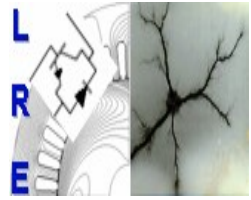




المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات  
Ecole Nationale Polytechnique

Ecole Nationale Polytechnique  
Département d'Electrotechnique  
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique



## Mémoire de Master en Electrotechnique

Présenté par :  
**DEBBAH Nabih**

Intitulé

# Intégration du filtrage actif pour un système hybride éolien photovoltaïque

Directeur(s) du mémoire :

M.O. Mahmoudi	Professeur	ENP
M. Berkouk	Professeur	ENP

Jury:

A. Boubakeur	Professeur	ENP
R. Tahmi	Docteur	ENP
L. Nezli	Professeur	ENP

**ENP 2013**

## ملخص :

الهدف من هذه الأطروحة هو دمج نظام تصفية فعال لنظام هجين لتوليد الكهرباء و ذلك لتحسين نوعية الطاقة الكهربائية في الشبكة. المموج متحكم بطريقة التحكم بالتوتر الموجه بالتيار و التحكم الشعاعي بطول الموجات يقوم المموج بتصفية الفعالة للشبكة بتقليص قيمة الإضطرابات الهرمونية و تعويض الطاقة الممغطة.

**كلمات مفتاحية :** مموج ، التحكم الشعاعي بطول الموجات، التصفية الفعالة، نظام هجين

## Résumé :

L'objectif de ce mémoire est l'intégration d'un système de filtrage actif pour un système de production hybride éolien photovoltaïque pour l'amélioration de la qualité de l'énergie du réseau. L'onduleur est commandé par la technique MLI vectorielle qui permet de réduire les harmoniques de courant et de tension ainsi de réduire les pertes par commutation.

**Mots clés :** système hybride, filtrage actif, VOC-SVPWM, onduleur connecté au réseau.

## Abstract :

The aim of this thesis is to integrate an active power filter to a hybrid wind solar energy system to improve the energy quality of the network. The inverter reduce the total harmonic distortion of the electrical network current and compensate the reactive power.

**Keywords:** hybrid system, VOC-SVPWM, active filtering, Inverter connected to the networks

## Sommaire

1 Introduction Générale .....	1
2 Modèle de l'onduleur triphasé de tension .....	3
3 Commande par MLI Vectorielle SVPWM .....	5
3.1 Présentation de la MLI-SVPWM .....	5
3.2 Système diphasé équivalent .....	6
3.3 Modulation vectorielle .....	7
4 Contrôle à tension orientée avec MLI vectorielle VOC-SVPWM .....	10
4.1 Boucle interne de régulation des courants alternatifs .....	11
4.2 Boucle de verrouillage de phase PLL .....	13
4.3 Boucle de régulation de la tension du bus continu .....	15
5 Commande de l'onduleur en filtre actif .....	16
5.1 Principe .....	16
5.2 Algorithme d'identification des harmoniques .....	17
5.2.a Calcul des différentes composantes de tension et de courant de la charge non linéaire .....	17
5.2.b Identification avec compensation de l'énergie réactive .....	18
6 Résultats de simulation et commentaires .....	19
7 Conclusion .....	28
Conclusion Générale .....	29

## Introduction Générale

Les avancées ininterrompues dans le champ de l'électronique de puissance permettent l'essor vers de nouveaux composants semi-conducteurs qui satisfont au compromis rapidité et puissance, tout en étant disponibles à de grandes quantités et à de bons prix. Ainsi, on les voit aujourd'hui incorporés dans l'intégrité des systèmes de puissance, notamment les entraînements des moteurs à vitesse ajustable, les redresseurs à diodes et à thyristors, les alimentations sans interruption (ASI), les ordinateurs et leurs périphériques,...etc. Ces dispositifs offrent une solution technico-économique pour une gestion meilleure de l'énergie électrique. Toutefois, cette qualité se trouve dégradée par les caractéristiques de non-linéarités que décrivent ces composants. Par conséquent, à la fois le courant et la tension d'alimentation présentent des distorsions dans leurs formes d'ondes. Une analyse fréquentielle de ces ondes révèle la présence de composantes harmoniques. Ces dernières sont la cause de ces distorsions. En réalité, ce phénomène mérite d'être pris au sérieux vu les nombreuses anomalies qu'il peut engendrer, et qui peuvent même déclencher des incendies. En effet, dès qu'un courant harmonique traverse un circuit résonant, il se retrouve amplifié à la sortie. Si les composantes du réseau d'alimentation, ou les charges y connectées ne soient pas dimensionnées pour être capables de supporter cette amplification, le résultat sera leur détérioration ou leur conflagration.

Plusieurs solutions ont été proposées pour résoudre le problème de la pollution harmonique dans les réseaux électriques de distribution. Ces dernières peuvent être classées en deux différentes approches: la première, appelée conditionnement des charges, assure un équipement moins sensible aux perturbations de l'énergie, permettant la continuité de service même sous une distorsion significative de la tension. La deuxième approche consiste à installer des systèmes dits de conditionnement dont l'objectif est de contrer les perturbations harmoniques. Le filtrage actif de puissance constitue un de ces systèmes de conditionnement.

Le principe de base des filtres actifs a été introduit par Sasaki et Machida au cours des années 70. Dès lors, l'intérêt y s'est renforcé d'une part par l'émergence de semi-conducteur de commutation, notamment les IGBT, et MOSFET caractérisés par une fréquence de commutation rapide et une structure à gâchette isolée, et de l'autre part, par la disponibilité des DSP, des FPGA, des convertisseurs analogiques/numériques, des capteurs de courant et de tension à de bons prix [1]. Un filtre actif de puissance est un convertisseur continu-alternatif (onduleur) dont la vocation est la reproduction de composantes harmoniques

identiques à celles qu'on souhaite éliminer, mais en opposition de phase. En outre, les nouveaux filtres actifs sont supérieurs en qualité de filtrage, non volumineux, et plus flexibles en fonctionnement que leurs comparables passifs. Cependant, jusqu'à présent, les filtres passifs sont légèrement moins chers et produisent moins de pertes que les filtres actifs. Dans la littérature anglo-saxonne, on connaît les filtres actifs sous diverses nominations: active power filters, active power conditioners, active power line conditioners, active power quality conditioners, self commutated static var compensators,...etc. En réalité, le terme conditionnement de puissance a plus d'une signification: filtrage d'harmonique, compensation de l'énergie réactive, correction du facteur de puissance, rééquilibrage des charges, réduction des creux de tension, ... etc.

Les filtres actifs sont mono ou triphasés, séries ou parallèles, purs ou hybrides, deux ou multiniveaux. La plupart des configurations pures utilisent un convertisseur à modulation de largeur d'impulsion MLI soit à source de tension à élément de stockage capacitif, soit à source de courant à élément de stockage inductif. Les configurations hybrides utilisent un ou multiple convertisseurs MLI à source de tension associés à des filtres passifs. Du point de vue technico-économique, les filtres actifs hybrides sont plus attrayants en qualité de filtrage que ceux purs, particulièrement pour les applications forte puissance [1].

# 1 Introduction

L'onduleur triphasé à MLI est nécessaire dans le système d'énergie hybride, afin d'assurer une connexion au réseau triphasé. Dans notre cas, nous allons étudier et modéliser l'onduleur triphasé à deux niveaux de tension connecté au réseau. Ensuite, nous utiliserons la technique de commande MLI vectorielle VOC-SVPWM qui a pour principales objectifs de contrôler la tension du bus à courant continu, ainsi que d'assurer le fonctionnement à un facteur de puissance unitaire et de réduire les pertes par commutation. Finalement, on alimente une charge non linéaire et on utilise l'onduleur comme filtre actif tout en présentant la méthode d'identification des courants harmoniques et réactifs de la charge polluante. Les résultats des simulations seront présentés et interprétés.

## 2 Modèle de l'onduleur triphasé de tension

Le modèle typique d'un onduleur MLI de tension triphasé est présenté dans la figure 1. S1 à S6 représentent les six interrupteurs de puissances qui forment la sortie. Ces interrupteurs sont contrôlés par les signaux de commandes a, a', b, b', c et c'. Vu la symétrie de construction, la commande ce fait par bras. Ce dernier comporte deux interrupteurs qui sont complémentaires. Ainsi pour le premier bras, nous pouvons écrire [2] :

- ❖ a=0 Si S1 est ouvert et S4 est fermé;
- ❖ a=1 Si S1 est fermé et S4 est ouvert.

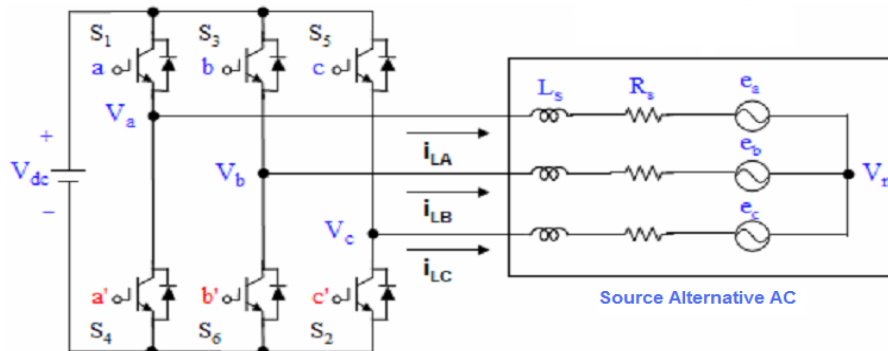


Figure 1 : Onduleur MLI triphasé de tension

Les tensions composées à la sortie du convertisseur s'expriment alors par :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{dc} (a - b) \\ V_{bc} = V_{dc} (b - a) \\ V_{ca} = V_{dc} (c - a) \end{cases} \quad (1)$$

La relation entre le vecteur de variables d'interruptions  $[a, b, c]^t$  et les tensions composées  $[V_{ab} \ V_{bc} \ V_{ca}]^t$  est exprimée comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (2)$$

Également, la relation entre le vecteur de variables d'interruptions  $[a, b, c]^t$  et les tensions simple de phase  $[V_a \ V_b \ V_c]^t$  est donnée par:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (3)$$

Comme l'illustre la figure 1 et la figure 2, il y'a huit combinaisons possibles pour les trois interrupteurs de la partie supérieure de l'onduleur, et cette dernière est complémentaire à la partie inférieure. En utilisant les équations (2) et (3), les huit états avec leurs signaux de commande, tensions de phase, et tensions composées de sortie sont donnés dans le tableau [3].

