

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Djilali Bounaama Khemis Miliana



Faculté des Sciences et de la Technologie

Département de la Technologie

Mémoire du Projet de Fin d'Etudes

Pour l'obtention de diplôme

Master

En

« Electrotechnique »

Spécialité :

« Electrotechnique Industrielle »

Titre :

Commande d'un onduleur monophasé connecté aux réseaux

Réalisé par :

Keddari Youcef

Henni Ayoub

Encadré par : Dr.Benyoucef

Année Universitaire 2019/2020

Remerciements

Nous remercions, en premier lieu, notre Dieu le plus Puissant qui a bien Voulu nous donner la force et le courage Pour effectuer Le présent travail.

Nous exprimons nos profondes gratitudes à nos parents pour leurs Encouragements, leur soutien et pour les sacrifices Qu'ils ont enduré.

En deuxième lieu, nous tenons à remercier notre encadreur "Dr. Benyoucef " pour son sérieux, sa compétence et ses orientations.

Nous remercions vont aussi à tous les enseignants du département Génie Electrique qui ont contribué à notre formation.

Aussi nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et Qui par leur amitié et leur bonne humeur, ont créé une ambiance de travail parfaite.

Dédicaces

Je dédie mon travail a :

Ma famille, ma mère, mon père, mes frères

Mes chères amis et collègues

Je dédie cet effort à mon père, qui a quitté la vie et laissant ses souvenir

Je Demande à Dieu d'avoir pitié et de pardonner mon cher père

K. Youcef

Je dédie mon travail a :

Ma famille, ma mère, mon père, mes frères, mes sœurs

Mes chères amis et collègues

Je dédie cet effort à mon père, qui a quitté la vie et laissant ses souvenir

Je Demande à Dieu d'avoir pitié et de pardonner mon cher père

H. Ayoub

Résumé :

Parmi les composants de l'électronique de puissance, les onduleurs sont de plus en plus utilisés dans diverses applications, tant pour des applications domestiques que industrielles.

Parmi ces applications, les onduleurs sont utilisés pour faire passer la puissance produite par les générateurs de puissance continue (comme les générateurs photovoltaïques ou des batteries) au réseau de distribution d'électricité basse tension. Dans ce cas, les onduleurs doivent être dotés de commande sophistiquée afin de respecter les normes en vigueur concernant le taux de distorsion harmonique du courant injecté dans le réseau électrique de distribution et sont déphasage avec la tension du réseau.

Dans ce travail, nous avons présenté une étude de simulation d'un onduleur de tension monophasé commandé en courant avec un filtre inductif en utilisant la commande Deadbeat classique et une autre amélioré.

La fiabilité et la faisabilité des deux stratégies de commande utilisées ont été vérifiées et approuvées en utilisant un modèle de simulation en utilisant le Simulink du MATLAB. Les résultats de simulation ont montré les bonnes performances de ces stratégies utilisées surtout dans le cas de la variante améliorée.

Abstract:

Among the components of power electronics, inverters are increasingly used in various applications, both for domestic and industrial applications.

Among these applications, inverters are used to pass the power produced by continuous power generators (such as photovoltaic generators or batteries) to the low voltage electricity distribution network. In this case, the inverters must be equipped with sophisticated control in order to ensure that the injected power into the utility grid meets the requirements imposed by standards, such as the limits on total harmonic distortion (THD) and the power factor (PF) of the injected current.

In this work, we presented a simulation study of a current controlled single-phase voltage inverter with an inductive filter using the classic Deadbeat control and another improved one.

The reliability and feasibility of the two control strategies used have been verified and approved using a simulation model using the MATLAB Simulink. The simulation results showed the good performance of these strategies used especially in the case of the improved variant.

الملخص:

من بين مكونات إلكترونيات الطاقة، يتم استخدام العواكس بشكل متزايد في مختلف التطبيقات، سواء للتطبيقات المنزلية او الصناعية.

من بين استخدامات العاكس الكهربائي، يستخدم لتميرير الطاقة المولدة من قبل مولدات الطاقة المستمرة مثل (مولدات الطاقة الشمسية أو البطاريات) إلا شبكة توزيع كهرباء الجهد المنخفض. في هذه الحالة يجب أن تكون أجهزة تحكم العاكس الكهربائي متطورة من اجل الامتثال للمعايير السارية فيما يتعلق بمعدل التشوه التوافقي الكلي للتيار المغذي لشبكة توزيع كهرباء الجهد المنخفض وأيضاً عامل القدرة (PF) للتيار المحقون..

في هذا العمل قمنا بمحاكات لعاكس جهد أحادي الطور مع مرشح ذو وشيعة نستخدم فيه استراتيجية التحكم (deadbeat) الكلاسيكية وأخرى مطورة.

ثم قمنا بالتحقق من موثوقية وجدوى استراتيجية التحكم المستخدمة باستخدام برنامج محاكاة يدعى (Matlab/SIMULINK) أظهرت نتائج المحاكات الأداء الجيد لهذه الإستراتيجيات المستخدمة خاصة في الإستراتيجية المطورة.

SOMMAIRE

Remerciement

Dédicace

Résumé

Introduction générale.....1

Chapitre I : généralité sur l'onduleur

I.1 Introduction :	4
I.2 Définition de l'onduleur monophasé :	4
I.3 Principe de fonctionnement d'un onduleur monophasé:	6
I.4 Les applications des onduleurs:	8
I.5 Classification d'onduleurs :	10
I.5.1 Selon la réversibilité :	10
I.5.1.1 Onduleur autonome :	10
I.5.1.2 Onduleur non autonome :	11
I.5.2 Selon la nature de l'alimentation :	11
I.5.2.1 Onduleur de tension :	11
I.5.2.2 Onduleur de courant :	12
I.5.3 Selon la nature de la charge :	13
I.5.3.1 Onduleur monophasé :	13
I.5.3.2 Onduleur triphasée :	14
I.6. Paramètre de performance de l'onduleur :	14
I.6.1. Les harmoniques :	15
I.6.2. Le THD.....	16
I.6.3. Le facteur DF.....	16
I.6.4. Facteurs de puissance et le $\cos\varphi$	17

I.7. Stratégies de commande des onduleurs :	17
I.8 Conclusion :	20

Chapitre II : La commande deadbaet

II. 1. Introduction :	22
II. 2. Description Du Système :	22
II.3 Modèle d'onduleur monophasé :	23
II.4 Représentation dans l'espace d'états du système.....	25
II.5 Numérisation de l'équation d'état :	26
II.6 Algorithme du Contrôle Deadbeat traditionnel " Approche Classique" :	26
II.7. Loi de commande.....	26
II.8. Inconvénients de L'algorithme de contrôle Deadbeat traditionnel :	28
II.9. Méthode utilisée pour l'amélioration du contrôleur deadbeat :	29
II.10. Normes PV raccordées au réseau :	30
II. 10. 1. Distorsion / Harmoniques :	31
II. 10. 2. Facteur de puissance :	31
II.10. Conclusion :	32

Chapitre III : Simulation et discrétion des résultats

III.1. Introduction.....	33
III.2 Schémas de simulation	33
III.3. Descriptions des différents blocs	34
III.3.1. Génération I_ref	34
III.3.2. Bloc de commande Deadbeat classique :	34
III.3.3. Génération du PWM pour la commande deadbeat	35
III.4. Paramétrer de simulation:	35

III.5. Simulation de la méthode Deadbeat classique :	36
III.6. Simulation de la méthode Deadbeat amélioré :	38
III.6.1. Bloc de commande deadbeat amélioré :	38
III.6.2. Bloc de prédiction de la commande deadbeat amélioré :	39
III.6.3. Simulation de la méthode Deadbeat amélioré :	40
III.7. Conclusion	43
Conclusion générale.....	45

Liste de figure

Chapitre I

Figure I.1: Onduleur monophasé : (A) Symbole, (B) structure de montage d'un onduleur en pont complet.....	4
Figure I.2: Les cas possibles de commutation de l'onduleur	6
Figure I.3 : Chronogramme de commande Lesigne de l'alternance est déterminé par le signe de u_c	7
Figure I.4: Moteur asynchrone d'adhérence au rail.....	8
Figure I.5: Commande d'onduleur de tension, et la forme de tension $u_c(t)$	11
Figure I.6: Onduleur de courant, la commande et les formes d'ondes de $i_c(t)$	12
Figure I.7 : Structure principal d'un onduleur monophasé en demi-pont.....	13
Figure I.8 : structure d'un onduleur triphasée.....	14
Figure 1.9 : Spectre d'harmonique.....	15
Figure I.10 : Classification des méthodes de contrôle (VSI).....	18

Chapitre II

FigureII.1 : système connecte au réseau.....	23
Figure II.1 : type de filtrage, (a) filtre L et (b) filtre LCL.....	23
FigureII.3 : onduleur monophasé en pont H.	24
Figure II.4 : Modèle linéaire de l'onduleur monophasé en pont.....	24
Figure II.5 : Sinusoïde de référence échantillonnée.....	26
figure II.6 : forme d'onde de $v_{inv}(t) - (k-1)T_e \leq t \leq kT_e$	27
figure II.7 : Correction temporelle du retard inherent au controleur deadbeat.....	29

chapitre III

Figure III.1. schéma de simulation.....	33
--	----

Figure III.2. bloc I_{ref}	34
Figure III.3. bloc de commande deadbeat classique.....	34
Figure III.4. PWM pour la commande deadbeat.	35
Figure III.5. Le déphasage entre le courant de référence I_{ref} et le courant injecté I_L	36
Figure III.6. Zoom sur le déphasage entre le courant de référence I_{ref} et le courant injecté I_L	36
Figure III.7. Simulation du comportement du DSP.....	37
Figure III.8. Le courant de référence I_{ref} et le courant injecté I_L avec le comportement du DSP.....	37
Figure III.9. Zoom sur le courant de référence I_{ref} et le courant injecté I_L avec le comportement du DSP.....	38
Figure III.10. Bloc de commande deadbeat amélioré.....	38
Figure III.11 blocs de prédiction de la commande deadbeat amélioré.....	39
Figure III.12. Simulation de I_{ref} avec I_L par la méthode deadbeat amélioré.....	40
Figure III.13. Zoom de simulation de I_{ref} avec I_L par la méthode deadbeat amélioré.....	41
Figure III.14. Comparaison entre les deux approches considérées.....	41
Figure III.14. Zoom sur la comparaison entre les deux approches considérées.....	42

Liste de tableau

Chapitre I

Tableau (I.1) : les configurations possibles5

Chapitre II

Tableau II.1: limites de courant harmonique31

Tableau II.2: limites du facteur de puissance31

Chapitre III

Tableau III.1: comparaison numérique entre les deux approches considérées.....42

Glossaire

DC	Direct Current
AC	Alternatif Current
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
GTO	Gate Turn-Off Thyristor
PWM	Pulse Width Modulation
MLI(PWM)	Modulation de Largeur Impulsions
THD	Total Harmonic Distortion
DF	facteur de distortion
T	transistor
D	diode
U	tension
I	courant
$\cos\phi$	Facteurs de puissance
DSP	Traitement numerique de signal(Digital signal processing)
CEI	La Commission D'electrotechnique international
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers

Introduction Générale

Introduction générale

L'utilisation de l'électronique de puissance pour la conversion de l'énergie électrique est sans cesse en croissance dans plusieurs secteurs d'activités. Ceci est lié, sans aucun doute, aux récents progrès réalisés en matière de composants semi-conducteurs ainsi qu'à la maturité des techniques de synthèse de la structure des convertisseurs statiques. Il semble néanmoins rester un effort conséquent à produire au niveau de la commande de ces dispositifs [1].

Ces dernières années, l'électronique de puissance a été mise à contribution pour de nouvelles applications où la qualité de l'énergie électrique constitue un concept fondamental, grâce aux nouveaux défis et aux nouvelles opportunités d'un système électrique en pleine évolution technologique [2].

Parmi les systèmes de l'électronique de puissance, les onduleurs sont de plus en plus utilisés dans des applications diverses. Nous les retrouvons tant dans des applications domestiques qu'industrielles. Ces convertisseurs ont subi une évolution importante, poussés d'une part par le développement des composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissantes, robustes et rapides. D'autre part, par leurs systèmes de commande.

Un onduleur de tension est un convertisseur statique alimenté soit par une source continue comme les générateurs photovoltaïques ou des batteries, soit par un réseau redressé afin fournir une tension ou courant alternatifs de fréquence fixe (le cas des alimentations sans interruption) ou variable (le cas des moteurs à courant alternatifs).

L'inconvénient majeur de l'onduleur est l'obtention d'une tension non parfaitement sinusoïdale à sa sortie, ce qui provoque une dégradation du régime de fonctionnement de certaines applications tel que les systèmes photovoltaïques connectés au réseau, où les courants injectés sont très riches en harmoniques, d'où la nécessité de la réduire.

Dans le cadre de développement des méthodes de réduction des harmoniques, plusieurs travaux ont été réalisés sur deux axes. Le premier est l'utilisation des topologies multi-niveaux de l'onduleur, alors que la deuxième porte sur la commande de l'ouverture et la fermeture des semiconducteurs formant l'onduleur (Deadbeat, MLI, ...).

Dans le présent travail, nous avons présenté une étude de simulation d'une commande en temps réel d'un onduleur de tension monophasé avec un filtre inductif commandé en courant en utilisant la commande Deadbeat. Et ce, afin de transférer la puissance de l'étage contenu généré par une batterie à un réseau de distribution d'électricité basse tension, tout en respectant les normes en vigueur concernant le taux de distorsion harmonique du courant injecté et son déphasage avec la tension du réseau.

La fiabilité et la faisabilité de la commande utilisée ont été vérifiées et approuvées en utilisant un modèle de simulation en utilisant le Simulink du MATLAB.

