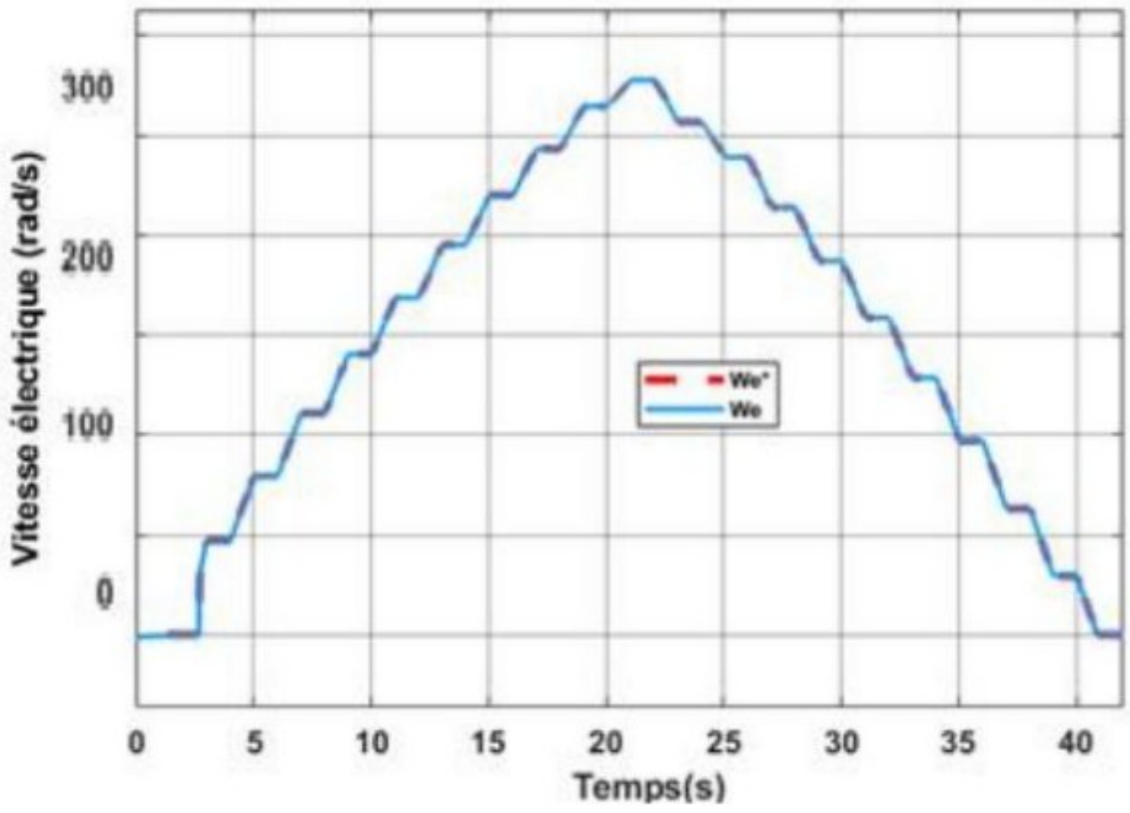


Figure 4.11Vitesse électrique mesurée ωe et vitesse de référence ωe∗.

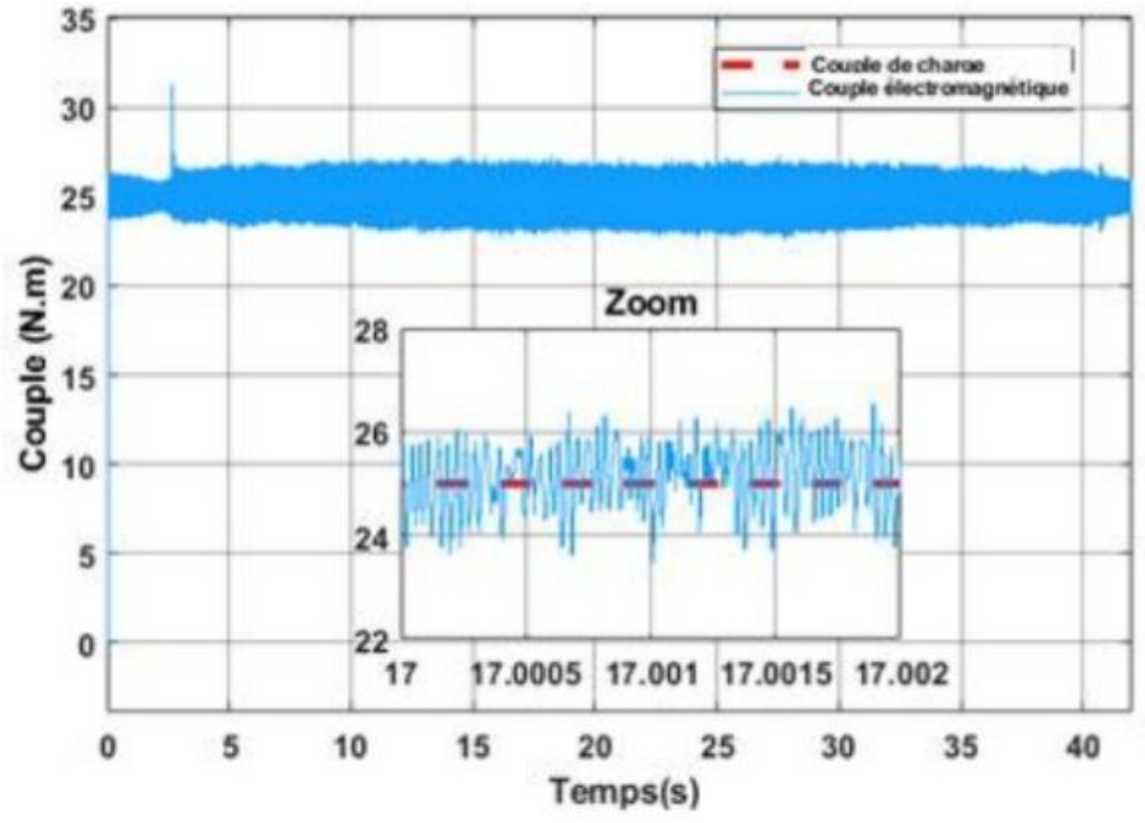


Figure 4.12Couple électromagnétique Ce et couple de charge Cr.