Vecteur de tension	Les commutations			Tensions de phases ( $\backslash V_{dc}$ )			Tensions composées ( $\backslash V_{dc}$ )		
	a	B	c	$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$	$V_{ab}$	$V_{bc}$	$V_{ca}$
$V_0$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$V_1$	1	0	0	$2/3$	$-1/3$	$-1/3$	1	0	-1
$V_2$	1	1	0	$1/3$	$1/3$	$-2/3$	0	1	-1
$V_3$	0	1	0	$-1/3$	$2/3$	$-1/3$	-1	1	0
$V_4$	0	1	1	$-2/3$	$1/3$	$1/3$	-1	0	1
$V_5$	0	0	1	$-1/3$	$-1/3$	$2/3$	0	-1	1
$V_6$	1	0	1	$1/3$	$-2/3$	$1/3$	1	-1	0
$V_7$	1	1	1	0	0	0	0	0	0

**Tableau 1 :** Les différents états de l'onduleur de tension et leurs caractéristiques

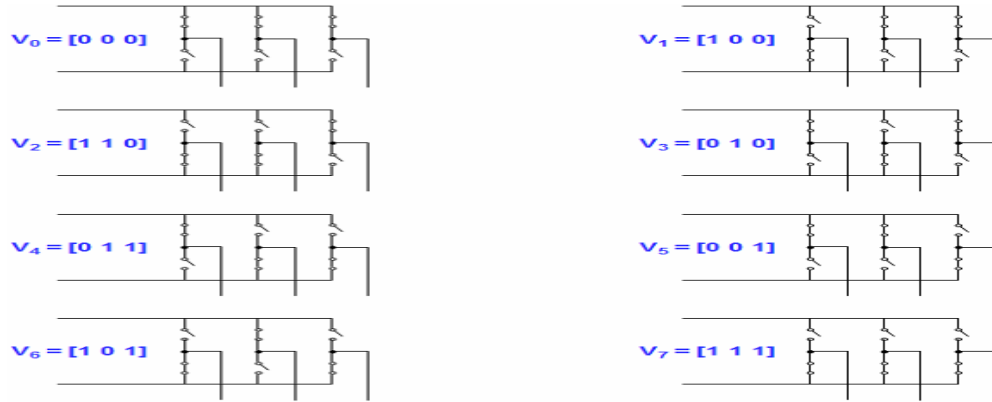


Figure 2 : les vecteurs de tension pour les huit états de l'onduleur [41]

### 3 Commande par MLI Vectorielle SVPWM

#### 3.1 Présentation de la MLI-SVPWM

La MLI vectorielle SVPWM utilise des séquences de commutations spécifiques des interrupteurs de l'onduleur de tension triphasé. Cette technique a montré de bonnes performances et elle génère relativement moins d'harmoniques dans la tension et le courant de sortie. Elle permet aussi plus d'efficacité dans l'exploitation de la tension continue par rapport à la MLI sinusoïdale comme le montre la figure 3 [4].

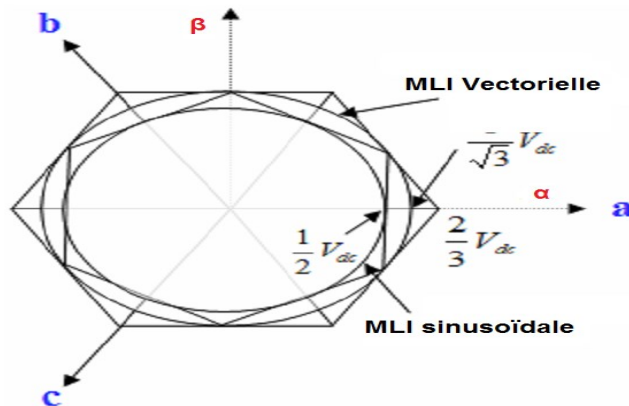


Figure 3 : Comparaison géométrique de la tension de commande maximale pour la MLI sinusoïdale et la SVPWM

La figure 4 montre un changement de l'état de l'onduleur chaque 60°, cet état reste constant pendant un intervalle de 60°. Cela veut dire que l'onduleur à six valeurs



distinctes dans un cycle de 360°. La représentation vectorielle dans le plan complexe des tensions de sortie de l'onduleur est sous la forme :

$$\overline{v_s} = \frac{2}{3} (V_a + a V_b + a^2 V_c) \quad \text{Avec : } a = \exp\left(j \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4)$$

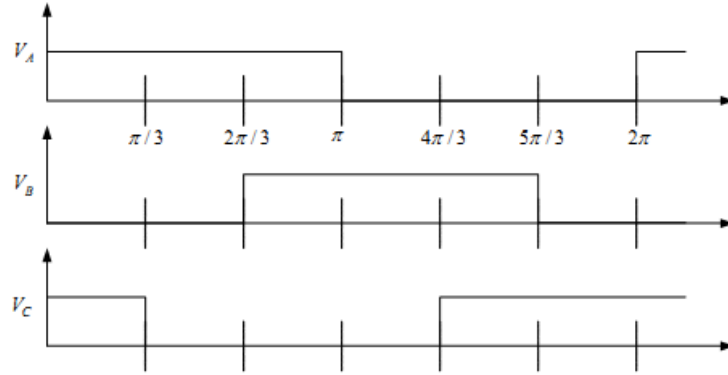


Figure 4 : Tension des bras de l'onduleur

### 3.2 Système diphasé équivalent (transformation $\alpha\beta$ de Clarke)

Un système triphasé peut être représenté par seulement deux composantes  $\alpha$  et  $\beta$  (réelle et imaginaire respectivement) :

$$v_s(t) = v_\alpha(t) + j v_\beta(t) = \frac{2}{3} K (v_a(t) + v_b(t) e^{\frac{2\pi}{3}} + v_c(t) e^{\frac{4\pi}{3}}) \quad (5)$$

Où K est une constant, tel que :

$$\left\{ \begin{array}{l} K = 1 \quad : \text{Conservation d'amplitude} \\ K = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad : \text{Conservation de la valeur efficace} \\ K = \sqrt{\frac{3}{2}} \quad : \text{Conservation de la puissance} \end{array} \right. \quad (6)$$

La transformation de Clarke est son inverse sont donnés comme suit :

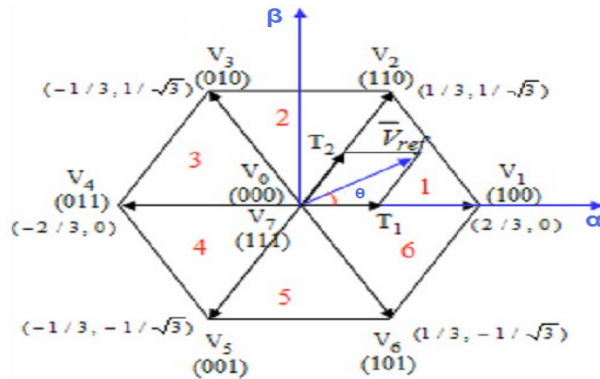
$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \frac{1}{K} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (8)$$

### 3.3 Modulation vectorielle

Comme il est vu dans la section précédente, l'onduleur triphasé de tension génère huit états qui incluent six états actifs et deux états nuls. Dans un plan avec l'axe  $\alpha$  en abscisse et l'axe  $\beta$  en ordonnée, on obtient l'hexagone de la figure 5. Celui-ci peut être divisé en six secteurs, chaque secteur étant formé d'un triangle dont les sommets sont l'état 0 ou 7, et deux états consécutifs : états (1-2),(2-3)...(5-6),(6-1). Ils sont délimités par des vecteurs comme le montre la figure 5 [3] [4].

L'objectif de la MLI vectorielle est de générer une approximation de la tension de référence  $V_{ref}$  par les huit vecteurs d'états. Ainsi, on utilise une méthode simple d'approximation, qui consiste à générer une sortie moyenne de l'onduleur dans une petite période  $T$ , qui va être équivalente à la tension  $V_{ref}$  pendant cette période.



**Figure 5 :** Etats de commutations possible et secteurs

Donc la MLI vectorielle peut être implémentée en suivant les étapes suivantes :

- Étape 1 : Détermination de  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$ ,  $V_{ref}$  et l'angle  $\theta$
- Étape 2 : Détermination des durées  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_0$
- Étape 3 : Détermination du temps de commutation de chaque transistor

### 3.3.a Détermination de $V_\alpha$ , $V_\beta$ , $V_{ref}$ et l'angle $\theta$

De la figure 6, on peut déterminer géométriquement  $V_\alpha$  et  $V_\beta$ , cela donne le même résultat que la transformation de Clarke :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$|\bar{V}_{ref}| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (10)$$

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{V_\alpha}{V_\beta}\right) = \omega t = 2\pi f t \quad ; f: \text{fréquence du fondamentale} \quad (11)$$

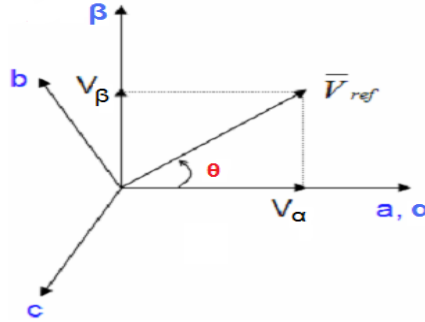


Figure 6 : Tension de référence et ces composantes diphasées

### 3.3.b Détermination des durées $T_1$ , $T_2$ et $T_0$

A partir de la figure 7, nous pouvons calculer les temps de commutations comme suit [5] :

- Pour le premier secteur :

$$\int_0^{T_z} \bar{V}_{ref} dt = \int_0^{T_1} \bar{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \bar{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_z} \bar{V}_0 dt$$

$$T_z \cdot \bar{V}_{ref} = (T_1 \cdot \bar{V}_1 + T_2 \cdot \bar{V}_2)$$

$$T_z \cdot |\bar{V}_{ref}| \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} = T_1 \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{dc} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{dc} \begin{bmatrix} \cos \frac{\pi}{3} \\ \sin \frac{\pi}{3} \end{bmatrix}$$

Avec,  $0 \leq \theta \leq 60^\circ$

$$\diamond T_1 = T_z \cdot e \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi}{3}-\theta\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \quad (12)$$

$$\diamond T_2 = T_z \cdot e \cdot \frac{\sin(\theta)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \quad (13)$$

$$\diamond T_0 = T_z - (T_1 + T_2), \quad (14)$$

Où,  $T_z = \frac{1}{f_z}$  et  $e = \frac{|\bar{V}_{ref}|}{\frac{2}{3}V_{dc}}$

o Quel que soit le secteur :

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} T_z |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left( \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta + \frac{n-1}{3} \pi\right) \right)$$

$$\diamond T_1 = \frac{\sqrt{3} T_z |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left( \sin \frac{n}{3} \pi \cos \theta - \cos \frac{n}{3} \pi \sin \theta \right) \quad (15)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} T_z |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left( \sin\left(\theta - \frac{n-1}{3} \pi\right) \right)$$

$$\diamond T_2 = \frac{\sqrt{3} T_z |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left( -\cos \theta \cdot \sin \frac{n-1}{3} \pi + \sin \theta \cos \frac{n-1}{3} \pi \right) \quad (16)$$

$$\diamond T_0 = T_z - (T_1 + T_2), \quad (17)$$

Avec :  $n = 1 \text{ à } 6$  (correspond secteur 1 à 6) et  $0 \leq \theta \leq 60^\circ$

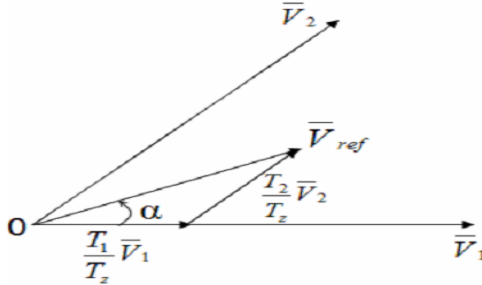


Figure 7 : Tension de référence comme combinaison de vecteurs adjacents dans le secteur 1

### 3.3.c Détermination du temps de commutation de chaque transistor

Afin d'obtenir une fréquence de commutation fixe et une performance harmonique optimale de la MLI vectorielle, chaque bras doit changer son état seulement deux fois par période de commutation. Cela est réalisé en appliquant le vecteur de l'état zéro, suivit par deux vecteurs adjacents d'états actives dans la moitié de la période de commutation. L'autre partie de la période de commutation est une image miroir de la première moitié. La période totale de commutation est divisée en sept parties comme le montre la figure 8 [3].