Ce mémoire se compose de trois chapitres :

- **Le chapitre 1** : est consacré à la connaissance et à la description des principales topologies des onduleurs, ainsi que leurs modes de fonctionnement et ses paramètres de performance. Puis, nous présentons les différentes stratégies de commande, que ce soit implicite ou explicite, appliquées pour commander les onduleurs. Ces diverses stratégies visent principalement l'amélioration de la qualité de la forme de l'onde produite par ces dispositifs de conversion.
- **Le chapitre 2** : est consacré à l'étude de développement et de l'élaboration de loi de commande dite 'Dead Beat Control' pour le contrôle en courant d'un onduleur de tension monophasé avec un filtre inductif, ainsi que les normes de raccordement avec le réseau basse tension.
- **le chapitre 3** : présente les résultats issus des diverses études de simulation effectuées qui sont obtenus par l'exploitation des opportunités offertes par le logiciel Matlab/Simulink en matière de contrôle des systèmes et visualisation des résultats.

Nous terminons ce mémoire par une conclusion générale.

Chapitre I : généralité sur les onduleurs

I.1 Introduction:

Dans ce chapitre nous donnons la définition et le principe de fonctionnement de l'onduleur monophasé. Par ailleurs, le développement des techniques plaines ondes et modulation de largeur d'impulsion MLI comme stratégie de commande des onduleurs.

I.2 Définition de l'onduleur monophasé:

L'onduleur est un convertisseur statique permettant de fabriquer un échange d'énergie entre une source de tension continue fournie par une batterie ou un redresseur, et une source de tension alternative pour alimenter des charges en courant alternatif Figure I.1 (A). Cette fonction est schématisée sur la Figure I.1 (B) [3]. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part sur le développement des composant à semi-conducteur entièrement commandables, puissants et robuste et rapides, et d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion [4, 5], ainsi que le progrès réalisé dans le domaine du microcontrôleur.

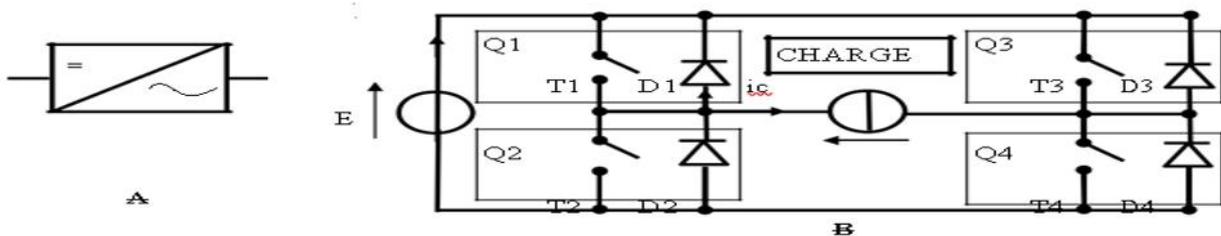


Figure I.1: Onduleur monophasé : (A) Symbole, (B) structure de montage d'un onduleur en pont complet

On notera que :

T1, T2, T3, T4 : Transistors de puissance.

D1, D2, D3, D4 : Diodes de puissance.

Q1, Q2, Q3, Q4: Transistors avec une diode antiparallèle.

E : Tension continue.

U_c, I_c : La tension et le courant de la charge.

La Figure I.1 rappelle le schéma symbolique de l'onduleur et le montage d'un onduleur en pont complet. Le montage consiste deux bras chaque bras est composé de deux étages d'interrupteurs. Chaque étage comporte deux composant semi-conducteur (transistors IGBT ou MOSFET) avec une diode en antiparallèle. Les diodes antiparallèles sur les transistors assurent la réversibilité des

courants dans la charge. À partir de la source principale de tension continue, l'onduleur permet d'avoir une tension plus proche de la sinusoïde à la sortie.

I.3 Principe de fonctionnement d'un onduleur monophasé:

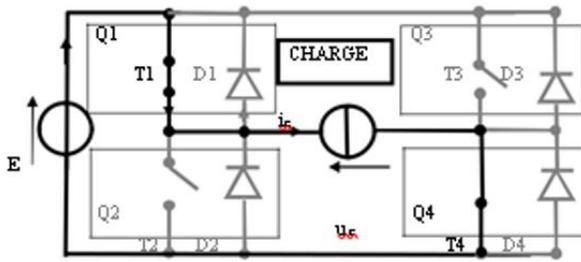
L'onduleur en pont est représenté en Figure I.1, il comporte quatre interrupteurs de puissance désignés par Q1, Q2, Q3 et Q4. L'analyse de cette structure montre à l'évidence qu'il est possible d'imposer aux bornes de la source de courant une tension aussi bien positive que négatives. Le tableau des données I. 1 permet d'en infliger ou ils ne sont considérés que les états respectifs des interrupteurs qui ne violent aucune des règles fondamentales définissant les états bloqués ou passent des interrupteurs au sein d'un bras de commutation.

	Bras 1		Bras2		Tension
	Q1	Q2	Q3	Q4	
Cas 1	Passent	Bloqué	Passent	Bloqué	$u_c = 0$
Cas 2	Passent	Bloqué	Bloqué	Passent	$u_c = E$
Cas 3	Bloqué	Passent	Passent	Bloqué	$u_c = -E$
Cas 4	Bloqué	Passent	Bloqué	Passent	$u_c = 0$

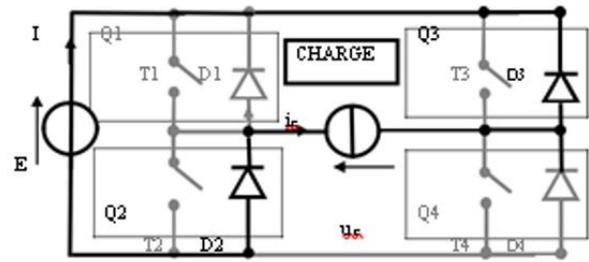
Tableau (I.1): les configurations possible

On doit noter qu'une telle structure permet d'imposer en fait trois niveaux de tension, à savoir $u_c = E$, $u_c = -E$ ainsi que, $u_c = 0$, ce dernier niveau de tension correspond à une phase de roue libre, sans échange d'énergie entre les deux sources. Suivant le type de commande adopté, ce troisième niveau peut être ou non mis à contribution [3] (Figure I. 2).

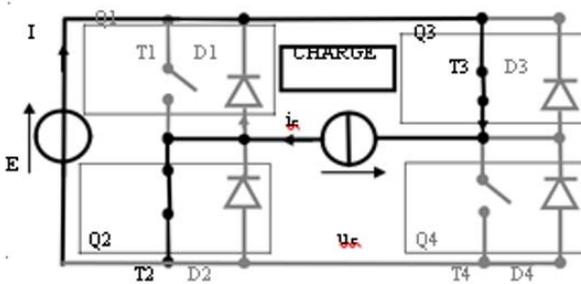
Avec cette commande, il y a enchaînement de quatre mailles de conduction:



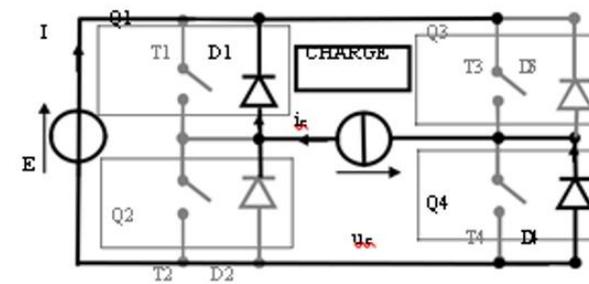
Cas1) Accumulation alternance positive



Cas2) Restitution alternance négative



Cas3) Accumulation alternance négative



Cas4) Restitution alternance positive

Figure I.2: Les cas possibles de commutation de l'onduleur

On notera d'emblée la différence de notation suivant que l'on considère les grandeurs électriques côté continue ou bien côté alternatif :

- Côté continue : les grandeurs (E et I) sont notées en lettre majuscule pour caractériser leur nature continue.
- Côté alternatif : les grandeurs (u_c , i_c) sont notées en lettre minuscule pour caractériser leur nature alternative.

$$u_c = U_c \sin \omega t \quad / U_c = \sqrt{2} U_c \quad (I.1)$$

$$i_c = I_c \sin(\omega t + \varphi) \quad / I_c = \sqrt{2} I_c \quad (I.2)$$

Avec:

U_c, I_c : Les valeurs max du tension et courant.

u_c, i_c : Les valeurs efficaces du tension et courant.

ω, φ : La pulsation et le déphasage du courant par rapport à la tension.

On utilise pour l'explication de la commande plaine onde, T_1 et T_3 sont commandés en même temps, saturés pendant l'alternance positive et bloqués pendant l'alternance négative. De même pour T_2 et T_4 , bloqués pendant l'alternance positive et saturés pendant l'alternance négative.

Remarque:

- L'état de l'interrupteur Q1 est lié à l'état de l'interrupteur Q4: ils seront passants et bloqués simultanément.
- L'état de l'interrupteur Q2 est lié à l'état de l'interrupteur Q3: ils seront passants et bloqués simultanément.

En reprenant les notations ci-dessus, on peut écrire : $S = \text{Bras1} = \overline{\text{Bras 2}}$, où S est le signal de synchronisation. On obtient le chronogramme de commande Figure (I.3) ci-dessous

- On remarque que, c'est une commande complémentaire.

- On remarquera, en début d'alternance un temps mort (retard à la saturation des transistors) permettant au transistor conduisant précédemment de se bloquer.

- On remarquera que ce sont les blocages des transistors qui délimitent les alternances

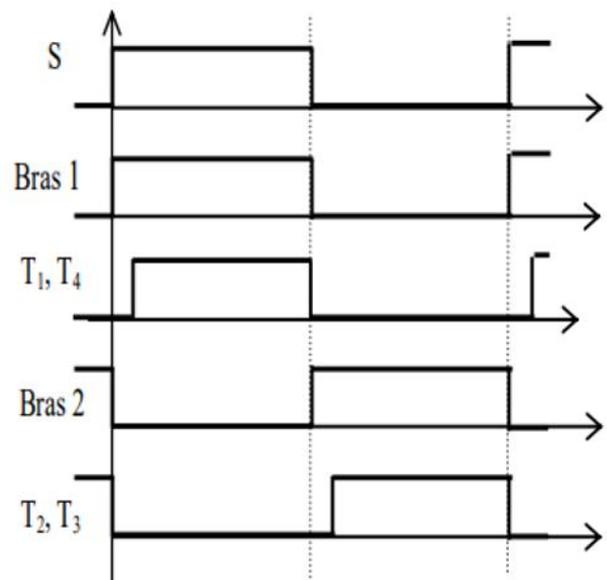


Figure I.3 : Chronogramme de commande
Le signe de l'alternance est déterminé par le signe de u_c .

[Tapez ici]

- Chaque alternance débute par une phase de restitution et se termine par une phase d'accumulation.

- Les mailles dans les cas 1 et 4 ont même équation:

$$L \frac{di}{dt} + Ri = u = +E \quad (\text{Charge inductif}) \quad (\text{I. 3})$$

- Les mailles dans les cas 2 et 3 ont même équation

$$L \frac{di}{dt} + Ri = u = -E \quad (\text{Charge inductif}) \quad (\text{I.4})$$

I.4 Les applications des onduleurs:

Les nombreux domaines à entraîné une utilisation accrue des onduleurs, on trouve principalement Les onduleurs à fréquence fixe a commutation forcée alimentés directement à partir du réseau à travers un redresseur avec filtrage, soit à partir d'une batterie d'accumulateur.

- **Les applications relatives aux transports:**

Transports ferroviaires: Dans ce type de transport le constituant principal qui crée le mouvement sont les machines asynchrone Figure I.4. Pour contrôler la vitesse de rotation de ces dernière, on doit faire varier la fréquence de l'alimentation, cela est réalisé par un onduleur de tension par exemple: le TGV ou tramway .



Figure I.4: Moteur asynchrone d'adhérence au rail

[Tapez ici]

Transports aériens: Tout avion produit lui-même l'énergie électrique dont il a besoin pour le fonctionnement de ces équipements de bord. Par exemple AIRBUS 380 met en œuvre un réseau de bord la fréquence entre 380Hz et 800Hz. Cela est réalisé par des onduleurs.

Transports maritime: Comme les transports aériens la production d'énergie nécessaire aux équipements de bord.

- **Les alimentations de secours ;**
- **Les alimentations sans interruption ;**
- **le raccord des panneaux solaires au réseau électrique :** L'onduleur couplé au réseau est utilisé pour les installations photovoltaïques. Il permet de transformer le courant continu, produit par les modules solaires, en un courant ondulé conforme à celui du réseau. Il adapte également le courant produit à la fréquence et à la tension du réseau. Dans les installations d'habitation, le courant solaire produit est d'abord utilisé par l'habitation elle-même, si le courant produit pour l'habitation est excédentaire, l'excédent est injecté dans le réseau. L'installation d'un onduleur couplé au réseau électrique se fait avec l'accord de l'organisme de distributeur de d'énergie électrique. Pour des raisons de sécurité, un onduleur couplé au réseau doit constamment surveiller ces perturbations et interrompre immédiatement l'injection en cas de défaillance ou de coupure. Ceci est absolument nécessaire pour permettre une intervention sans danger sur le réseau [6].
- **les nombreux dispositifs nécessitant de fonctionner à une fréquence spécifique :** Un onduleur de Toyota Prius. les générateurs d'ultrasons ou d'électricité utilisés dans le domaine médical, l'alimentation des lampes dites à cathode froide pour le rétroéclairage des afficheurs à cristaux liquides,
- **les variateurs de vitesse des machines alternatives :** la tension du réseau est redressée puis un onduleur fabrique une tension dont la fréquence et la forme sont réglables;
- **les convertisseurs de tension continue/continue à découpage :** la tension continue est d'abord ondulée en haute fréquence (quelques dizaines ou centaines de kHz) puis appliquée à un transformateur en ferrite et enfin redressée ;

[Tapez ici]

- dans le domaine de la soudure à l'arc les onduleurs sont parfois appelés inverters, suivant la terminologie anglo-saxonne. Les onduleurs dans les postes à l'arc vont générer un courant alternatif monophasé à moyenne fréquence (entre 5 et 20 kHz), ce qui permet d'utiliser des transformateurs élévateurs de courant nettement plus petits et légers que ceux employés traditionnellement à la fréquence du réseau, soit 50 ou 60 Hz. Ces machines se caractérisent par un rapport poids / puissance faible, un déphasage (cosinus phi) très faible et une bonne adéquation en milieu hostile [réf. nécessaire] (conditions de chantier, alimentation fluctuante par groupe électrogène, basses ou hautes températures, etc.) ;
- dans le domaine de la réception hertzienne nomade TV grand public, les onduleurs (12 V > 230 V) permettent, par exemple, de brancher un téléviseur sur la prise allume-cigare d'une automobile ou d'un camion ;
- dans le domaine des véhicules électriques et hybrides, l'onduleur permet de transformer la tension de batterie continue en tension sinusoïdale, admissible par les machines synchrones et asynchrones.
- **Alimentation sans interruption:** L'onduleur est également un composant des alimentations sans interruption (ASI). Dans le langage courant, le terme « onduleur » est d'ailleurs fréquemment employé pour désigner une telle alimentation, par exemple comme alimentation de sécurité des ordinateurs

I.5 Classification d'onduleurs:

Comme on le sait, il y a beaucoup de considérations qui note les onduleurs et que nous ne pouvons pas tous les citer. Dans ce qui suit, nous classons les onduleurs par quelques-unes des considérations:

I.5.1 Selon la réversibilité:

I.5.1.1 Onduleur autonome:

[Tapez ici]

Un onduleur est dit autonome s'il utilise l'énergie d'un circuit auxiliaire propre à lui pour la commutation des IGBTs ou d'autre semi-conducteurs, dans ce cas nous commandons la fréquence de l'onde de tension de sortie [7, 8].