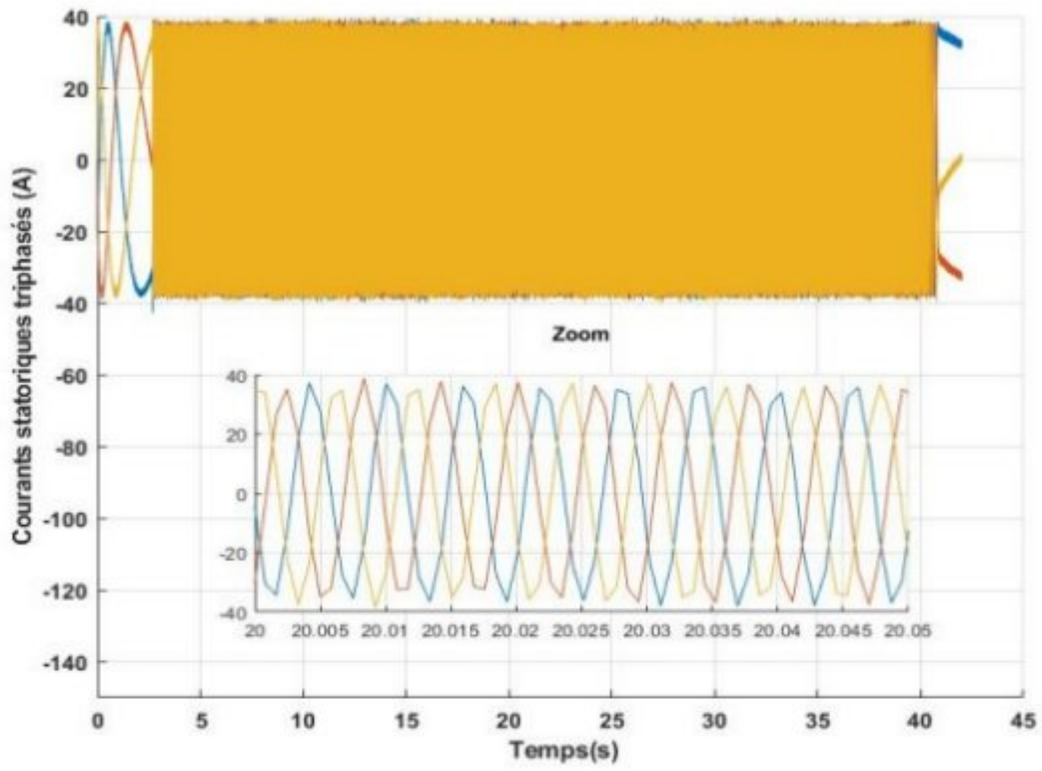


Figure 4.13Courants statoriques triphasés ia, ib, ic de la MSAP.

4.4. Analyse et discussion des performances

4.4.1. Performances dynamiques

Les résultats de simulation montrent que l'architecture proposée offre d'excellentes performances dynamiques, tant sur le plan énergétique qu'électromécanique. Malgré les variations rapides d'irradiation et de température, le système reste stable avec des temps de réponse courts et des oscillations minimales.

Le contrôleur MPPT basé sur les réseaux de neurones suit rapidement le point de puissance maximale, fournissant directement le rapport cyclique optimal du convertisseur Boost selon les conditions (G,T), ce qui améliore le rendement énergétique global et assure une adaptation quasi instantanée aux variations climatiques.

La régulation du bus continu maintient la tension V_{DC} proche de sa référence de 360 V, avec des écarts rapidement corrigés par la boucle PI externe, garantissant un bon équilibre entre la source photovoltaïque et la charge.

La commande Super-Twisting appliquée à la machine synchrone à aimants permanents permet un suivi rapide et précis de la vitesse, avec un temps de réponse réduit, une erreur statique quasi nulle et une absence de dépassements importants, même lors de variations rapides d'irradiation. Cette commande réduit également le chattering, améliorant la qualité des signaux et limitant les contraintes sur les interrupteurs.

Les courants statoriques triphasés restent équilibrés, sinusoïdaux et correctement déphasés, confirmant l'efficacité de la commande vectorielle et du régulateur à hystérésis. Ces résultats confirment que le système proposé combine rapidité, stabilité et robustesse pour les applications photovoltaïques exigeantes.

4.4.2. Robustesse et stabilité

L'étude vise à garantir la robustesse et la stabilité du système face aux perturbations externes et aux variations des conditions de fonctionnement. Les simulations montrent que l'architecture proposée répond pleinement à ces exigences.

Le générateur photovoltaïque, soumis à des variations importantes d'irradiation et de température, reste au voisinage du point de puissance maximale grâce au MPPT neuronal, sans oscillations significatives, démontrant la précision et l'adaptabilité de la commande.

La robustesse de la machine synchrone à aimants permanents est assurée par la commande Super-Twisting, insensible aux incertitudes paramétriques et aux perturbations. La vitesse électrique suit correctement sa référence, sans instabilité ni oscillations, et la convergence rapide vers la surface de glissement améliore les performances globales.