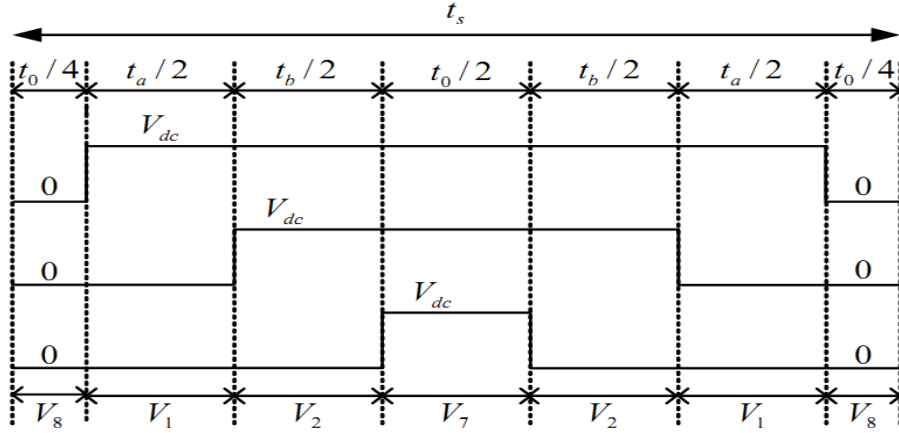


Figure 8 : Séquences de commutations pour le secteur 1

#### 4 Contrôle à tension orientée avec MLI vectorielle VOC-SVPWM

Le contrôle à tension orientée VOC est une technique connue pour ces performances dynamiques et statiques. Elle utilise des boucles internes de régulation des courants, elle a été continuellement améliorée. L'objectif du système de contrôle (Figure 9) est de réguler la tension du bus continu  $U_{DC}$  pour suivre une référence  $U_{DCref}$ . Cette méthode est inspirée de celle d'orientation du flux FOC de la commande des machines électriques [3].

Cette technique se base sur la transformation du système triphasé en deux plans diphasés le premier fixe  $\alpha$ - $\beta$  et l'autre mobile  $d$ - $q$  le passage entre ces deux derniers est exprimé comme suit :

$$\begin{pmatrix} d \\ q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d \\ q \end{pmatrix} \quad (18)$$

La figure 10 décrit la représentation des tensions et des courants alternatifs dans les plans diphasés, ainsi pour avoir un découplage entre les puissances active et réactive cette technique aligne la tension du réseau avec l'axe  $d$  du plan  $d$ - $q$ . Et par la suite, si nous voulons avoir un facteur de puissance unitaire nous imposons à  $I_{qref}$  la valeur de zéro, sachant que les expressions des puissances active et réactive dans le plan  $d$ - $q$  sont données par :

$$\begin{cases} P = U_d i_d + U_q i_q \\ Q = U_q i_d - U_d i_q \end{cases} \quad (U_q = 0) \Rightarrow \begin{cases} P = U_d i_d \\ Q = -U_d i_q \end{cases} \quad (19)$$

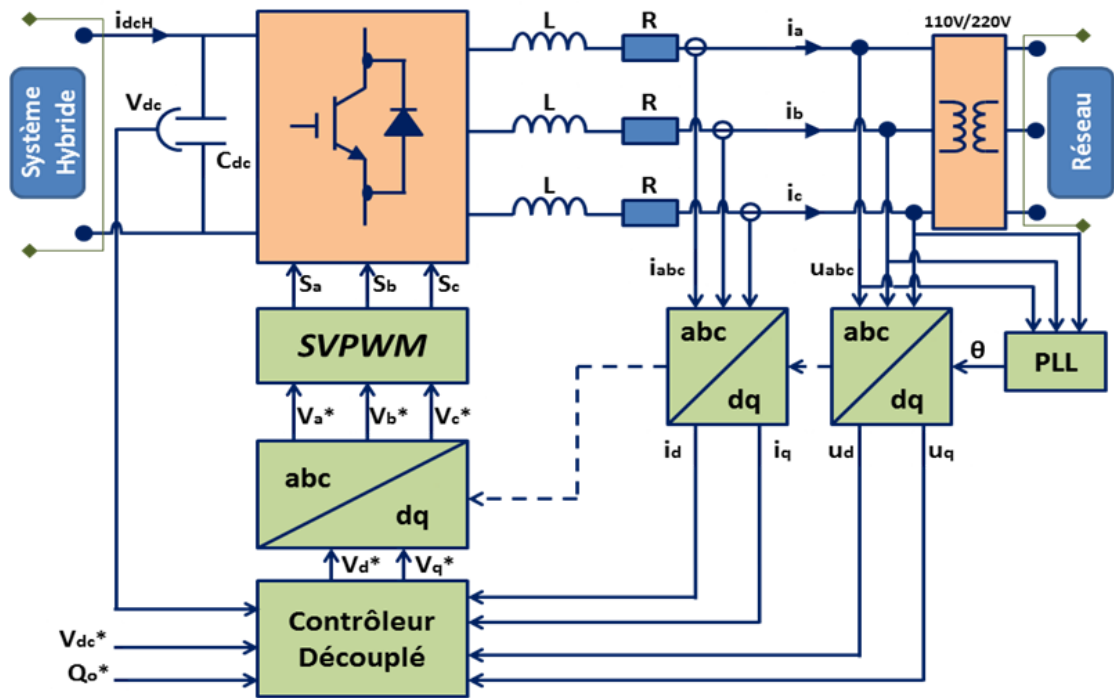


Figure 9 : Schéma de la commande VOC-SVPWM [6]

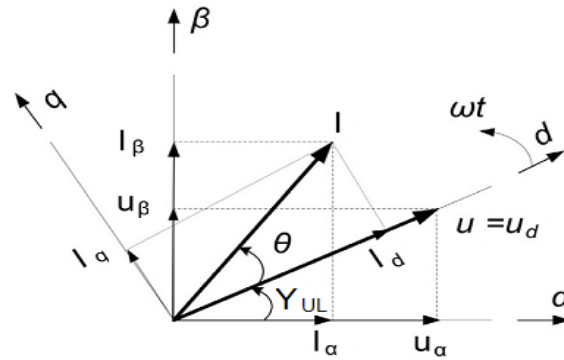


Figure 10 : Diagramme vectoriel dans les plans  $\alpha$ - $\beta$  et d-q pour la méthode VOC

#### 4.1 Boucle interne de régulation des courants alternatifs

Les équations des tensions alternatives entre le filtre RL dans le plan d-q sont exprimées comme suit :

$$\begin{cases} u_d = R i_d + L \frac{di_d}{dt} + u_{sd} - \omega_s L i_q = Um \\ u_q = R i_q + L \frac{di_q}{dt} + u_{sq} + \omega_s L i_d = 0 \end{cases} \quad (20)$$

Où :  $U_m$  est la tension crête du réseau électrique triphasé.

Le courant  $i_q$  est imposé par la puissance réactive qui est généralement nul, pendant que le courant  $i_d$  est établi par la boucle de régulation de la tension du bus continu. Par la suite, il y aura d'autres paramètres qui vont réguler la tension du bus DC, un régulateur de puissance active qui par la suite impose le courant  $i_d$  de référence.

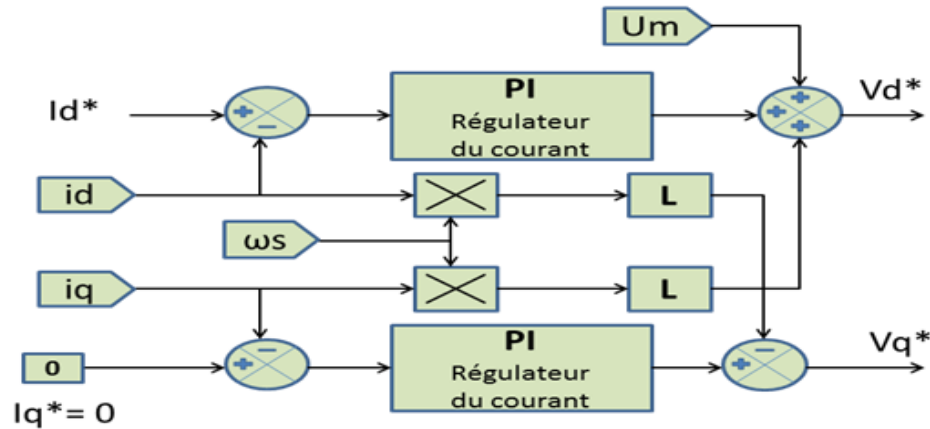
Supposant que la résistance du filtre est très faible  $R \approx 0$ , l'équation (20) devient :

$$\begin{cases} u_d = L \frac{di_d}{dt} + u_{sd} - \omega_s L i_q \\ 0 = L \frac{di_q}{dt} + u_{sq} + \omega_s L i_d \end{cases} \quad (21)$$

Pour le contrôle du courant, le régulateur PI n'est pas capable de donner des bonnes performances pour un système couplé. Pour cette dernière raison, on utilise un contrôleur découplé [28]. Le diagramme bloc est présenté dans la figure 11, le système découplé a la forme suivante :

$$\begin{cases} u_{sd} = U_m + \omega_s L i_q + \Delta u_d \\ u_{sq} = \Delta u_q - \omega_s L i_d \end{cases} \quad (22)$$

Les composantes  $\Delta u_d$  et  $\Delta u_q$  sont les sorties des deux régulateurs PI des courants. Les sorties de ces régulateurs PI sont transformées du plan d-q au plan  $\alpha$ - $\beta$ , pour être utilisées par les différentes techniques MLI, dans notre cas nous utilisons la MLI vectorielle.



**Figure 11 :** Boucle interne du courant avec compensation des termes de couplages

Les paramètres des régulateurs PI sont obtenus par tâtonnement.

## 4.2 Boucle de verrouillage de phase PLL

La phase, l'amplitude et la fréquence du réseau sont des informations critiques pour la connexion au réseau de l'onduleur et pour la génération des signaux de références. Le contrôle de cette connexion au réseau sert à améliorer le facteur de puissance dans le but d'atteindre les normes requises. Cela nécessite l'utilisation des algorithmes de synchronisation, parmi les méthodes on distingue [7] [3] [4] :

- Filtre de détection du passage par zéro (ZCD :Filtered Zero Cross Detection)
- Boucle de verrouillage de phase (PLL :Phase Locked Loop)

La première méthode détecte le passage par zéro de tension, elle est utilisée principalement pour les systèmes monophasés. Le PLL contient un régulateur avec une boucle de retour, pour synchroniser le courant de sortie de l'onduleur avec la tension du réseau. Le verrouillage de phase est réalisé dans le plan d-q en régulant la tension du réseau  $V_q$  pour qu'elle soit nulle. Dans cette section, nous utilisons le PLL pour déterminer l'angle et la fréquence du réseau et sa structure est décrite dans la figure 12.