I.5.1.2 Onduleur non autonome:

C'est le nom donné au montage redresseur tous thyristors qui, en commutation naturelle assistée par le réseau auquel il est raccordé, permet un fonctionnement en onduleur. À la base du développement des entraînements statiques à vitesse variable pour moteurs à courant continu et alternatif, cyclo-convertisseurs, onduleurs de courant pour machines synchrones et asynchrones, jusqu'à des puissances de plusieurs MW, ce type de montage est progressivement supplanté, au profit de convertisseurs à IGBT ou GTO, [7, 8].

I.5.2 Selon la nature de l'alimentation:

I.5.2.1 Onduleur de tension:

On appelle onduleur de tension, un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue. Comme on a vu dans le paragraphe I.2, le principe des onduleurs de tension dans le cas où la sortie est monophasée et utilisons l'onduleur en pont à quatre interrupteurs : Q1, Q2, Q3 et Q4.

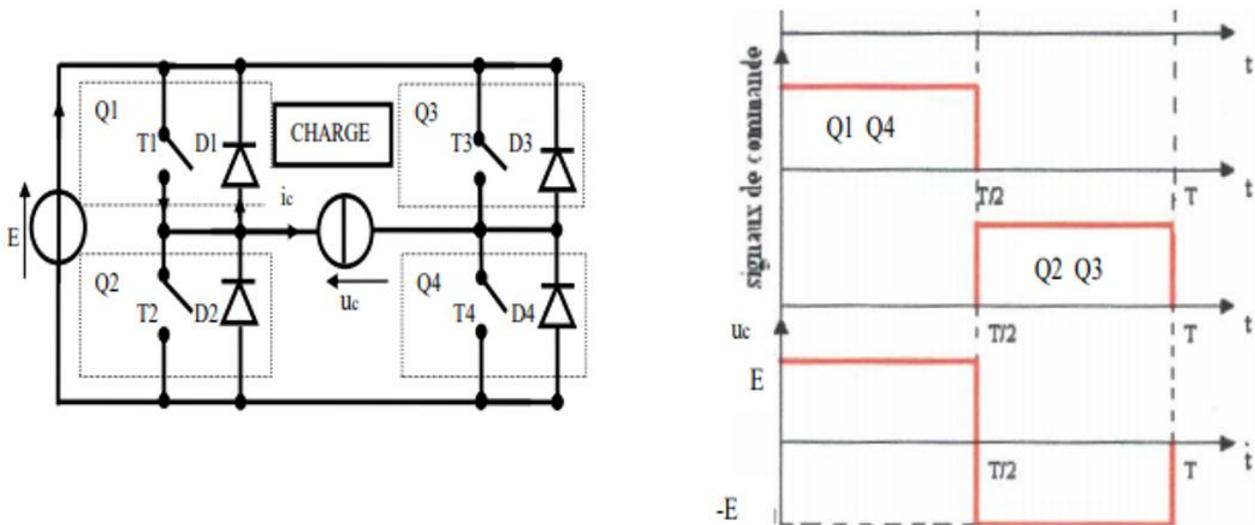


Figure I.5: Commande d'onduleur de tension, et la forme de tension $u_c(t)$

[Tapez ici]

Notant que les interrupteurs Q_i de l'onduleur; Figure I.5 sont formés par la mise en parallèle d'un semi-conducteur T_i commandé à l'ouverture et à la fermeture et d'une diode D_i .

Cette dernière assure la continuité de courant permettant ainsi la conduction d'un courant négatif dans le cas où le courant est déphasé par rapport à la tension de sortie [9, 10].

I.5.2.2 Onduleur de courant:

On dit onduleur de courant, un onduleur qui est alimenté par une source de courant continue. Comme exemple, on prend le montage de la Figure I.6 ci-dessous illustrant le modèle d'un onduleur de courant monophasé, qui se compose de quatre interrupteurs de puissance Q_1 , Q_2 , Q_3 et Q_4 , sur La Figure I.6 sont représentés les signaux de commande et les formes d'ondes des courants correspondants [8, 9].

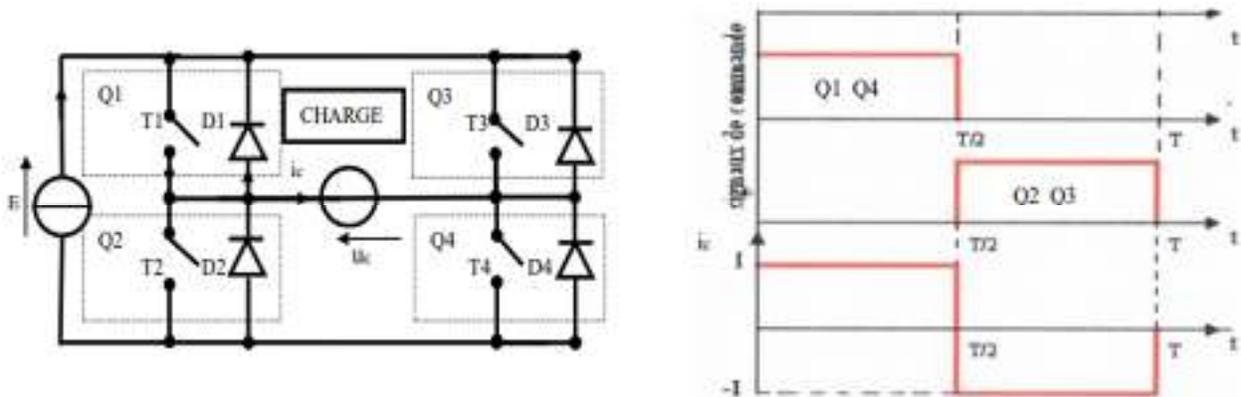


Figure I.6: Onduleur de courant, la commande et les formes d'ondes de $i_c(t)$

De même, pour l'onduleur de courant, les états des interrupteurs commandés nous permettent de donner l'expression de i_c si le courant d'entrée est constant et égal à I , quelque soit U :

- Pour $0 < t < T / 2$:

Les interrupteurs, Q_1 , Q_4 passants et Q_2 , Q_3 bloqués :

$$i_c = +I \tag{I.5}$$

- Pour $T / 2 < t < T$:

[Tapez ici]

Les interrupteurs, Q2, Q3 passants et Q1, Q4 bloqués :

$$i_c = -I \quad (I.6)$$

La tension $u_c(t)$ de la sortie est donc la tension U à l'entrée, elle dépend de la charge placée dans le côté alternatif. Dans ce cas; l'interrupteur est formé d'un semi conducteur commandé à l'ouverture et la fermeture, il n'a pas à être réversible en courant, alors on n'a pas besoin de diode mise en parallèle, [9, 10].

I.5.3 Selon la nature de la charge:

I.5.3.1 Onduleur monophasé:

Ce type d'onduleur délivrant en sa sortie une tension alternative monophasée, est généralement destinée aux alimentations de secours. Deux classes d'onduleurs monophasés sont à distinguer, suivant leur topologie

- Onduleur monophasé en pont-complet:

Comme on a vu dans le paragraphe I.1, l'onduleur en pont-complet est représenté sur la Figure (I.1).

- Onduleur monophasé en demi-pont

Le schéma de principe d'un tel onduleur monté en demi-pont est montré sur la Figure (I.7).

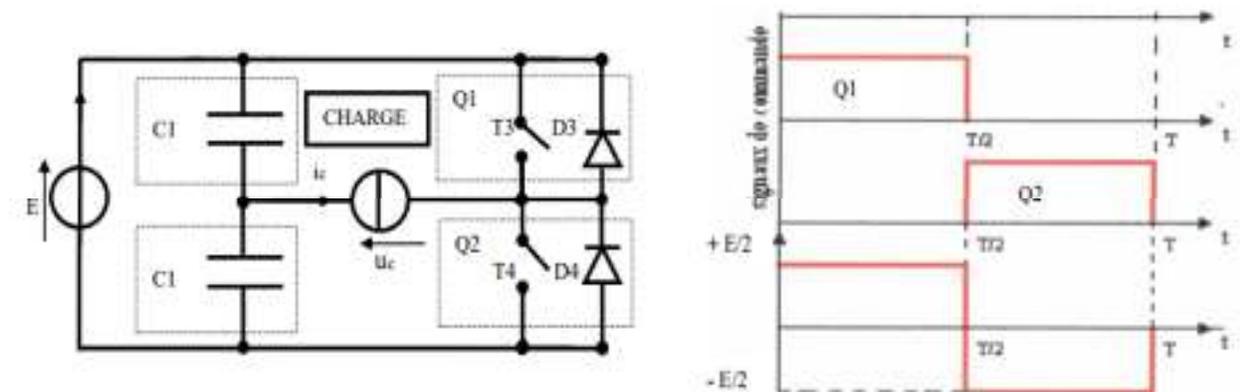


Figure I.7 : Structure principale d'un onduleur monophasé en demi-pont.

[Tapez ici]

Il est constitué principalement d'un seul bras qui se compose de deux interrupteurs de puissance notés Q1 et Q2 à commande complémentaire. La commande (180°) définit la durée de conduction de chacun des interrupteurs est alors d'un demi cycle correspondant à la fréquence du signal de sortie requis lors de la fermeture de l'interrupteur Q1, la tension aux bornes de la charge serait donc de $+ E/2$, et prend la valeur $- E/2$ quand le second interrupteur, Q2 est fermé.

I.5.3.2 Onduleur triphasé:

Un onduleur triphasé est constituée de trois onduleurs monophasés regroupés en parallèle et commander de façon à obtenir à la sortie trois tensions décalées de 120° degrés. Les interrupteurs du même bras de l'onduleur doivent être complémentaires pour que la tension de la source continue ne soit jamais en court circuit et pour que les circuits des courants i_{c1} , i_{c2} et i_{c3} ne soient jamais ouverts. Afin que les interrupteurs puissent donnant trois tensions de sorties déphasées de 120° degré, l'une par rapport à l'autre. Ce type d'onduleur est généralement recommandé pour des applications de grande puissance. La Figure I.8 définit la structure d'onduleur triphasé.

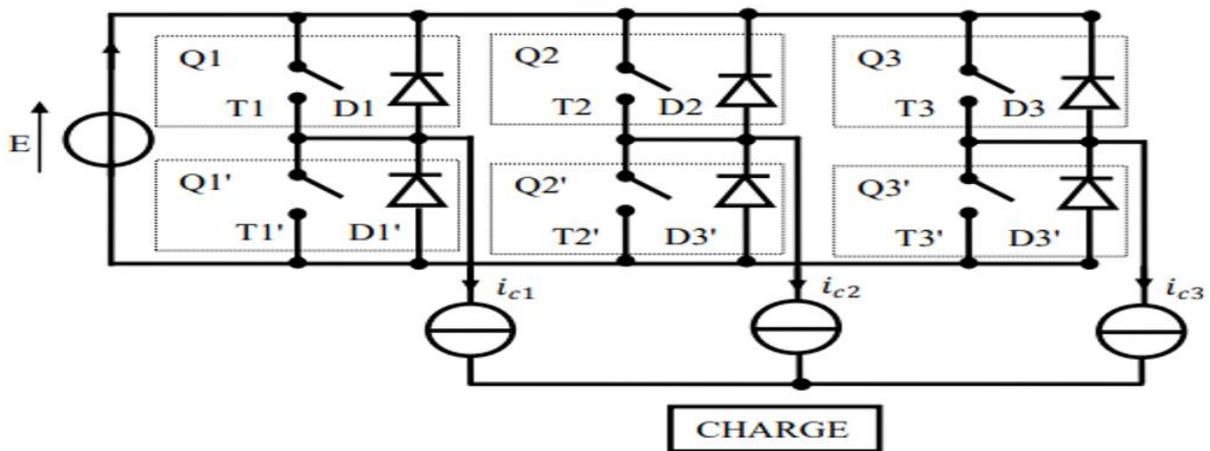


Figure I.8 : structure d'un onduleur triphasé

I.6. Paramètre de performance de l'onduleur

Etant donné que la tension de sortie d'un onduleur n'est pas purement sinusoïdale, la qualité de la tension de sortie est exprimée alors en termes de paramètres de performance définis ci-après [7] :

[Tapez ici]

I.6.1. Les harmoniques

A. Origine des harmoniques

Les récepteurs non linéaires tels que fours à arc, éclairages, convertisseurs, redresseurs, absorbent des courants non sinusoïdaux qui traversent les impédances du réseau et provoquent ainsi une déformation de la sinusoïde de tension d'alimentation. La déformation de la forme d'onde est caractérisée par l'apparition de fréquences harmoniques de tension [8].

B. Mode de représentation du spectre de fréquence

Le spectre est un histogramme fournissant l'amplitude de chaque harmonique en fonction de son rang et son importance [9].