La stabilité énergétique est confirmée par le maintien de la tension du bus continu proche de sa valeur de référence, avec la boucle PI externe assurant l'équilibre entre production et consommation. Les courants statoriques restent équilibrés et quasi sinusoïdaux, tandis que la réduction du chattering limite les contraintes sur les interrupteurs et renforce la fiabilité du système.

Ainsi, l'ensemble des résultats confirme que l'architecture développée combine robustesse face aux perturbations climatiques et variations de charge, tout en assurant une stabilité globale satisfaisante du système photovoltaïque alimentant la MSAP.

4.5. Conclusion

Dans ce chapitre, une architecture globale de conversion photovoltaïque alimentant une machine synchrone à aimants permanents a été développée, modélisée et validée sous l'environnement MATLAB/Simulink. Le système proposé associe un générateur photovoltaïque, un convertisseur Boost, un onduleur triphasé et une MSAP commandée par une stratégie hiérarchique combinant un MPPT neuronal et une commande robuste Super-Twisting.

L'étude a d'abord permis de présenter le couplage énergétique entre les différents étages de puissance ainsi que le dimensionnement des composants principaux du système. Une attention particulière a été portée à l'intégration des différentes boucles de commande, notamment la régulation du bus continu, le suivi du point de puissance maximale et la commande vectorielle de la machine.

Les résultats de simulation obtenus sous des conditions variables d'irradiation et de température ont montré l'efficacité de l'approche proposée. Le réseau de neurones artificiels assure un suivi rapide et précis du point de puissance maximale, avec une

réduction significative des oscillations généralement observées dans les méthodes MPPT classiques. La tension du bus continu est maintenue proche de sa référence, garantissant un bon équilibre énergétique du système. De son côté, la commande Super-Twisting assure une poursuite rapide et robuste de la vitesse de référence tout en réduisant efficacement le phénomène de chattering.

Les performances dynamiques observées mettent en évidence une réponse rapide, une erreur statique quasi nulle ainsi qu'une bonne qualité des courants statoriques. Les essais réalisés confirment également la robustesse et la stabilité du système face aux perturbations climatiques et aux variations de charge.

En conclusion, l'association du MPPT neuronal et de la commande Super-Twisting constitue une solution performante et robuste pour les systèmes photovoltaïques alimentant des entraînements électriques à base de MSAP. Cette architecture permet d'améliorer simultanément l'extraction de la puissance photovoltaïque, la stabilité énergétique du bus continu et les performances dynamiques de la machine électrique. Elle représente ainsi une approche prometteuse pour les applications photovoltaïques modernes nécessitant un fonctionnement fiable, rapide et efficace.

5. Conclusion générale

Ce travail de recherche a été consacré à l'étude, la modélisation et la commande d'un système de conversion d'énergie photovoltaïque intégrant une machine synchrone à aimants permanents (MSAP). L'objectif principal était de développer une architecture de commande performante et robuste permettant d'optimiser l'extraction de l'énergie solaire tout en assurant une régulation précise et stable de l'entraînement électrique, et ce malgré les variations des conditions environnementales et des perturbations externes.

5.1.Bilan des contributions

Chapitre 1 : Nous avons établi les fondements théoriques du système en développant les modèles mathématiques complets de ses trois constituants principaux. La modélisation de la MSAP dans les repères naturels abc et tournant dq a mis en évidence l'intérêt de la transformation de Park, qui permet d'obtenir des équations à coefficients constants et simplifie considérablement l'analyse et la synthèse des lois de commande. L'étude du convertisseur Boost et de l'onduleur de tension a permis d'établir les relations de couplage entre la source photovoltaïque et la machine. Enfin, la modélisation du générateur photovoltaïque selon le modèle à une diode a souligné l'influence déterminante de l'irradiation et de la température sur ses performances, justifiant ainsi la nécessité d'un système MPPT efficace.

Chapitre 2 : Nous avons développé une commande robuste par mode glissant d'ordre deux (algorithme Super-Twisting) appliquée à la MSAP. Cette approche a permis de concilier robustesse face aux incertitudes paramétriques et aux variations de couple de charge, tout en éliminant le phénomène de chattering préjudiciable aux actionneurs. Les résultats de simulation ont démontré une excellente poursuite de vitesse, un temps de réponse réduit et une erreur statique nulle, confirmant la supériorité de cette approche sur les commandes linéaires classiques.

Chapitre 3 : Nous avons conçu un contrôleur MPPT basé sur un réseau de neurones artificiels de type perceptron multicouche. L'apprentissage supervisé réalisé à partir de données générées par la méthode Perturb & Observe a permis d'obtenir un modèle neuronal d'une grande précision ($R^2 = 0{,}99948$, $MSE = 1{,}31\times10^{-6}$). Contrairement aux méthodes classiques sujettes aux oscillations autour du point de puissance maximale, l'approche neuronale fournit instantanément le rapport cyclique optimal du convertisseur Boost à partir des seules mesures d'irradiation et de température, garantissant ainsi une extraction quasi optimale de l'énergie photovoltaïque.

Chapitre 4 : Nous avons intégré l'ensemble des composants et des lois de commande dans une architecture globale cohérente, validée par simulation sous MATLAB/Simulink. Le système complet associe le générateur photovoltaïque, le convertisseur Boost piloté par le MPPT neuronal, l'onduleur de tension, la MSAP commandée par l'algorithme Super-Twisting, ainsi qu'une boucle externe de régulation du bus continu assurant l'équilibre énergétique global. Les résultats obtenus sous des profils réalistes d'irradiation et de température ont confirmé les performances attendues : extraction optimale de la puissance photovoltaïque, stabilité de la tension du bus continu,

poursuite rapide et précise de la vitesse, réduction du chattering, robustesse face aux perturbations, et qualité des courants statoriques.