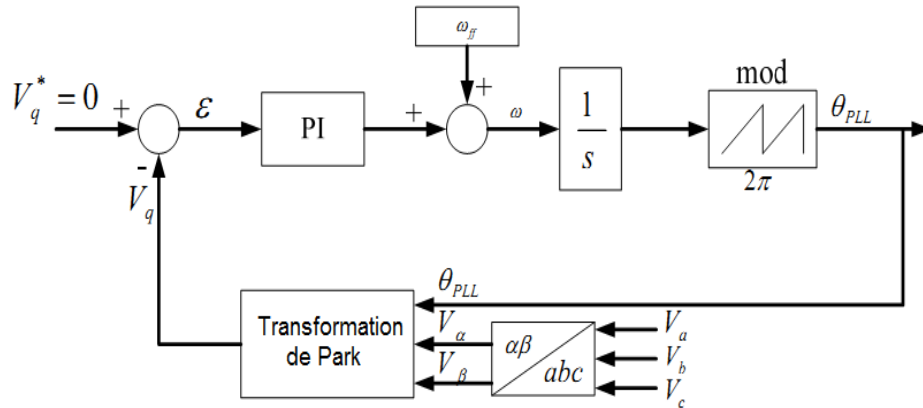


Figure 12 : schéma bloc de PLL triphasé

Comme il est illustré dans la Figure 12, le régulateur PI sert à réduire l'erreur entre la valeur de référence et la valeur mesurée de  $V_q$ . la forme de régulateur PI peut être présentée par [6] :

$$P(s) = K_p \left( \frac{T_I s + 1}{T_I s} \right) = \frac{K_p T_I s + K_p}{T_I s} \quad (23)$$



La fonction de transfert du modèle de PLL est de second ordre :

$$H(s) = \frac{K_p s + \frac{K_p}{T_I}}{s^2 + K_p s + \frac{K_p}{T_I}} \quad (24)$$

Avec :  $K_p$  est le gain proportionnel et  $T_I$  est le gain intégrale.

Le dépassement est limité à 5%, ce qui donne un coefficient de ralentissement  $\xi \approx 0.7$ . Le temps d'établissement du régime statique dans une bande de 1% (erreur statique) est choisi comme une période de 50Hz ou bien  $t_s = 20 \text{ ms}$ . La pulsation non amortie  $\omega_n$  est donnée par :

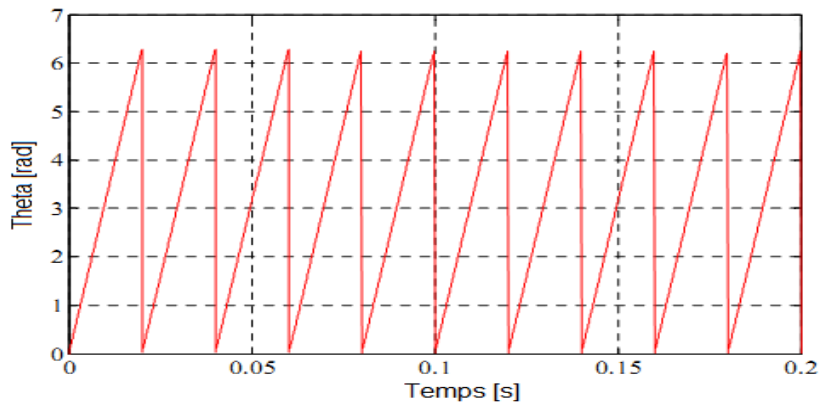
$$\omega_n = \frac{4}{\xi t_s} = 286 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad (25)$$

En comparant la fonction de transfert du PLL avec une fonction de transfert standard, nous pouvons déduire :

$$K_p = 2 \xi \omega_n = 400 \quad (26)$$

$$\omega_n^2 = \frac{K_p}{T_I} \Rightarrow T_I = 0.0049 \quad (27)$$

Nous avons choisit  $t_s = 20 \text{ ms}$  dans l'objectif d'avoir une bande passante du régulateur PLL satisfaisante. La sortie du régulateur PI qui s'ajoute la pulsation de retour est modulée, et cela donne l'angle de phase du réseau (voir figure 13).



**Figure 13** : L'angle de phase Thêta de réseau

### 4.3 Boucle de régulation de la tension du bus continu

Cette boucle de régulation externe sert à maintenir la tension du bus continu à une valeur de référence  $V_{DCref}$ . Les parties du système hybride reliées au bus continu sont assimilées à une source de courant continu  $I_{hyb}$ , comme l'illustre la figure 14.

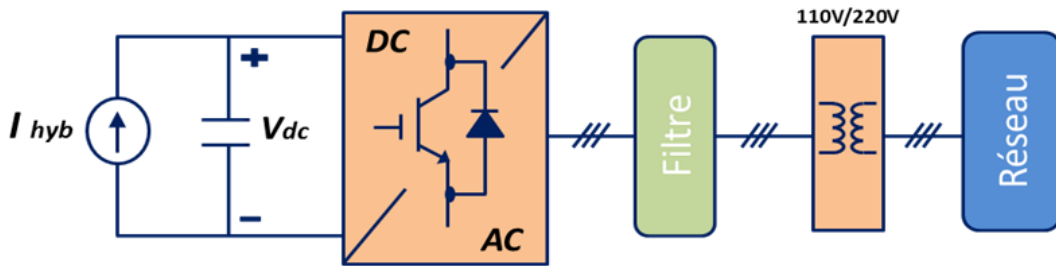


Figure 14 : schéma avec pris en compte du courant  $I_{hyb}$  produit par le système hybride

Le bus continu est modélisé comme un pur condensateur. Pour dimensionner le régulateur PI, l'amplitude de la tension du réseau est considérée constante, et nous supposons que l'onduleur, le filtre et le transformateur sont parfaits. L'énergie stockée dans le condensateur est exprimée comme suit :

$$E_c = \frac{1}{2} C_{dc} v_{dc}^2 \quad (28)$$

La dérivée par rapport au temps de cette dernière équation donne la puissance instantanée consommée par le bus continu. Cette dernière est égale à la différence entre la puissance produit par le système hybride coté DC et la puissance délivrée au réseau figure 15. Ce qui résulte à une équation non-linéaire par rapport à  $v_{dc}$ , qui est donnée par :

$$\frac{1}{2} C_{dc} \frac{d v_{dc}^2}{dt} = P_{hdc} - P_{res} \quad (29)$$

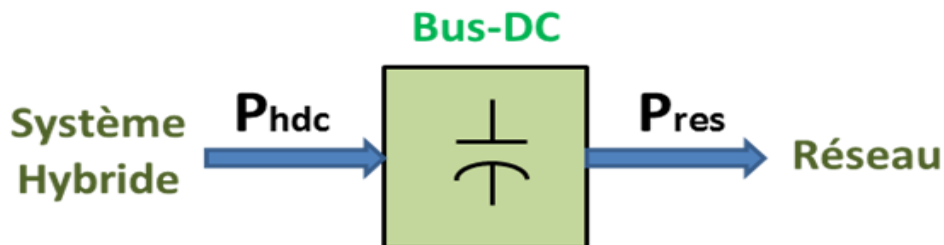


Figure 15 : Transfert de puissances à travers le bus continu

Pour transformer la fonction non-linéaire d'évolution de la tension du bus continu à un système linéaire équivalent, on choisit une nouvelle variable d'état  $w = v_{dc}^2$  [5]. L'équation (V.29) devient alors:

$$\frac{1}{2} C_{dc} \frac{d w}{d t} = P_{hdc} - P_{res} \quad (30)$$

L'étude précédente nous permet d'écrire :

$$P_{res} = \frac{3}{2} U_m i_d \quad (31)$$

$$P_{hdc} = v_{dc} I_{hyb} \quad (32)$$

A partir des équations précédentes une boucle de régulation de la tension du bus continu est réalisée, à fin de dimensionner le régulateur PI, comme le montre la figure 16.

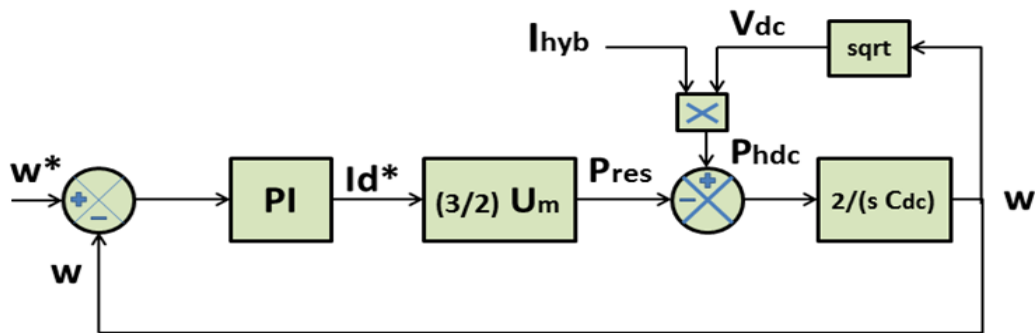


Figure 16 : Boucle de régulation de la tension du bus continu

## 5 Commande de l'onduleur en filtre actif

### 5.1 Principe :

Le filtre actif connecté en parallèle sur le réseau est plus souvent commandé comme un générateur de courant. Il injecte dans le réseau des courants harmoniques égaux à ceux produits par les charges polluantes, mais en opposition de phase avec ceux-ci. Le courant côté réseau est alors sinusoïdal. Ainsi, l'objectif du filtre actif parallèle (F.A.P) consiste à empêcher les courants perturbateurs (harmoniques et réactifs) produits par des charges polluantes, de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif [8].

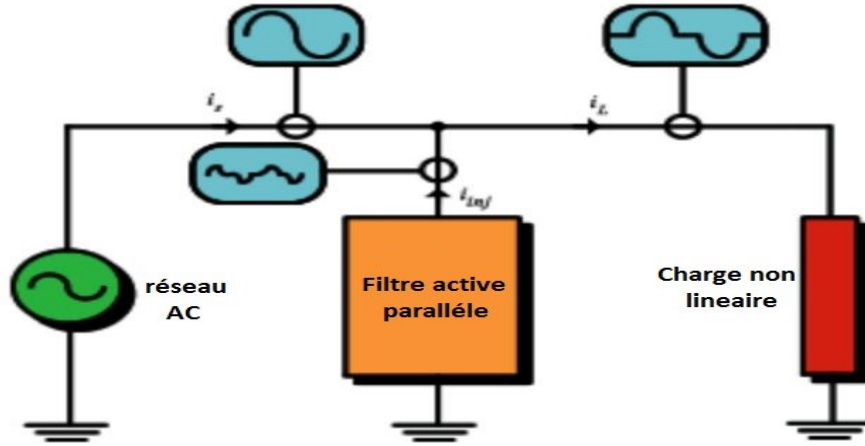


Figure 17 : Principe du filtrage actif

## 5.2 Algorithme d'identification des harmoniques

L'identification des courants harmoniques absorbés par la charge polluante (non linéaire) est nécessaire pour le procédé de filtrage.

La méthode d'identification la plus utilisée est appelée « Méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées », cette méthode offre les avantages suivants [9] :

- Elle est basée sur des valeurs instantanées, ce qui lui donne de bons temps de réponse dynamique.
- Le nombre d'harmoniques compensé dépend de la bande passante des semi-conducteurs composant l'onduleur du filtre actif.
- Méthode de calcul simple (elle n'est composée que d'expression algébrique et peut être implémentée à l'aide d'un processeur standard).

Pour ces raisons, nous avons retenu cette méthode pour notre travail.