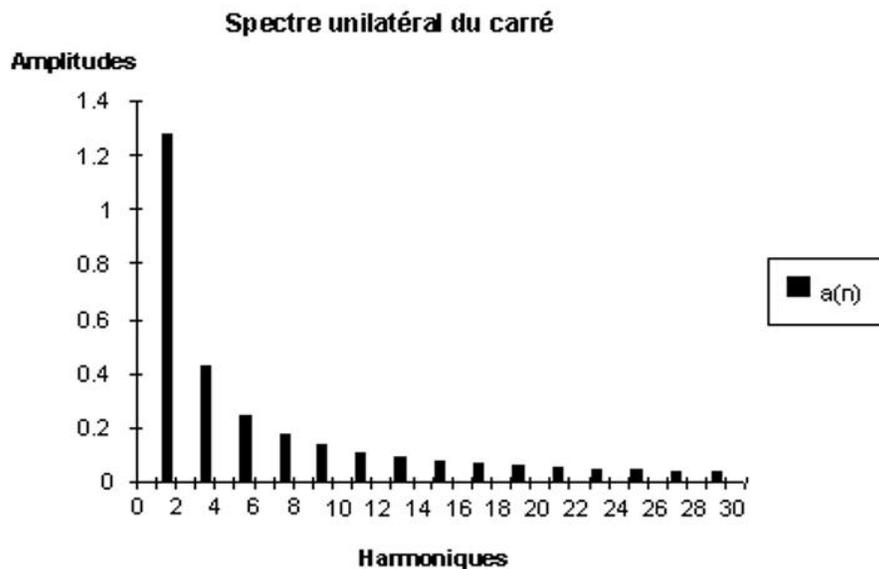


Figure 1.9 : Spectre d'harmonique.

C. L'harmonique mesuré en pratique

Les harmoniques les plus fréquemment rencontrés dans le cas des réseaux triphasés, sont les harmoniques de rangs impairs. Au-delà du rang 50, les courants harmoniques sont négligeables

[Tapez ici]

et leur mesure n'est plus significative. Une bonne précision de mesure est obtenue en considérant les harmoniques jusqu'au rang. Et les harmoniques de rang 3, 5, 7, 9, 11 et 13 sont les plus surveillés. La compensation des harmoniques jusqu'au rang 13 est impérative, une bonne compensation prendra également en compte les harmoniques jusqu'au rang 25.

I.6.2. le THD

Le taux de distorsion, encore appelé distorsion harmonique totale est défini comme le rapport de la valeur efficace globale des harmoniques (c'est-à-dire leur somme quadratique) à la valeur efficace de la composante fondamentale.

$$THD = \frac{\sqrt{H_2^2 + H_3^2 + \dots}}{F_1} \quad (I.7)$$

Le THD représente sensiblement l'augmentation de l'effet Joule dans les lignes et les dispositifs.

I.6.3. le facteur DF

Un appareil de mesure qui n'effectue pas une analyse spectrale ne mesure pas le THD mais une valeur approchée appelée le facteur de distorsion, ou DF. Ce facteur, inférieur à 100 %, est défini par le rapport de la valeur efficace des harmoniques à la valeur efficace du signal total.

$$DF = \frac{\sqrt{H_2^2 + H_3^2 + \dots}}{\sqrt{F_1 + H_2^2 + H_3^2 + \dots}} \quad (I.8)$$

Lorsque la distorsion est faible, les deux valeurs THD et DF sont équivalentes. Si DF dépasse les 15 %, il est possible de corriger la mesure pour obtenir le taux de distorsion harmonique total.

$$THD = \frac{DF}{\sqrt{1 - DF^2}} \quad (I.9)$$

[Tapez ici]

I.6.4. facteurs de puissance et le $\cos\varphi$

Selon la CEI, le facteur de puissance est le rapport de la puissance active P à la puissance apparente S :

$$\lambda = \frac{P}{S} \quad \lambda_1 = \cos\varphi_1 = \frac{P_1}{S_1} \quad (\text{I.10})$$

avec :

P_1 = puissance active de la composante fondamentale et
 S_1 = puissance apparente de la composante fondamentale.

I.7. Stratégies de commande des onduleurs:

Afin de contrôler l'onduleur, il existe deux stratégies de contrôle principales, à savoir: onduleur à commande de courant (CCI) et onduleur à commande de tension (VCI). Dans système connecté au réseau, un onduleur à commande de courant a l'avantage d'être moins sensibles aux déphasages de tension et à la distorsion de la tension du réseau, et a la capacité de réduire au minimum le THD du courant injecté. Alors l'inverseur commandé en tension peut entraîner la surcharge de l'inverseur due à petit des erreurs de phase et des courants harmoniques importants peuvent se produire si la tension du réseau est déformée. Ainsi, dans le système connecté au réseau, l'onduleur contrôlé par le courant est le plus robuste. Par conséquent, seul le VSI contrôlé en courant (CC-VSI) sera considéré dans cette étude.

Diverses méthodes de contrôle basées ont été proposées dans les systèmes connecté au réseau. Bien que ces stratégies de contrôle puissent atteindre les mêmes objectifs, leurs performances sont assez différentes. Dans cette section, seuls les méthodes couramment utilisés sont brièvement décrites, voir la figure (I.10).

[Tapez ici]

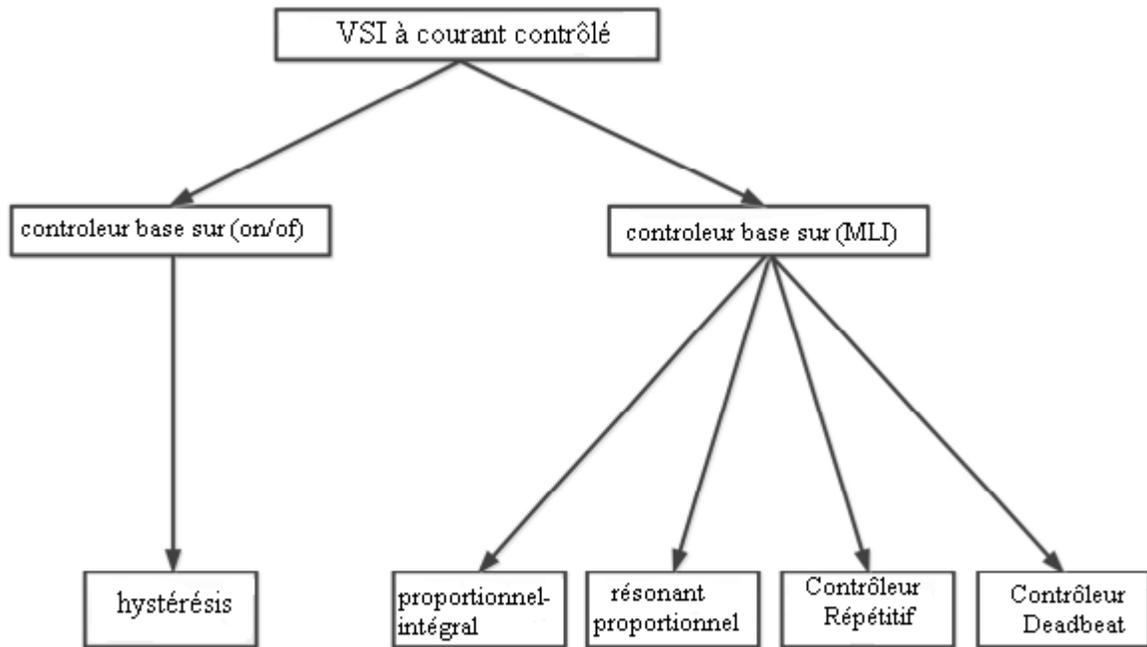


Figure I.10 : Classification des méthodes de contrôle (VSI)

A. contrôleur D'hystérésis:

Dans le contrôleur d'hystérésis, le courant injecté et le courant de référence sont utilisés pour dériver le signal de commande pour l'onduleur. Les limites de bande d'hystérésis inférieure et supérieure sont directement liées à l'erreur préréglée minimale et maximale autorisée. Lorsque le courant de référence est modifié, le courant de ligne doit rester dans ces limites. La plage du signal d'erreur contrôle directement la valeur de l'ondulation dans le courant de sortie de l'onduleur qui s'appelle la bande d'hystérésis. Les contrôleurs d'hystérésis présentent de nombreux avantages tels que la simplicité, la réponse dynamique rapide et la robustesse.

[Tapez ici]

Cependant, l'inconvénient de ce type de contrôleur est la grande taille des filtres de sortie, ce qui rend le filtrage du courant injecté tout à fait complexe et coûteux. De plus, il en résulte des contraintes supplémentaires sur la commutation appareils [11]. Bien qu'il existe un [12]. certain nombre de recherches récentes pour l'améliorer, un bruit à fréquence variable restera omni présent, ce qui n'est pas recommandé, car il peut déclencher une résonance dans le réseau électrique[11]..

B. contrôleur proportionnel-intégral:

Les contrôleurs proportionnels-intégraux (PI) [13]. Ont été toujours utilisés dans le contrôle des onduleurs. Leur gain est déterminé par (I.11):

$$G_{PI}(S) = K_P + \frac{K_I}{S} \quad (I.11)$$

Où K_p et K_I sont le gain proportionnel et le gain intégral respectivement.

Cependant, ce contrôleur présente deux inconvénients bien connus : l'incapacité de suivre une référence sinusoïdale sans erreur en régime permanente et une mauvaise capacité de rejection de bruit [14]. Cela est dû à la mauvaise performance de l'action intégrale lorsque la grandeur de référence est périodique.

C. contrôleur proportionnel résonant :

Les contrôleurs proportionnels résonance idéaux (PR). Présentent un gain élevé autour de la fréquence de résonance, qui est donnée par (I.12).

$$G_{PI}(S) = K_P + \frac{K_I S}{S^2 + \omega^2} \quad (I.12)$$

Où w , K_P et K_I représentent la fréquence de résonance, le gain proportionnel et le gain intégral respectivement.

Ces contrôleurs contrairement aux contrôleurs PI peuvent annuler l'erreur d'état stationnaire entre la référence et le courant injecté en réalisant un gain très élevé autour de la fréquence de résonance [15]. Cependant, les contrôleurs PR comme les contrôleurs PI sont

[Tapez ici]

incapables de donner un grand gain aux fréquences harmoniques multiples pour une large bande d'harmoniques.

D. Contrôleur Répétitif:

Les contrôleurs répétitifs (RC) sont également introduits comme une alternative pour améliorer le courant de sortie du système connecté au réseau. Les contrôleurs RC effectuent une bonne annulation d'erreur pour les grandeurs périodiques en présentant une grande amplitude de gain à la fréquence fondamentale et ses multiples. Cependant, contrôleur répétitif souffre de certains inconvénients, tels que : une dynamique lente et l'exigence d'une grande mémoire [16].

E. Contrôleur Deadbeat:

Le contrôleur deadbeat appartient à la famille des contrôleurs prédictifs. Ils sont basés sur le prévoir de l'évolution du courant injecté et sur la base de cette prédiction la tension moyenne est calculée est produite par le convertisseur en utilisant la modulation par la largeur d'impulsion. Le contrôleur est développé sur la base du modèle du filtre, qui est utilisée pour prédire le comportement dynamique du système [17].

L'avantage du contrôle prédictif est qu'il a une réponse dynamique rapide et le suivi de la référence est plus précis. Cependant, ce contrôleur est un régulateur basé sur un modèle, il est donc sensible aux variations de paramètres.

I.8 Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons exposé le principe général de fonctionnement de l'onduleur et leurs applications, ainsi que ces techniques de commande les plus utilisés. Dans le chapitre suivant nous allons essayer d'expliquer le principe de la méthode deadbeat en détail, qui sera utilisée comme commande de notre onduleur.

Chapitre II : la commande deadbeat

II. 1. Introduction:

Dans les systèmes photovoltaïques connectés au réseau, il est nécessaire d'avoir de faibles niveaux de distorsion harmonique totale à la sortie de l'onduleur et un très bon facteur de puissance, proche de l'unité. Alors, il est donc impératif de concevoir un contrôleur performant pour onduleur. À cette fin, de nombreuses techniques avancées ont été développées.

En raison de sa bonne performance et sa simplicité, le contrôleur deadbeat apparaît comme une manière attrayante de contrôler les onduleurs connectés au réseau. Cependant, le contrôleur Deadbeat conventionnel ou classique souffre de la présence de deux retards; le premier inhérents à l'algorithme de contrôle et provoque une erreur dans le régime permanent, alors que le deuxième se pose lorsque l'algorithme est implémenté dans une plateforme DSP. Ce deuxième retard à des conséquences bien plus grave, il affecte la stabilité du système et conduit à l'apparition des ondulations dans le courant injecté dans le réseau de distribution.

Dans ce chapitre, une version améliorée et efficace du célèbre algorithme de contrôle Deadbeat approprié pour la mise en œuvre de la plate-forme basée sur DSP est présentée pour éviter les retards susmentionnés. Et ce, dans le cas d'un onduleur avec filtrage inductif.

II. 2. Description Du Système:

Le schéma de base du système considéré dans cette étude est représenté à la figure (II.1), qui se compose d'un onduleur de tension commandé en courant, le contrôleur Deadbeat qui génère le signal de commande sous forme d'un signal modulation par largeur d'impulsion (MLI), et le filtrage considéré est de types inductif (figure II.2-a).

Le filtre à inductance est utilisé dans des applications de faible puissance et faible fréquence de contrôle, tandis que, le filtre LCL (figure II.2-b) est utilisé dans des application a haute fréquence de commande.

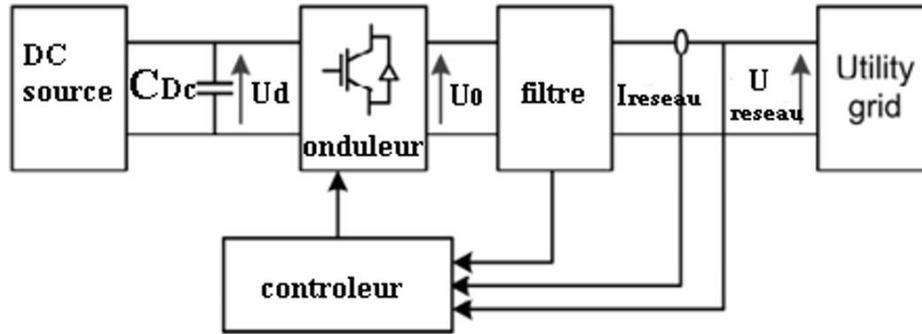


Figure II.1 : système connecte au réseau.