5.2.Principaux enseignements

Les résultats de cette étude permettent de dégager plusieurs enseignements clés :

- L'approche neuronale pour le MPPT constitue une alternative performante aux méthodes conventionnelles. Sa capacité à fournir directement la commande optimale sans phase de recherche itérative élimine les oscillations parasites et améliore le rendement énergétique, particulièrement lors de variations rapides des conditions climatiques.
- La commande Super-Twisting offre un compromis optimal entre robustesse et qualité de commande. En maintenant les avantages du mode glissant classique (insensibilité aux perturbations bornées, convergence en temps fini) tout en éliminant le chattering, elle s'avère particulièrement adaptée aux systèmes d'entraînement électrique de haute performance.
- La structure hiérarchique à deux boucles (régulation externe du bus DC + commande interne de vitesse) permet un découpage fonctionnel efficace, où la gestion énergétique globale et la dynamique électromécanique sont traitées séparément mais de manière cohérente.

5.3.Perspectives

Ce travail ouvre plusieurs perspectives de recherche et de développement :

- **Validation expérimentale** : La mise en œuvre sur un banc d'essai réel permettrait de confronter les performances simulées aux contraintes pratiques (bruit de mesure, retards de calcul, dynamiques non modélisées).
- **Optimisation du réseau neuronal** : L'exploration d'architectures plus légères (réseaux à convolution, apprentissage profond) ou de techniques d'apprentissage en ligne pourrait améliorer encore la précision et l'adaptabilité du MPPT.
- **Extension à d'autres types de machines** : L'approche développée pourrait être adaptée aux machines asynchrones ou à réluctance variable.
- **Gestion de l'ombrage partiel** : L'intégration de techniques de MPPT global (Global MPPT) pour faire face aux situations d'ombrage partiel, où la caractéristique P-V présente des maxima locaux, constituerait une amélioration significative.
- **Fonctionnement en îlotage** : L'étude du comportement du système en cas de déconnexion de la charge ou de défaut sur le réseau.

En conclusion, ce travail a démontré la faisabilité et l'efficacité d'une architecture de commande intelligente pour les systèmes photovoltaïques avec entraînement électrique. L'association synergique d'un MPPT neuronal et d'une commande Super-Twisting permet d'atteindre simultanément un rendement énergétique optimal et des performances dynamiques élevées, ouvrant ainsi la voie à des applications industrielles robustes et économes en énergie.

Bibliographie

[1] N. Bernard, "Machine synchrone : de la boucle ouverte à l'autopilotage," Revue 3EI, no. 30, École Normale Supérieure de Cachan, Campus de Ker Lann, 35170 Bruz, France, Sept. 2002.

[2] A. Levant, "Universal SISO sliding-mode controller with finite-time convergence," IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 46, no. 9, pp. 1447–1451, Sept. 2001.

[3] E. Smigiel and G. Sturtzer, Modélisation et commande des moteurs triphasés : Commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs DSP. Paris, France: Éditions Ellipses, 2000.

[4] H. Bühler, Réglage de systèmes d'électronique de puissance, vol. 1. Lausanne, Suisse: Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1997.

[5] W. Laala, "Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents sans capteurs de position et de vitesse," Mémoire de Magister, Univ. Mohamed Khider de Biskra, Biskra, Algérie, 2001.

[6] D. Lahouel, "Commande non linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents," Thèse de Magistère, Université de Batna, Batna, Algérie, 2009.

[7] R. Manajemy, "Control strategies and parameter compensation for permanent magnet synchronous motor drives," Ph.D. dissertation, Dept. of Electrical Engineering, Virginia Tech, Blacksburg, VA, USA, 2000.

[8] Z. Lagoune, "Commande par hystérésis d'une machine synchrone à aimants permanents en utilisant Maxwell Simplorer," Thèse de Master, Université de Sétif-1, Sétif, Algérie, 2011.

[9] A. Ameur, "Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants," Thèse de Magistère, Université de Batna, Batna, Algérie, 2005.

[10] A. K. Dash, "Three-phase voltage inverter modeling and control for adjustable frequency and amplitude," *Int. J. Power Electron. Drives*, vol. 10, no. 2, pp. 45–58, 2020.

[11] M. H. Rashid, *Power Electronics: Circuits, Devices and Applications*, 4th ed. Harlow, UK: Pearson, 2018.

[12] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, E. R. Filho, "Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 5, pp. 1198–1208, 2009.

[13] J. Bernard, Modélisation et commande d'un système de conversion photovoltaïque, Thèse de doctorat, Université de Lorraine, 2012.

[14] A. Labouret, M. Villoz, Énergie solaire photovoltaïque, Dunod, Paris, 2009.

[15] L. M. Fraas, Solar Cells and Their Applications, 3rd edition, Wiley, 2014.

[16] Utkin, V. I. (1977). Variable structure systems with sliding modes. IEEE Transactions on Automatic Control, 22(2), 212–222.

[17] Slotine, J.-J. E., & Li, W. (1991). Applied Nonlinear Control. Prentice-Hall.

[18] Edwards, C., & Spurgeon, S. K. (1998). Sliding Mode Control: Theory and Applications. Taylor & Francis.

[19] Shtessel, Y., Edwards, C., Fridman, L., & Levant, A. (2014). Sliding Mode Control and Observation. Birkh¨auser.

[20] A. Levant, "Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control," International Journal of Control, vol. 58, no. 6, 1993.