### 5.2.a Calcul des différentes composantes de tension et de courant de la charge non linéaire

Les composantes de courants et de tension dans le repère fixe de Concordia s'écrivent :

$$\begin{pmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{pmatrix} \quad (33)$$

$$\begin{pmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{pmatrix} \quad (34)$$

Les expressions des puissances active et réactive dans le plan de Concordia sont :

$$\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{sa} & V_{s\beta} \\ -V_{s\beta} & V_{sa} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ca} \\ i_{c\beta} \end{pmatrix} \quad (35)$$

D'où

$$\begin{pmatrix} i_{ca} \\ i_{c\beta} \end{pmatrix} = \frac{1}{V_{sa}^2 + V_{s\beta}^2} \begin{pmatrix} V_{sa} & -V_{s\beta} \\ V_{s\beta} & V_{sa} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} \quad (36)$$

Les composantes des puissances réelles et imaginaires instantanées s'expriment comme la somme d'une composante continue et d'une composante alternative :

$$\begin{cases} p = p_c + p_h \\ q = q_c + q_h \end{cases} \quad (37)$$

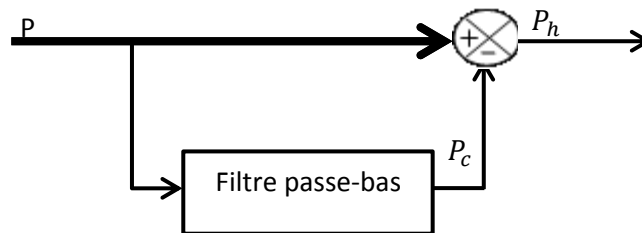
$p_c$  et  $q_c$  : représentent les puissances continues instantanées active et réactive liée à la composante fondamentale du courant.

$p_h$  et  $q_h$  : représentent les puissances alternatives instantanées active et réactive liées à la somme des composantes harmoniques du courant.

En remplaçant le système (37) dans le système (36) on obtient le système suivant :

$$\begin{pmatrix} i_{ca} \\ i_{c\beta} \end{pmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} V_{sa} & -V_{s\beta} \\ V_{s\beta} & V_{sa} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} p_c \\ 0 \end{pmatrix}}_{\text{Courant actif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} V_{sa} & -V_{s\beta} \\ V_{s\beta} & V_{sa} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ q_c \end{pmatrix}}_{\text{Courant réactif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} V_{sa} & -V_{s\beta} \\ V_{s\beta} & V_{sa} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} p_h \\ q_h \end{pmatrix}}_{\text{Courant harmonique}} \quad (38)$$

Avec :  $\Delta = V_{sa}^2 + V_{s\beta}^2$



**Figure 18** : Filtrage de la composante de la puissance continue

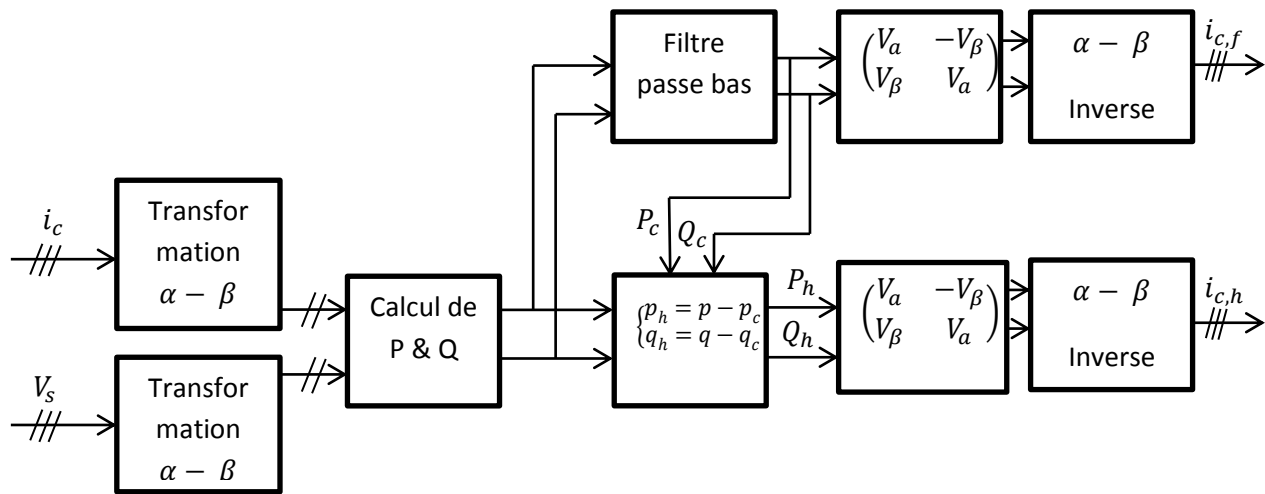


Figure 19 : Algorithme d'identification des harmoniques par la méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées.

### 5.2.b Identification avec compensation de l'énergie réactive :

La compensation de l'énergie réactive consiste à rendre le déphasage entre le courant et la tension du réseau nul, c'est à dire un  $\cos(\varphi)$  unitaire. Pour cela on identifie le courant réactif de la charge à fin de l'ajouter au courant de consigne du filtre actif.

$$\begin{pmatrix} i_{fra} \\ i_{fr\beta} \end{pmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} V_{sa} & -V_{s\beta} \\ V_{s\beta} & V_{sa} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ q_c \end{pmatrix} \quad (39)$$

La structure de commande présentée dans les points précédents montre la régulation du courant de l'onduleur. Les boucles en courants s'effectuent sur les 2 axes d et q. Donc il sera aisé d'y ajouter les courants harmoniques de références par simple addition. Ainsi nous obtiendrons les puissances et les courants harmoniques désirés à compensés.

$$i_{h+r} = i_h + i_{f,r} \quad (40)$$

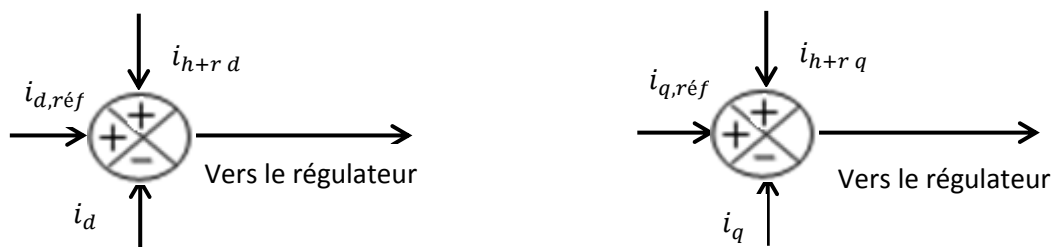


Figure 20 : Ajout de la référence harmonique et réactive a compensé

## 6 Résultats de simulation et commentaires

La simulation est développée dans MATLAB/SIMULINK, Les paramètres de l'onduleur sont donnés dans l'annexe. La capacité du bus continu est surdimensionnée 30mF pour mieux stabiliser la tension du bus continu et pour une meilleure intégration de l'éolienne à base de la MADA qui nécessite une puissance réactive surtout au démarrage. Les performances de la méthode VOC-SVPWM sont testées pour un courant  $I_{hyb}$  variable, la tension efficace du réseau est de 110V, la référence de la tension du bus continu est de 400V et celle de la puissance réactive est gardée nulle.

La charge est composée d'une charge linéaire de 2 kW et 100 VAr, et d'une charge non-linéaire formée d'un pont à diode munie d'une résistance  $= 8.33 \Omega$ , soit un courant de 30 A.

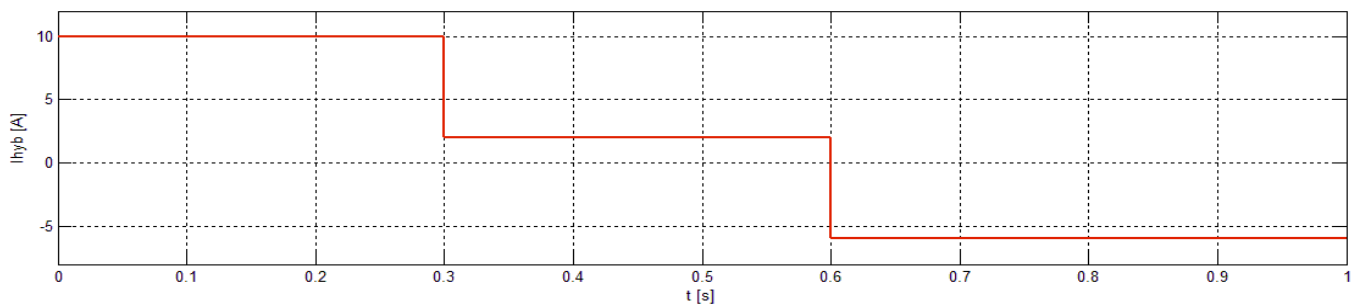


Figure 21 : Profil du courant hybride

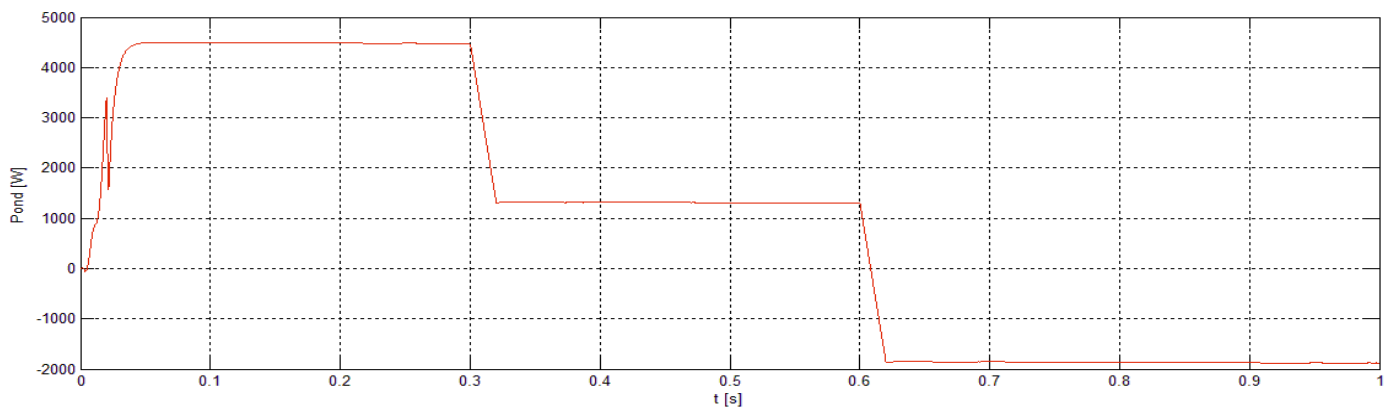
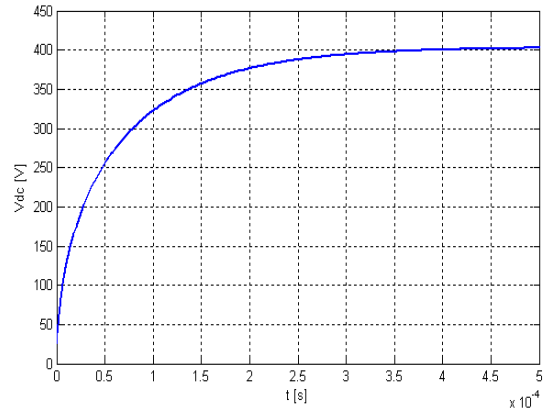
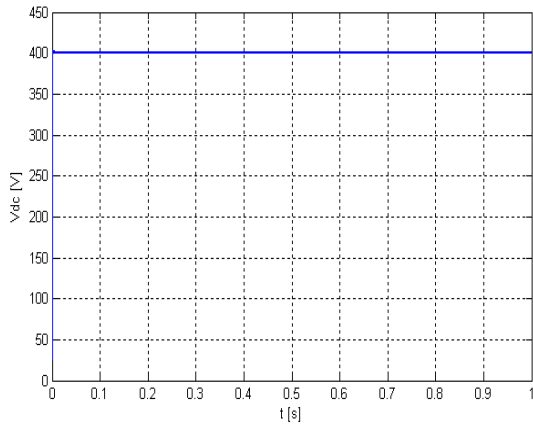
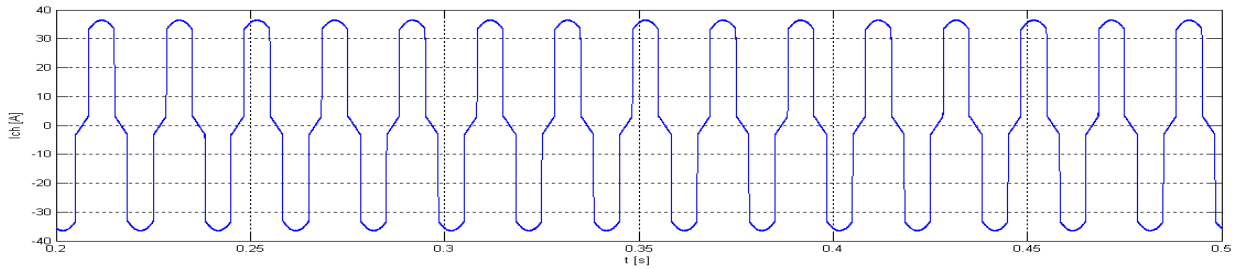