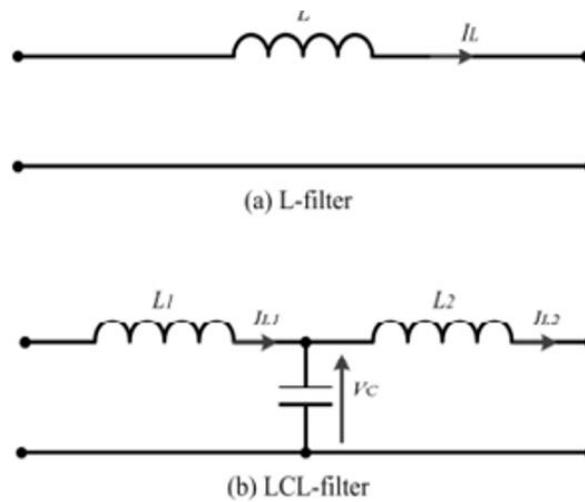


Figure II.1 : type de filtrage, (a) filtre L et (b) filtre LCL.

II.3 Modèle d'onduleur monophasé:

La configuration de l'onduleur monophasé considéré dans cette partie est comme suit : un onduleur monophasé en pont H, il est constitué principalement de quatre interrupteurs de puissance de types BJT, MOSFET ou bien IGBT, notés **S1**, **S2**, **S3** et **S4**, une source de tension contenue **E** avec une capacité **C_d** (réservoir d'énergie), un filtre inductif pour l'émanation des harmoniques dues au découpage (signal de commande) et une charge résistive **R_L**. Voir figure II.3.

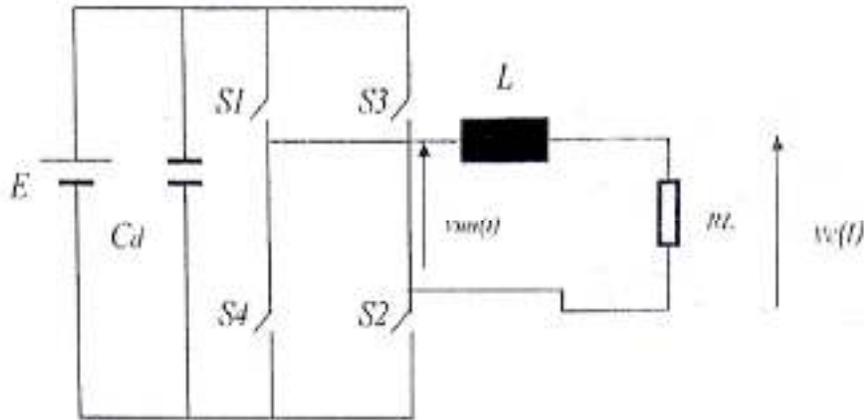


Figure II.3 : onduleur monophasé en pont H.

Les interrupteurs de puissance S_1 , S_2 , S_3 et S_4 sont supposés parfaits, c'est-à-dire que le temps de montée t_r , et le temps de descente t_f sont négligeables. Cela permet la représentation du système 'source-onduleur-filtre-charge' par le modèle linéaire du second ordre comme il est montré par la figure suivante (figure II.4) [20].

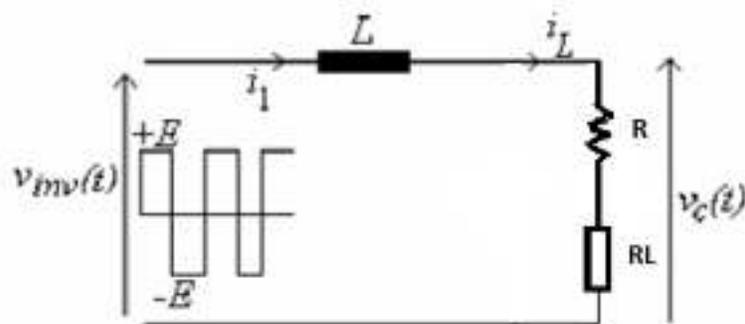


Figure II.4 : Modèle linéaire de l'onduleur monophasé en pont.

Où $v_{inv}(t)$ représente la tension obtenue par modulation de la source continue E par les interrupteur de puissance, $v_c(t)$ la tension de sortie aux bornes de la charge et $i_L(t)$ le courant absorbé par la charge.

II.4 Représentation dans l'espace d'états du système

L'équation différentielle régissant le fonctionnement du circuit de la figure II.4 est la suivante :

$$v_{inv}(t) - L \frac{di_L(t)}{dt} - R_L i_L(t) - V_C(t) = 0 \quad (2.1)$$

Soit :

$$x(t) = i_L(t) \quad (2.2)$$

Qui représente le variable d'état.

Alors, la représentation dans l'espace d'état du système représenté en figure II.4 est la suivante :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + BU(t) \quad (2.2)$$

Où :

$$A = -R_L/L$$

$$B = 1/L$$

$$U(t) = v_{inv}(t) - V_C(t)$$

II.5 Numérisation de l'équation d'état :

Afin d'aboutir à une loi de commande numérique de l'onduleur monophasé en pont H, le modèle échantillonné du système représenté en figure II.4 est alors indispensable.

Le passage de la représentation d'état dans le domaine continu à la représentation d'état dans le domaine discret est donné par l'équation (2.3)

$$X[(k+1)T_e] = \phi(T_e).X[k.T_e] + \Gamma(T_e).U[k.T_e] \quad (2.3)$$

$$\phi(T_e) = \exp(AT_e) = I + AT_e + \frac{AT_e^2}{2!} + \dots + \frac{AT_e^n}{n!} \quad (2.4)$$

$$\Gamma(T_e) = [kT_e \int_0^{T_e} \exp(A \cdot \tau) d\tau]. B = \left(IT_e + \frac{AT_e}{2!} + \dots + \frac{AT_e^n}{n!} \right) \cdot B \quad (2.5)$$

Où I est une matrice d'identité.

En effet, une période d'une période d'une sinusoïde de référence $i_{ref}(t)$ peut être divisée en N «échantillons, la distance entre deux échantillons successif étant T_e (figure II.5).

Le critère de choix du nombre d'échantillons N dépend essentiellement de la taille du filtre de sortie L et du temps de calcul du calculateur t_c . La figure (II.5) présente l'échantillonnage d'une sinusoïde de 50 Hz a la période T_e .

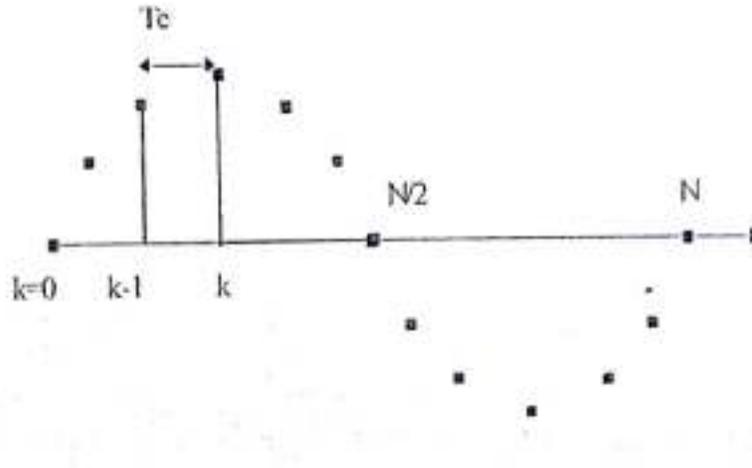


Figure II.5 : Sinusoïde de référence échantillonnée

La transcription numérique de cette forme d'onde par l'équation suivante :

$$i_{ref}(k) = i_{max} \sin(2k\pi/N) \quad k = 0, 1, \dots \quad (2.6)$$

II.6 Algorithme du Contrôle Deadbeat traditionnel " Approche Classique":

Le contrôleur Deadbeat à l'heure actuelle a été appliqué avec succès dans le contrôle des onduleurs, redresseurs, filtres actifs, etc.

Ci-après, les procédures d'application de ce contrôleur à un onduleur connecté au réseau avec un filtrage inductif.

II.7.Loi de commande

La théorie de contrôle des système linéaires ne peut être appliquée a l'équation (2.3) pour déterminer la commande $v_{inv}(t)$, car les interrupteur S1, S2, S3 et S4 ne peuvent être

commandes sur tout l'intervalle T_e . Cependant, dans chacune des périodes d'échantillonnage, les interrupteurs (S1, S2) sont fermés pour produire un créneau positif +E pendant une durée, noté $\Delta T(k)$, inférieure a la période d'échantillonnage T_e , puis (S1, S3) seront fermés pendant le temps restant pour donner une tension nulle. Quant a l'alternance négative, les créneaux d'amplitude -E sont obtenus par la commande de S3, S3 pendant $\Delta T(k)$ et S4 S2 pour les tensions nulles (figure II.6)

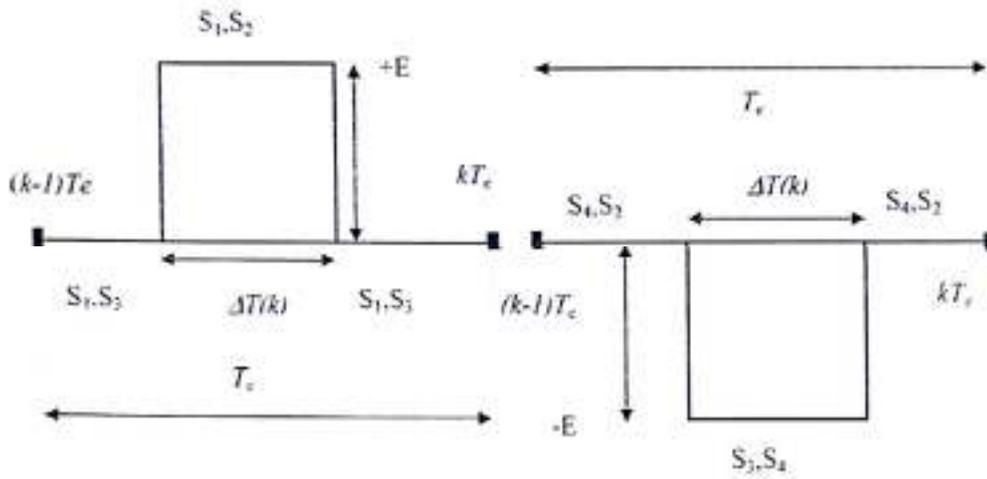


Figure II.6 : forme d'onde de $v_{inv}(t) - (k - 1) T_e \leq t \leq kT_e$

$\Delta T(k)$ est la durée de l'impulsion dans le k^{ieme} intervalle d'échantillonnage

Alors, $v_{inv}(t)$ peut prendre les trois états suivants :

- +E si S1, S2 sont fermé
- 0 si S1, S3 ou S4, S2 sont fermé
- -E si S4, S3 sont fermé

Pour $n=1$, les deux équations (2.4) et (2.5) deviennent :

$$\phi(T_e) = I + AT_e \tag{2.7}$$

$$\Gamma(T_e) = IT_e B \tag{2.8}$$

Alors, la représentation d'état du système dans le domaine discret est donnée par l'équation (2.9) :

$$X(k+1) = (I + AT_e).X(k) + (IT_eB).U(k) \quad (2.9)$$

En remplaçant $X(k+1)$, $X(k)$, $U(k)$, A , B et I par leurs valeurs on trouve :

$$i_L(k+1) = i_L(k) - \frac{R_L T_e}{L} I(k) + \frac{T_e}{L} v_{inv}(t) - \frac{T_e}{L} V_C(t) \quad (2.10)$$

En négligeant la résistance interne du filtre R_L et en remplaçant la tension $v_{inv}(t)$ par, $\Delta T.E$ l'équation (3.10) devient :

$$i_L(k+1) = i_L(k) + \frac{T_e \Delta T(k)}{L} E - \frac{T_e}{L} V_C(t) \quad (2.11)$$

Tel que ΔT est la durée de l'impulsion dans le $k^{\text{ième}}$ intervalle d'échantillonnage.

Le but rechercher est de faire tendre $i_L(k+1)$ dans le $(k+1)^{\text{ième}}$ intervalle d'échantillonnage vers $i_{L_ref}(k)$ (le courant de référence), ceci veut dire que l'état prochain de la sortie de l'onduleur sera forcé à être égale à la sinusoïde de référence en ce moment, càd (k) .

Cette stratégie se traduit par l'écriture de l'équation (3.11) de la manière suivante :

$$i_{L_ref}(k) = i_L(k) + \frac{T_e \Delta T(k)}{L} E - \frac{T_e}{L} V_C(t) \quad (2.11)$$

L'équation (2.11) est l'équation au différences simplifiées du circuit de la figure (II.3). La loi de commande permettant la génération des impulsions MLI en temps réel est obtenue par la résolution de l'équation (2.11) par rapport à $\Delta T(k)$.

II.8. Inconvénients de L'algorithme de contrôle Deadbeat traditionnel:

Dans l'algorithme de contrôle deadbeat traditionnel, plus le retard introduit par la loi de contrôle utilisée, un autre retard est introduit lors de l'implémentation de cet algorithme se fait dans une plate-forme DSP. Ces retards affectent la stabilité du système et donnent lieu à des ondulations de courant et à un déphasage entre courant injecté et la tension du réseau[18].

II.9. Méthode utilisé pour l'amélioration du contrôleur deadbeat:

Dans cette section, l'algorithme de prédiction utilisé surmonter l'inconvénient de l'approche classique est présenté.

Pour éliminer le retard causé par la loi de contrôle utilisée pour calculer le devoir les valeurs prédites de $I(k)$ (c'est-à-dire $I^*(k+1)$) sont utilisé comme référence plutôt que les valeurs réelles de $I(k)$. Par conséquent, le retard dû à l'algorithme de contrôle de deadbeat sera annulé, et le courant injecté $I(k)$ sera être égale à la référence réelle $I(k)$, comme le montre la figure (II.7).