[21] A. Levant, "Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control," International Journal of Control, vol. 76, no. 9–10, 2003.

[22] A. Levant, "Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control," International Journal of Control, vol. 58, no. 6, pp. 1247–1263, 1993.

[23] A. Levant, "Robust exact differentiation via sliding mode technique," Au- tomatica, vol. 34, no. 3, pp. 379–384, 1998.

[24] J. A. Moreno and M. Osorio, "A Lyapunov approach to second-order sliding mode controllers and observers," Proceedings of the 47th IEEE Conference on Decision and Control, pp. 2856–2861, 2008.

[25] M. Y. Worku et al., "A Comprehensive Review of Recent Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Systems under Partial Shading," Sustainability, vol. 15, no. 14, p. 11132, 2023.

[26] L. Guanghua, "Maximum power point tracking strategies for solar PV," ScienceDirect, 2025.

[27] M. L. Katche et al., "A Comprehensive Review of Maximum Power Point Tracking (MPPT) Techniques Used in Solar PV Systems," Energies, vol. 16, no. 5, p. 2206, 2023.

[28] C. G. Villegas-Mier, "Artificial Neural Networks in MPPT Algorithms," Micromachines, vol. 12, no. 10, p. 1260, 2021.

[29] L. Guanghua, "Maximum power point tracking strategies for solar PV systems: A review of current methods and future innovations," ScienceDirect, 2025.

[30] M. K. Al Ghezi, R. T. Ahmed, and M. T. Chaichan, "The Influence of Temperature and Irradiance on Performance of the Photovoltaic Panel in the Middle of Iraq," International Journal of Renewable Energy Development, vol. 11, no. 2, pp. 501–513, May 2022.

[31] V. G. Jotangiya, S. P. Yadav, and R. K. Sharma, "Evaluation and Operation of Various DC DC Converter Topologies with Effective MPPT in a Photovoltaic System," Journal of Electrical Systems, vol. 20, no. 3, pp. 112–126, 2024.

[32] S. K. Raju and P. S. R. Chowdary, "A Study of Efficient MPPT Techniques for Photovoltaic System Using Boost Converter," International Journal of Emerging Electric Power Systems, vol. 19, no. 3, 2018.

[33] Shyam Sunder Rai et A. K. Pandey, "A Comparative Study of Various PWM Techniques", International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT), vol. 4, no. 11, pp. –, Nov. 2015, doi: 10.17577/IJERTV4IS110125.

[34] S. Haykin, Neural Networks and Learning Machines, 3rd ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Pearson, 2009.

[35] C. G. Villegas-Mier, R. Rodríguez-Reséndiz, J. Álvarez-Alvarado, A. Rodríguez-Abreo, and G. M. Mendiola-Santibañez, "Artificial Neural Networks in MPPT Algorithms for Photovoltaic Systems: A Review," Micromachines, vol. 12, no. 10, p. 1260, 2021.

[36] Ž. Zečević and M. Rolevski, "Neural Network Approach to MPPT Control and Irradiance Estimation," Applied Sciences, vol. 10, no. 15, p. 5051, 2020.

[37] https://thesis.essa-telemcen.dz

Annexes

Table4.2 Paramètres dimensionnants des éléments de la chaîne de puissance.

Composant	Grandeur	Symbole	Valeur (unité)
Générateur PV	Tension	V_{PV}	175 V
	Courant	I_{PV}	30 A
Convertisseur Boost	Rapport cyclique nominal	D	0,5139
	Inductance	L	0,0300 H
	Capacité	C	208,2 μF
	Fréquence de découpage	f_{sw}	5000 Hz
	Tension bus continu	V_{DC}	360 V
Onduleur	Tension composée max	$V_{LL,max}$	220,3 V
	Tension de bus	V_{DC}	360 V
MSAP	Résistance statorique	R_s	0,11 Ω
	Inductance cyclique	$L_d = L_q$	0,00097 H
	Flux magnétique	ψ	0,1119 Wb
	Paires de pôles	p	4
	Constante de couple	$\frac{3}{2}p\psi$	0,6714 Nm/A
	Inertie	J	0,0032 kg·m²
	Frottement visqueux	F	0,0002 N·m·s/rad
	Vitesse nominale	ω_m	314,16 rad/s

Table4.3Paramètres de la commande intégrée (MPPT neuronal, régulation du bus DC, SMC-ST).

Fonction / composant	Paramètre	Symbole	Valeur (unité)
MPPT neuronal	Nombre d'entrées	–	2 (G, T)
	Couches cachées	–	2 (15 + 10 neurones)
	Fonction d'activation	–	tansig
	Algorithme d'apprentissage	–	Levenberg- Marquardt
	MSE (après apprentissage)	–	$1{,}3152 \times 10^{-6}$
Régulation bus DC	Tension de référence	V_{DC}^{*}	360 V
	Correcteur PI	–	K_p, K_i ajustés
Commande vitesse SMC-ST	Gain de surface	λ	5000 s^{-1}
	Gain proportionnel STA	k_1	150
	Gain intégral STA	k_2	500
	Facteur de gain global	$\frac{2J}{3p^2\psi}$	$1{,}191 \times 10^{-3}$
	Constante de temps de la commande	T_s	4 μs
Commande vectorielle	Courant direct	i_d^{ref}	0 A
	Constante de couple	$\frac{3}{2}p\psi$	0,6714 Nm/A

Tous les blocs discrets fonctionnent avec une période d'échantillonnage $T_s = 4\ \mu s$ pour la régulation de vitesse et $T_c = 40\ \mu s$ pour la boucle de courant. Le solveur global est de type ode3 (Bogacki- Shampine) avec un pas fixe de $1\ \mu s$ pour garantir la stabilité numérique.