Figure 22 : Puissance active de l'onduleur

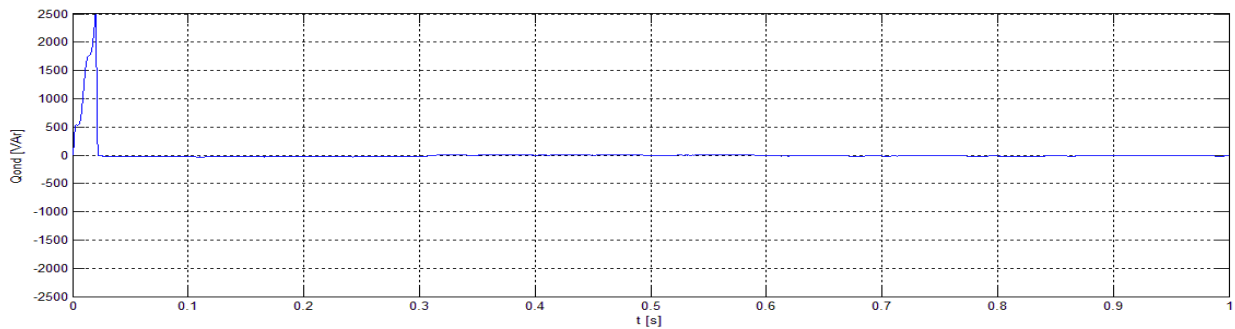


**Figure 23 : Tension du bus continu avec zoom**



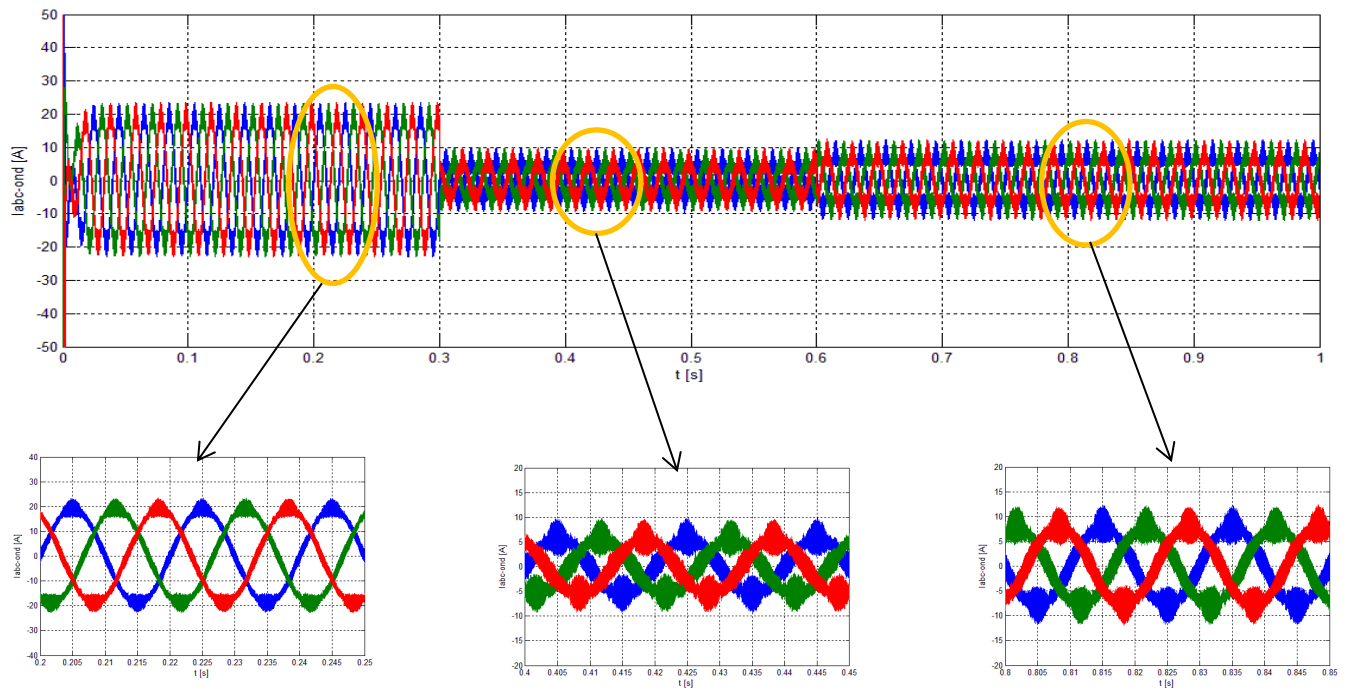
**Figure 24 : Courant de la charge**

## 6.1 Résultats de la simulation sans filtrage

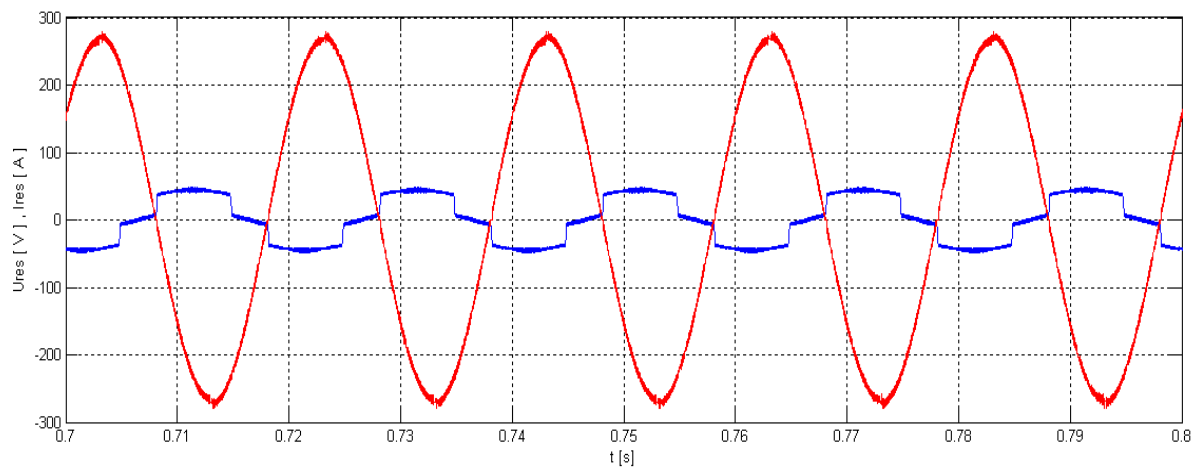


**Figure 25 : Puissance réactive de l'onduleur**





**Figure 26 :** Courant triphasé à la sortie de l'onduleur avec différents zooms



**Figure 27 :** Courant et tension d'une phase du réseau

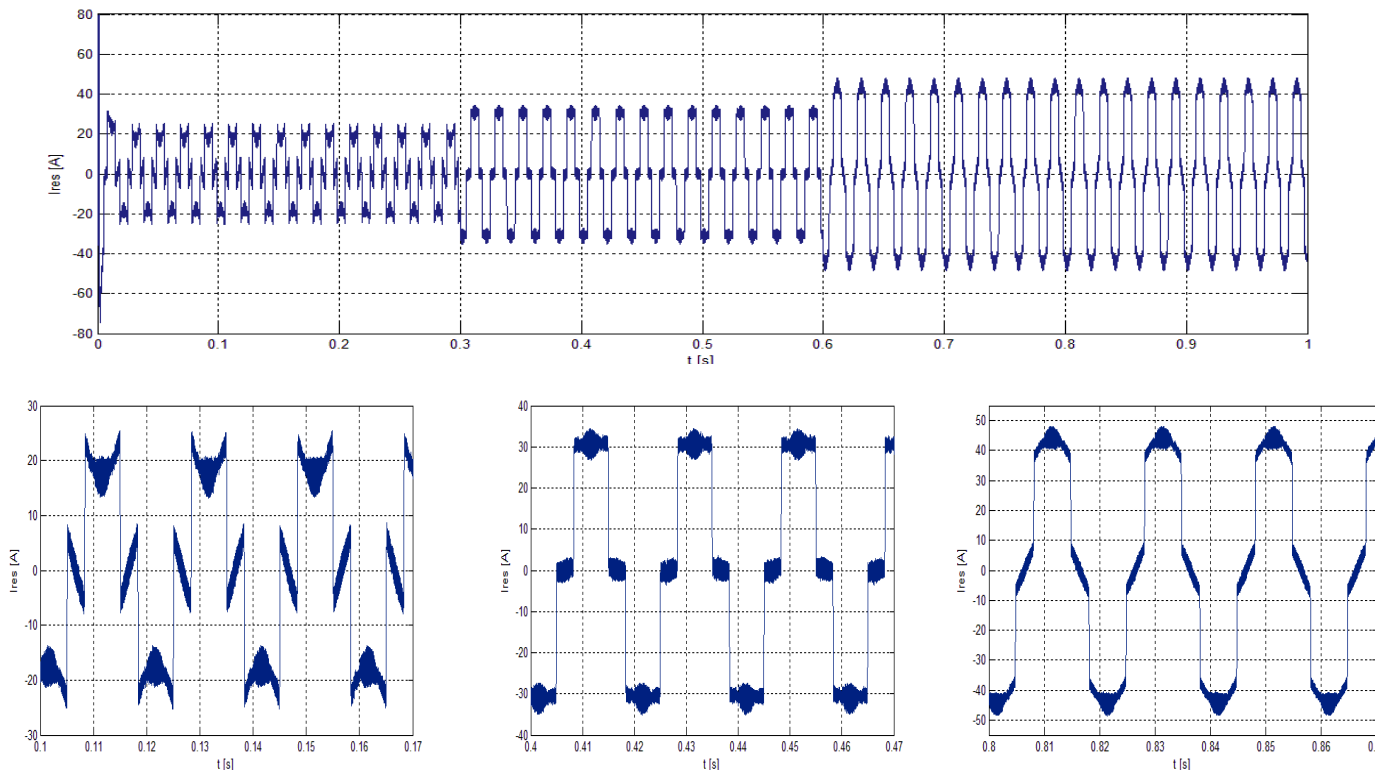


Figure 28 : Courant d'une phase du réseau avec zoom

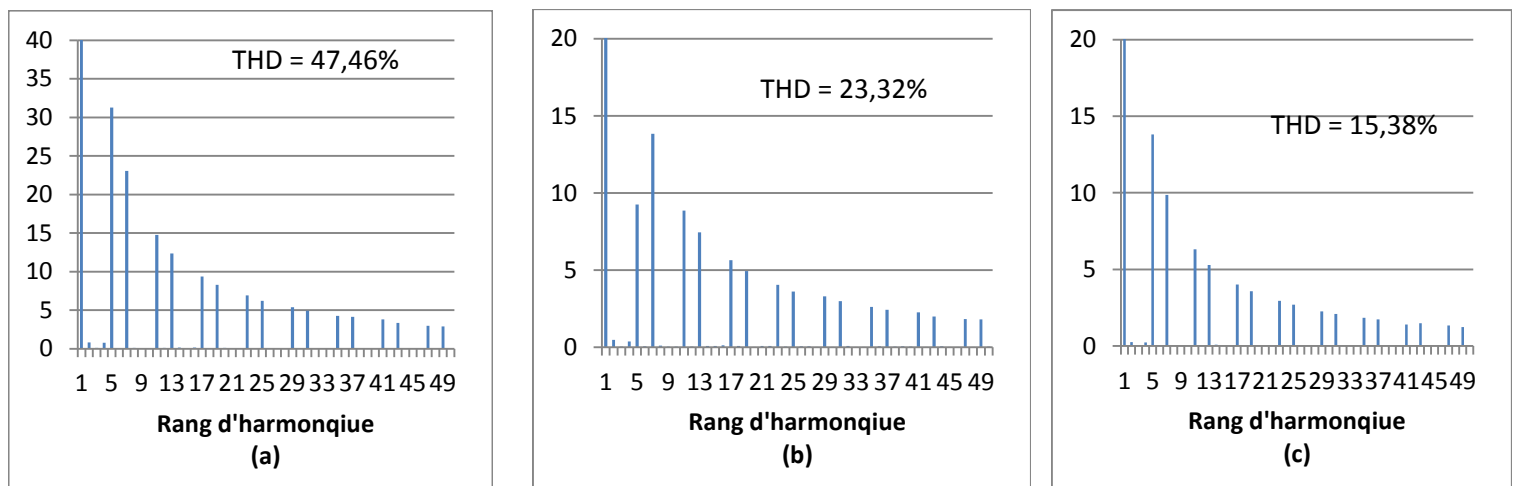
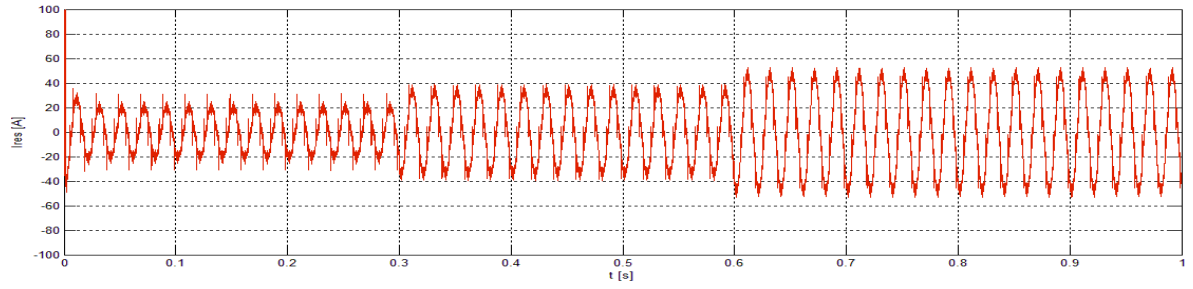


Figure 29 : Analyse harmonique du courant du réseau

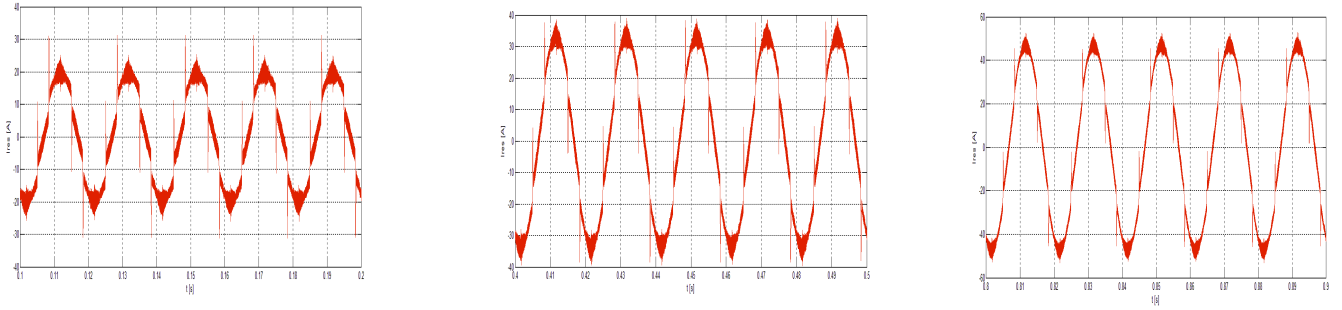
## 6.2 Résultats de la simulation avec filtrage

### 6.2.a Cas sans compensation de l'énergie réactive

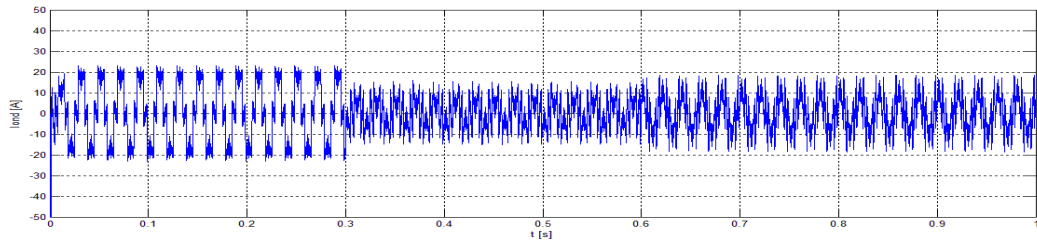