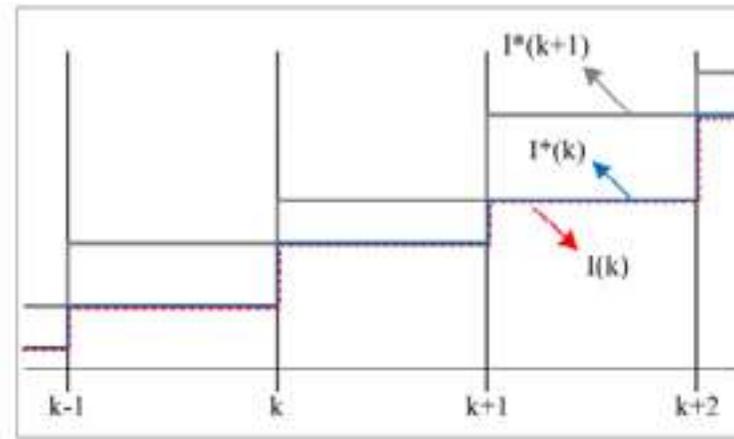


Figure II.7 : Correction temporelle du retard inherent au controleur deadbeat.

En appliquant cette astuce sur le contrôleur deadbeat lors de l'utilisation d'un filtre inductif, équation (2.11), qui donne l'impulsion largeur attendue, devient:

$$\Delta T(K+1) = \frac{\frac{L}{T}(\widehat{I}_L^*(K+2) - (\widehat{I}_L(K+1) + \widehat{U}_{grid}(K+1)))}{U_d} \quad (2.12)$$

Où la prédiction des variables d'état mesurées, contrôlées et de références sont donné ci-dessous :

$$\widehat{U}_{grid}(K+1) = a_0 \widehat{U}_{grid}(K) + a_1 \widehat{U}_{grid}(K-1) \quad (2.13)$$

$$\widehat{I}_L(K+1) = \widehat{I}_L^*(K+1) + e(K) \quad (2.14)$$

$$e(K) = \widehat{I}_L(K) - \widehat{I}_L^*(K) \quad (2.15)$$

$$\widehat{I}_L^*(K + 1) = a_0 \widehat{I}_L^*(K) + a_1 \widehat{I}_L^*(K - 1) \quad (2.16)$$

$$\widehat{I}_L^*(K + 2) = a_0 \widehat{I}_L^*(K + 1) + a_1 \widehat{I}_L^*(K) \quad (2.17)$$

II.10. Normes PV raccordées au réseau:

Avant de passer aux simulations de notre système connecté au réseau, un aperçu sur les règles qui doivent être respectés présentées.

Ces règles ne sera cependant pas la même partout dans le monde, et ce, selon le type du réseau, les exigences des services publics locaux sont généralement basées sur des normes nationales ou normes internationales qui traitent de l'interconnexion des ressources. Ces normes sont souvent très similaires, mais elles pourraient en avoir variations dans le degré de limitations et dans les définitions utilisées [19].

En regardant la norme de deux des principales organisations internationales de normalisation énumérée ci-dessous, un aperçu des exigences et des limites les plus importantes est éclairé.

- La Commission Électrotechnique internationale (CEI).
- Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)

Vous trouverez ci-dessous une liste des normes d'intérêt les plus utilisées de la CEI et de L'IEEE [20]. :

- IEEE Std 1547-2003 : norme pour L'interconnexion distribuée Ressources avec des systèmes D'alimentation électrique.
- IEC 61727 Deuxième Édition 2004-12 : systèmes photovoltaïques – Caractéristiques de Interface utilities.
- IEEE STD 929-2000 : pratique recommandée pour L'interface utilitaire des systèmes Photovoltaïques

Vous trouverez ci-dessous, les deux principales exigences à respecter lors de la conception d'un système PV connectés au réseau, basés sur la norme international CEI 61727. Ce dernier, est dédié pour les systèmes avec une puissance d'injection inférieure à 10 kW.

II. 10. 1. Distorsion / Harmoniques:

Il est souhaitable d'avoir de faibles niveaux de taux de distorsion harmonique (THD) dans le courant injecté, afin de diminuer les effets néfastes potentiels sur les équipements connectés.

Dans les normes ceci est réglementé en limitant la distorsion de courant autorisée. Ils les limites sont résumées dans le tableau (II. 1). Pour plus d'informations sur les limites harmoniques voir IEC 61727 §4.6.

Tableau II.1: limites de courant harmonique.

Ordre harmonique	Limites de distorsion
THD	5%
3^{iem} à 9^{iem}	4%
11^{iem} à 15^{iem}	2%
17^{iem} à 21^{iem}	1.5%
Au dessus de 33^{iem}	0.3%

II. 10. 2. Facteur de puissance:

Généralement, un facteur de puissance unitaire (seulement Puissance active) est toujours sui table, bien que dans certaines applications un contrôle supplémentaire de la puissance réactive peut être ajouté. Le tableau (II.2) donne les limites du facteur de puissance selon les normes CEI 61727 §4.7.

Tableau II.2: limites du facteur de puissance.

Pourcentage de la puissance nominale	Facteur de puissance
>10%	>0.85%
>50%	>0.9%

II.10.Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons exposé le principe général de la méthode deadbeat qui sera utilisée comme commande de notre onduleur. Ainsi que nous avons cité les inconvénients de l'algorithme de contrôle Deadbeat traditionnel, ensuite nous avons donné une méthode d'amélioration du contrôleur deadbeat. À la fin, nous avons donné les Normes de raccordement au réseau.

Dans le chapitre suivant nous allons essayer une étude de simulation d'un onduleur de tension monophasé commandé en courant en utilisant les deux commandes Deadbeat (classique et amélioré).

Chapitre III :
Simulation et
description les résultats

III.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter une étude de simulation d'un onduleur de tension monophasé commandé en courant avec filtrage inductif (L), en utilisant la commande Deadbeat classique et un autre amélioré, que nous avons détaillés dans le chapitre précédent.

Plusieurs tests ont été effectués pour vérifier la fiabilité et la faisabilité des deux commandes utilisées, une étude de comparaison entre les deux méthodes (classique et amélioré) et aussi présentée.

Pour cela le MATLAB/SIMULINK est utilisé comme plateforme de simulation.

III.2 Schémas de simulation :

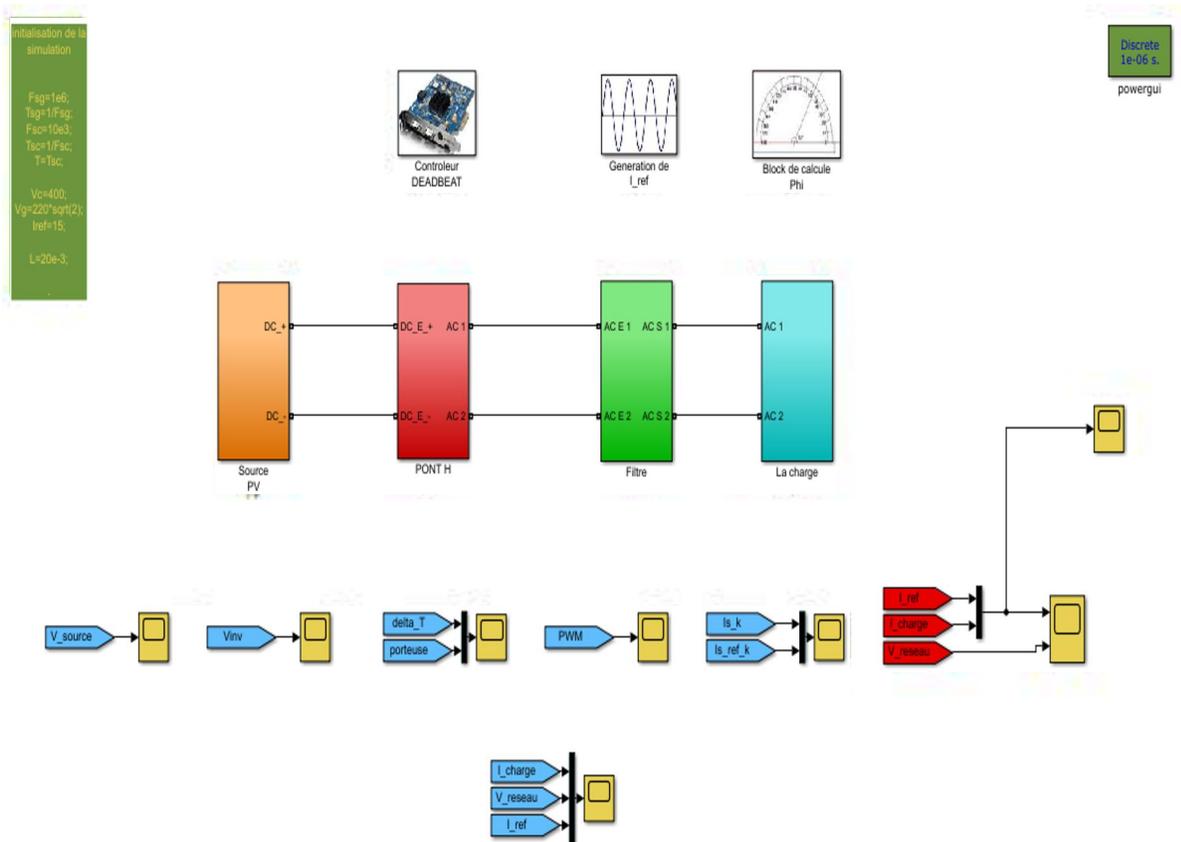


Figure III.1. Schéma de simulation.

III.3. Descriptions des différents blocs

III.3.1. Génération I_ref

Dans le bloc génération I_ref on a multiplié la valeur de du courant de référence iref avec un signe sinusoïdal tiré apartire de la tension du réseau, pour générer le courant de référence à injecté I_ref.

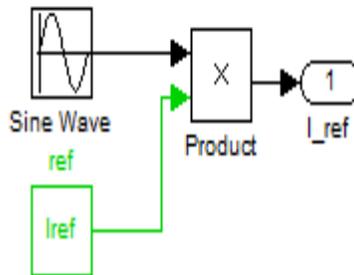


Figure III.2. bloc I_ref.

III.3.2. Bloc de commande Deadbeat classique :

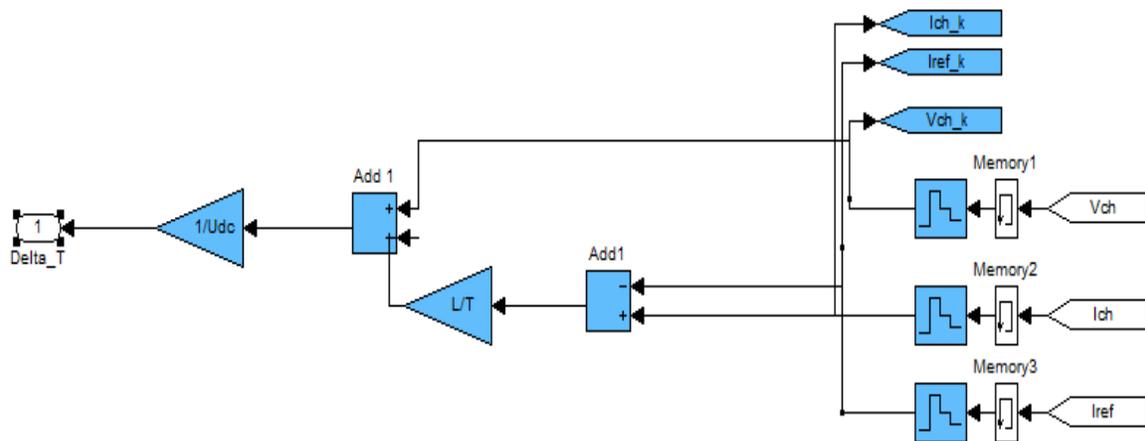


Figure III.3. Bloc de commande deadbeat classique.

La figure III.3 représente l'implémentation de la loi de commande donnée par équation (2.11), qui calcule la largeur d'impulsion ΔT .

III.3.3. Génération du PWM pour la commande deadbeat

Ce bloque traduit la largeur d'impulsion ΔT calculé a chaque période de contrôle T_c , en un signal MLI, et ce par comparaison de ΔT avec une porteuse triangulaire de fréquence $F_c=1/T_c$ par le bloc comparateur.

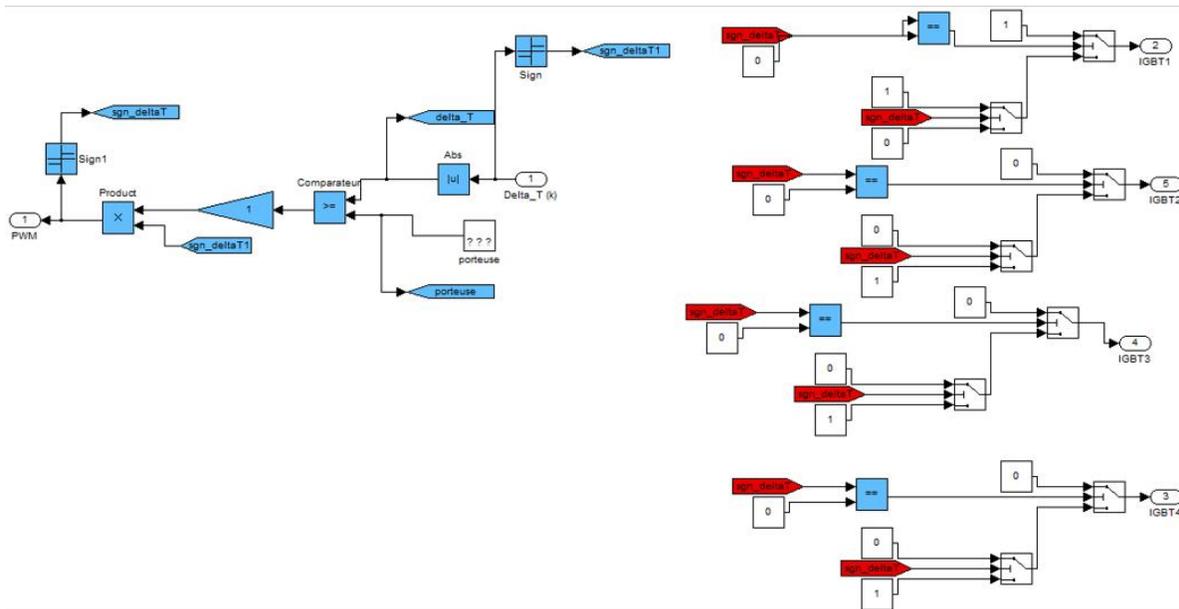


Figure III.4. PMW pour la commande deadbeat.