Paramètres de simulation

La simulation du système complet est réalisée sur un horizon temporel de 42 s, permettant d'observer à la fois les régimes transitoires et les régimes permanents sous différentes conditions environnementales et de charge. Le modèle numérique, implémenté dans MATLAB/Simulink, utilise un solveur à pas fixe de type ode3 (Bogacki- Shampine) avec un pas de calcul global de 1 s, garantissant la stabilité et une précision suffisante pour les commutations des interrupteurs. La fréquence de découpage du convertisseur Boost est fixée à $f_{sw} = 5000$ Hz, ce qui conduit à une période de commande pour la boucle de courant $T_c = 1/(5f_{sw}) = 40$ s et une période d'échantillonnage pour la régulation de vitesse $T_s = 1/(50f_{sw}) = 4$ s. Le tableau 1 rassemble ces paramètres généraux.

Table Table4.4Paramètres généraux de simulation

Paramètre	Symbole	Valeur
Durée de simulation	T_{sim}	42 s
Pas de calcul global	Δt	1 s
Fréquence de découpage Boost	f_{sw}	5000 Hz
Période commande courant	T_c	40 s
Période régulation vitesse	T_s	4 s

Les paramètres électriques et mécaniques de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) sont donnés dans le tableau2. La résistance statorique vaut $R_s = 0{,}11\ \Omega$, l'inductance cyclique $L_a = 0{,}00097\ \mathrm{H}$, le flux magnétique $\psi = 0{,}1119\ \mathrm{Wb}$, l'inertie totale $J = 0{,}0032\ \mathrm{kg \cdot m^2}$, le frottement visqueux $F = 0{,}0002\ \mathrm{N \cdot m \cdot s/rad}$ et le nombre de paires de pôles $p = 4$. Les performances nominales de l'entraînement sont reprises dans le tableau 3 : vitesse mécanique $\omega_m = 314{,}16\ \mathrm{rad/s}$ (soit 3000 tr/min), puissance $P_n = 8209\ \mathrm{W}$, tension ligne nominale $V_{LL} = 220{,}32\ \mathrm{V}$ et courant nominal $I_{Ln} = 21{,}51\ \mathrm{A}$.

Table4.5Paramètres de la MSAP.

Paramètre	Symbole	Valeur
Résistance statorique	R_s	0,11 Ω
Inductance cyclique	L_q	0,00097 H
Flux magnétique	ψ	0,1119 Wb
Inertie totale	J	0,0032 kg·m ^{2}
Frottement visqueux	F	0,0002 N·m·s/rad
Paires de pôles	p	4

Table4.6Performances nominales de l'entraînement.

Grandeur	Symbole	Valeur
Vitesse mécanique	ω_m	314,16 rad/s
Vitesse électrique	ω_e	1256,6 rad/s

Tous les blocs discrets fonctionnent avec une période d'échantillonnage $T_s = 4\ \mu s$ pour la régulation de vitesse et $T_c = 40\ \mu s$ pour la boucle de courant. Le solveur global est de type ode3 (Bogacki- Shampine) avec un pas fixe de $1\ \mu s$ pour garantir la stabilité numérique.

Paramètres de simulation

La simulation du système complet est réalisée sur un horizon temporel de 42 s, permettant d'observer à la fois les régimes transitoires et les régimes permanents sous différentes conditions environnementales et de charge. Le modèle numérique, implémenté dans MATLAB/Simulink, utilise un solveur à pas fixe de type ode3 (Bogacki- Shampine) avec un pas de calcul global de 1 s, garantissant la stabilité et une précision suffisante pour les commutations des interrupteurs. La fréquence de découpage du convertisseur Boost est fixée à $f_{sw} = 5000$ Hz, ce qui conduit à une période de commande pour la boucle de courant $T_c = 1/(5f_{sw}) = 40$ s et une période d'échantillonnage pour la régulation de vitesse $T_s = 1/(50f_{sw}) = 4$ s. Le tableau 1rassemble ces paramètres généraux.

Table Table4.4Paramètres généraux de simulation

Paramètre	Symbole	Valeur
Durée de simulation	T_{sim}	42 s
Pas de calcul global	Δt	1 s
Fréquence de découpage Boost	f_{sw}	5000 Hz
Période commande courant	T_c	40 s
Période régulation vitesse	T_s	4 s

Les paramètres électriques et mécaniques de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) sont donnés dans le tableau 2. La résistance statorique vaut

$R_s = 0{,}11\ \Omega$, l'inductance cyclique $L_a = 0{,}00097\ \text{H}$, le flux magnétique $\psi = 0{,}1119\ \text{Wb}$, l'inertie totale $J = 0{,}0032\ \text{kg·m}^2$, le frottement visqueux $F = 0{,}0002\ \text{N·m·s/rad}$ et le nombre de paires de pôles $p = 4$. Les performances nominales de l'entraînement sont reprises dans le tableau 3: vitesse mécanique $\omega_m = 314{,}16\ \text{rad/s}$ (soit 3000 tr/min), puissance $P_n = 8209\ \text{W}$, tension ligne nominale $V_{LL} = 220{,}32\ \text{V}$ et courant nominal $I_{Ln} = 21{,}51\ \text{A}$.

Table4.5Paramètres de la MSAP.

Paramètre	Symbole	Valeur
Résistance statorique	R_s	0,11 Ω
Inductance cyclique	L_a	0,00097 H
Flux magnétique	ψ	0,1119 Wb
Inertie totale	J	0,0032 kg·m ^{2}
Frottement visqueux	F	0,0002 N·m·s/rad
Paires de pôles	p	4

Table4.6Performances nominales de l'entraînement.