Dans ce cas, on n'a pas ajouté la consigne de compensation du courant réactif au signal de commande, Les conditions de simulation sont les mêmes que dans le cas précédent et les résultats sont les suivants :



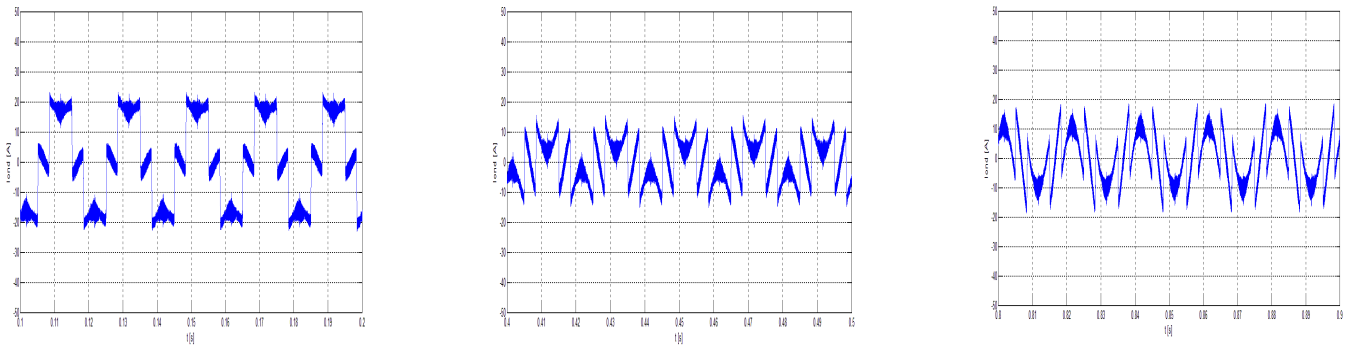
**Figure 30 : Courant d'une phase du réseau**



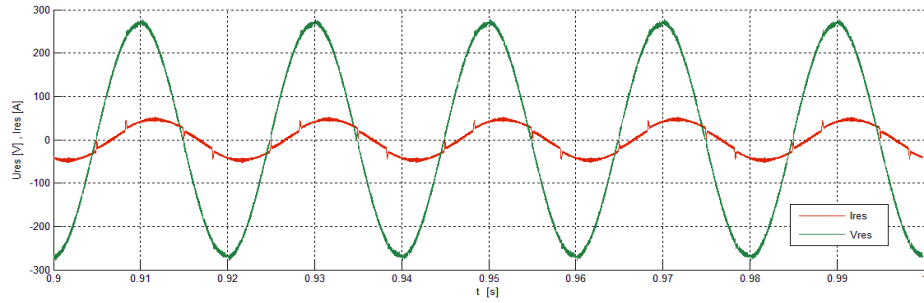
**Figure 31 : Zoom sur le courant du réseau**



**Figure 32 : Courant de l'onduleur**



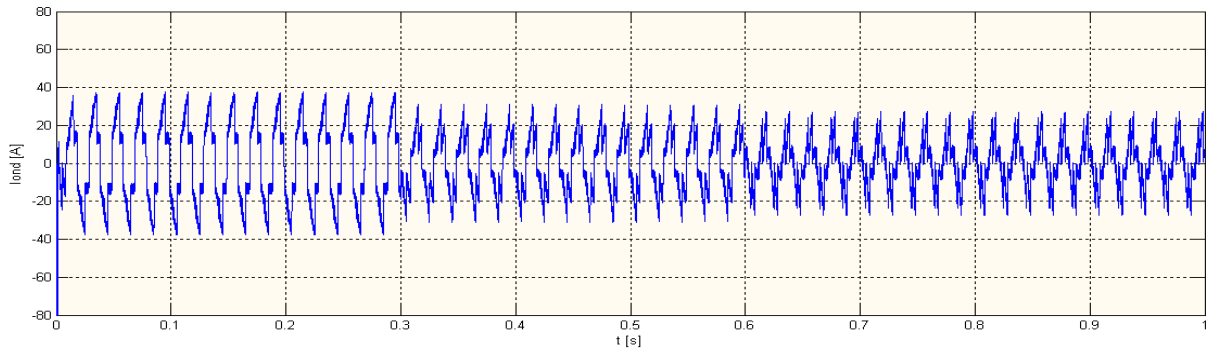
**Figure 33 : Zoom sur le courant de l'onduleur**



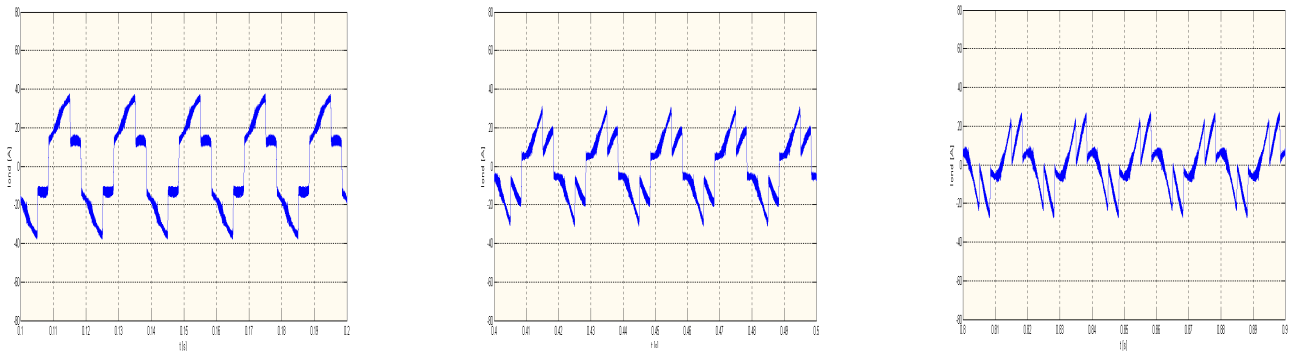
**Figure 34** : Courant et tension d'une phase du réseau

### 6.2.b Cas avec compensation de l'énergie réactive

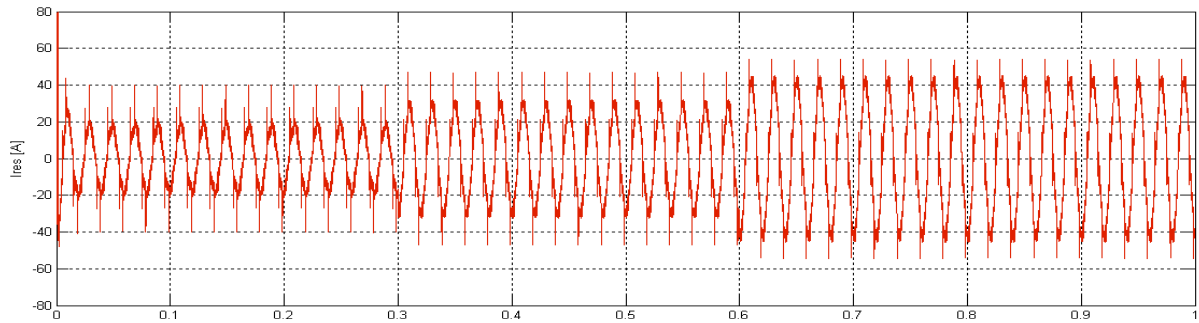
Dans cette partie on a ajouté la composante réactive du courant de la charge à la consigne de commande de l'onduleur, les conditions de simulations restent les mêmes.