III.4. Paramètre de simulation :

On va utiliser les paramètres suivant pour faire la simulation dans les deux cas de la simulation :

- $F_{sg}=1e6\text{Hz}$: fréquence de calcul de la simulation en générale.
- $T_{sg}=1/F_{sg}$: période de calcul de la simulation en générale.
- $F_{sc}=10e3\text{Hz}$: fréquence de contrôle de la commande Deadbeat.
- $T_{sc}=1/F_{sc}$: période de contrôle de la commande Deadbeat.
- $I_{ref}=14\text{A}$: valeur du courant de référence à injecté.
- $F=50\text{Hz}$: Fréquence du réseau de distribution.
- $V_c=400\text{V}$: tension du bus DC contenu.
- $V_g=220\sqrt{2}$: tension du réseau de distribution.
- $L=20e-3\text{H}$: Taille du filtre inductif.

III.5. Simulation de la méthode Deadbeat classique :

Comme tous les contrôleurs, le DEADBEAT possède des inconvénients :

Un retard dû au contrôleur lui-même car I_L à l'instant $k+1$ égale à I_L^* à l'instant k qui engendre un déphasage entre le courant injecté et la tension du réseau. Voir la figure III.5.

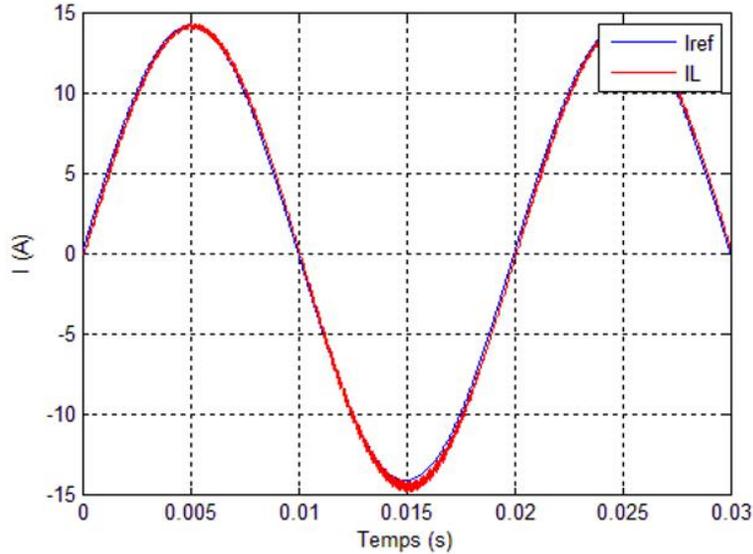


Figure III.5. Le déphasage entre le courant de référence I_{ref} et le courant injecté I_L .

On voit bien que le courant injecté I_L est en retard (déphasé) par une période d'échantillonnage par rapport à la référence. Voir le zoom à l'instant 0.01s dans la figure III.6.

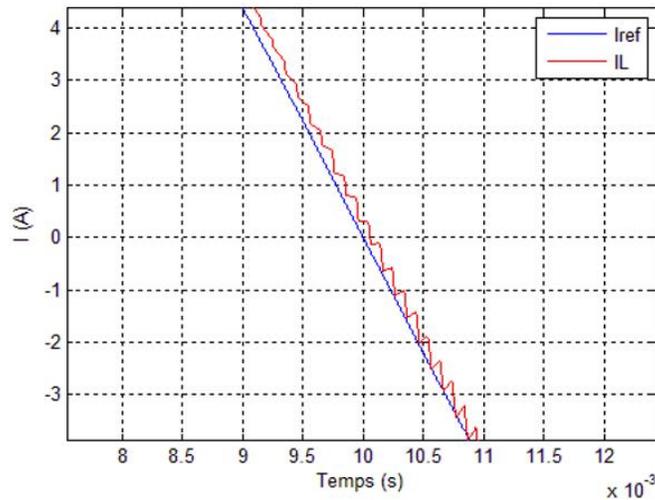


Figure III.6. Zoom sur le déphasage entre le courant de référence I_{ref} et le courant injecté I_L .

Un autre retard dû aux microcontrôleurs (DSP), ceci provoque un retard d'une période d'échantillonnage sur le signal de commande, c.à.d. la commande calculée pour le cycle (k) ne s'applique qu'au prochain cycle (k+1), et ceci augmente le déphasage et engendre des ondulations dans le courant injecté dans le réseau.

Voici une simulation pour montrer l'effet d'utilisation d'un DSP :

Pour simuler le comportement du DSP, nous avons ajouté un retard à la sortie de la commande (rapport cyclique), voir la figure ci-dessous.

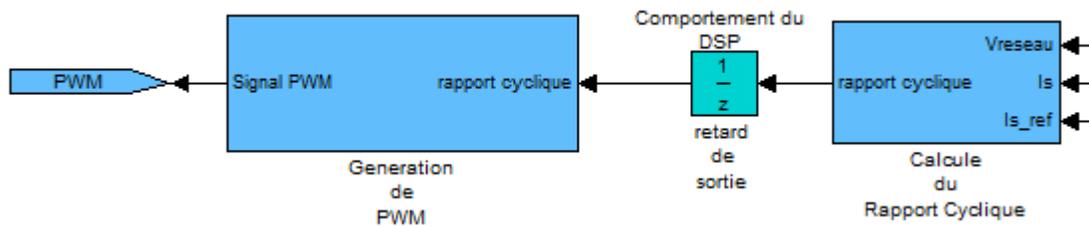


Figure III.7. Simulation du comportement du DSP.

On voit bien dans la figure III.8 que le courant injecté I_L est déphasé par rapport à la référence et comporte des ondulations gênantes ce qui a augmenté le THD. Voir le zoom à l'instant 0.01s dans la figure III.9.

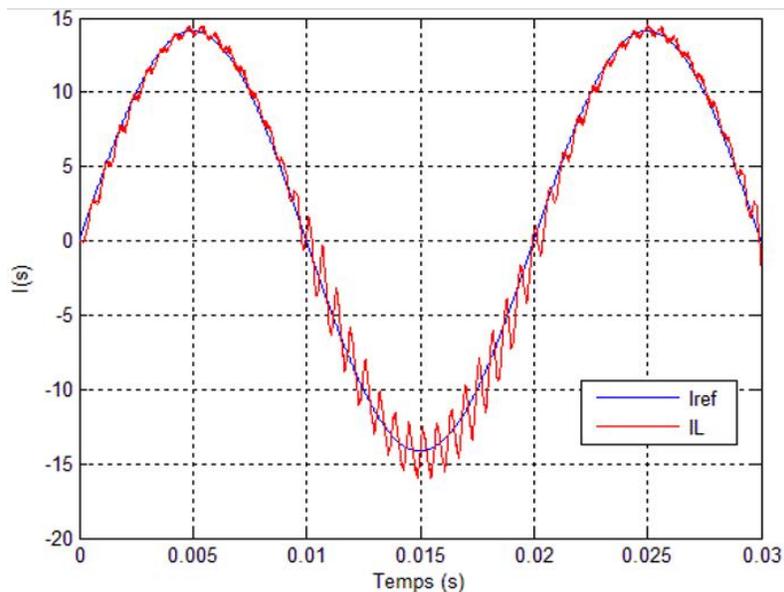


Figure III.8. Le courant de référence I_{ref} et le courant injecté I_L avec le comportement du DSP.

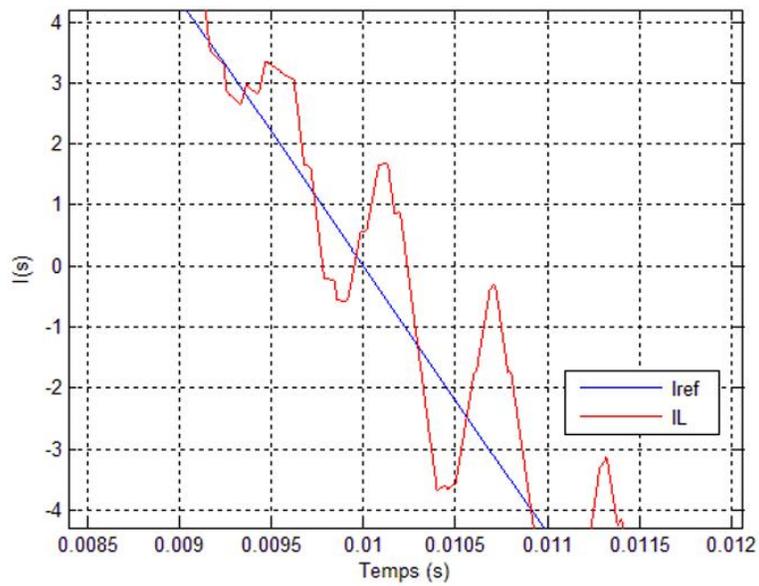


Figure III.9. Zoom sur le courant de référence I_{ref} et le courant injecté I_L avec le comportement du DSP.

III.6. Simulation de la méthode Deadbeat amélioré :

III.6.1. Bloc de commande deadbeat amélioré :

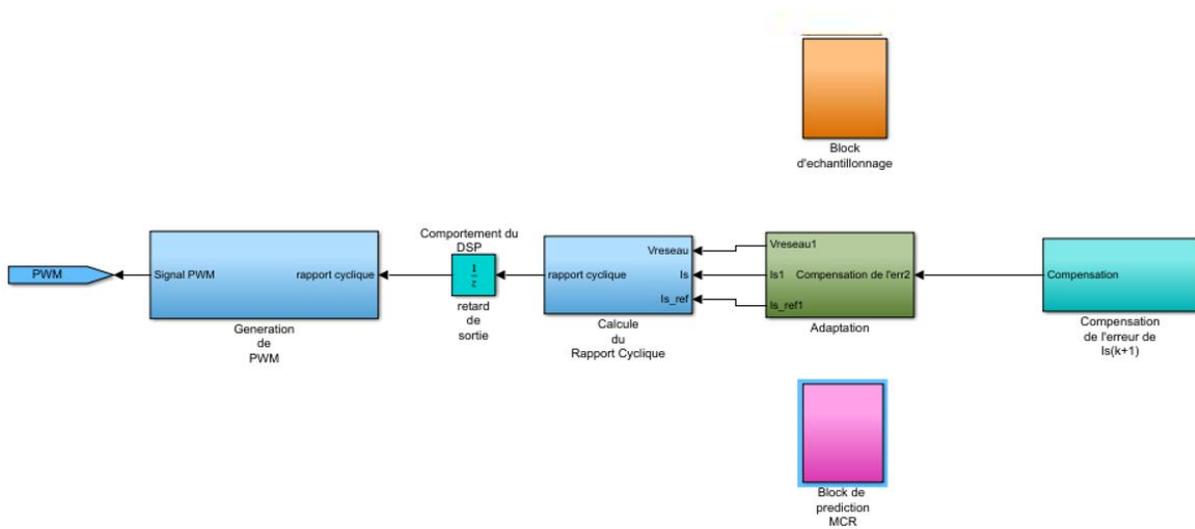


Figure III.10. Bloc de commande deadbeat amélioré.

La figure III.10 représente l'implémentation de la loi de commande donnée par équation (2.12), qui calcule la largeur d'impulsion ΔT .

III.6.2. Bloc de prédiction de la commande deadbeat amélioré :

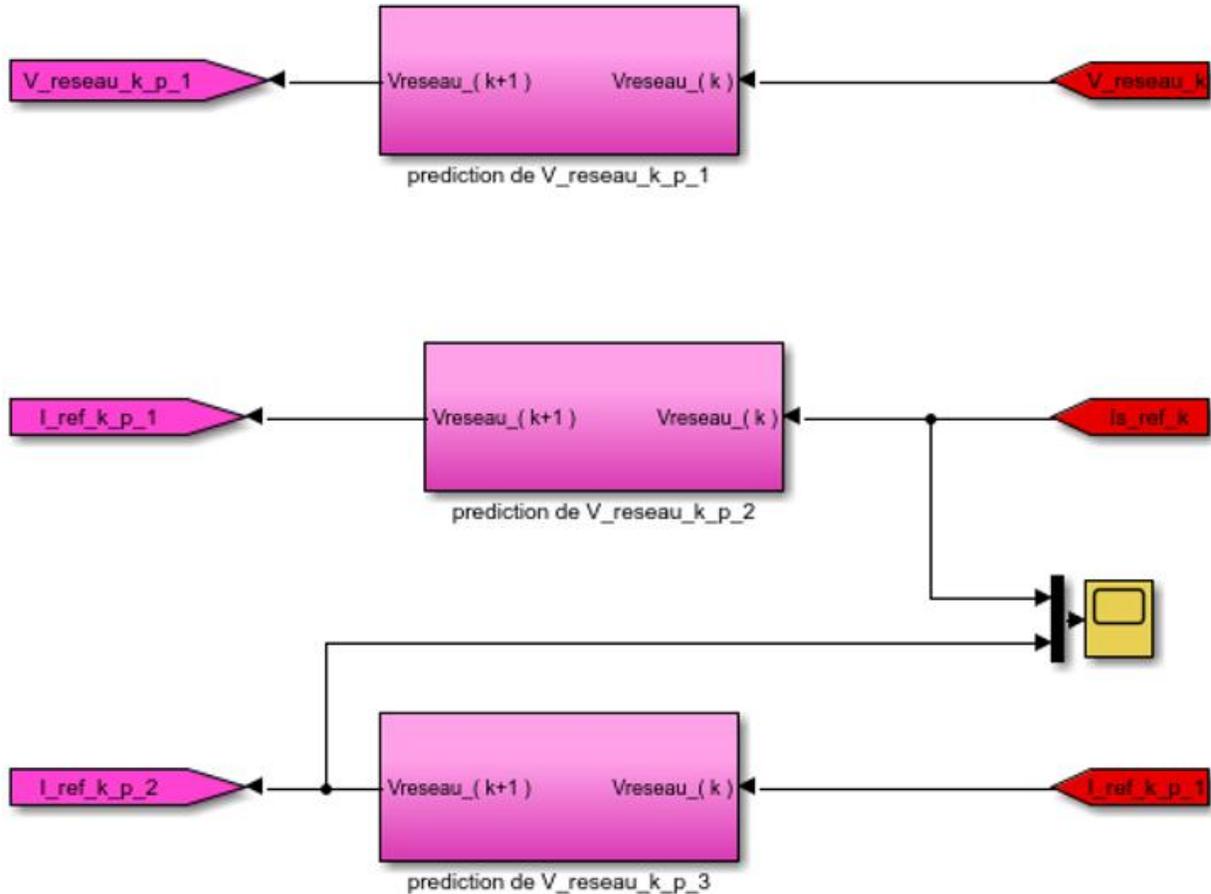


Figure III.11 blocs de prédiction de la commande deadbeat amélioré

Cette figure III.11 représente l'implémentation des équations de prédilection de la méthode Ddedbeat amélioré, équations (2.14-2.17).