Grandeur	Symbole	Valeur
Vitesse mécanique	ω_m	314,16 rad/s
Vitesse électrique	ω_e	1256,6 rad/s
Puissance nominale	P_n	8209 W
Tension ligne nominale	V_{LL}	220,32 V
Courant nominal	I_{Ln}	21,51 A

Le générateur photovoltaïque est constitué de modules Soltech 1STH-215 P (6 modules en série et 6 branches en parallèle). Dans les conditions standards (irradiation $G = 1000\ \text{W/m}^2$, température $T = 25\ ^\circ\text{C}$), il délivre une tension $V_{PV} = 175\ \text{V}$ et un courant $I_{PV} = 30\ \text{A}$, soit une puissance crête $P_{PV} = 8209\ \text{W}$. Le convertisseur Boost associé est dimensionné avec un rapport cyclique nominal $D = 0{,}5139$, une inductance $L = 0{,}0300\ \text{H}$ et une capacité de filtrage $C = 208{,}2\ \mu\text{F}$; la tension du bus continu est régulée à $V_{DC} = 360\ \text{V}$. Le tableau 4synthétise ces grandeurs.

Table4.7Paramètres du générateur PV et du convertisseur Boost.

Paramètre	Symbole	Valeur
Tension PV (STC)	V_{PV}	175 V
Courant PV (STC)	I_{PV}	30 A
Puissance crête PV	P_{PV}	8209 W
Rapport cyclique nominal	D	0,5139
Inductance Boost	L	0,0300 H
Capacité de filtrage	C	208,2 F
Tension bus continu	V_{DC}	360 V

Enfin, le réseau de neurones artificiels (ANN) utilisé pour la commande MPPT est de type feedforward (perceptron multicouche à propagation avant). Il comporte deux entrées (irradiation G et température T), deux couches cachées de 15 et 10 neurones respectivement avec fonction d'activation sigmoïde tangente hyperbolique (tansig), et une couche de sortie linéaire délivrant le rapport cyclique optimal D_{opt}. L'apprentissage supervisé est réalisé par l'algorithme de Levenberg-Marquardt (trainlm) sur des données générées par la méthode Perturb & Observe, partitionnées en 70 % pour l'entraînement, 15 % pour la validation et 15 % pour le test. Le critère d'arrêt est fixé à 1000 époques maximum, un gradient minimal de 10^{-8} ou une erreur quadratique moyenne (MSE) cible de 10^{-6}. Les performances du réseau sont caractérisées par une RMSE de l'ordre de $1{,}3 \times 10^{-6}$ et un coefficient de corrélation $R = 0{,}99974$. Le tableau 5récapitule l'ensemble des paramètres du réseau.

Table4.8Paramètres du réseau de neurones MPPT.

Paramètre	Valeur
Type de réseau	Feedforward
Nombre d'entrées	2 (G, T)
Nombre de couches cachées	2
Neurones par couche cachée	15 puis 10
Fonction d'activation (cachées)	tansig
Fonction d'activation (sortie)	linéaire
Algorithme d'apprentissage	Levenberg-Marquardt (trainlm)
Répartition des données	70% / 15% / 15%
Nombre maximum d'époques	1000
MSE cible	10^{-6}
Gradient minimal	10^{-8}
RMSE (après apprentissage)	$\approx 1{,}3 \times 10^{-6}$
Coefficient de corrélation R	0,99974

Tous ces paramètres sont utilisés dans l'environnement MATLAB/Simulink pour simuler le système complet sur 42 s.

Tous les blocs discrets fonctionnent avec une période d'échantillonnage $T_s = 4\ \mu s$ pour la régulation de vitesse et $T_c = 40\ \mu s$ pour la boucle de courant. Le solveur global est de type ode3 (Bogacki- Shampine) avec un pas fixe de $1\ \mu s$ pour garantir la stabilité numérique.

Paramètres de simulation

La simulation du système complet est réalisée sur un horizon temporel de 42 s, permettant d'observer à la fois les régimes transitoires et les régimes permanents sous différentes conditions environnementales et de charge. Le modèle numérique, implémenté dans MATLAB/Simulink, utilise un solveur à pas fixe de type ode3 (Bogacki- Shampine) avec un pas de calcul global de 1 s, garantissant la stabilité et une précision suffisante pour les commutations des interrupteurs. La fréquence de découpage du convertisseur Boost est fixée à $f_{sw} = 5000$ Hz, ce qui conduit à une période de commande pour la boucle de courant $T_c = 1/(5f_{sw}) = 40$ s et une période d'échantillonnage pour la régulation de vitesse $T_s = 1/(50f_{sw}) = 4$ s. Le tableau 1 rassemble ces paramètres généraux.

Table Table4.4Paramètres généraux de simulation

Paramètre	Symbole	Valeur
Durée de simulation	T_{sim}	42 s
Pas de calcul global	Δt	1 s
Fréquence de découpage Boost	f_{sw}	5000 Hz
Période commande courant	T_c	40 s
Période régulation vitesse	T_s	4 s

Les paramètres électriques et mécaniques de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) sont donnés dans le tableau 2. La résistance statorique vaut $R_s = 0{,}11\ \Omega$, l'inductance cyclique $L_a = 0{,}00097\ \mathrm{H}$, le flux magnétique $\psi = 0{,}1119\ \mathrm{Wb}$, l'inertie totale $J = 0{,}0032\ \mathrm{kg \cdot m^2}$, le frottement visqueux $F = 0{,}0002\ \mathrm{N \cdot m \cdot s/rad}$ et le nombre de paires de pôles $p = 4$. Les performances nominales de l'entraînement sont reprises dans le tableau 3: vitesse mécanique $\omega_m = 314{,}16\ \mathrm{rad/s}$ (soit 3000 tr/min), puissance $P_n = 8209\ \mathrm{W}$, tension ligne nominale $V_{LL} = 220{,}32\ \mathrm{V}$ et courant nominal $I_{Ln} = 21{,}51\ \mathrm{A}$.