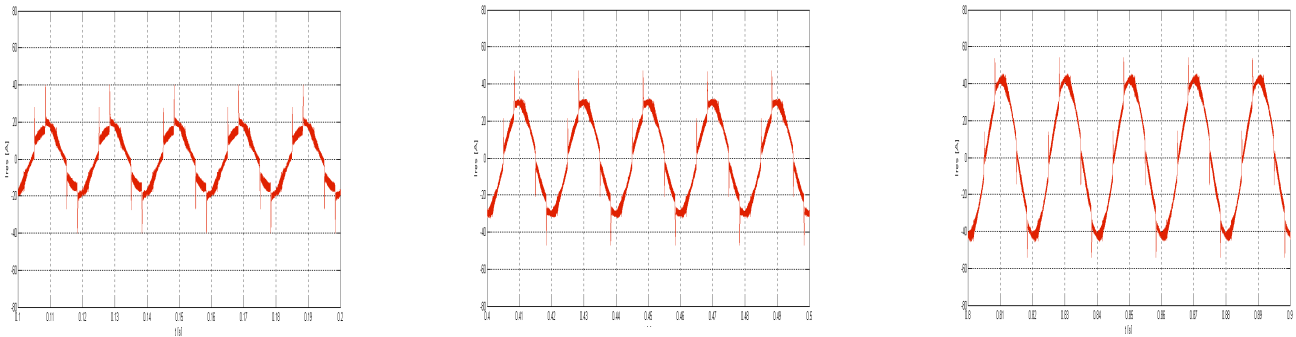
**Figure 35** : Courant de l'onduleur



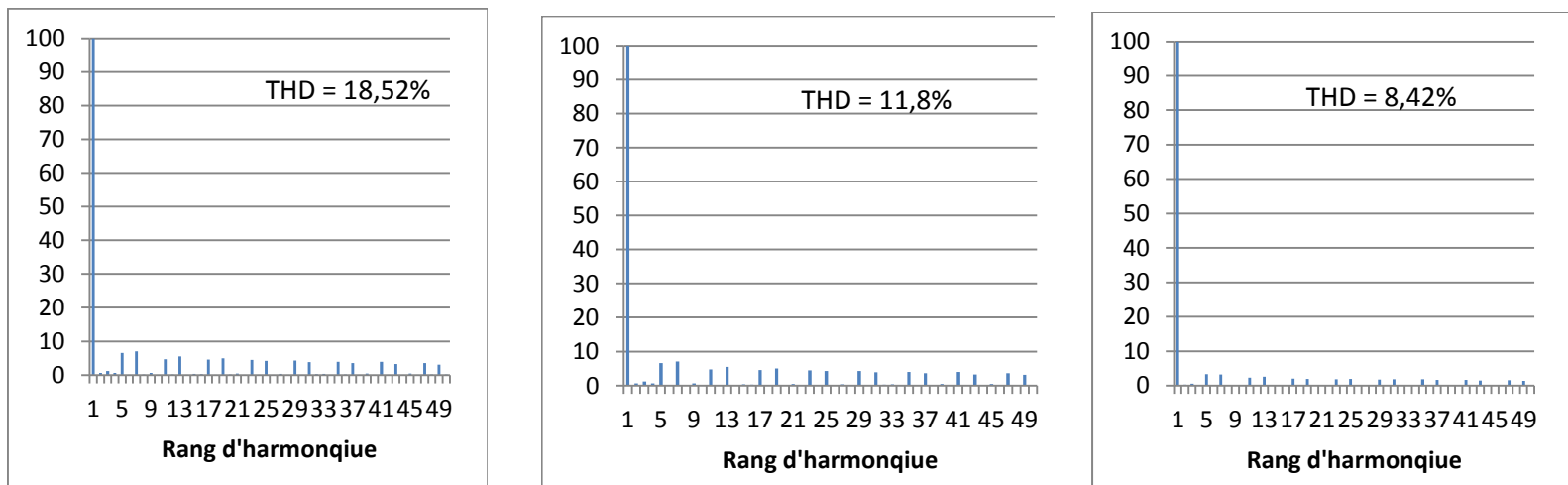
**Figure 36** : Zoom sur le courant de l'onduleur



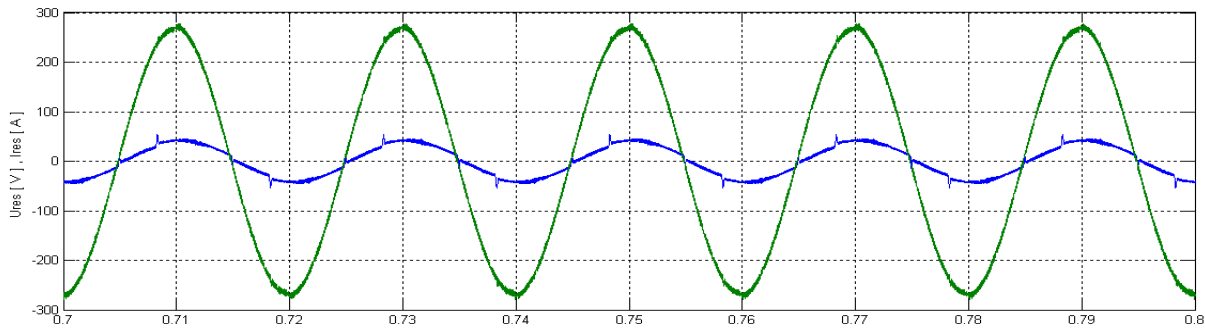
**Figure 37 : Courant du réseau**



**Figure 38 : Zoom sur le courant du réseau**



**Figure 39 : Analyse harmonique du courant du réseau**



**Figure 40 :** Courant et tension d'une phase du réseau

### 6.3 Interprétation des résultats :

La tension du bus continu se stabilise à 400 V donc la boucle de régulation fonctionne correctement. La puissance active produite par le filtre a la même forme que le courant hybride.

Dans le cas du fonctionnement sans filtrage, la puissance réactive produite par le filtre actif est nulle tandis-que la puissance active est proportionnelle au courant hybride et devient négative lorsque le courant hybride s'inverse (chargement des batteries et supercondensateur). Le courant du réseau est inversement proportionnelle au courant de l'onduleur, il est fortement perturbé vue la non-linéarité de la charge et l'absence de tout dispositif de filtrage. L'analyse harmonique de ce courant donne des THD très élevées (47.46% & 23.32% & 15.38%), la valeur du THD diminue lorsque le courant du réseau augmente vue qu'on ne fait pas appelle au courant de l'onduleur qui injecte à son tour des courant perturbateur.

Dans le cas du fonctionnement avec filtrage et sans compensation de l'énergie réactive, la forme du courant du réseau s'approche de la sinusoïde, le courant de l'onduleur prend une forme d'une sinusoïde moins un signal carré et le déphasage tension/courant est toujours visible.

Dans le cas du fonctionnement avec filtrage et compensation de l'énergie réactive, on remarque un changement de la forme du courant de l'onduleur, cette valeur est ajustée

pour compenser les courants harmoniques de la charge ainsi que la composante réactive. Le courant du réseau s'approche d'une forme sinusoïdale et le THD s'améliore nettement (18.52% au lieu de 47.46%, 11.8% au lieu de 23.32% & 8.42% 15.38%). On remarque aussi que le courant du réseau est en phase avec sa tension donc la compensation du courant réactive est parfaitement faite.

## **7 Conclusion**

La connexion du système hybride au réseau est assurée par l'onduleur de tension. La commande VOC-SVPWM de l'onduleur nous a permis de stabiliser le bus CC tout en réduisant les harmoniques de courant et de tension de sortie et en réduisant aussi les pertes par commutation. L'utilisation de l'onduleur comme filtre actif parallèle à proximité des charges non-linéaires améliore la qualité d'énergie du réseau en diminuant le THD et en compensant l'énergie réactive consommée par ces charges.

## **Conclusion Générale**

Le filtrage actif parallèle nous permet d'améliorer la qualité de l'énergie du réseau électrique. L'onduleur de tension à deux niveau commandé par la technique MLI vectorielle donne des meilleures performances en termes de réduction d'harmonique de courant et de tension et de réduction des pertes par commutation.

Un algorithme d'identification des courants harmoniques est nécessaire pour le processus de filtrage. La méthode utilisée est la méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées.

La compensation de la composante réactif du courant de la charge est nécessaire pour le fonctionnement en facteur de puissance unitaire ce qui améliore la qualité de l'énergie du réseau.

Afin d'améliorer davantage les performances du processus de filtrage, on peut utiliser des structures d'onduleur plus développées tels-que les onduleurs multiniveaux, des convertisseurs matricielle, ainsi des filtres hybrides



## BIBLIOGRAPHIE

- [1] H. Djeghloud, "Filtrage Actif de Puissance", Thèse de Doctorat, Université MENTOURI Constantine, 2007.
- [2] P. F. Ribeiro, B. K. Johnson, et M. L. Crow, "Energy Storage Systems for Advanced Power Application", Proceedings Of The IEEE, VOL. 89, NO. 12, December 2001.
- [3] G. A. Raducu, "Control of Grid Side Inverter in a B2B Configuration for WT Application", Master, Aalborg University, 2008.
- [4] G. Tsengenes, et G. Adamidis, "A multi-function grid connected PV system with three level NPC inverter and voltage oriented control", Elsevier Solar Energy, 2011.
- [5] P. Antoniewicz, "Predictive Control of Three Phase AC/DC Converters", Thèse de Master, Université de Warsaw, 2009.
- [6] A.Bouharchouche, "Etude et Commande d'un Système De Production Hybride Eolien-Photovoltaïque", Mémoire de Magistère, EMP Alger, 2013.
- [7] M. Amin, "Efficiency and Power Density Improvement of Grid-Connected Hybrid Renewable Energy Systems utilizing High Frequency-Based Power Converter", Doctorat, Université Internationale de Florida, 2012.
- [8] H. Akagi, "The State-of-the-Art of Active Filters for Power Conditioning", in Rec. European Conference on Power Electronics and Applications, Dresden, pp. 1–15, September 2005.
- [9] S.Aggad, A.Touati, "Etude et Commande d'un Système Eolien avec Amélioration de la Qualité du Réseau Electrique", Thèse d'ingénieur, ENP 2012.