III.6.3. Simulation de la méthode Deadbeat amélioré :

Voici la simulation du système avec le comportement du DSP en utilisant l'approche amélioré :

La figure II.12 montre que si en utilise l'approche proposée le courant injecté au réseau IL est strictement en phase avec la tension du réseau (facteur de puissance tres proche de 1), et avec des faibles taux de détorsion harmonique.

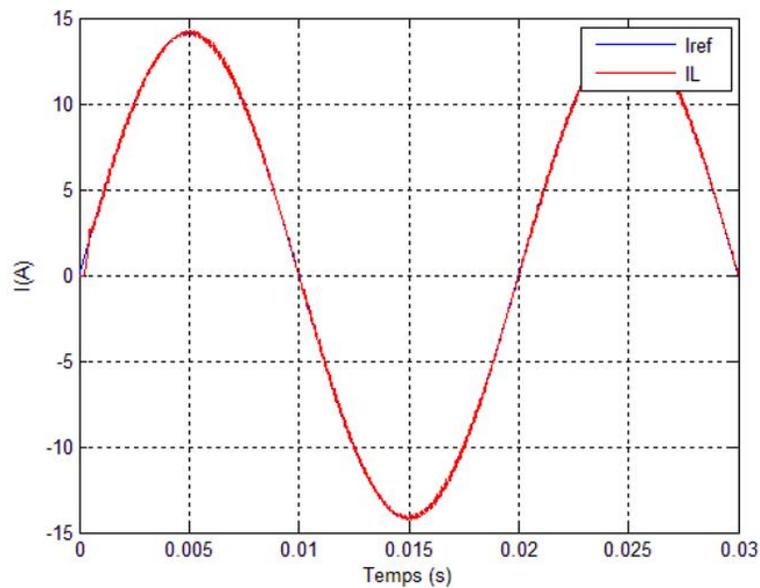


Figure III.12. Simulation de Iref avec IL par la méthode dedbeat amélioré.

Nous pouvons remarquer dans le zoom donné par la figure III.13, que le courant injecté IL est strictement en phase avec le courant de référence Iref et alors avec la tension du réseau, et en plus la disparition totale des ondulations du au comportement du DSP.

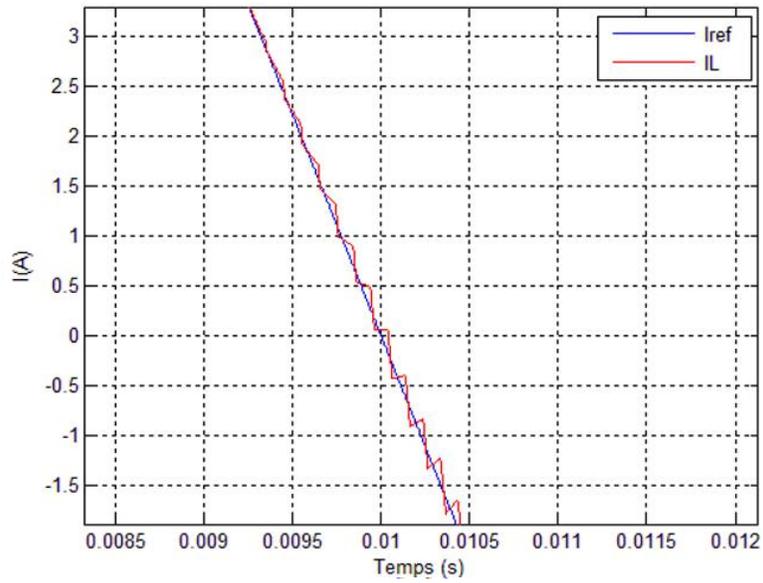


Figure III.13. Zoom de simulation de Iref avec IL par la méthode dedbeat amélioré.

La figure III.14 montre une comparaison entre les deux approches (Classique et Améliore) considérées.

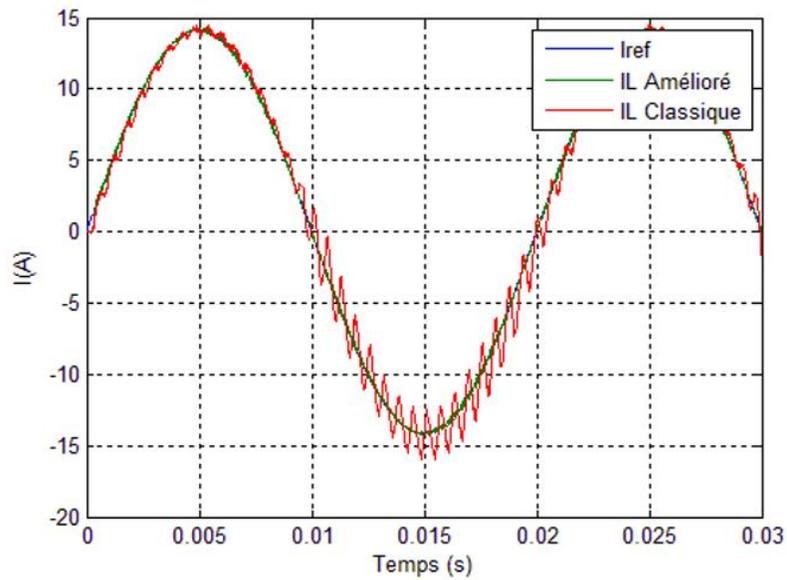


Figure III.14. Comparaison entre les deux approches considérées.

La figure III.15 montre un zoom à l'instant 0.01s de la comparaison entre les deux approches.

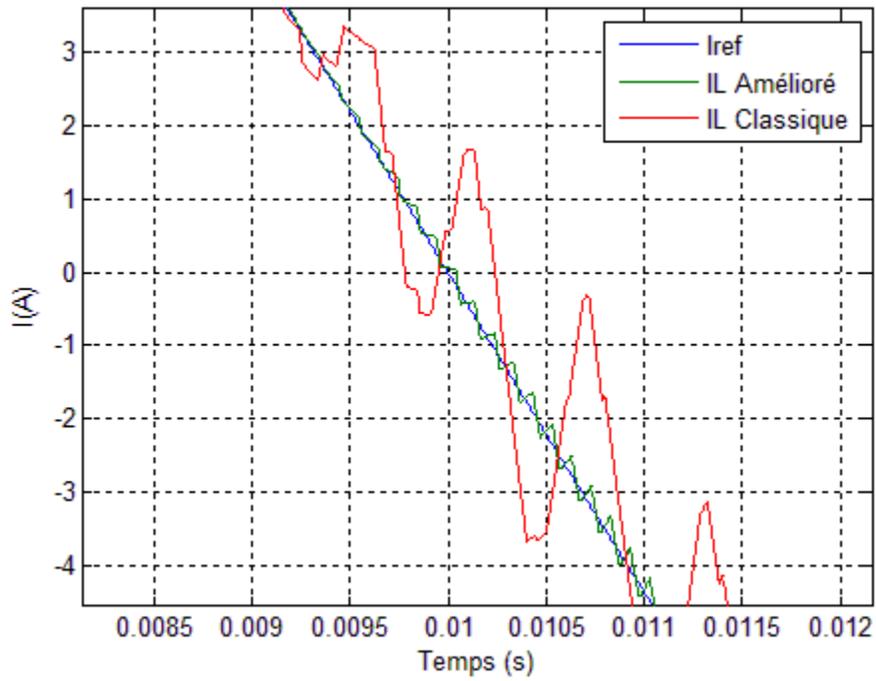


Figure III.14. Zoom sur la comparaison entre les deux approches considérées.

Le tableau III.1 montre une comparaison numérique entre les deux approches considérées.

Tableau III.1: comparaison numérique entre les deux approches considérées.

Approche	PF (%)	THD ₅₀ (%)
Classique	99.9003	2.73
Amélioré	99.9914	1.12

III.7. Conclusion :

Nous avons vu dans ce chapitre la simulation d'un onduleur de tension monophasé commandé en courant avec filtrage inductif (L), Commandé en utilisant la commande Deadbeat classique et un autre amélioré.

Les résultats de simulation montrent l'efficacité de la commande Deadbeat de points de vue facteur de puissance que ce soit par l'approche classique ou bien l'approche amélioré.

Alors que l'approche amélioré sur passe l'approche classique dans le taux de détorsion harmonique.

Conclusion Générale

Conclusion générale :

Dans le cadre de la préparation du Diplôme de Master en Electrotechnique, Ce travail vise à présenter une étude théorique et une simulation d'un onduleur de tension monophasé commandé en courant connecté au réseau de distribution électrique basse tension à travers un filtrage inductif (L).

Le mémoire est organisé en trois chapitres, en plus d'une introduction générale. Dans le premier chapitre, après la présentation nous avons présenté des notions générales sur les onduleurs et ses stratégies de commande et les applications qui utilisent l'onduleur.

Le deuxième chapitre a été consacré à présenter le célèbre algorithme de contrôle Deadbeat. En fait, deux approches de cet algorithme sont présentées, une approche classique et une autre améliorée approprier pour la mise en œuvre de la plate-forme basée sur DSP. Dans ce deuxième chapitre, nous avons aussi mentionné les défèrent norme pour connecter l'onduleur avec le réseau.

Le troisième chapitre est consacré à la vérification de la fiabilité et la faisabilité des deux commandes considérées, une étude de comparaison entre les deux méthodes (classique et amélioré) et aussi présentée. Tel que le MATLAB/SIMULINK est utilisé comme plateforme de simulation.

Les résultats de simulation montrent l'efficacité de la commande Deadbeat de points de vue facteur de puissance, que ce soit par l'approche classique ou bien l'approche amélioré.

Alors que l'approche amélioré sur passe l'approche classique dans le taux de détorsion harmonique.

BIBLIOGRAPHIE

- [1]. **B. Nicolas**, “Contribution à la commande des convertisseurs statiques”, Thèse de doctorat, INP Toulouse, 1996.
- [2]. Ion Etxeberria-Otadui, “Sur les systèmes de l’électronique de puissance dédiés à la distribution électrique—application à la qualité de l’énergie”, Thèse de Doctorat, Institut national polytechnique de Grenoble avec le « label européen », Septembre 2003.
- [3]. Mémoire présenté pour l’obtention du diplôme de magister en électrotechnique par : **boukaroura abdelkader** thème : modélisation et diagnostic d’un onduleur triphasé par l’approche bondgrap.
- [4]. Mémoire Présenté en vue de l’obtention du Diplôme de Master en Electrotechnique Option Electrotechnique Thème Réalisation d'un onduleur de Tension monophasé contrôle par une Carte Arduino
- [5]. **F Brichant** « Électronique de puissance » Agence parisienne des distributions
- [6]. S. Deramond, Onduleurs, alimentations DC/AC, Lycée des métiers de l’industrie Jen Dupuy, 2010
- [7]. **A.DJALAL** : Etude experimental de influence des strategies MLI sur la commande de la machine à induction. Thèse de Magistère de l’université de Batna [2009].
- [8]. **Schneider Electric**,« Guide de conception des réseaux électriques industriels » , article 6 883 427/A, Guide de conception des réseaux électriques industriels.
- [9]. **B.ALLAL ELMOUBAREK** : Commande par la stratégie d’élimination d’harmonique (SHE) d’un onduleur triphasés alimente un moteur asynchrone mémoire de magister, ORAN [2009].
- [10]. **Guy Séguier, Francis labrique,Robert Baussiere** « Les convertisseurs de l’électronique de puissance »« Volume 4»
- [11] H. Ghoddami, A. Yazdani, A Single-Stage Three-Phase Photovoltaic System With Enhanced Maximum Power Point Tracking Capability and Increased Power Rating, Power Delivery, IEEE Transactions on, 26 (2011) 1017-1029.
- [12] N. Femia, G. Lisi, G. Petrone, G. Spagnuolo, M. Vitelli, Distributed Maximum Power Point Tracking of Photovoltaic Arrays: Novel Approach and System Analysis, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 55 (2008) 2610-2621.

- [13] C. Yaow-Ming, W. Hsu-Chin, C. Yung-Chu, DC bus regulation strategy for grid-connected PV power generation system, in: Sustainable Energy Technologies, 2008. ICSET 2008. IEEE International Conference on, 2008, pp. 437-442.
- [14] A. Abedini, A. Nasiri, An Improved Adaptive Filter for Voltage and Current Reference Extraction, in: Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC 2006. CES/IEEE 5th International, 2006, pp. 1-5.
- [15] G. Wenjie, L. Fei, T. Zheng, Nonlinear PI control for three-phase PWM AC-DC converter, in: Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE, 2005, pp. 5 pp.
- [16] J. Irwin, M.P. Kazmierkowski, R. Krishnan, F. Blaabjerg, Control in power electronics: selected problems, Academic press, 2002.
- [17] M. Monfared, A simplified control strategy for single-phase UPS inverters, Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences, 62 (2014) 367-373.
- [18] B. Jianrong, and Longya, X., An effective deadbeat fuzzy algorithm for current regulation in stationary reference frame, in:
IEEE Power Electronics in Transportation,
Dearborn, MI, 24–25 1996, pp. 151–157.
- [19] S.O. Simonsen, Development of a Grid Connected PV System for Laboratory Use, in: Department of Electric Power Engineering, Norwegian University of Science and Technology, 2009.
- [20] K.H. Ahmed, S.J. Finney, B.W. Williams, Passive Filter Design for Three-Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation, Electrical Power Quality and Utilization, 13 (2007) 49-58.