Table4.5Paramètres de la MSAP.

Paramètre	Symbole	Valeur
Résistance statorique	R_s	0,11 Ω
Inductance cyclique	L_d	0,00097 H
Flux magnétique	ψ	0,1119 Wb
Inertie totale	J	0,0032 kg·m ^{2}
Frottement visqueux	F	0,0002 N·m·s/rad
Paires de pôles	p	4

Table4.6Performances nominales de l'entraînement.

Grandeur	Symbole	Valeur
Vitesse mécanique	ω_m	314,16 rad/s
Vitesse électrique	ω_e	1256,6 rad/s
Puissance nominale	P_n	8209 W
Tension ligne nominale	V_{LL}	220,32 V
Courant nominal	I_{Ln}	21,51 A

Le générateur photovoltaïque est constitué de modules Soltech 1STH-215 P (6 modules en série et 6 branches en parallèle). Dans les conditions standards (irradiation $G = 1000\ \mathrm{W/m^2}$, température $T = 25\ ^\circ\mathrm{C}$), il délivre une tension $V_{PV} = 175\ \mathrm{V}$ et un courant $I_{PV} = 30\ \mathrm{A}$, soit une puissance crête $P_{PV} = 8209\ \mathrm{W}$. Le convertisseur Boost associé est dimensionné avec un rapport cyclique nominal $D = 0{,}5139$, une inductance $L = 0{,}0300\ \mathrm{H}$ et une capacité de filtrage $C = 208{,}2\ \mu\mathrm{F}$; la tension du bus continu est régulée à $V_{DC} = 360\ \mathrm{V}$. Le tableau 4synthétise ces grandeurs.

Table4.7Paramètres du générateur PV et du convertisseur Boost.

Paramètre	Symbole	Valeur
Tension PV (STC)	V_{PV}	175 V
Courant PV (STC)	I_{PV}	30 A
Puissance crête PV	P_{PV}	8209 W
Rapport cyclique nominal	D	0,5139
Inductance Boost	L	0,0300 H
Capacité de filtrage	C	208,2 F
Tension bus continu	V_{DC}	360 V

Enfin, le réseau de neurones artificiels (ANN) utilisé pour la commande MPPT est de type feedforward (perceptron multicouche à propagation avant). Il comporte deux entrées (irradiation G et température T), deux couches cachées de 15 et 10 neurones respectivement avec fonction d'activation sigmoïde tangente hyperbolique (tansig), et

une couche de sortie linéaire délivrant le rapport cyclique optimal D_{opt}. L'apprentissage supervisé est réalisé par l'algorithme de Levenberg-Marquardt (trainlm) sur des données générées par la méthode Perturb & Observe, partitionnées en 70 % pour l'entraînement, 15 % pour la validation et 15 % pour le test. Le critère d'arrêt est fixé à 1000 époques maximum, un gradient minimal de 10^{-8} ou une erreur quadratique moyenne (MSE) cible de 10^{-6}. Les performances du réseau sont caractérisées par une RMSE de l'ordre de $1{,}3 \times 10^{-6}$ et un coefficient de corrélation $R = 0{,}99974$. Le tableau 5récapitule l'ensemble des paramètres du réseau.

Table4.8Paramètres du réseau de neurones MPPT.

Paramètre	Valeur
Type de réseau	Feedforward
Nombre d'entrées	2 (G, T)
Nombre de couches cachées	2
Neurones par couche cachée	15 puis 10
Fonction d'activation (cachées)	tansig
Fonction d'activation (sortie)	linéaire
Algorithme d'apprentissage	Levenberg-Marquardt (trainlm)
Répartition des données	70% / 15% / 15%
Nombre maximum d'époques	1000
MSE cible	10^{-6}
Gradient minimal	10^{-8}
RMSE (après apprentissage)	$\approx 1{,}3 \times 10^{-6}$
Coefficient de corrélation R	0,99974

Tous ces paramètres sont utilisés dans l'environnement MATLAB/Simulink pour simuler le système complet sur 42 s.

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

جامعة غرداية
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم :الآلية والكهروميكانيك

GhardaiaUniversité de
Faculté des Sciences
et de la technologie

غرداية في :20/05/2026

شعبة :E.L.T
تخصص:E.R.T

شهادة ترخيص بالتصحيح والايداع:

انا الاستاذ(ة):مراد صلاح

بصفتي المشرف المسؤول عن تصحيح مذكرة تخرج (ليسانس/ماستر/دكتورا) المعنونة بـ:

Commande par mode glissant appliquée à un moteur synchrone à aimants permanents alimenté par système photovoltaïque

من انجاز الطالب (الطلبة):

بن عبد الحفيظ عروسي

.....

التي نوقشت بتاريخ :20/05/2026

اشهد ان الطالب/الطلبة قد قام /قاموا بالتعديلات والتصحيحات المطلوبة من طرف لجنة المناقشة وقد تم التحقق من ذلك من طرفنا

وقد استوفت جميع الشروط المطلوبة.

امضاء المسؤول عن التصحيح

صلاح مراد

مصادقة رئيس القسم

جامعة غرداية
قسم الآلية والكهروميكانيك
والكهروميكانيك ١٠
كلية العلوم و التكنولوجيا